

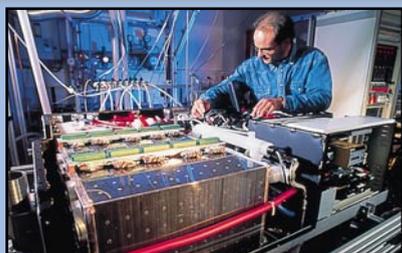
ELV[®] journal

Mit Platinenfolien

6/96 Dez./Jan. Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

Mehr Wissen in Elektronik

Technik mobil



Durchbruch für den
Null-Schadstoff-Antrieb?

So funktioniert's

Flachbildschirm-Technik

Elektronik-Grundlagen

Moderne Oszilloskop-
Meßtechnik



Digitale-Speicher-Oszilloskope

EMV - Elektromagnetische
Verträglichkeit

Mikrocontroller

DSP - Digitale Signal-
Prozessoren

Praktische Schaltungstechnik

Universal-Fuzzy-Controller

Bauelemente-Info

Charge-Control-IC TEA 10415



Video-Kopierschutz

Decoder mit Sender-Logo-Ausblendung



- Blei-Akku-Ladegerät
- Video-Kopierschutz-Decoder
- 8fach-Laserbank
- Akku-Kapazitätsmeßgerät
- Universal-Fuzzy-Controller
- 1 GHz-Hochfrequenz-Generator

PC-Technik[®]

- Frequenzweichen-Simulation
- 1°C-Echtzeituhr-Board
- Flash-Mikrocontroller-Programmer
- AUTRIS-1 für Windows

Mini-Schaltungen: schnell • nützlich • preiswert:

Mini-Roulette • Spike-Generator • Niederspannungsheizung
SMD-Weihnachtsbeleuchtung • Modellbau-Sirenengenerator

IC-Tester ICT 95

Universal-Tester für fast alle CMOS- u. TTL-Standard-Bauteile vom 8- bis zum 40poligen DIL-Gehäuse, einschließlich der artverwandten LS-, S-, F-Familien usw. sowie auch EEPROMs, RAMs und I²C-Bausteine. Ausgenommen sind ICs, die nicht mit 5V-Versorgungsspannung arbeiten sowie Bausteine, die PLL-Schaltungen, Mono-Flops und Oszillatoren enthalten.

Die Anschlußpins des Prüflings können verschiedene Zustände aufweisen:

- Spannungsversorgung mit +5 V
- Spannungsversorgung Masse
- Logischer Eingang „H“ oder „L“
- Logischer Ausgang „H“ oder „L“
- Open-Kollektor-Ausgang
- Tristate-Ausgang

Vorstehende Funktionen bilden die Schaltung des ICT 95 nach und ermöglichen eine ausführliche Überprüfung. Einfacher direkter Anschluß an eine PC-Standard-Parallel-Schnittstelle. Komfortable Bediensoftware unter Windows. Praktisch: Mit Hilfe eines Editors können jederzeit neue ICs selbst erfaßt werden. Zusätzlich sind umfangreiche Bauteilebibliotheken mit den gängigsten CMOS- und TTL-ICs enthalten.

Komplettbausatz

Best.Nr.: 26-190-65 248,-

Fertiggerät

Best.Nr.: 26-191-64 398,-



**Kombi-Preis-Hit
zusammen**

Bausätze Best.Nr.: 26-199-33
nur **598,-** DM

Fertiggeräte Best.Nr.: 26-199-34
nur **898,-** DM

**Zwei für (fast)
alle Fälle**

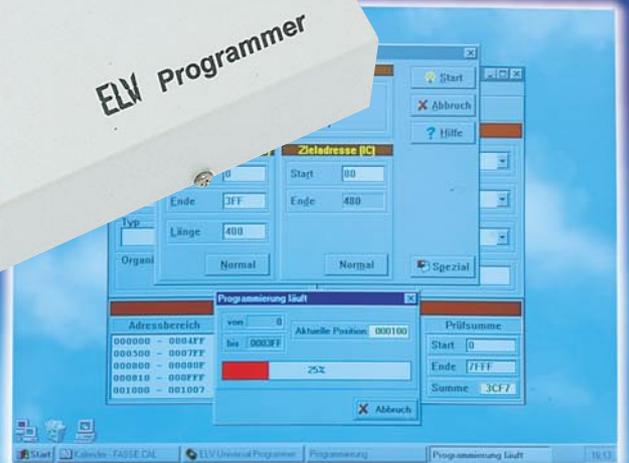
Programmer UP 95

Zur Programmierung aller gängigen EPROM-, EEPROM-, seriellen EEPROM-Typen, Mikrocontroller der MCS-51-Familie, Mikrochips und PIC-16CSX-Familien (über optionalen Adapter).

Schnell betriebsbereit. Problemloser Anschluß an die Standard-RS232-Schnittstelle eines PCs. Dateiformate: u. a. Binär, Intel-Hex. Features: Editor in Hex- oder ASCII-Format, Konvertierung von 64/32/16-Bit-Daten in 8-Bit-Daten, Überlastungsschutz.

Komplettbausatz
Best.Nr.: 26-188-20
398,-

Fertiggerät
Best.Nr.: 26-191-17
598,-



Da ist er wieder. Der neue große ELV-Katalog 1997.

Gerade rechtzeitig, wenn Sie noch Anregungen zum Wünschen und Schenken suchen.

Und natürlich als qualifizierte Einkaufsquelle für das ganze Jahr.

Diesmal noch umfangreicher und mit einigen neuen Überraschungen.

Modellbaufreunde finden jetzt eine eigene Rubrik mit ausgesuchten Angebo-

ten. Das Besondere dabei: Vieles gibt es bei ELV auch als Fertigmodell, damit's gleich losgehen kann!

Ganz neu und exklusiv aus eigener Entwicklung zum Beispiel auch das ELV-Funkthermometer. Innen- und Außentemperaturen messen Sie jetzt ganz einfach kabellos per Funk bis zu einer Reichweite von 30 m im Freifeld. Da ergeben sich ganz neue, praktische Einsatzmöglichkeiten für Sie.

Am besten, Sie überzeugen sich selbst. Ab 27.11.1996 finden Sie den ELV-Katalog 1997 im Zeitschriftenhandel. Übrigens, ELV-Abonnenten und Kunden aus den vergangenen zwei Jahren erhalten den neuen Katalog druckfrisch direkt per Post.

Viel Spaß damit wünscht Ihnen

Freuen Sie sich drauf!

Ihr ELV-Team



Meßtechnik

| | |
|--------------------------------------|----|
| 1000MHz-Hochfrequenz-Generator | 80 |
| Spike-Generator | 46 |

Stromversorgungen

| | |
|--------------------------------|----|
| Blei-Akku-Ladegerät | 30 |
| Akku-Kapazitäts-Meßgerät | 54 |

PC-Hardware

| | |
|--|----|
| 1°C-Echtzeituhr-Board | 10 |
| Flash-Mikrocontroller-Programmer | 74 |

PC-Software

| | |
|----------------------------------|----|
| AUTRIS für Windows | 34 |
| Frequenzweichen-Simulation | 44 |

Video- und Fernsehtechnik

| | |
|----------------------------------|----|
| Video-Kopierschutz-Decoder | 14 |
|----------------------------------|----|

Laser- und Lichttechnik

| | |
|-----------------------|----|
| 8fach-Laserbank | 70 |
|-----------------------|----|

Haustechnik

| | |
|------------------------|----|
| ELV-Kabelheizung | 52 |
|------------------------|----|

Hobby und Freizeit

| | |
|---------------------------------|----|
| Mini-Roulette | 21 |
| Modellbau-Sirengenerator | 50 |
| SMD-Weihnachtsbeleuchtung | 62 |

ELV-Serien

| | |
|---|----|
| So funktioniert´s: | |
| Die Flachmänner kommen, Teil 2 | 26 |
| Technik mobil: Kalte Verbrennung - die Brennstoffzellen kommen | 36 |
| Bauelemente: | |
| Batterieindikator TEA1041T | 24 |

Elektronik-Grundlagen

| | |
|--|----|
| EMV - elektromagnetische Verträglichkeit | 8 |
| Digitale Signal-Prozessoren | 40 |
| Moderne Oszilloskop-Meßtechnik | 65 |
| Mikrocontroller-Grundlagen | 59 |

Praktische Schaltungstechnik

| | |
|----------------------------|----|
| ELV-Fuzzy-Controller | 48 |
|----------------------------|----|

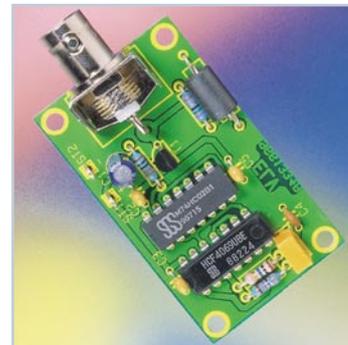
Rubriken

| | |
|--|-----|
| ELV-Intern | 3 |
| Platinenlayouts | 67 |
| Die Neuen/ELV-Produktangebote | 86 |
| Bestellhinweise, Kundendienst | 99 |
| Impressum | 99 |
| Vorschau auf die nächste Ausgabe | 100 |

► **besonders leicht nachbaubar**



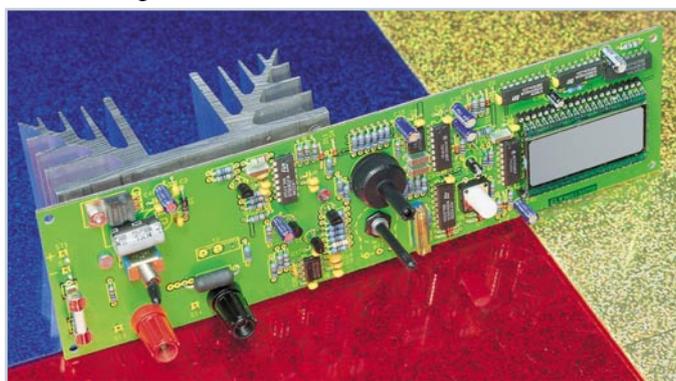
▲ **1000MHz-Hochfrequenz-Generator**
0,1 Hz bis 1000 MHz,
amplituden- und
frequenzmodulierbar. **Seite 80**



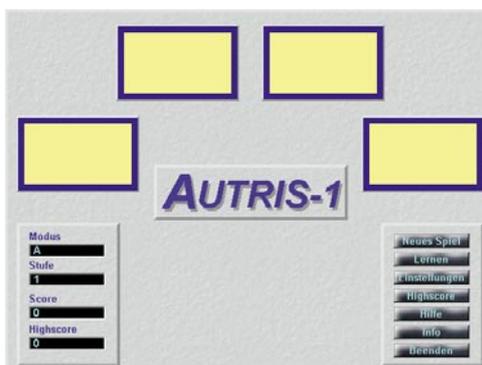
► **Spike-Generator**
Einfache Überprüfung
verlegter Koaxkabel oder
verdrellter Leitungen. **Seite 46**



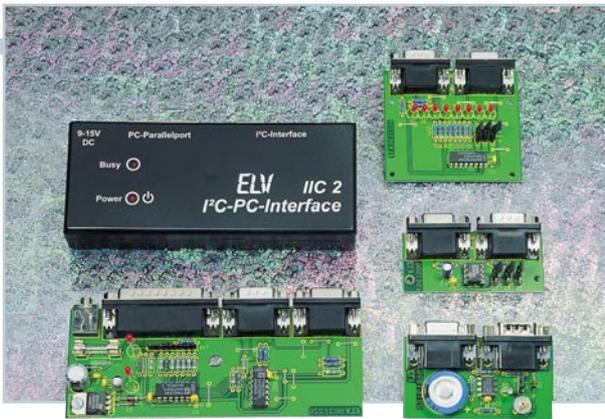
▲ **Blei-Akku-Ladegerät**
mit Überwinterungsautomatik. **Seite 30**



▲ **Akku-Kapazitäts-Meßgerät**
zur genauen Bestimmung
der Kapazität
Ihrer Akkus. **Seite 54**



◀ **AUTRIS-1 für Windows**
PC-Spiel auch ohne
Bildschirm. **Seite 34**

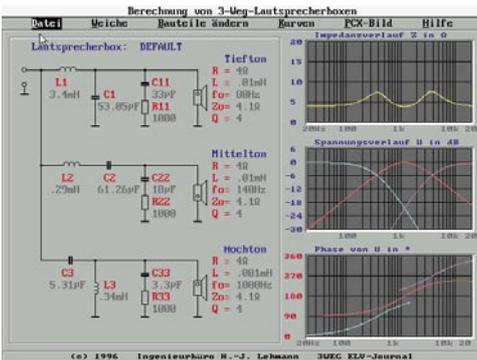


▲ PC-Echtzeituhr-Board

Kompakte Lösung einer Echtzeituhr mit wartungs-freier Stromversorgung. **Seite 10**

Flash-Mikrocontroller-Programmer FP 51 ▶

Programmierung der Controller aus dem Hause ATMEL. **Seite 74**



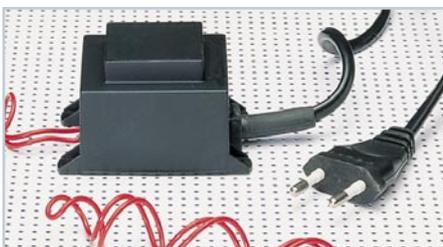
Frequenzweichen-Simulation ▲

Schnelle und komfortable Berechnung von Frequenzweichen für 3-Weg-Lautsprecherboxen. **Seite 44**



◀ Video-Kopierschutz-Decoder

Nutzen Sie die legitimen Möglichkeiten beim Überspielen und Archivieren von Leihvideos. **Seite 14**

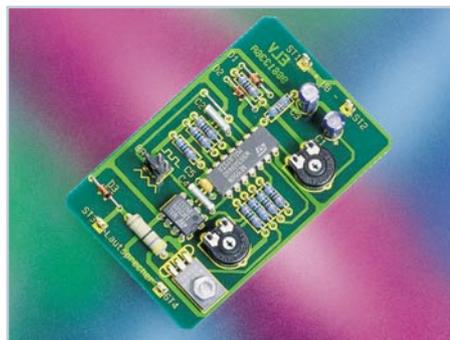
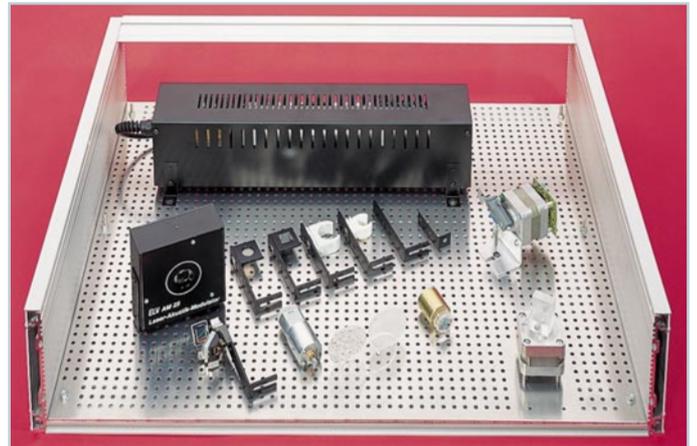


ELV-Kabelheizung ▲

Frostschutz aus der Steckdose. **Seite 52**

8fach-Laserbank ▶

Für eine abwechslungsreiche professionelle Lasershow. **Seite 70**



◀ Modellbau-Sirengengenerator
Schaltung zur Erzeugung verschiedener Alarmtöne. **Seite 50**

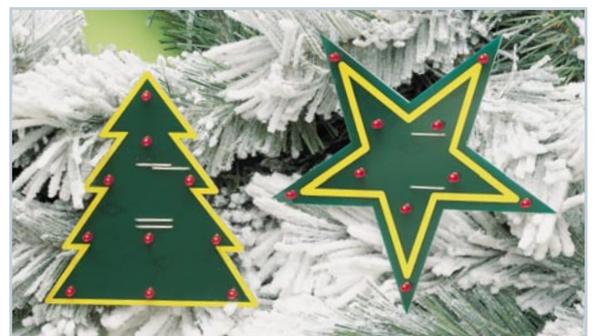


Mini-Roulette ▲

In SMD-Technologie realisiertes Roulette-Spiel. **Seite 21**

SMD-Weihnachtsbeleuchtung ▶

Auf elektronische Weise sorgen Sie für eine stimmungsvolle Weihnachtsatmosphäre. **Seite 62**



EMV - Grundlagen- und Aufbau Seminare:

Aus der Praxis - Für die Praxis Seminare mit führenden EMV-Spezialisten

Basierend auf der hohen Resonanz der seit 1994 von ELV durchgeführten EMV-Seminare bieten wir auch 1997 wieder Grundlagen- und Aufbau Seminare an.

Das Grundlagenseminar bietet einen umfassenden Einstieg in die umfangreiche Thematik und gibt einen guten Überblick über die wesentlichen Bestimmungen, Normen, Meß- und Prüfverfahren. Die Informationen sind leicht verständlich aufbereitet. Außerdem möchten wir auf Ihre konkreten praxisbezogenen Fragen und Anliegen eingehen. Darüber hinaus haben Sie Gelegenheit zum persönlichen Erfahrungsaustausch mit unseren EMV-Experten.

Grundlagenseminar-Programm

1. Seminartag

Das EMVG: Überblick

Vormittags: Anreise
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
14.00 - 15.30: Welche Europa-Normen sind im Rahmen des EMVG anzuwenden? Normenübersicht/-inhalte
15.30 - 16.00: Kaffeepause
16.00 - 17.30: Normenkonforme Prüfaufbauten und Prüftechniken. Entwicklungsbegeleitende Prüfverfahren
19.00: Gemeinsames Abendessen

Referent:
Dipl.-Ing. Lothar Schäfer, ELV

2. Seminartag

Störaussendungen

9.00 - 10.30: Theorie und Praxis zur Beurteilung von Störsignalen mit Funkstörmeßempfängern
10.30 - 11.00: Kaffeepause
11.00 - 12.30: Fortsetzung
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
14.00 - 15.30: Theorie und Praxis zur Beurteilung von Störsignalen mit Hilfe des Spektrum-Analyzers
15.30 - 16.00: Kaffeepause

16.00 - 17.30: Fortsetzung
19.00: Gemeinsames Abendessen

Referenten:
Dipl.-Ing. Jürgen Hartmann,
Rohde & Schwarz und
Dipl.-Ing. Bernhard Schmidt-
Peltzer, Tektronix

3. Seminartag

Störfestigkeit

9.00 - 10.30: Theorie und Praxis zur Prüfung der Störfestigkeit:
• elektrostatische Entladung
• energiearme Impulse (Burst)
10.30 - 11.00: Kaffeepause
11.00 - 12.30: • energiereiche Impulse (Surge) (Prüfungen nach IEC 1000-4 bzw. IEC 801)
• elektromagnetische Felder
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
Abreise

Referent:
Dipl.-Ing. Lothar Schäfer, ELV

An den Seminartagen steht Ihnen für einen Erfahrungsaustausch der Leiter unserer EMV-Abteilung auch nach Seminarendezur Verfügung.

Vorteilspreis für ELV-Leser

Veranstaltungsort:

Akzent- Hotel/Ostfriesenhof,
Groninger Straße 109, 26789 Leer

Seminargebühr:

| | | |
|--------------------------|-------------------|--------------------|
| Grundlagenseminar | DM 1.285,- | (1.117,39 + MwSt.) |
| Aufbauseminar | DM 1.850,- | (1.608,70 + MwSt.) |
| Kombiseminar | DM 2.978,- | (2.589,57 + MwSt.) |

Grundlagenseminar mit nachfolgendem Aufbauseminar

Die Gebühr beinhaltet 2 Hotelübernachtungen (gehobene Kategorie mit Schwimmbad, Sauna etc.), Frühstück, Mittag- und Abendessen, Pausengetränke, Seminarunterlagen.

Anmeldung:

spätestens jeweils 14 Tage vor Seminarbeginn.
Bitte wenden Sie sich an: ELV, Frau Albrecht

Tel.: 0491-6008 201, Fax: 0491 - 72030

EMV-Aufbauseminar

Dieses erstmals 1996 von ELV angebotene EMV-Aufbauseminar ist besonders praxisorientiert und befaßt sich in erster Linie mit konkreten Maßnahmen zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit.

Auf der Basis der gesetzlich verankerten Anforderungen an die EMV eines Produktes zeigen wir neben den allgemein gültigen Maßnahmen auch spezielle Lösungsmöglichkeiten, wie sie sich vielfach in der täglichen Praxis bewährt haben. Anhand verschiedener praktischer Vorführungen wird die Wirksamkeit der getroffenen Maßnahmen demonstriert.

Aufbauseminar-Programm:

1. Seminartag

Vormittags: Anreise
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
14.00 - 15.30: • Störquellen aus dem Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit
• Kopplungspfade und deren Unterbrechung
15.30 - 16.00: Kaffeepause
16.00 - 17.30: • Kopplungspfade und deren Unterbrechung (Fortsetzung)
• Störsenken aus dem Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit
19.00: Gemeinsames Abendessen

2. Seminartag

9.00 - 10.30: Netz-Entstörfilter zur Verringerung der netzgebundenen Störspannung
10.30 - 11.00: Kaffeepause
11.00 - 12.30: Breitbandige Entkopplung/Blockung von Versorgungsspannungen
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
14.00 - 15.30: Kaffeepause
15.30 - 16.00: Kaffeepause
16.00 - 17.30: Signal- und Datenleitungsfilter
19.00: Gemeinsames Abendessen

3. Seminartag

9.00 - 10.30: Überspannungsschutz
10.30 - 11.00: Kaffeepause
11.00 - 12.30: Maßnahmen zur Optimierung der EMV (Zusammenfassung)
12.30 - 14.00: Gemeinsames Mittagessen
14.00 - 15.30: Abschlußdiskussion
ab 15.30: Kaffeepause, Abreise

Termine 1997
Grundlagenseminar
10.03.- 12.03.
15.09. - 17.09.
24.11. - 26.11.
Aufbauseminar
12.03. - 14.03
17.09. - 19.09
26.11 - 28.11
Kombiseminar
10.03 - 14.03
15.09 - 19.09
24.11 - 28.11

EMV - elektromagnetische Verträglichkeit Teil 20

Die gängigen Bauteile für die Optimierung in Bezug auf Überspannungen beschreibt dieser Artikel.

Allgemeines

Dem Schutz eines elektronischen Gerätes oder einer Schaltung vor Überspannungen kommt im Bereich der EMV besondere Bedeutung zu. Überspannungen gelangen in erster Linie über Ein- und Ausgangsleitungen in eine Schaltung, sei es durch Entladung statischer Elektrizität (ESD), Blitzschläge usw.

Um die Störfestigkeit eines Gerätes oder einer Baugruppe vor Überspannungen im Rahmen der CE-Kennzeichnung zu beurteilen, sind die einschlägigen Normen und die darin vorgeschriebenen Meßabläufe zu nennen:

IEC 1000-4-2, EN 61000-4-2:

Entladung elektrischer Elektrizität ESD auf Bedienelemente, Buchsen, Gehäuse, usw.

IEC 1000-4-4, EN 61000-4-4:

schnelle transiente Störgrößen, Aufkoppung von Burstpaketen auf Netzleitungen, Signal- und Datenleitungen

IEC100-4-5, EN 61000-4-5:

Stoßspannungen, Surge-Aufkopplung auf Netzleitungen

Hält ein Gerät während des EMV-Tests diesen Prüfungen nicht stand, muß durch Einsatz der entsprechenden Bauelemente an der richtigen Stelle in der Schaltung Abhilfe geschaffen werden. Für die Begrenzung von Überspannungen auf ein zulässiges Maß oder deren Vermeidung

können u. a. folgende Bauelemente Einsatz finden:

- Dioden
- Z-Dioden in verschiedenen und speziellen Ausführungen
- Thyristoren/Triacs in verschiedenen und speziellen Ausführungen
- Gasgefüllte Ableiter
- Varistoren

Abbildung 1 gibt einen schnellen Überblick.

Mittlerweile gibt es eine ganze Reihe herstellerspezifischer Ausführungen dieser Bauelemente speziell für den Einsatz im Bereich der EMV. Im folgenden werden diese Bauelemente kurz vorgestellt, die Wirkungsweise erläutert und praktische Anwendungsschaltungen genannt.

Dioden

Eine einfache Diode ist zwar kein spezielles Bauelement zur Unterdrückung von Überspannungen, sie kann jedoch in Verbindung mit einem Widerstand und einer festen, stabilen Spannung das Überschreiten dieser Spannung verhindern. Hilfreich ist die üblicherweise kurze Ansprechzeit von Dioden von 0,1 bis 10 ns.

Abbildung 2 zeigt eine Überspannungsschutzschaltung, wie sie z. B. auch bei CMOS-Familien verwendet wird. Überschreitet U_e die Stützspannung U_1 oder unterschreitet sie U_2 um 0,7 V, leitet die entsprechende Diode (D 1 oder D 2) und der Ausgleichsstrom erzeugt über dem Widerstand R einen Spannungsabfall. Dadurch wird U_a innerhalb der Grenzen $U_1 + 0,7 V$ und $U_2 - 0,7 V$ konstant gehalten.

Bei zu kleinen Werten von R wird der Ausgleichsstrom groß und belastet die Stützspannungen.

Bild 1: Die gängigsten Bauelemente zur Überspannungsableitung

| Bauelement | Schaltzeichen | Spannungsbereich | Ansprechzeit | Impulsstrom/Impulsleistung |
|---------------------------------------|--------------------------------|------------------|---------------|--|
| Diode | | $\pm 0,7V$ | 0,1-10ns | abhängig von der Stützspannung und der Diode |
| Z-Diode | | 3-200V | 0,1-10ns | je nach Z-Spannung und Diodenleistung |
| Transil-Schutzdioden | unidirektional | 5-400V | $\approx 1ps$ | bis 5kW |
| | bidirektional | 5-400V | $\approx 5ns$ | bis 5kW |
| edelgasgefüllte Überspannungsableiter | zweipolig dreipolig | 60-1500V | 50ns-5µs | 5-100kA |

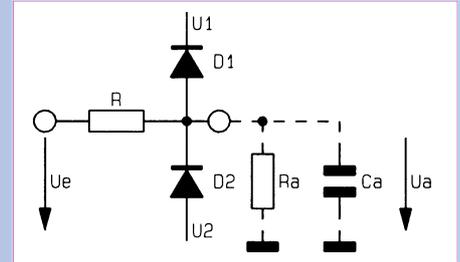


Bild 2: Einstufige Schutzschaltung mit Dioden- und Stützspannung

Ist der Wert von R zu groß, besteht die Gefahr, daß das Eingangssignal durch den durch die Eingangsimpedanz $R_{all}C_a$ gebildeten Tiefpaß zu stark belastet wird. In Abbildung 3 ist eine zweistufige Lösung dargestellt, die hauptsächlich in HCMOS-Schaltkreisen Einsatz findet.

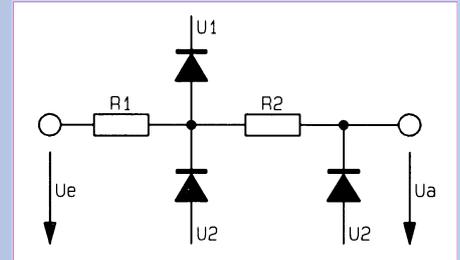


Bild 3: Zweistufige Schutzschaltung

Dioden setzt man hauptsächlich zum Schutz von Verstärkereingängen ein, wobei allerdings bei kleinen Eingangssignalen Leck- und Rauschstrom der Dioden zu berücksichtigen sind. Bei länger andauernden und höheren Überspannungen werden die Stützspannungen zu stark belastet, hier empfiehlt sich der Einsatz von Z-Dioden/Varistoren.

Z-Dioden

Z-Dioden verhalten sich in Durchlaßrichtung wie normale Dioden, in Sperrrichtung fließt der Strom ab der Z-Spannung. Daher sind Z-Dioden in Verbindung mit einem Widerstand gemäß Abbildung 4 als Überspannungsbegrenzung einsetzbar. Der Ableitstrom fließt gegen Masse ab. Für eine Spannungsbegrenzung in beide Richtungen sind zwei Dioden in Serie zu schalten, die zulässige Verlustleistung der Dioden ist zu beachten. Bei den vorkommenden Überspannungen handelt es sich jedoch meistens um „kurze“ Spannungspulse (Transienten). Daher ist nicht der Mittelwert der an der Diode abfallenden Leistung relevant, sondern die Impulsbelastung.

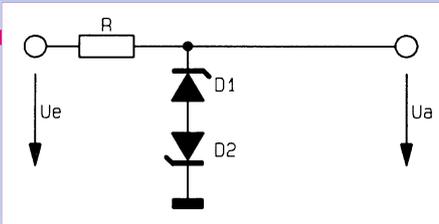


Bild 4: Überspannungsbegrenzung mit Z-Dioden

Die Halbleiterhersteller bieten spezielle Dioden mit hoher Impulsbelastbarkeit an. So vertragen z. B. die Thomson-Transil-Schutzdioden der Serie BZW Impulsbelastungen von bis zu 5 kW.

Transil-Schutzdioden sind sowohl in unidirektionaler Bauweise analog zu einer herkömmlichen Z-Diode als auch bidirektional, d. h. entsprechend der Reihenschaltung zweier Z-Dioden, erhältlich. Unterschiedlich sind dabei die Ansprechzeiten: ca. 1 ps für die unidirektionale und ca. 5 ns für die bidirektionale Ausführung. Für den Schutz mehrerer Leitungen gleichzeitig z. B. in Bussystemen sind diese Dioden auch in Array-Form im DIL-Gehäuse erhältlich.

Alle zuvor genannten Dioden gibt es in abgestuften Schaltspannungswerten. Die Leck- und Rauschströme sowie die Tiefpaßwirkung aufgrund der hohen Kapazität im nF-Bereich sind zu beachten.

Thyristoren/Triacs

Auch Thyristoren und Triacs können für die Überspannungsableitung eingesetzt werden. Dazu wird beim Auftreten einer Überspannung ein Zündsignal erzeugt, wodurch das Bauteil leitend wird und die Überspannung kurzschließt. Abbildung 5 zeigt diesen Mechanismus.

Der maximale Dauer-Kurzschlußstrom ergibt sich aus den Daten des eingesetzten Bauteils (1 bis 100 A), wobei die maximale Kurzzeitbelastung (<10 ms) ca. um den Faktor 10 höher liegt. Deshalb kann es nötig sein, einen Widerstand oder eine Drossel als Strombegrenzung in die Leitung einzufügen. Für längere Belastungen muß der Stromfluß dann dauerhaft durch eine flinke Schmelzsicherung unterbrochen werden. Die Verzögerungszeit dieser Schaltung liegt in der Zündzeit des Bauelementes begründet und liegt je nach Typ zwischen wenigen ns und 100 µs.

Aufgrund der hohen Leck- und Rauschströme sowie der hohen Kapazität sind Thyristoren/Triacs für den Einsatz in Signalleitungen bei Frequenzen ab dem kHz-

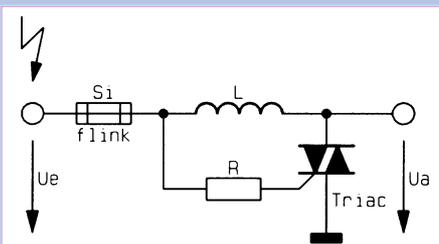


Bild 5: Triac als Überspannungsableiter

Bereich ungeeignet. Deshalb liegt der Einsatz hauptsächlich im Bereich des Schutzes von Versorgungsspannungen.

Verschiedene Halbleiterhersteller bieten bereits Bauelemente an, die auf vorgeanntem Prinzip basieren, jedoch mit geringen Leckströmen und Kapazitäten sowie hohen Schaltgeschwindigkeiten aufwarten (Trisil-Reihe von Thomson).

Überspannungsableiter

Eine ähnliche Funktion wie die vorher beschriebenen Thyristoren/Triacs führen die Überspannungsableiter aus. Diese Bauelemente werden beim Überschreiten einer bestimmten Spannung niederohmig. Im Gegensatz zu Thyristoren/Triacs wird keine zusätzliche Strombegrenzung benötigt.

Das Funktionsprinzip ist schnell erklärt: innerhalb des Ableiters befindet sich eine Funkenstrecke, bestehend aus einer Spitze, die über einer Metallplatte angeordnet ist. Diese Funkenstrecke ist mit Luft oder Edelgas umgeben. Überschreitet die Spannung über der Funkenstrecke einen bestimmten Wert, so wird das Gas ionisiert, eine niederohmige Plasmaentladung beginnt. Dadurch fließt ein Strom in der Größenordnung von bis zu einigen 10 kA. Die Entladung hält solange an, bis der Stromfluß aufhört. Erst dann erfolgt die Rekombination der Gas-Atome, und die Funkenstrecke isoliert wieder.

Die Ansprechspannung wird durch den Krümmungsradius der Spitze, den Abstand zur Platte sowie die Beschaffenheit des Gases bestimmt.

Einfache, mit Luft gefüllte Überspannungsableiter werden wegen der schlechten Reproduzierbarkeit der Zündungsspannung und des Zündverhaltens lediglich für die Ableitung von sehr hohen Spannungen eingesetzt, z. B. bei Antennenmasten.

Um reproduzierbare Zündverhalten zu erreichen, werden gasgefüllte Überspannungsableiter hergestellt, die ein abgeschlossenes Metall-Glas- oder Metall-Keramik-Gehäuse besitzen. Die Funkenstrecke wird von zwei großflächigen, übereinanderliegenden Elektroden gebildet. Abbildung 6 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Aufgrund der in engen Grenzen festgelegten Ansprechspannungen ist eine permanente Vorionisation des Gases notwendig, die durch eine zusätzliche Elektrode oder durch eine schwache radioaktive Dotierung im Inneraum erreicht wird. Dieser Aufbau ergibt hohe Isolationswerte (>10 GΩ) und kleine Kapazitätswerte (<1 pF). Je nach Ausführung kann der Zündvorgang bereits bei relativ kleinen Spannungen erfolgen (60 bis 1500 V). Die Bogenbrennspannung liegt zwischen 10 V und 30 V, der Widerstand bei <0,1 Ω. Unterschreitet die Stromstärke die für die Entladung erforderlichen Werte von 10 bis

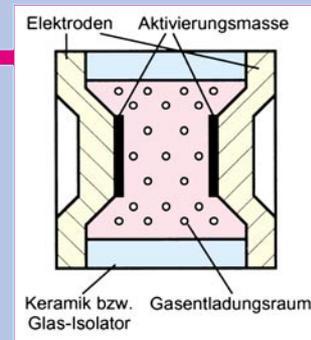


Bild 6: Prinzipieller Aufbau eines gasgefüllten Überspannungsableiters

100 mA, erlischt der Lichtbogen. Die Ansprechzeiten liegen im Bereich von 50 ns bis zu 5 µs und sind stark von dU/dt abhängig. Werden diese Überspannungsableiter im Wechselspannungsbereich eingesetzt, so ist die Zeit des Nulldurchgangs der Wechselspannung in der Regel nicht lang genug, um die Atome rekombinieren zu lassen, d.h. der Kurzschluß bleibt vorhanden. Hier hilft nur eine längere Stromabschaltung.

Optimal einsetzbar sind diese Ableiter im Bereich des Schutzes vor energiereichen induktiven Schaltspitzen sowie als Blitzschutz. So eröffnen sich Einsatzgebiete in Fernmelde- und Übertragungsanlagen, Rechneranlagen, Antennenanlagen im Bahn- und Kraftfahrzeugbereich und für den Schutz von Ein- und Ausgängen in Meß- und Regelsystemen.

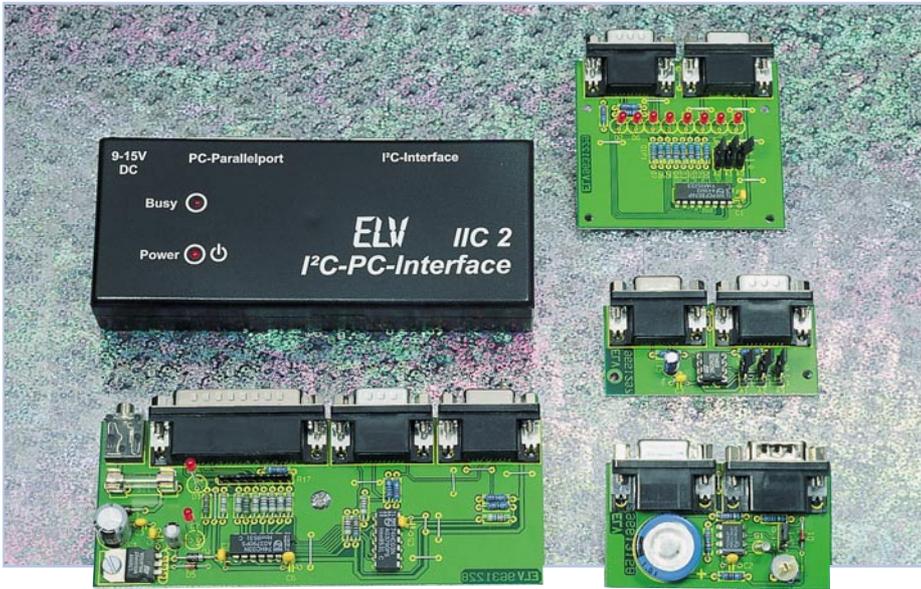
Varistoren

Varistoren bestehen in der Regel aus gesintertem Zinkoxyd. Der Widerstand nimmt in Abhängigkeit von der anliegenden Spannung nichtlinear ab. Die Kennlinie ähnelt der zweier gegeneinander geschalteter Z-Dioden. Der Schaltspannungsbereich von Varistoren liegt zwischen 6 V und 2000 V.

Analog zu Z-Dioden bricht bei Varistoren die Spannung im Ansprechfall nicht zusammen, so daß die Verlustleistung zu beachten ist. Impulsströme bis zu 100 kA sind möglich, wobei keine Strombegrenzungswiderstände erforderlich sind. Die Ansprechzeit von Varistoren liegt i. a. unter 10 ns und wird hauptsächlich durch die Zuleitungsinduktivitäten bestimmt. Die hohe Eigenkapazität von typischerweise 0,1 bis 50 nF engt den Anwendungsbereich auf niederfrequente Nutzsignale ein.

Varistoren besitzen weiterhin relativ hohe Leckströme von bis zu 0,1 mA und hohes Rauschen. Deshalb setzt man Varistoren hauptsächlich für den Schutz von Versorgungsleitungen (50 Hz, DC) sowie Leistungssignalen (Antriebe, Stellglieder) ein. Kleinere Ausführungen mit kleineren Kapazitätswerten finden in großen Stückzahlen im Bereich der Fernsprechtechnik Einsatz.

Im folgenden Teil dieser Artikelserie werden die Bauelemente zu konkreten Schutzschaltungen verknüpft und Gesichtspunkte für das Schutzschaltungsdesign genannt.



I²C-Echtzeituhr-Board

Zahlreiche elektronische Geräte und Systeme benötigen heute eine ständig betriebsbereite, interne Uhr, sei es, um Daten logisch zu verwalten oder zeitgesteuerte Schaltvorgänge auszulösen. Die hier vorgestellte kompakte Lösung einer Echtzeituhr arbeitet mit wartungsfreier Stromversorgung, läßt sich einfach in ein I²C-Bussystem integrieren und ermöglicht es, z. B. über das I²C-PC-Interface aus dem „ELVjournal“ 4/96, Echtzeit-Steueraufgaben zu lösen.

Allgemeines

Zeitgesteuerte Abläufe und allgemeines Zeitmanagement gewinnen heute ständig an Bedeutung. Zahlreiche Elektrogeräte, Steuerungen, Computer und andere elektronische Geräte verfügen bereits über eine integrierte Uhr, die die Aufgabe hat, zentrale Zeitinformationen, z. B. für die Auslösung von Schaltvorgängen, für zeitgesteuerte Abläufe aller Art oder für das Zeitmanagement von Computern zur Verfügung zu stellen.

In den allermeisten Fällen wird diese Aufgabe von den in den Geräten integrierten, zu ihrer Steuerung ohnehin erforderlichen Microcontrollern quasi als „Abfallprodukt“ gelöst. Hauptnachteil dieser Konfiguration ist die notwendige Versorgungsspannung der Controller auch bei abgeschalteter oder ausgefallener Stromversorgung. Derlei Betriebsfälle werden im allgemeinen durch integrierte Akkustromversorgungen gelöst. Diese haben den Nach-

teil, daß auch der beste Akku irgendwann sein Lebensende erreicht hat und zudem je nach Strombedarf des Controllers zum Teil relativ kurze Zeitspannen überbrückt werden können.

Zudem erfordert die softwaremäßige Realisierung einer Echtzeituhr Speicherplatz und Rechenkapazität des Controllers, was in bestimmten Konfigurationen, z. B. bei preiswerten PIC-Anwendungen, Speicher- und Kapazitätsprobleme aufwirft. Auch ist bei einem „Absturz“ des Gesamtsystems in aller Regel die Uhr mit betroffen.

Abhilfe schafft hier die Realisierung als externe, autark arbeitende und äußerst stromsparende Echtzeituhr.

Die im vorliegenden Artikel beschriebene Lösung mit dem IC des Typs PCF 8583 stellt eine preisgünstige Variante dar, die über eine I²C-Schnittstelle verfügt und damit flexibel in ein Bussystem integriert werden kann, das zum Beispiel von einem Mikrocontroller gesteuert wird. Das eingesetzte IC verfügt dazu über einen RAM-Speicher, der zum Beispiel zum Ablegen

von Meßwerten genutzt werden kann.

Eine Besonderheit stellt auch die Stromversorgung der Uhr dar. Traditionell wird zur Pufferung der Betriebsspannung nach dem Ausschalten des Gerätes meist ein Akku verwendet, der bei eingeschaltetem Gerät wieder aufgeladen wird.

Bei dem hier vorgestellten Testboard wird jedoch anstelle eines Akkus ein Gold-Cap eingesetzt. Dessen Funktion beruht auf dem Arbeitsprinzip eines sehr hochwertigen Kondensators, der in der Lage ist, relativ viel Energie über einen langen Zeitraum zu speichern. Hauptvorteil gegenüber einer Akkustromversorgung ist die absolute Wartungsfreiheit und die deutlich höhere Lebensdauer des Gold-Caps. Während Akkus heute meist nach zwei bis vier Jahren am Ende ihrer Lebensdauer ange- langt sind, bewegt sich die Lebenserwartung von Gold-Caps um ein Vielfaches dieser Zeiten.

Damit ist ein vollständig wartungsfreier und selbständiger Betrieb der I²C-Echtzeituhr auch bei längerem Stromausfall (ca. 70 Stunden) und über viele Jahre Betriebsdauer gewährleistet.

PCF 8583 - die Funktionen

Die Realisierung eines äußerst kompakten Boards ist vor allem durch die Unterbringung des PCF 8583 in einem nur 8poligen Gehäuse möglich.

Die typische Beschaltung des ICs ist im Schaltbild der Echtzeituhr dargestellt.

Der Baustein ist als 256 Byte großes RAM organisiert und verfügt über einen Adresszähler, der automatisch auf die näch-

Bild 1: Speicher- konfiguration des RAMs

| | |
|----|-------------------|
| 00 | Status-Register |
| 01 | Hundertstel |
| 02 | Sekunden |
| 03 | Minuten |
| 04 | Stunden |
| 05 | Jahr-Datum |
| 06 | Timer |
| 07 | Alarm-Status |
| 08 | Alarm-Hundertstel |
| 09 | Alarm-Sekunden |
| 0A | Alarm-Minuten |
| 0B | Alarm-Stunden |
| 0C | Alarm-Datum |
| 0D | Alarm-Monat |
| 0E | Alarm-Timer |
| 0F | Status RAM |

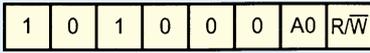


Bild 2: SLAVE-Adresse des PCF 8583

ste Speicherstelle weiterschaltet, wenn ein Byte gelesen oder geschrieben wird. Die unteren 16 Bytes des RAMs stellen die Echtzeituhr dar, die über die Speicherstellen konfiguriert und ausgelesen werden kann.

Als weiterer denkbarer Einsatzfall kann der PCF 8583 auch zur Ereigniszählung genutzt werden. In diesem Fall kann der Quarz entfallen und das zu zählende Signal ist an Pin 1 anzuschließen. In vorliegenden Artikel wollen wir uns jedoch auf die Uhrenfunktion konzentrieren.

Das IC verfügt über einen Interrupt-Ausgang (Open-Kollektor), der nach Masse durchschaltet, um einen Interrupt auszulösen. So kann der Baustein unabhängig vom I²C-Bus einen Interrupt auslösen, um z. B. extern anzuzeigen, daß eine Alarmzeit erreicht ist.

In Abbildung 1 ist die Speicherkonfiguration des RAMs dargestellt, die im folgenden zum Verständnis der Gesamtfunktion der Uhr ausführlich erläutert wird.

Auf Adresse 00h des RAMs befindet sich das Statusregister zur Konfiguration der Uhr. Bit 0 und Bit 1 des Registers müssen bei der Initialisierung immer mit 0 beschrieben werden. Ist der Alarm-Modus

aktiv, signalisiert das Bit 0 beim Auslesen des Status-Registers den Überlauf des Timer-Registers und Bit 1 zeigt das Erreichen der Alarmzeit an. Ist der Alarm-Modus nicht aktiv, so ist beim Auslesen das Bit 0 in der ersten Hälfte einer Sekunde gesetzt und in der zweiten Hälfte gelöscht. Ebenso ist das Bit 1 in der ersten Hälfte einer Minute gesetzt und in der zweiten Hälfte gelöscht. Diese Funktion kann zum Beispiel genutzt werden, um bei der Zeitanzeige einen Doppelpunkt im Sekunden-takt blinkend darzustellen.

Das Bit 2 bestimmt, ob der Alarm-Modus eingeschaltet ist. Ist das Bit gesetzt, so werden die Register 08h bis 0Fh zur Alarm-Steuerung verwendet. Wenn das Bit gelöscht ist, kann der Speicherbereich als normales RAM genutzt werden.

Ist Bit 3 gesetzt, so sind die Speicherstellen 05h und 06h maskiert, so daß auf Adresse 05h das Datum und auf 06h der Monat gelesen wird. Wird das Bit gelöscht, kann auf Adresse 05h das Datum mit Jahr und auf Adresse 06h der Monat mit dem Wochentag gelesen werden. Von der Auswertesoftware sind dann die betreffenden Bits auszublenden und umzuwandeln.

Die Bits 4 und 5 bestimmen, wie die Uhr getaktet wird. Steht in den Registern 00, dann ist der 32,768kHz-Modus aktiv, dessen Takt ein externes Quarz erzeugt. Es ist

auch möglich, den PCF 8583 mit einem Rechtecksignal, das man aus der Netzfrequenz gewinnt, zu takten. Dazu wird 01 in die Bits 4 und 5 geschrieben. Um in den Ereigniszähler-Mode zu schalten, sind diese Bits mit 10 zu beschreiben.

Wird das Bit 6 gesetzt, so erfolgt ein Kopieren der aktuellen Zählerstände in die Zwischenspeicher. Diese Funktion nutzt man hauptsächlich im Ereigniszähler-Modus, um die aktuellen Zählerstände zu sichern und dann auszulesen.

Mit dem Setzen des Bit 7 kann die Uhr angehalten werden. Um die Uhr neu zu setzen, ist diese während des gesamten Setzvorgangs anzuhalten, damit eventuelle Überträge der Register nicht zu falschen Speicherinhalten führen. Sobald nun ein Uhrzeit-Register gelesen wird, werden die Speicherinhalte in einen Zwischenspeicher kopiert und von dort ausgelesen. Somit kann es in diesem Fall durch auftretende Überträge nicht zu Fehlaußen kommen.

Auf den Adressen 01h bis 06h befinden sich die Uhrzeit-Register, die im BCD-Format vorliegen und bei denen jeweils 4 Bit einer Dezimalstelle entsprechen. Für die Adresse 03h, die den Minuten entspricht, bedeutet dies zum Beispiel, daß die unteren Bits 0 bis 3 der Einerstelle und die Bits 4 bis 7 der Zehnerstelle entsprechen.

Bild 3: Ablauf des Schreibens von Daten in das IC

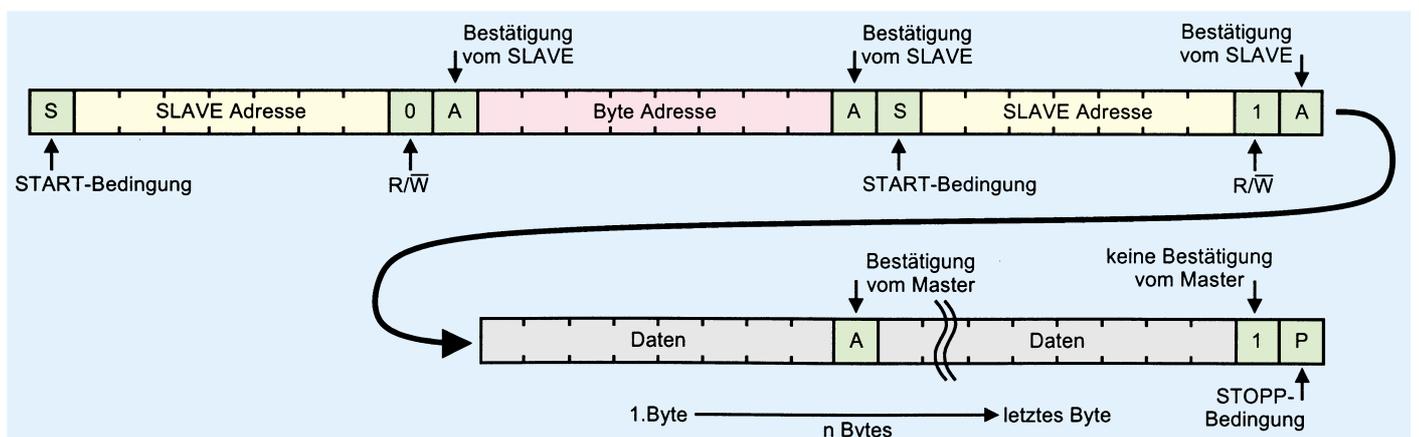
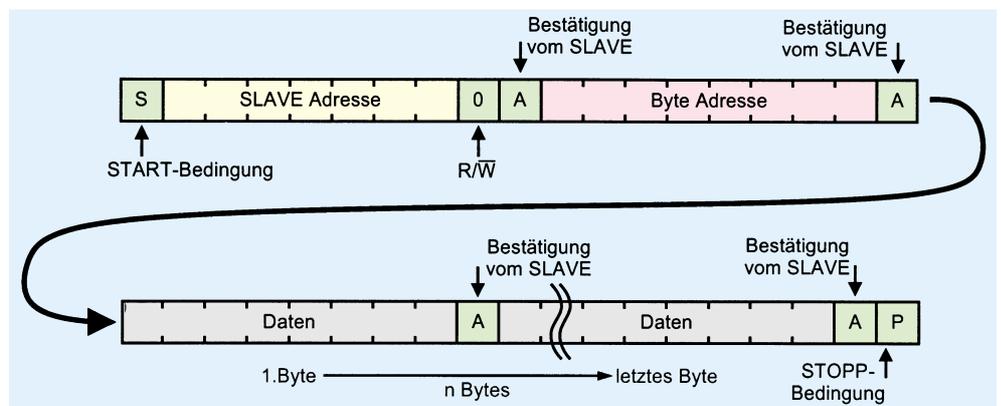


Bild 4: Ablauf des Lesens von Daten in das IC

Die Stunden sind über die Adresse 04h auszulesen, wobei hier die oberen 2 Bit nicht zur Bildung der Zehnerstelle genutzt werden dürfen.

Durch Setzen des Bit 7 beim Synchronisieren der Uhr kann hier in den 12-Stunden-Mode gewechselt werden, in dem dann das Bit 6 festlegt, ob es sich um den Vormittag (Bit ist 0) oder Nachmittag (Bit ist 1) handelt. Arbeitet die Uhr im 24-Stunden-Mode, so sind beide Bits gelöscht.

Das Datum befindet sich auf den Adressen 05h und 06h. Wie bereits beschrieben, ist über das Bit 3 des Status-Registers bestimmbar, ob die Register das Datum und den Monat enthalten, oder ob zusätzlich das Jahr und der Wochentag in der Information enthalten ist.

Im letzteren Fall entsprechen die Bits 6 und 7 der Adresse 05h dem Jahr, das im Bereich von 0 bis 3 läuft. Hier ist nicht die vollständige Jahreszahl enthalten, sondern nur ein Zähler, der zur Erkennung eines Schaltjahres dient. Ist das ausgelesene Jahr 0, so handelt es sich um ein Schaltjahr und der Februar wird mit 29 Tagen angenommen. Ebenso bestimmen die oberen 3 Bits der Adresse 06h den Wochentag, der im Bereich von 0 bis 6 läuft. Dies entspricht den Wochentagen Montag bis Sonntag.

Auf Adresse 07h befindet sich ein zweistelliger Timer, der über das nachfolgende Alarm-Status-Register auf Adresse 08h konfiguriert wird. Die unteren 3 Bit geben an, mit welchem Takt das Timer-Register zählen soll:

- 000 : kein Takt / Timer aus
- 001 : jede Hundertstel-Sekunde

- 010 : jede Sekunde
- 011 : jede Minute
- 100 : jede Stunde
- 101 : jeden Tag

Wird das Bit 3 gesetzt, so löst ein Überlauf des Timers einen Interrupt aus, der zur Aktivierung des /INT-Ausgangs führt.

Bit 4 und 5 stellen den Alarm-Mode ein:

- 00 : kein Alarm
- 01 : täglicher Alarm
- 10 : wöchentlicher Alarm
- 11 : Alarm an einem bestimmten Tag

Bit 6 aktiviert den Timer-Alarm und Bit 7 gibt an, ob bei einem Alarm ein Interrupt ausgelöst werden soll. Die Register 09h bis 0Eh beinhalten dabei die Werte, bei denen der Alarm ausgelöst werden soll. Die Adresse 0Eh bestimmt, an welchem Monat der Alarm ausgeführt werden soll, oder, wenn der wöchentliche Alarm gewählt ist, bestimmt das Register, an welchen Tagen die Alarmauslösung erfolgen soll. Jedes Bit entspricht dabei einem Wochentag, so daß auch verschiedene Wochentage miteinander kombinierbar sind (Blockbildung).

Die Speicherstellen ab der Adresse 10h stehen als RAM-Speicher zur Verfügung und sind frei nutzbar. Abbildung 2 zeigt die SLAVE-Adresse, mit der der PCF8583 über den I²C-Bus eindeutig ansprechbar ist. Das Bit A0 wird vom Pegel an Pin 3 des ICs bestimmt, wodurch bis zu 2 dieser Bausteine an einem Bus betreibbar sind. Das niedrigste Bit bestimmt, ob auf den

PCF 8583 geschrieben oder ob Daten ausgelesen werden sollen.

Der Ablauf des Schreibens von Daten in das IC ist in Abbildung 3 dargestellt. Nachdem der MASTER die Start-Bedingung generiert und den SLAVE zum Schreiben adressiert hat, sendet er die Adresse der Speicherstelle, gefolgt von den Datenbytes, die dann jeweils vom SLAVE bestätigt und mit aufsteigender Adresse im Speicher abgelegt werden. Sind alle Bytes übertragen, beendet der MASTER die Übertragung durch eine

STOPP-Sequenz.

Der Lesevorgang ist in Abbildung 4 dargestellt. Auch hier beginnt der MASTER die Übertragung mit einer Start-Bedingung und der Adressierung des SLAVES. Daraufhin wird die Adresse der anzusprechenden Speicherstelle übertragen und anschließend vom MASTER eine weitere START-Sequenz generiert, gefolgt von der SLAVE-Adresse, die den MASTER jetzt zum Lesen anspricht. Nun kann dieser die Speicherzellen nacheinander auslesen, wobei er die empfangenen Bytes bestätigen muß. Soll die Übertragung beendet werden, so bestätigt der MASTER das zuletzt empfangene Byte nicht und generiert eine STOPP-Sequenz.

Schaltung

Die Verbindung zum I²C-Bus erfolgt über die Buchse BU 1 oder den Stecker BU 2 (beide parallelgeschaltet), die das Board mit Betriebsspannung versorgen und die SCL- und SDA-Leitungen führen. Die Betriebsspannung gelangt über die Schutzdiode D 1 an Pin 8 des IC 1.

Echtzeituhr zur Realisierung von zeitgesteuerten Abläufen mit Pufferung der Betriebsspannung

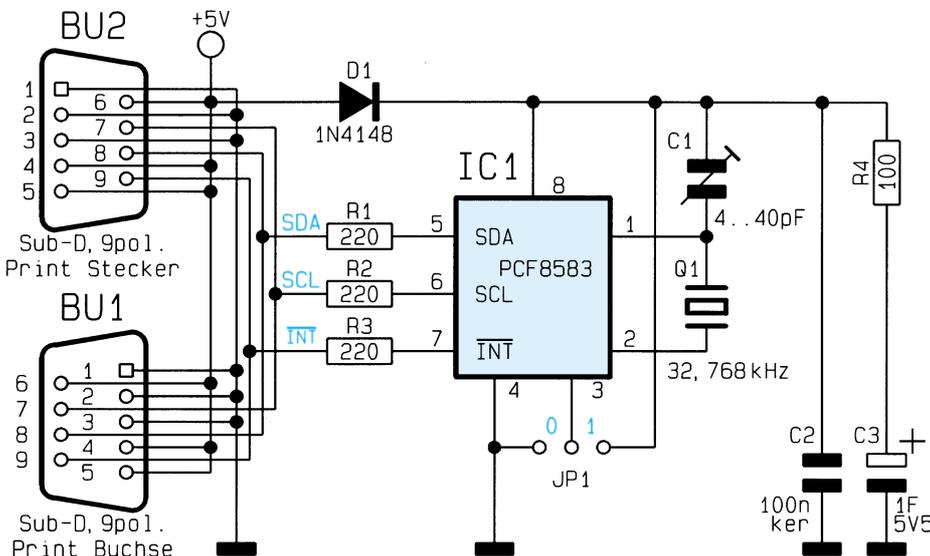


Bild 5: Schaltbild des I²C-Echtzeituhr-Boards



Ansicht der fertig bestückten Platine

Stückliste: PC-Echtzeituhr-Board

Widerstände:

| | |
|------|-------|
| 100Ω | R4 |
| 220Ω | R1-R3 |

Kondensatoren:

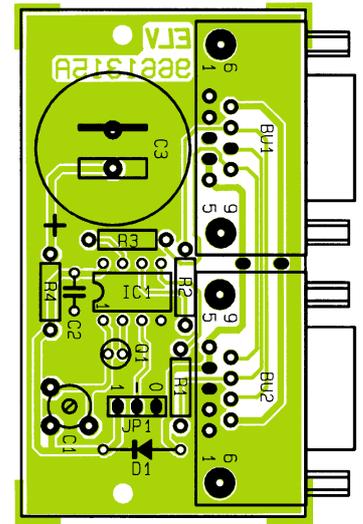
| | |
|-------------------|----|
| 100nF/ker | C2 |
| C-Trimmer, 4-40pF | C1 |

Halbleiter:

| | |
|---------|-----|
| PCF8583 | IC1 |
| 1N4148 | D1 |

Sonstiges:

| | |
|--|-----|
| Quarz, 32,768kHz | Q1 |
| Stiftleiste, 1 x 3 polig | JP1 |
| SUB-D-Buchsenleiste, 9polig, print BU1 | |
| SUB-D-Stiftleiste, 9polig, print BU2 | |
| 1 Jumper | |
| 1 3,5"-Diskette Testsoftware | |



Ansicht des Bestückungsplanes

Zur Auswahl der SLAVE-Adresse dient der Jumper J 1, der die Adreßleitung (Pin 3) wahlweise mit „high“ oder „low“ beschaltet. Der Quarz Q 1 und der Trimmkondensator C 1 bilden die externe Beschaltung des Oszillators der Uhr. Die I²C-Leitungen sind über die Schutzwiderstände R 1 bis R 3 geführt.

Damit auch nach dem Ausfall der Betriebsspannung die Echtzeituhr weiterlaufen kann und der RAM-Speicherinhalt erhalten bleibt, erfolgt die Spannungspufferung über den Gold-Cap C 3. Es handelt sich hierbei um einen großen Kondensator mit einer Kapazität von 1 F, der über die Diode D 1 und den Widerstand R 4 aufgeladen wird. Er versorgt bei Ausfall der Betriebsspannung das IC 1 mit Spannung. Die Diode D 1 verhindert in diesem Fall, daß ein Strom aus BU 1 oder BU 2 herausfließen kann.

Nachbau

Der Nachbau des I²C-Echtzeituhr-Boards gestaltet sich aufgrund des geringen externen Bauelementeaufwands sehr einfach. Die Bauelemente finden auf einer einseitigen Leiterplatte mit den Abmessungen 68 x 37mm Platz. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes, wobei die Bauteile einzusetzen, zu verlöten und die überstehenden Drahtenden mit einem Seitenschneider abzuschneiden sind, ohne dabei die Lötstellen zu beschädigen. Der Jumper J 1 sollte in die Stellung „0“ gesteckt werden, wenn sich nur ein PCF

8583 am I²C-Bus befindet.

Damit ist der Aufbau bereits abgeschlossen und es folgt der Abgleich des Oszillators. Zuerst muß die Schaltung mit Betriebsspannung versorgt werden, indem das Board an das I²C-PC-Interface angeschlossen oder direkt über BU 1 oder BU 2 mit 5V versorgt wird. Unmittelbar nach dem Anlegen der Betriebsspannung steht an Pin 7 des IC 1 ein Rechecksignal an.

Dieses wird mit einem Frequenzzähler gemessen und mit C 1 auf eine Frequenz von 1 Hz abgeglichen. Einige Frequenz-

Kompakte Bauweise und einfache Ansteuerung über den I²C-Bus

zähler können eine solch niedrige Frequenz nicht mit ausreichender Auflösung darstellen, so daß hier die Methode der Periodendauermessung einzusetzen ist. Die Periodendauer ist dabei auf 1s einzustellen. Wird der PCF 8583 das erste Mal über den I²C-Bus konfiguriert, so wird das 1Hz-Signal abgeschaltet und der Pin 7 zur Interruptanforderung genutzt.

Software

Die Grundroutinen zur Ansteuerung des I²C-Echtzeituhr-Boards liegen als Quellcode in den Programmiersprachen C und PASCAL vor.

Ein kleines Beispielprogramm zeigt die Anwendung der Routinen im Zusammenspiel mit dem I²C-PC-Interface. Hier erfolgt die Synchronisation der Zeit des Boards mit der des angeschlossenen PCs und das Auslesen dieser Zeit. Über die

Funktion „SETZE_ZEIT (Stunden, Minuten, Sekunden);“ kann die Uhrzeit des PCF 8583 gesetzt werden und die Funktion „SETZE_DATUM (Tag, Monat, Jahr, Wochentag);“ setzt das Datum. Ebenso erfolgt das Auslesen der Daten über die Funktionen „LESE_ZEIT(..);“ und „LESE_DATUM(..);“.

Zum direkten Schreiben und Lesen der Speicherstellen stehen die Funktionen „PCF8583_SCHREIBE_BYTE(..);“ und „PCF8583_LESE_BYTE(..);“ zur Verfügung, die jeweils ein Byte schreiben oder lesen. Die Funktionen „PCF8583_SCHREIBE_WORD(..);“ und „PCF8583_LESE_WORD(..);“ haben die

gleiche Aufgabe, schreiben oder lesen aber jeweils ein Wort (2 Bytes). Hierbei ist auf die Adressierung zu achten, da durch ein Wort zwei aufeinanderfolgende Speicherstellen belegt werden.

Auf die Umsetzung der Alarm-, Zähler- und Interruptfunktion wurde im Beispielprogramm verzichtet, da der Baustein eine Vielzahl von Konfigurationsmöglichkeiten bietet und die Erstellung individueller Routinen das Programm schnell unübersichtlich macht. Diese Routinen sollten auf den jeweiligen Einzelfall abgestimmt werden und sind anhand des Beispiels leicht selber erstellbar.

Die Quellcodes zur Ansteuerung des PCF 8583 liegen dem Bausatz des I²C-Echtzeituhr-Boards auf einer Programm-diskette bei oder können über die ELV-Infobox per Modem kostenlos abgerufen werden, nur die Telefongebühren fallen an.



Video-Kopierschutz-Decoder VKD 7002

Nutzen Sie die legitimen Möglichkeiten beim Überspielen und Archivieren von Leihvideos. Der VKD 7002 wirkt zuverlässig gegen alle derzeit gängigen Kopierschutzverfahren auf Video-Leihkassetten.

Als Nachfolger des tausendfach bewährten VCD 7001 ist der VKD 7002 eine konsequent weiterentwickelte Version mit eingebauter Logo-Ausblendung, Kopierrichtungsumschaltung, zusätzlichem TV-Ausgang und 230V-Netzteil.

Die meisten derzeit erhältlichen Topfilme auf Video-Kauf- oder Leihkassetten sind mit einem Kopierschutz der US-amerikanischen Firma Macrovision ausgestattet. Störimpulse innerhalb der vertikalen Austastlücke, d. h. im nicht sichtbaren Bereich des Bildes, bringen während des Kopiervorgangs die Regelung des Videorecorders außer Tritt. Je nach Alter des Filmes kommen dabei verschiedene Macrovisionsvarianten zum Einsatz.

Die ersten Video-Leihkassetten mit dem Kopierschutz Macrovision I kamen vor fast 10 Jahren (Herbst 1987) auf den Markt. Dieser Kopierschutz war jedoch noch relativ unausgereift, da die Aufnahme-Regelung von vielen Video-Recordern sich hierdurch nicht beeinflussen ließ.

Nahezu alle, seit Anfang der 90er Jahre gebauten VHS-Video-Recorder sind inzwischen mit einer Aufnahme-Regelung ausgestattet, die bei üblichen Aufnahmevorgängen einwandfrei arbeitet, jedoch beim Auftreten von Macrovisions-Signalen gestört wird.

Bereits Anfang 1988 kamen die ersten

Kopierschutz-Decoder auf den Markt, die in der Lage waren, den Kopierschutz Macrovision I zu eliminieren. In einem Test der Zeitschrift „Video“ 9/88 war der VCD 1000 von ELV unter den bestplatzierten Geräten.

Es folgten mit Macrovision II und Macrovision III modifizierte, noch wirksamere Kopierschutz-Varianten, worauf schnell neue Decoder-Generationen folgten.

Der VCD 7000, der alle bis dahin bekannten Kopierschutz-Verfahren zuverlässig beseitigte, war im Test der Zeitschrift „Video“ 5/89 wieder unter den besten Decodern am Markt. Von 8 getesteten Geräten waren nur zwei, darunter der VCD 7000 von ELV, empfehlenswert.

Fast alle Top-Filme, die seit Herbst 1992 auf Video-Leih- oder Kaufkassetten angeboten werden, sind mit einem Kopierschutz ausgestattet. Dabei kommt vorwiegend eine Mischung aus den 3 Macrovisions-Varianten zum Einsatz.

Die Folge der Macrovisions-Störimpulse sind Farbaussetzer, Helligkeitsschwankungen oder sogar das völlige Zusammenbrechen des Bildes bei der Wiedergabe der Kopie. Die Wiedergabe der Originalkassette führt in der Regel zu keiner Beeinträchtigung, da sich die Störimpulse bei einem Fernsehgerät nicht auswirken.

Aufgabe des Kopierschutz-Decoders ist

nun, die Störimpulse während des Überspielvorgangs restlos zu entfernen.

Rechtslage

Gemäß Urhebergesetz (94 IV, 53 I, V) darf jeder, der sich eine Videokassette ausleiht, diese zur rein privaten Nutzung kopieren.

Jedoch ist bereits das unentgeltliche und natürlich erst recht das bezahlte Ausleihen von kopierten Videokassetten an Bekannte und Freunde strafbar.

Störungsfreies Überspielen aller kopiergeschützten Videofilme

Der VKD 7002 eliminiert zuverlässig alle derzeit bekannten Kopierschutz-Störimpulse auf Videokassetten.

Im Gegensatz zur üblichen Ausblendtechnik schaltet der VKD 7002 gezielt die sichtbare Bildinformation durch, während sämtliche übrigen Signale bearbeitet bzw. neu generiert werden. Durch diese Arbeitsweise haben selbst neue Kopierschutz-Verfahren beim VKD 7002 kaum eine Chance.

Einfache Handhabung

Der VKD 7002 ist mit drei Scartbuchsen zum Anschluß von zwei Video-Recordern

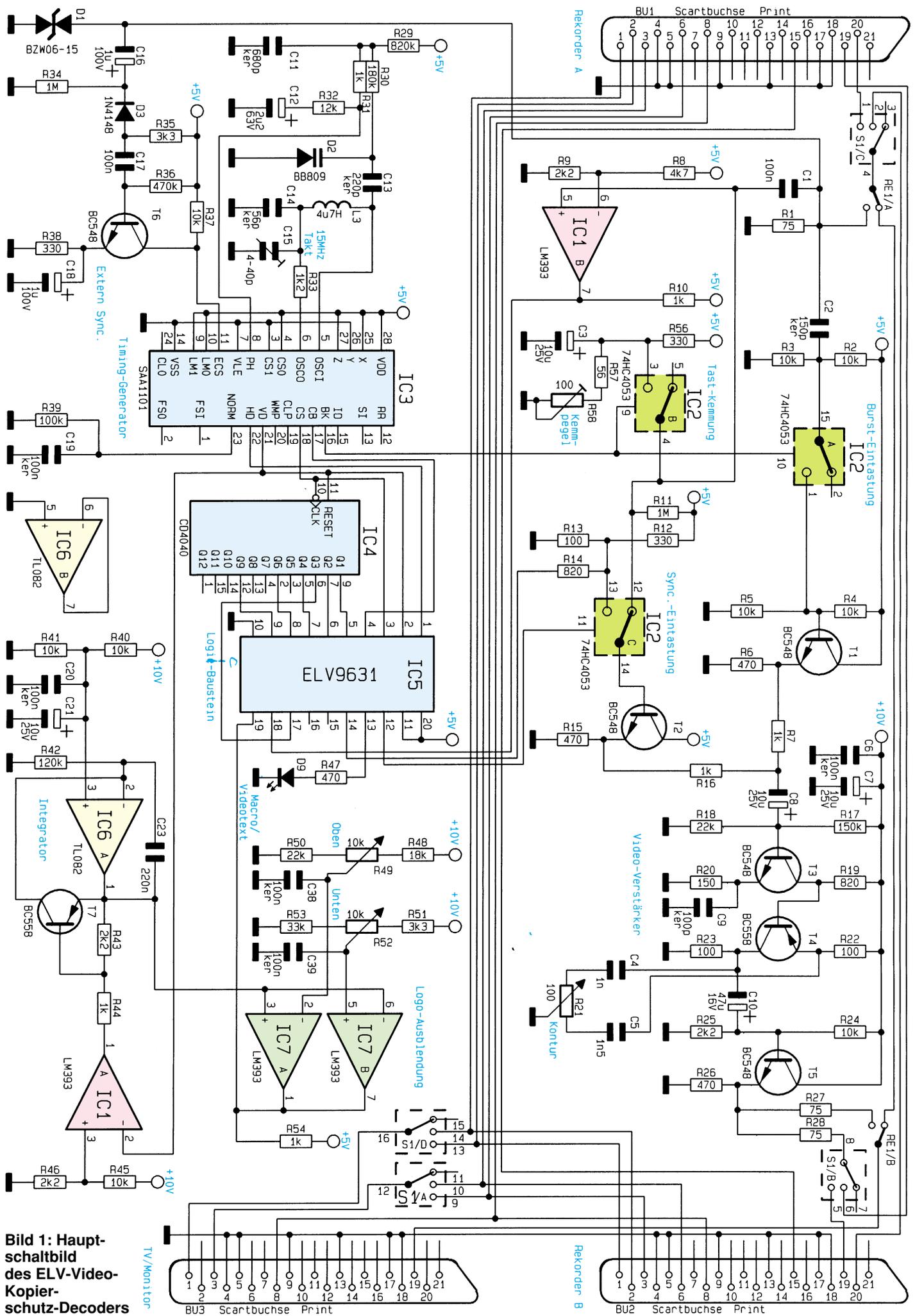


Bild 1: Hauptschaltbild des ELV-Video-Kopier-schutz-Decoders

und einem Fernsehgerät ausgestattet und wird einfach in die Verbindungsleitung zwischen wiedergebendem und aufnehmendem Recorder eingefügt.

Die Kopierrichtung ist am VKD 7002 umschaltbar, d. h. Rekorder A ist der Abspieler und Rekorder B das aufzeichnende Gerät oder umgekehrt. Bei ausgeschaltetem Decoder wird der jeweils selektierte Zusprieler zum Fernsehgerät durchgeschleift.

Zur Stromversorgung ist der VKD 7002 mit einem eingebauten 230V-Netzteil ausgestattet.

Optimierung der Bildqualität

Durch die eingesetzte Technik ist bei verschliffenen Synchronimpulsen sogar eine deutliche Verbesserung der Aufzeichnungsqualität möglich. Des weiteren steht zur Optimierung der Bildqualität der Einstellregler „Kontur“ zur Verfügung.

Interessante Zusatzfunktionen

Bei der Aufzeichnung von Breitwandspielfilmen bietet der VKD 7002 die Möglichkeit, Sender-Logos zu überdecken. Mit zwei Einstellreglern ist sowohl am oberen Bildrand als auch am unteren Bildrand die Schwarzblende stufenlos einstellbar. Eine Kopierschutzanzeige signalisiert Macrovisionsimpulse bzw. bei Fernsehaufzeichnungen Videotextsignale, die im gleichen Bereich wie die Macrovisions-Störimpulse liegen.

Dank Durchschleifbetrieb muß der VKD 7002 bei ausgeschaltetem Decoder nicht aus dem Signalweg genommen werden.

Übersichtlicher Selbstbau

Durch ausgereifte Schaltungstechnologie und den Einsatz von hochintegrierten Bausteinen ist der Aufbau verhältnismäßig einfach und in kurzer Zeit möglich. Des weiteren trägt der einfache Abgleich wesentlich zur Nachbausicherheit bei.

Schaltung

Das Hauptschaltbild des ELV Video-Kopierschutz-Decoders der neuesten Generation ist in Abbildung 1 zu sehen, während Abbildung 3 die Netzteilschaltung zeigt.

Trotz der umfangreichen Funktionen hält sich der Bauteilaufwand durch den Einsatz von hochintegrierten Bausteinen in Grenzen. Doch bevor wir mit der detaillierten Schaltungsbeschreibung beginnen, ein paar Worte zur prinzipiellen Funktionsweise des Decoders.

Davon ausgehend, daß im Bildinhalt keine Störimpulse unterzubringen sind, die die Regelung des Video-Recorders beeinflussen können, schaltet der VKD 7002 ausschließlich die reine Bildinformation

durch. Sämtliche Synchronisations-Signale sowie die komplette vertikale Austastlücke mit Vor- und Nachtrabanten werden vom VKD 7002 neu generiert.

Aufgrund dieses Funktionsprinzips werden nicht nur sämtliche derzeit eingesetzten Kopierschutz-Verfahren eliminiert, sondern es ist mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit bei heutiger Recorder-Technologie kein Kopierschutz möglich, der nicht vom VKD 7002 ausgeblendet wird. Doch nun zum Schaltbild.

Das Videoeingangssignal mit $1V_{ss}$ an 75Ω wird dem VKD 7002 wahlweise an BU 1 oder an BU 2 (jeweils Pin 20) zugeführt.

Über den Kopierrichtungs-Umschalter S 1 sowie die Kontakte des Relais RE 1 A gelangt das Videosignal dann auf den mit 75Ω (R1) angeschlossenen Decodereingang.

Von hieraus wird das FBAS-Videosignal in drei Signalwege aufgesplittet. Über den mit C 2, R 2 und R 3 aufgebauten Hochpaß gelangen die höherfrequenten Signalanteile auf Pin 15 des schnellen elektronischen Schalters IC 2 A.

Dieser mit dem Burst-Key-Signal von IC 3 gesteuerte Umschalter läßt ausschließlich den Farb-Burst zur Basis des mit T 1 und externen Komponenten aufgebauten Emittierfolger passieren. Am Emitter dieses Transistors steht der aus 10 bis 12 Schwingungen bestehende Burst dann niederohmig zur weiteren Verarbeitung an.

Das eigentliche FBAS-Videosignal gelangt auf eine mit C 1, C 3, R 11, R 56 - R 58 sowie dem CMOS-Multiplexer IC 2 B realisierte Tastklemmung. Der elektronische Schalter IC 2 B wird für die Zeit der hinteren Schwarzsulter des Video-Signals geschlossen, so daß sich der Schwarzwert unabhängig vom Bildinhalt auf den an C 3 anliegenden Gleichspannungspegel einstellt.

Das auf Schwarzpegel geklemmte Videosignal gelangt direkt auf Pin 12 des CMOS-Multiplexers IC 2 C.

An Pin 13 dieses elektronischen Umschalters wird das vom VKD 7002 neu generierte Composite-Sync.-Signal zugeführt, dessen Amplitude durch den mit R 12 - R 14 aufgebauten Spannungsteiler bestimmt wird.

Mit Hilfe des Trimmers R 58 wird der Klemmpegel so eingestellt, daß die Schwarz-Sulter des Video-Signals mit dem neu generierten Composite-Sync. exakt übereinstimmt.

Der Multiplexer läßt ausschließlich den sichtbaren Bildinhalt des FBAS-Videosignals (Pin 12) auf die Basis des Transistors T 2 passieren, während sämtliche Synchron-Signale (Pin 13) vom VKD 7002 neu generiert werden. Am Emitter des Transistors T 2 steht dann der Bildinhalt mit den neu generierten Synchron-Signalen (ohne

Macrovisions-Störimpulse) an.

Der noch fehlende Farbburst liegt, wie bereits erwähnt, am Emitter des Transistors T 1. Burst und Videosignal werden über R 7 und R 16 zu einem kompletten, am Minuspol des Elkos C 8 anliegenden, FBAS-Videosignal zusammengemischt.

Eine ca. 5fache Verstärkung des Videosignals wird mit Hilfe des in Emitter-Schaltung arbeitenden Transistors T 3 vorgenommen. Während die Verstärkung von T 3 in erster Linie vom Verhältnis der Widerstände R 19 zu R 20 abhängt, dient C 9 zur Verstärkungsanhebung bei hohen Signal-Frequenzen.

Das am Kollektor in invertierender Form verstärkt anstehende Videosignal wird direkt galvanisch auf die Basis des ebenfalls in Emitter-Schaltung arbeitenden Transistors T 4 gekoppelt.

Der Frequenzgang dieser Stufe ist im oberen Video-Frequenzbereich veränderbar. Je nach Stellung des Potis R 21 erfolgt eine Verstärkungsanhebung (harte Konturen) oder eine Verstärkungsabsenkung (weiche Konturen) bei höheren Video-Frequenzen.

Das am Kollektor wieder phasenrichtig anstehende Video-Signal wird über C 10 auf die Basis des zur Impedanz-Wandlung dienenden Transistors T 5 gekoppelt.

Die Auskopplung des von den Macrovisions-Impulsen befreiten Videosignals erfolgt mit 75Ω -Ausgangsimpedanz über RE 1 B zur TV-Buchse (BU 3) bzw. über S 1 B zum aufnehmenden Video-Recorder.

Da die Kopierrichtung am VKD 7002 umschaltbar ist, wird über S 1 A und S 1 D das Audio-Signal des jeweiligen Zusprieler-Recorders zum TV-Ausgang (BU 3) geführt.

Für die Generierung der neuen normgerechten Synchron-Signale ist der recht komplexe Baustein des Typs SAA 1101 (IC 3) verantwortlich. Dieser Chip, dessen interne Struktur in Abbildung 2 zu sehen ist, beinhaltet eine Vielzahl von Stufen.

Der mit 15 MHz arbeitende Takt-Oszillator wird an den Pins 5 und 6 extern beschaltet, wobei im wesentlichen die Bauteile L 3, C 13 - C 15 und die Varicap-Diode D 2 frequenzbestimmend sind. Da sämtliche Ausgangssignale absolut synchron zum Eingangsvideosignal sein müssen, arbeitet der SAA 1101 im GenLock-Mode (Sync.Lock with external Reference).

Das Videoeingangssignal gelangt über C 16 auf eine mit T 6 und externen Komponenten aufgebaute einfache Amplitudensiebschaltung zur Abtrennung der Synchronimpulse vom Video-Signal.

Die positiv gerichteten Synchron-Impulse am Kollektor des Transistors T 6 gelangen direkt zum Pin 11 (External Composite-Sync.) des Bausteins. Im Genlock-Betrieb werden die interne und externe

zu verlöten und die überstehenden Drahtenden direkt oberhalb der Lötstelle abzuschneiden.

Die Dioden weisen an der Kathodenseite einen Ring auf, der mit der Pfeilspitze im Bestückungsdruck übereinstimmen muß. Das Einlöten erfolgt in der gleichen Weise wie bei den Widerständen, wobei die Kapazitäts-Diode D 2 keinesfalls mit der Diode D 3 verwechselt werden darf.

Danach sind die beiden Spannungsregler jeweils mit einer Schraube M3x6mm und den zugehörigen Muttern auf die Leiterplatte zu schrauben und zu verlöten.

Während als nächstes die Folien- und Keramik-Kondensatoren mit beliebiger Polarität einzulöten sind, ist bei den Elektrolyt-Kondensatoren unbedingt die richtige Polarität zu beachten.

Es folgt das Einsetzen der Kleinsignal-Transistoren mit möglichst kurzen Anschlußbeinchen.

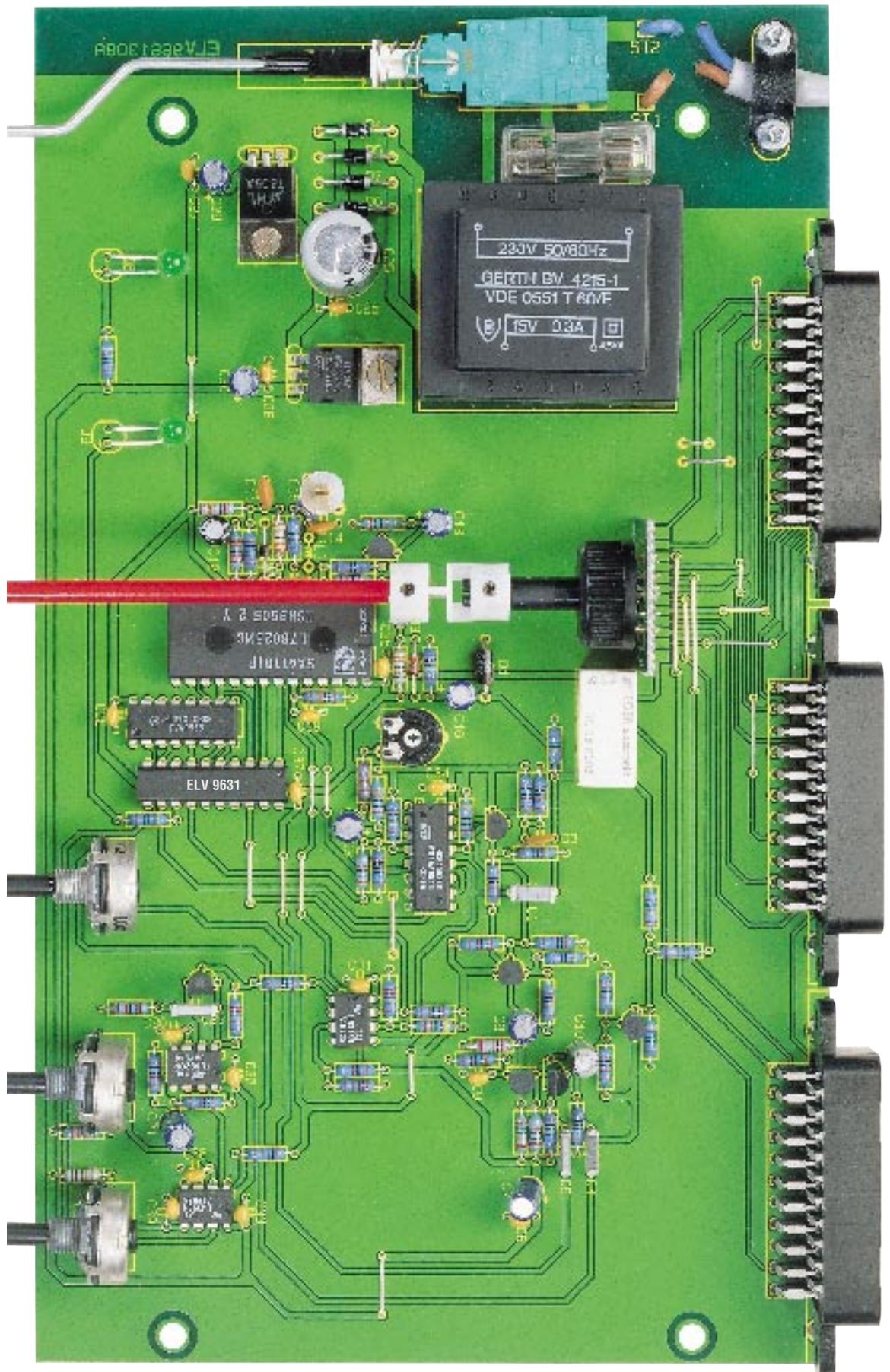
Die integrierten Schaltkreise sind so zu bestücken, daß die Gehäusekerbe des Bauelements mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Im nächsten Arbeitsschritt ist die Spule 3 stehend einzulöten. Vorsicht! Die Spule ist von der Bauform her leicht mit einem Widerstand zu verwechseln.

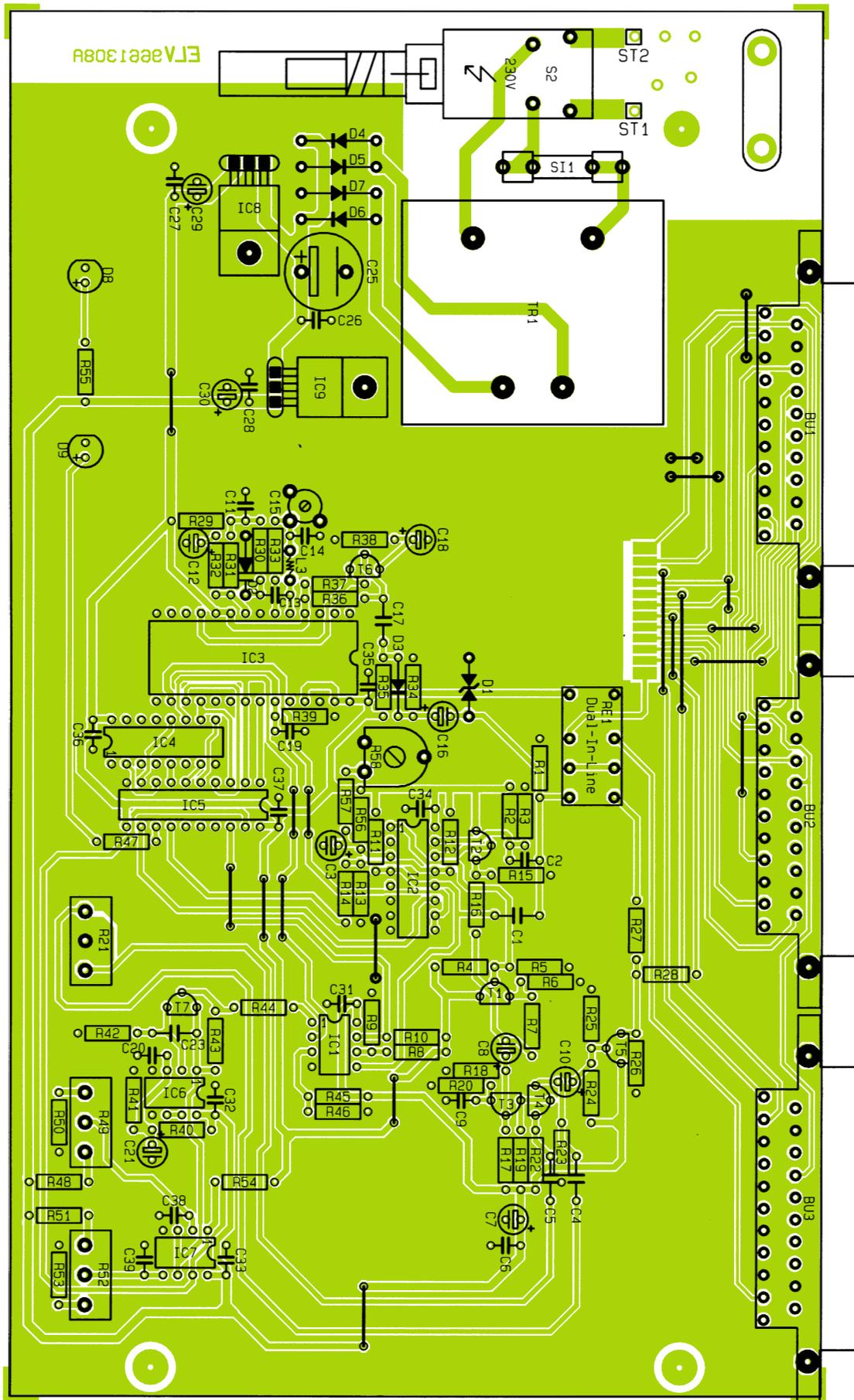
Nach Einlöten des Trimmers R 58 und des C-Trimmers C 15 sind das Relais, der Netzschalter und die beiden Hälften des Platinen-Sicherungshalters unter Zugabe von ausreichend Lötzinn zu bestücken.

Die Anschlußschwerter des Netztransformators sind mit ausreichend Lötzinn sorgfältig festzusetzen.

Nun wird die Feinsicherung eingesetzt und als Berührungsschutz eine



Ansicht der fertig aufgebauten Basisplatte des VKD 7002



Bestückungsplan der Basisplatine des VKD 7002

Kunststoff-Kappe aufgedrückt.

Sämtliche Anschluß-Pins der drei Scart-Buchsen und die Anschlußschwerter der Einstell-Potis sind mit ausreichend Lötzinn festzusetzen.

Der Kopierrichtungs-Umschalter S 1 (Abb. 5) ist zunächst auf eine kleine Trägerplatine aufzulöten. Danach wird die Trägerplatine bis zum Anschlag in den dafür vorgesehenen Schlitz der Basisplatine gesetzt, im rechten Winkel ausgerichtet und die korrespondierenden Leiterbahnen sorgfältig verlötet.

Die Anschlußbeinchen der beiden Leuchtdioden sind 10 mm hinter dem Gehäuse-Austritt abzuwinkeln und mit einer Höhe von 12 mm, gemessen vom Beinchenaustritt aus dem Diodengehäuse bis zur Platine-Oberfläche, einzulöten.

Nun kommen wir zum Anschluß der zweiadrigen Netzzuleitung. Das Netzkabel wird von außen durch eine Gummidurchführungsstülpe, die zuvor in die zugehörige Bohrung der Gehäuserückwand zu drücken ist, geführt. Danach wird die äußere Ummantelung auf 25 mm entfernt, die Innenadern 5 mm abisoliert, verdreht und verzinkt. Zum Schutz vor versehentlichem Lösen sind die beiden Innenadern des Netzkabels stramm durch jeweils drei Platinenbohrungen zu führen und an die dafür vorgesehenen Lötflächen im Bereich des Netzschalters anzulöten.

Mit einer Zugentlastungsschelle und den zugehörigen M 3x 16 mm-Schrauben und Muttern wird die Netzzuleitung auf der Platine festgesetzt.

Vor dem ersten Anlegen der Netzspannung ist die Platine unbedingt in die Gehäuseunterhalb-schale einzubauen, da sonst netzspannungsfüh-

Stückliste: Video-Kopierschutz-Decoder VKD 7002

Widerstände:

| | | |
|---------------------|-------|-----------------------------------|
| 56Ω | | R57 |
| 75Ω | | R1, R27, R28 |
| 100Ω | | R13, R22, R23 |
| 150Ω | | R20 |
| 330Ω | | R12, R38, R56 |
| 470Ω | | R6, R15, R26, R47, R55 |
| 820Ω | | R14, R19 |
| 1kΩ | | R7, R10, R16, R31, R44, R54 |
| 1,2kΩ | | R33 |
| 2,2kΩ | | R9, R25, R43, R46 |
| 3,3kΩ | | R35, R51 |
| 4,7kΩ | | R8 |
| 10kΩ | | R2-R5, R24, R37, R40, R41, R45 |
| 12kΩ | | R32 |
| 18kΩ | | R48 |
| 22kΩ | | R18, R50 |
| 33kΩ | | R53 |
| 100kΩ | | R39 |
| 120kΩ | | R42 |
| 150kΩ | | R17 |
| 180kΩ | | R30 |
| 470kΩ | | R36 |
| 820kΩ | | R29 |
| 1MΩ | | R11, R34 |
| PT10, liegend, 100Ω | | R58 |
| Poti, 6mm, 100Ω | | R21 |
| Poti, 6mm, 10kΩ | | R49, R52 |

Kondensatoren:

| | | |
|------------|-------|-----------------------------------|
| 56pF/ker | | C14 |
| 100pF/ker | | C9 |
| 150pF/ker | | C2 |
| 220pF/ker | | C13 |
| 680pF/ker | | C11 |
| 1nF | | C4 |
| 1,5nF | | C5 |
| 100nF | | C1, C17 |
| 100nF/ker | | C6, C19, C20, C26-C28, C31-C39 |
| 220nF | | C23 |
| 1µF/100V | | C16, C18 |
| 2,2µF/63V | | C12 |
| 10µF/25V | | C3, C7, C8, C21, C29, C30 |
| 47µF/16V | | C10 |
| 1000µF/40V | | C25 |

C-Trimmer, 4-40pF C15

Halbleiter:

| | | |
|----------------|-------|---------------|
| LM393 | | IC1, IC7 |
| 74HC4053 | | IC2 |
| SAA1101 | | IC3 |
| CD4040 | | IC4 |
| ELV9631 | | IC5 |
| TL082 | | IC6 |
| 7805 | | IC8 |
| 7812 | | IC9 |
| BC548 | | T1-T3, T5, T6 |
| BC558 | | T4, T7 |
| BZW06-15B | | D1 |
| BB809 | | D2 |
| 1N4148 | | D3 |
| 1N4001 | | D4-D7 |
| LED, 3mm, grün | | D8, D9 |

Sonstiges:

| | | |
|--|-------|---------|
| Festinduktivität, 4,7µH | | L3 |
| Scart-Buchse, abgewinkelt | | BU1-BU3 |
| Dual-Inline-Relais, 2 x um | | RE1 |
| Miniatur-Präzisionsdrehwähler, 4 x 3 polig | | S1 |
| Sicherung, 100mA, träge | | SI1 |
| Trafo, 1 x 15V/0,3A | | TR1 |
| Shadow-Netzschalter | | S2 |
| 1 Adapterstück | | |
| 1 Schubstange | | |
| 1 Druckknopf | | |
| 1 Platinensicherungshalter (2 Hälften) | | |
| 1 Sicherungsschutzkappe | | |
| 1 Präzisions-IC-Fassung, 20polig | | |
| 4 Drehknöpfe, 12mm, grau | | |
| 4 Knopfkapfen, 12mm, grau | | |
| 4 Pfeilscheiben, 12mm, grau | | |
| 3 Knopfreduzierstücke | | |
| 1 Kupplung | | |
| 1 Verlängerungsachse 6mm ø | | |
| 1 Netzkabel, 2polig, grau | | |
| 1 Zugentlastungsschelle | | |
| 2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 6mm | | |
| 2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 16mm | | |
| 4 Muttern, M3 | | |
| 60cm Schaltdraht, blank, versilbert | | |

nach ist die fertig gebogene Stange mit einem Kupplungsstück und dem zugehörigen Druckknopf zu bestücken. Die endgültige Montage erfolgt durch Einrasten des Kupplungsstücks auf dem Netzschalter.

Abgleich

Zum Abgleich des VKD 7002 sind nur zwei relativ einfache Einstellungen vorzunehmen. Ein Oszilloskop ist hilfreich, jedoch zum Abgleich keinesfalls zwingend erforderlich.

Benötigt werden zum Abgleich eine Video-Signalquelle (üblicherweise der Zuspield-Recorder) und ein Fernsehgerät als Kontrollmonitor.

Nachdem der VKD 7002 im Signalweg zwischen Videorecorder und Fernsehgerät angeschlossen ist, werden alle Geräte eingeschaltet und der Recorder im Wiedergabe-Modus betrieben.

Als erstes erfolgt nun die Einstellung der Oszillator-Frequenz des SAA 1101 (IC 3) mit Hilfe des C-Trimmers C 15. Hier ist mit einem Kunststoff-Abgleichstift ein ruhig stehendes Bild einzustellen, wobei besonders auf den oberen Bildbereich (TOP Flutter) zu achten ist.

Danach wird mit R 58 der Klemmpegel für das Videosignal eingestellt. Dazu ist ein Oszilloskop am Videoausgang anzuschließen und horizontal zu triggern.

R 58 ist nun so einzustellen, daß die hintere Schwarzsulter des Videosignals exakt mit dem Schwarzwert übereinstimmt.

Steht kein Oszilloskop zur Verfügung, so wird die Einstellung anhand der Bildhelligkeit vorgenommen, da die hintere Schwarzsulter auch als Referenz für die Helligkeit gilt.

Mit diesen beiden einfachen Einstellungen ist bereits der komplette Abgleich des VKD 7002 abgeschlossen.

Gehäuseeinbau

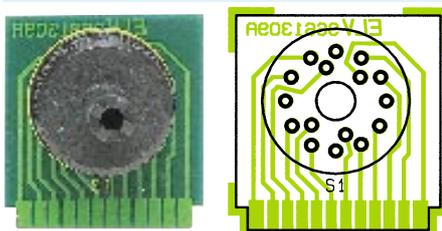
Nach Ziehen des Netzsteckers werden die vier provisorisch aufgeschraubten M4-Muttern entfernt und die Gehäuseoberhalb-schale mit nach hinten weisenden Lüftungsschlitzen aufgesetzt.

Dann ist in die oberen Montagesockel je eine M4- Mutter einzulegen, die Gehäuseschrauben nacheinander auszurichten und festzuziehen.

Die drei Poti-Achsen sowie die Achse des dreistufigen Drehwählers sind auf die erforderliche Länge zu kürzen und je mit einem Drehknopf zu bestücken.

Zuletzt sind nur noch die nicht benötigten mittleren Montageöffnungen flächenbündig zu verschließen und die Abdeck- und Fußmodule einzusetzen.

Nun steht dem störungsfreien Überspielen kopiergeschützter Video-Filme nichts mehr entgegen.



Ansicht des fertig aufgebauten Kopier- richtungsumschalters S1 mit zugehörigem Bestückungsplan

rende Teile berührbar sind.

In die vier Montagesockel der Gehäuse- unterhalb-schale werden Schrauben M4x

70mm gesteckt und auf der Gehäuseinnen- seite jeweils mit einem 5 mm langen Abstandröhrchen bestückt.

Die Leiterplatte wird nun mit der Ge- häusefront- und Rückplatte über den Schrauben abgesenkt.

Auf die vier aus der Leiterplatte hervor- stehenden Schraubenenden ist je eine 1,5 mm dicke Polyamid-Scheibe und je ein 55 mm langes Distanzröhrchen zu setzen und provisorisch mit jeweils einer M4-Mutter zu sichern.

Die Schubstange des Netzschalters ist entsprechend Abbildung 4 zu biegen. Da-

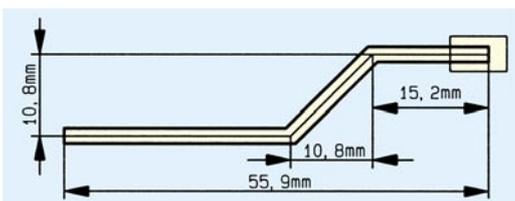


Bild 4: Schubstange des Netzschalters



Mini-Roulette

Mit 37 (36 Zahlen + Zero) im Kreis angeordneten Leuchtdioden läßt dieses in SMD-Technologie realisierte Roulette-Spiel die „Kugel“ elektronisch rollen.

Allgemeines

Elektronische Spiele sind beliebt und sorgen für kurzweilige Unterhaltung und Spaß. Unsere kleine Schaltung zeigt, daß auch das seit Jahrhunderten bekannte Glücksspiel Roulette elektronisch realisierbar ist. Dabei ist die in SMD-Technologie (Surface Mounted Device) realisierte Schaltung keineswegs kompliziert.

Nach dem Start wird die akustisch untermalte, durch einen Kreis aus Leuchtdioden nachgebildete, schnell rotierende „Kugel“ zunehmend langsamer, bis sie letztendlich ganz zum Stillstand kommt. Durch die 37 im Kreise angeordneten Leuchtdioden und die akustische Untermalung des Kugellaufs ist ein sehr realitätsnahes Spiel möglich.

Die Oszillator-Frequenz des Anfangs mit mehr als 100 Hz schwingenden Oszillators, wird erst nach Loslassen des Start-Tasters langsamer, so daß eine Manipulation des Kugellaufs durch definiertes Starten unmöglich ist.

Zur Stromversorgung der Schaltung kann wahlweise eine unstabilierte Spannung zwischen 7 V und 12 V (Steckernetzteil)

oder eine 9V-Blockbatterie dienen. Eine „Auto-Power-Off“-Funktion schaltet die Versorgungsspannung ca. 2,5 Minuten nach der letzten Tastenbetätigung automatisch ab.

Bei 9V-Betriebsspannung beträgt die Stromaufnahme der Schaltung ca. 10 mA.

Durch die Schaltungsausführung in SMD-Technik bildet die bedruckte, doppelseitig durchkontaktierte Leiterplatte gleichzeitig die Frontplatte.

Schaltung

In Abbildung 1 ist die interessante Schaltung des ELV Mini-Roulettes zu sehen. Neben den 37 Leuchtdioden, 5 ICs und 2 Transistoren sind nur noch wenige weitere Komponenten erforderlich.

Die vom Steckernetzteil oder von einer 9V-Blockbatterie gelieferte Versorgungsspannung gelangt zunächst auf den Puffer-Elko C 1. Durch Druck auf den Start-Taster TA 1 wird der Elko C 6 über R 5 und die Diode D 38 aufgeladen. Der Transistor T 2 schaltet durch und bringt den Längstransistor T 1 in den leitenden Zustand. Die Betriebsspannung liegt jetzt an allen integrierten Schaltkreisen an.

Gleichzeitig wird über D 39 der am Steuereingang (Pin 9, VCO_{in}) des spannungsgesteuerten Oszillators IC 5 anliegende Elko C 7 aufgeladen.

IC 5 beinhaltet eine PLL-Schaltung (Phase Locked Loop), bestehend aus einem spannungsgesteuerten Oszillator und 2 Phasen-Komparatoren. In unserer Schaltung wird lediglich der VCO genutzt, wobei die Mittenfrequenz vom Kondensator C 8 und die maximale Frequenz vom Widerstand R 6 abhängt.

Nach Loslassen des Start-Tasters TA 1 wird C 7 über R 6 entladen.

Proportional zur abfallenden Steuerspannung am VCO-Eingang (Pin 9) wird die Oszillator-Ausgangsfrequenz (IC 5, Pin 4) kontinuierlich geringer, bis letztendlich der Oszillator bei Unterschreiten einer bestimmten Steuerspannung am VCO-Eingang nicht mehr schwingt.

Der Oszillator-Ausgang wird direkt auf den Takteingang des 12stufigen Binärzählers IC 2 gekoppelt, dessen Binär-Ausgänge mit jedem Wechsel von „high“ nach „low“ am Takt-Eingang um eine Zählung weiterschreiten.

Die Leuchtdioden D 1 - D 37 sind in einer 8 x 5-Matrix angeordnet. Während

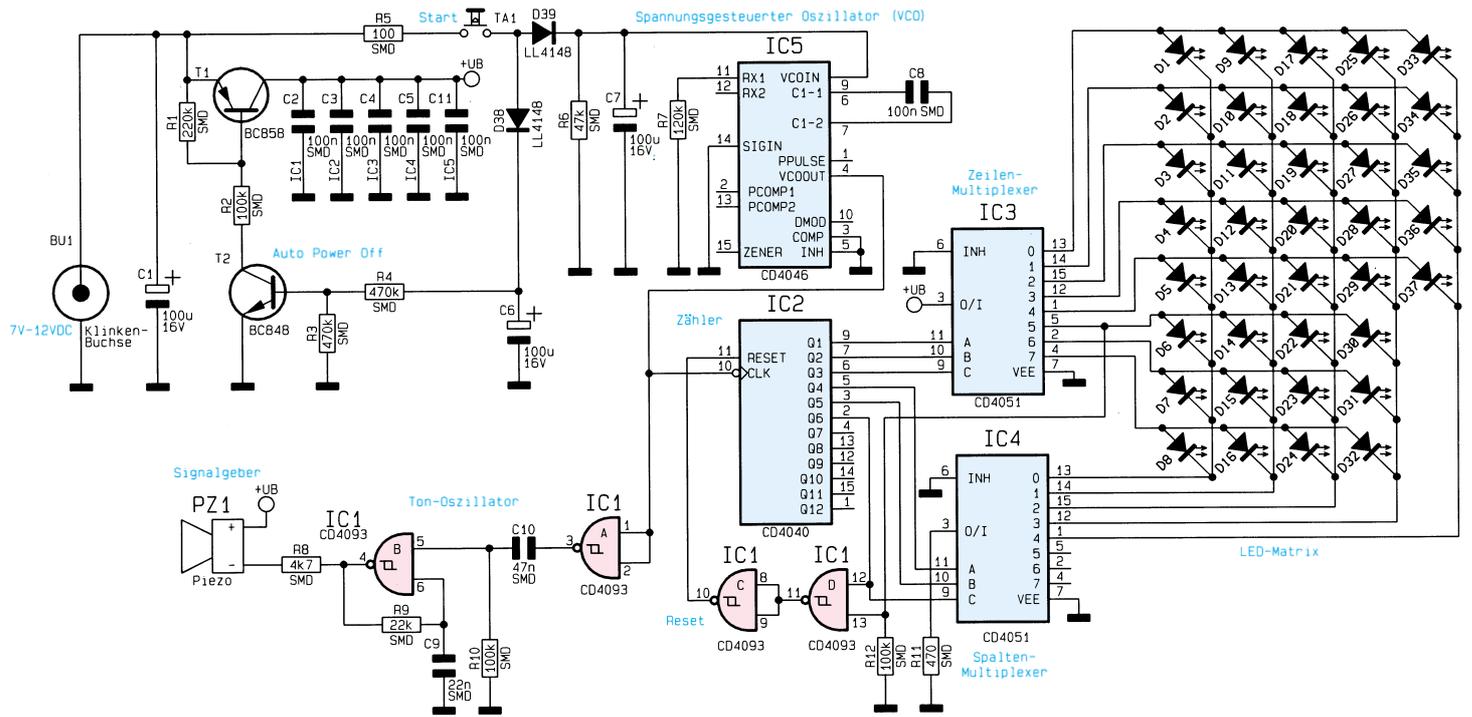


Bild 1: Schaltbild des Mini-Roulette

der CMOS-Multiplexer IC 3 die Betriebsspannung sequentiell an die 8 LED-Zeilen der Matrix anlegt, schaltet der für das „Spalten-Signal“ zuständige CMOS-Multiplexer IC 4 die ersten vier Spalten jeweils für 8 Taktzyklen über R 11 nach Masse.

Die letzte Spalte ist nur noch für 5 Taktzyklen durchgesteuert, da beim 6. Takt-Signal der Spalte der Zähler IC 2 über die Gatter IC 1 D, C zurückgesetzt wird.

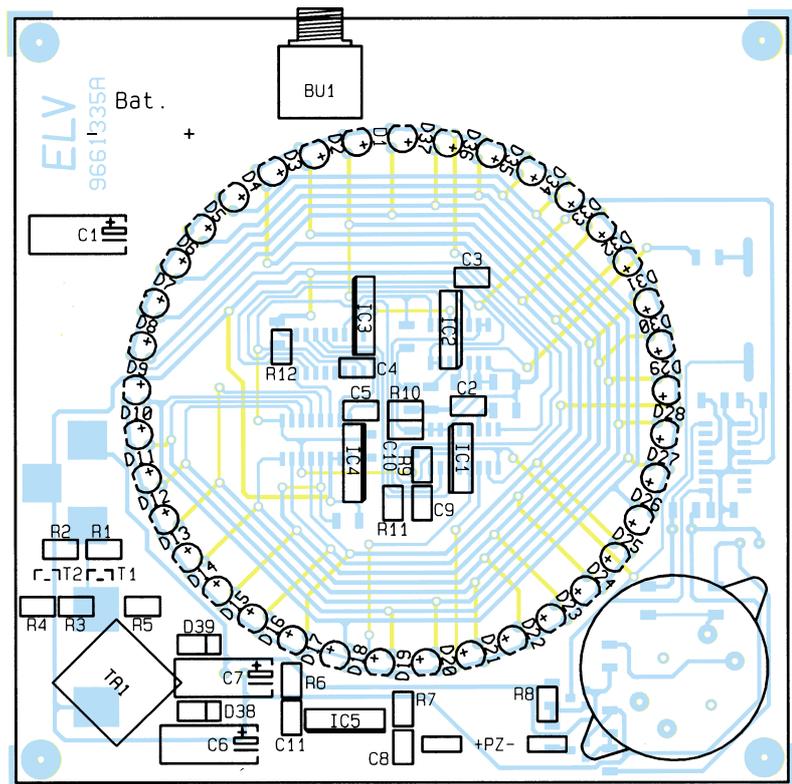
Zur akustischen Untermalung des Kugellaufs gelangt das zeilensynchrone Takt-Signal über IC 1 A und das RC-Glied R 10, C 10 auf Pin 5 des mit IC 1 B aufgebauten Ton-Oszillators. Mit jedem Takt-Signal, d. h. mit jedem LED-Wechsel, wird der auf ca. 4,5 kHz schwingende Ton-Oszillator ca. 2 ms freigegeben. Der Oszillator-Ausgang (Pin 4) steuert über R 8 direkt den Piezo-Signalgeber PZ 1.

Nachbau

Der praktische Aufbau dieser kleinen interessanten Schaltung ist vergleichsweise einfach. Mit etwas Geschick und Erfahrung im Aufbau elektronischer Schaltungen ist auch die SMD-Bestückung der ausgereiften doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte kein Problem.

Für die Lötarbeiten sind allerdings ein Lötcolben mit SMD-Lötpitze, dünnes SMD-Lötzinn und eine kleine Pinzette erforderlich. Der Lötcolben sollte temperaturgeregt sein, oder im unregelmäßigen Fall eine Leistung von 16 W nicht überschreiten.

Entsprechend der Stückliste und des Bestückungsplanes werden zuerst die



Bestückungsplan der Platinenunterseite

SMD-Widerstände nacheinander mit einer Pinzette auf die Platine gesetzt und festgelötet.

Danach folgen die SMD-Kondensatoren, wobei besondere Sorgfalt erforderlich ist, da diese Bauteile nicht beschriftet und daher leicht verwechselbar sind.

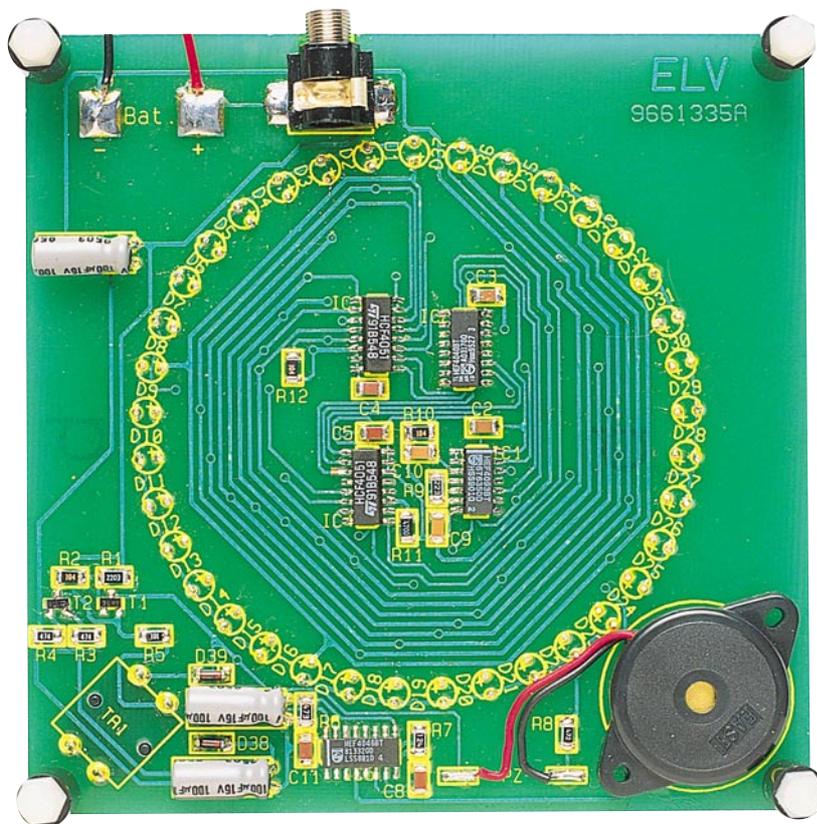
Sorgfältig sind auch die integrierten Schaltkreise aufzulöten. Die Pin 1 zuge-

ordnete Gehäuseseite ist bei den ICs leicht angeschragt. Nach Anlöten eines Anschlußpins ist es empfehlenswert, das Bauelement nochmals sorgfältig auszurichten. Erst wenn alle Anschlußpins auf den dafür vorgesehenen Lötflächen aufliegen, erfolgt das komplette Verlöten.

Die Anschlußbeinchen der drei Elkos in konventioneller Technik werden vor dem



Ansicht der bedruckten Platinenoberseite, die gleichzeitig als Frontplatte dient



Ansicht der Platinenunterseite mit SMD-Bestückung

Verlöten in liegender Position auf die erforderliche Länge gekürzt. Die Elkos sind üblicherweise am Minuspol gekennzeichnet.

Danach ist die 3,5mm-Klinkenbuchse

mit ausreichend Lötzinn an die dafür vorgesehenen Lötflächen anzulöten.

Der 9V-Batterieclip wird mit der roten Leitung an die mit „+“ gekennzeichnete Lötfläche und mit der schwarzen Leitung

Stückliste: Mini-Roulette

Widerstände:

| | |
|-----------------|--------------|
| 100Ω/SMD | R5 |
| 470Ω/SMD | R11 |
| 4,7kΩ/SMD | R8 |
| 22kΩ/SMD | R9 |
| 47kΩ/SMD | R6 |
| 100kΩ/SMD | R2, R10, R12 |
| 120kΩ/SMD | R7 |
| 220kΩ/SMD | R1 |
| 470kΩ/SMD | R3, R4 |

Kondensatoren:

| | |
|-----------------|----------------|
| 22nF/SMD | C9 |
| 47nF/SMD | C10 |
| 100nF/SMD | C2-C5, C8, C11 |
| 100µF/16V | C1, C6, C7 |

Halbleiter:

| | |
|----------------------|----------|
| CD4093/SMD | IC1 |
| CD4040/SMD | IC2 |
| CD4051/SMD | IC3, IC4 |
| CD4046/SMD | IC5 |
| BC858 | T1 |
| BC848 | T2 |
| LL4148 | D38, D39 |
| LED, 3mm, grün | D1 |
| LED, 3mm, rot | D2-D37 |

Sonstiges:

| | |
|--|-----|
| Klinkenbuchse, 3,5mm, mono, Lötanschluß | BU1 |
| Taster, B3F-4050 | TA1 |
| Piezo-Summer | PZ1 |
| 4 Zylinderkopfschrauben, M3 x 16mm | |
| 4 Distanzrollen, M3 x 10mm | |
| 4 Kunststoff-Hubmuttern, M3 | |

an die mit „-“ gekennzeichnete Lötfläche angelötet.

Alsdan sind die 37 Leuchtdioden und der Taster TA 1 von der Platinen-Oberseite zu bestücken. Die unteren Gehäusekragen der Leuchtdioden sind an der Katoden-Seite (Pfeilspitze) leicht abgeflacht, und das Anschlußbeinchen der Anode ist üblicherweise länger.

Der Piezo-Signalgeber ist, wie im Bestückungsplan zu sehen, auf die Lötseite der Leiterplatte zu kleben. Danach werden die Anschlußleitungen auf die erforderliche Länge gekürzt und an die dafür vorgesehenen Lötflächen angelötet.

Vier an den Platinenecken montierte Distanzröhrchen verleihen der Platine die erforderlich „Standfestigkeit“, wobei vier Kunststoff-Hütchenmuttern als Füße dienen. Nach einer sorgfältigen Überprüfung der Platine hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler kann das Spiel beginnen.



Batterieindikator TEA 1041 T

Kurzbeschreibung:

Low -Level-Batterieindikator mit einstellbarer Schaltschwelle und Berücksichtigung kurzzeitiger Spannungseinbrüche zur Generierung einer optischen Warnung vor zu weit entladener Batterie.

Hersteller: PHILIPS Semiconductors

- Timerlogik zur Verhinderung von Fehlanzeigen
- Speicherfunktion für Unterspannungsalarm
- Erinnerungsfunktion beim Abschalten nach Alarm
- Geringer Ruhestromverbrauch: 10 μ A
- Variabler Betriebsspannungsbereich: 1,8 - 4 V
- Leistungsfähiger Ausgabetreiber: bis 59 mA

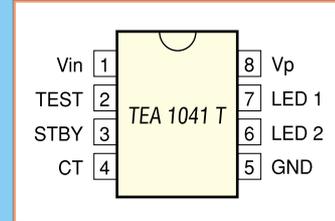


Bild 1:
Pinbelegung des Batterieindikators TEA 1041 T (Gehäuse SO 8)

Pinbelegung

| Pin | Name | Funktion |
|-----|-------|---------------------------------------|
| 1 | Vin | Schaltsschwelleneingang |
| 2 | TEST | Testeingang |
| 3 | STBY | Aktivierungseingang |
| 4 | CT | Anschluß externe Oszillator-Kapazität |
| 5 | GND | Masse |
| 6 | LED 2 | LED 2-Ausgang (Repeat bei Gerät aus) |
| 7 | LED 1 | LED 1-Ausgang (Unterspannung) |
| 8 | Vp | Betriebsspannung (+1,8 bis +4 V) |

Grenzwerte

| | |
|--------------------------|-----------------|
| Betriebsspannung (Pin 8) | -0,5 bis +4 V |
| Spannung an Pin 6, 7 | -0,5 bis +5,5 V |
| Spannung an Pin 1, 3 | -0,5 bis +4 V |
| Maximalstrom in Pin 4 | 5 mA |
| Maximalstrom in Pin 2 | 0,5 mA |
| Max. Verlustleistung | 150 mW |
| Arbeitstemperaturbereich | -5°C bis +55°C |

Funktionsbeschreibung

Der TEA 1041 T ermöglicht eine effiziente Einschätzung des Zustands von Batterien und Akkus in transportablen Geräten.

Er weist dabei einen äußerst geringen Eigenstromverbrauch auf und kann so im Stand-by-Betrieb auch ständig in Betrieb bleiben. Der Batteriespannungsindikator eignet sich für die Überwachung von Batteriespannungen zwischen 1,5 und 4 V. Durch eine separate Spannungsversorgung ist der Schaltkreis jedoch auch für die Überwachung höherer Batteriespannungen einsetzbar.

Die Aktivierung des Indikatorschaltkreises erfolgt durch den Anschluß von Pin 3 (STBY) an Masse.

Die Funktionsgruppen des im 8poligen DIL-Gehäuse untergebrachten Schaltkreises sind in Abbildung 2 zu sehen.

Die Schaltschwelle des Triggers (Eingang V_{in}) liegt bei 1,25 V. Dieser Wert ist durch den Spannungsteiler an Pin 1 entsprechend der zu überwachenden Betriebsspannung einzustellen. Der Temperaturdriftbereich von V_{in} ist in Abbildung 3 dargestellt. Philips schreibt für den Norm-Betriebsspannungsbereich eine Summe beider Widerstände des Spannungsteilers von 2 k Ω vor.

Fällt das Potential an Pin 1 unter 1,25 V, so wird ein Zähler im Schaltungsteil „Control/Timing Logic“ freigegeben. Dieser läuft etwa zwei Sekunden. Steigt die Spannung an Pin 1 in dieser Zeit nicht auf mehr als 1,25 V, so wird die Ausgangsstufe mit der LED 1 angesteuert. LED 1 bleibt auch angesteuert, wenn später die Spannung wieder auf über 1,25 V ansteigt (typischer Praxisfall: der Walkman wird nach der Warnung leiser gestellt, die LED erinnert jedoch auch dann an einen fälligen Batteriewechsel bzw. die Akkuladung).

Ist die Spannung jedoch aufgrund einer Spitzenbelastung o. ä. nur kurz eingebrochen und steigt in dieser Zeit (2 Sek.)

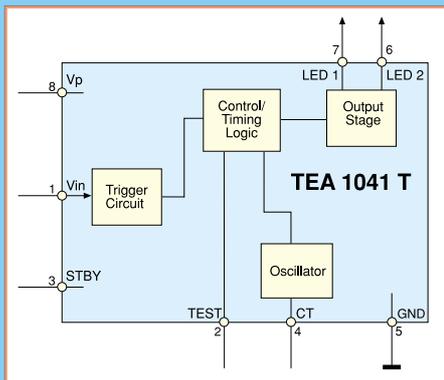
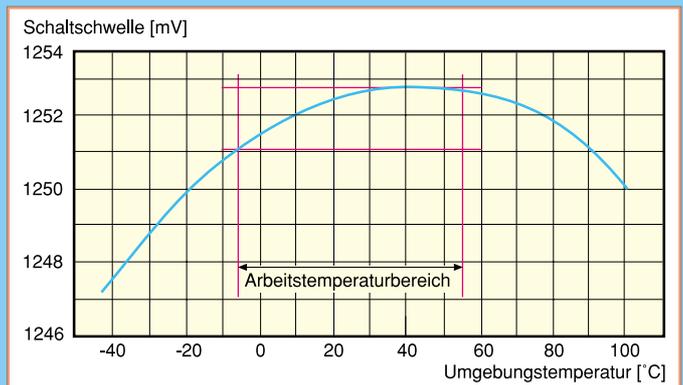


Bild 2 (links):
Innenschaltung

Bild 3 (rechts):
Temperaturdrift der Schwellspannung V_{in} an Pin 1



Elektrische Kennwerte

(Standard-Applikation, $V_p = 1,8$ bis 4 V, $GND = 0$ V, $R_1 + R_2 = 2$ k Ω , $C_1 = 10$ nF $\pm 10\%$, $T_A = T_{MIN}$ bis T_{MAX} , T_A typisch $+25^\circ\text{C}$, wenn nicht anders aufgeföhrt)

| Parameter | Symbol | Bedingungen | min. | typ. | max. | Einheit |
|---|-----------------|---|------|------|------|--------------------------|
| Spannungsversorgungs-Daten | | | | | | |
| Betriebsspannung | V_p | | 1,8 | | 4,0 | V |
| Stromaufnahme | I_{sw} | $V_p = 1,8$ V - 4 V | 0,65 | | 2,2 | mA |
| | | $V_p = 1,8$ V, FF ist nicht getriggert | 2,2 | | 4,4 | mA |
| | | $V_p = 4$ V, FF ist getriggert | 4 | | 8 | mA |
| Ruhestromaufnahme (Stand By) I_{sb} | | 1 Sek. nach Öffnen von S 1; $V_p = 4$ V | | | 10 | μA |
| Trigger-Daten | | | | | | |
| Schwellspannung | V_{in} | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 1,17 | 1,25 | 1,33 | V |
| Temperaturkoeffizient | | | -250 | | +250 | $10^{-6}/^\circ\text{C}$ |
| Schwellspannungsdrift | ΔV_{in} | | | 1 | | mV/1000h |
| Hysterese des Triggers | | | 3 | 5 | 7 | mV |
| Timing-Daten | | | | | | |
| Oszillatorfrequenz | f_{osc} | $C = 10$ nF; $V_p = 2$ V - 2,8 V | 5,7 | 8,2 | 10,7 | kHz |
| Ausgangsstufe | | | | | | |
| Ausgangsstrom | I_{L1} | $V_{L1} = V_{L2} = 0,5$ V; $V_p = 1,8$ V | 14 | 20 | 39 | mA |
| | | $V_{L1} = C_{L2} = 2,5$ V; $V_p = 4$ V | | | 59 | mA |
| Sättigungsspannung | V_{sat} | $I_{L1}; I_{L2} = 10$ mA | | | 200 | mV |
| Ausgangsleckstrom | | $T_j \leq 55^\circ\text{C}$; $V_p = 4$ V | | | 10 | μA |
| Test-Pin-Daten (siehe Funktionsbeschreibung) | | | | | | |
| High-Pegel | | Nutzung als Test-Ausgang | 450 | | | mV |
| Low-Pegel | | Nutzung als Test-Ausgang | | | 150 | mV |
| Benötigter Eingangsstrom f. High-Pegel | | Nutzung als Eingang | 300 | | | μA |
| Benötigter Eingangsstrom f. Low-Pegel | | Nutzung als Eingang | | | 40 | μA |
| Maximale externe Eingangsfrequenz | | | | | 10 | kHz |

wieder an, so zählt der Zähler wieder auf Null zurück. So ist ausreichender Schutz vor Fehlalarmen gegen kurzzeitige Störungen von weniger als 2 Sekunden gegeben.

Eine zusätzliche Warnung erfolgt bei Bedarf beim Abschalten des überwachten Gerätes (und damit meist auch Trennung des Batterieindikators von der Batterie).

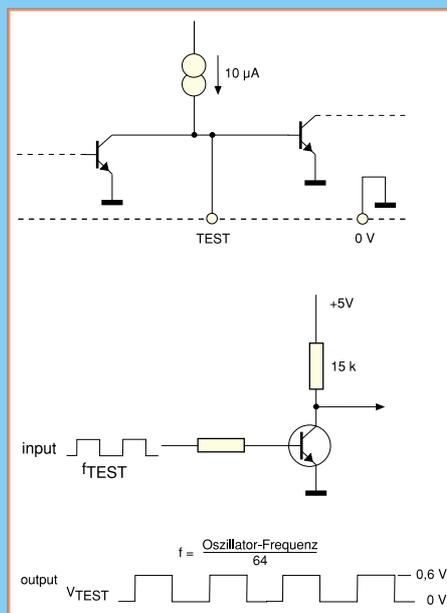


Bild 4: Interne Schaltung des Test-Pins 2, Signalform der internen Oszillatorfrequenz und Einspeisung eines externen Takts.

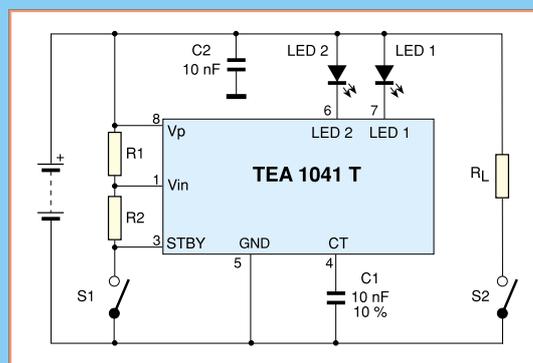


Bild 5: Standard-Applikation des TAE 1041 T. Bei Betriebsspannungen größer als 4 V sind eine Stabilisierung auf max. 4 V an Pin 8 und Vorwiderstände an den LEDs vorzusehen.

spannung). Beide LEDs blinken für ca. 4 Sek. wechselseitig.

Das IC verfügt über einen internen Oszillator zur Takterzeugung, dessen Frequenz durch die Kapazität an Pin 4 bestimmt wird. Speist man in Pin 4 einen Strom (max. 5 mA) ein, so kann die Funktion des Triggers sofort ohne Zeitverzug an den Pins 6 und 7 erkannt werden. Wird V_{in} an Pin 1 kleiner als 1,25 V, so folgt: Pin 7: Low; Pin 6: High. Bei V_{in} größer 1,25 V geht Pin 7 nach High, und Pin 6 wechselt auf Low. Diese Funktion ermöglicht ebenso einen schnellen Abgleich des Spannungsteilers wie die Testfunktion an Pin 2 (Abbildung 4).

Wird hier ein externes Taktsignal angelegt, so werden die Zeitabläufe ebenfalls beschleunigt. Für spezielle Anwendungsfälle ist hier auch dauerhaft ein externes Taktsignal einspeisbar. An Pin 2 ist alternativ das interne Taktsignal kontrollierbar.

Applikationsschaltung

Die Standard-Applikationsschaltung ist in Abbildung 5 zu sehen. Die äußere Beschaltung des TEA 1041 T erfordert nur wenige externe Bauelemente. Als Grundbeschaltung sind lediglich der Spannungsteiler R_1/R_2 und die Oszillatorkapazität C_1 notwendig. Die Summe von R_1 und R_2 sollte ca. 2 k Ω betragen, C_1 sollte bei 10 nF $\pm 10\%$ liegen. Bei anderen Kapazitäten wird das Timing des ICs verändert.

Bei Betriebsspannungen oberhalb 4 V müssen die LEDs mit Vorwiderständen versehen werden. In diesem Fall ist mittels einer einfachen Stabilisierung für max. 4 V an Pin 8 zu sorgen (z. B. mit 3,3V-Z-Diode). S 1 dient zum Aktivieren des Batterieindikators, S 2 zum Zuschalten der Last. In der Praxis kann im Interesse eines verringerten Schaltungsaufwands LED 2 entfallen, dann erfolgt die Kontrolle lediglich über die Funktion der LED 1. ELV

Die Flachmänner kommen - Stand und Tendenzen der Flachbildschirmtechnik Teil 2

Die Flachbildschirmtechnik erfährt derzeit eine rasante Entwicklung - im Frühjahr 1997 wird es die ersten Groß-Flachbildschirme im Handel geben.

Nachdem wir uns im ersten Teil der Artikelserie mit viel Theorie beschäftigt haben, wird im zweiten Teil die praktische Realisierung verschiedener LCD-Technologien beschrieben.

Von hellen Flecken und dunklen Punkten

Nachdem wir nun die physikalischen Wechselwirkungen zwischen Flüssigkristallen und elektrischen Feldern sowie Licht kennen, können wir uns leichter den konkreten Aufbau eines nematischen LC-Displays vorstellen. Ein solcher Aufbau ist in Abbildung 8 dargestellt. Zwischen zwei Glasplatten befindet sich ein nematischer Flüssigkristall mit horizontal angeordneten Stäbchen. Auf die Außenflächen der Glasplatten wird jeweils eine Polarisationsfolie aufgebracht. Die Polarisationsrichtungen beider Folien sind gekreuzt, warum, erfahren wir gleich.

Tritt nun von hinten ein Lichtstrahl in diese Anordnung, dann wird er zunächst von der im Bild unteren Polarisationsfolie linear polarisiert. Danach gelangt er nach Durchqueren der optisch als neutral angenommenen Glasplatte in die Flüssigkristallschicht, wo er aufgrund der horizontal liegenden Kristalle stark doppelt gebro-

chen wird. Als Ergebnis erhält man elliptisch polarisiertes Licht, das die zweite Polarisationsfolie fast ungeschwächt passiert. Man sieht also ohne elektrisches Feld einen hellen Bildbereich.

Legt man nun ein elektrisches Feld an, so richten sich die Stäbchen längs zum Feld aus. Damit kann das zuvor linear polarisierte Licht ungehindert die Flüssigkristallschicht durchqueren und trifft, immer noch linear polarisiert, auf die obere Polarisationsfolie, die es aufgrund der nun „falschen“ Schwingungsrichtung nicht hindurchläßt. Man sieht einen dunklen Bildbereich im Display. Die Abbildung 9 verdeutlicht diese Zusammenhänge nochmals.

Die vorsichtige Formulierung „Bildbereich“ sowie die Überschrift dieses Kapitels lassen ahnen, daß dieses Verfahren noch nicht der Weisheit letzter Schluß gewesen sein kann.

Tatsächlich würde eine solche Anordnung aufgrund des Doppelbrechungs- und Dichroismus-Effektes nur unscharfe und ständig die Farbe wechselnde Anzeigen erzeugen, deshalb ist an eine technische

Realisierung einer solchen einfachen Anordnung nicht zu denken.

Kontrast mit Twist

Erst 1971 erfolgte der technologische Durchbruch zur Beherrschung der Technologie. Zwei Forscher entdeckten einen interessanten Effekt, heute als TN-Effekt bekannt. TN bedeutet nicht anderes als Twisted Nematic - gedrehte Zelle.

Das dieser Technik zugrunde liegende Prinzip ist verblüffend einfach: Wieder bringt man zwischen zwei Glasplatten zu diesen parallel angeordnete Flüssigkristalle ein. Dreht man eine dieser Platten um 90 Grad, dann erlebt man den Effekt, daß die Stäbchen der Kristalle direkt am Glas haften bleiben und diese Drehung mitmachen. So entsteht schließlich eine Anordnung der Stäbchen wie in Abbildung 10 dargestellt; die jeweils äußeren Stäbchen sind um 90 Grad gegeneinander verdreht, die Lagen dazwischen bilden eine schraubenförmige Anordnung.

Der Effekt dieser Anordnung liegt nun

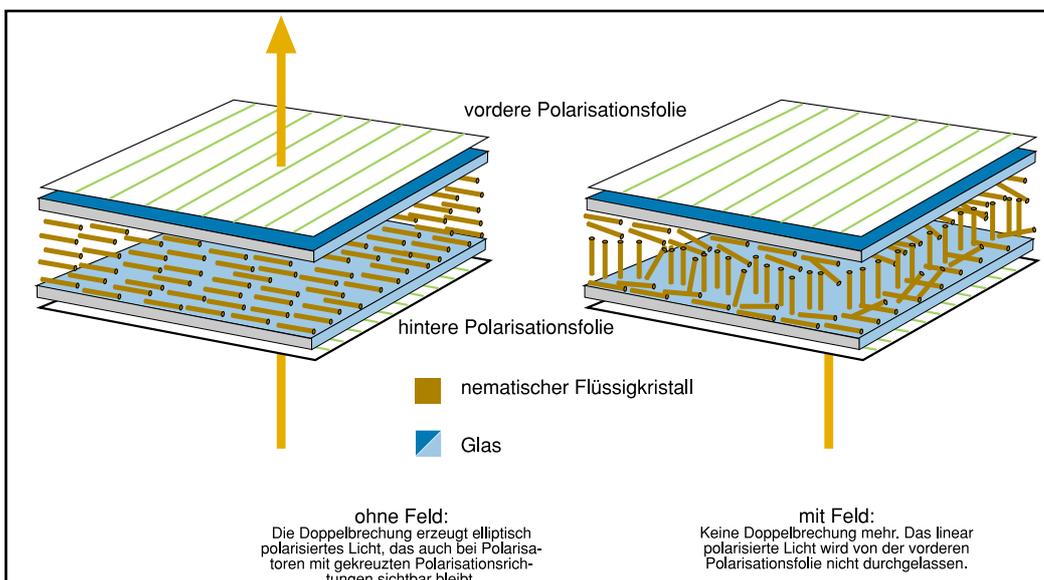


Bild 8: Aufbau der einfachen nematischen Zelle. Grafikidee: Sharp

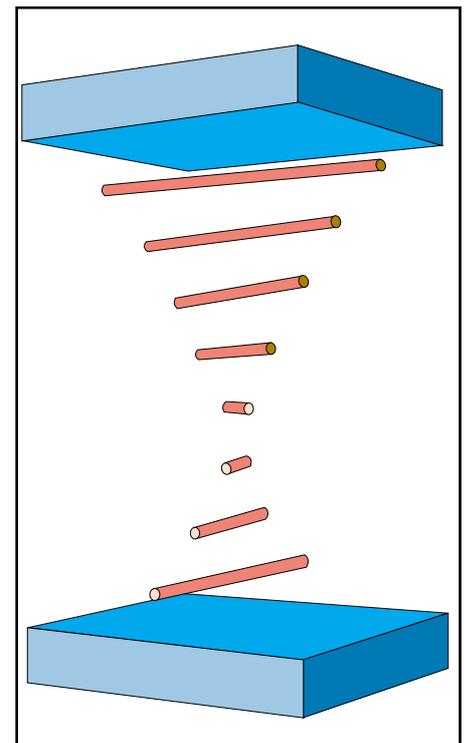
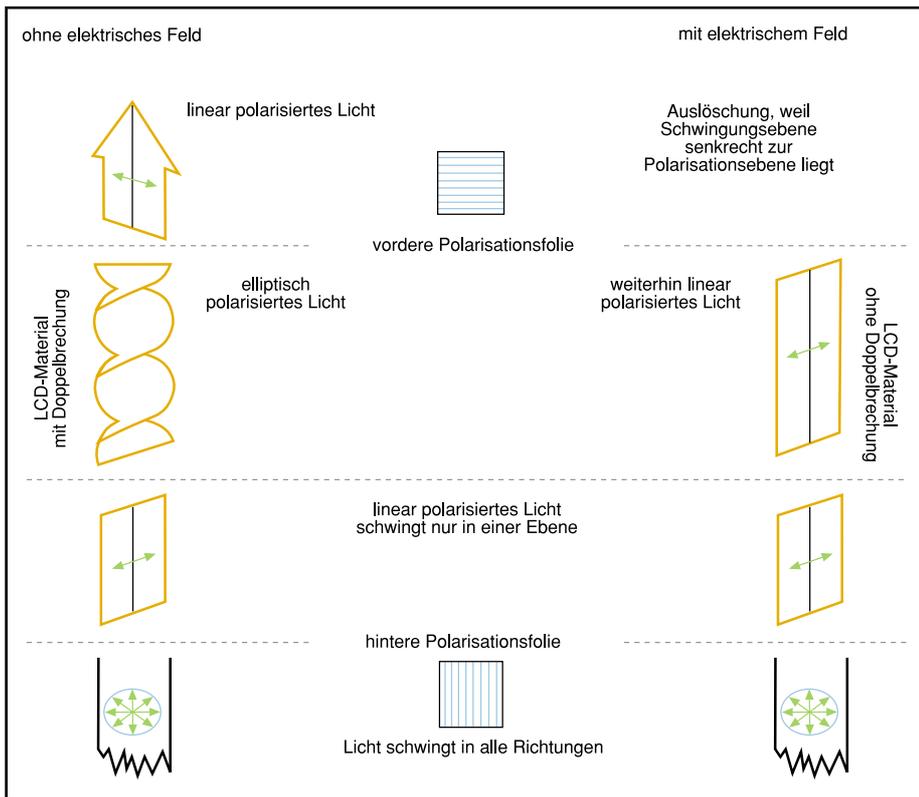


Bild 10: Die Orientierung der Stäbchenmoleküle in der TN-Zelle. Grafikidee: Sharp

Bild 9: Die Funktion der einfachen nematischen Flüssigkristallzelle. Grafikidee: Sharp

darin, daß die Schwingungsebene des linear polarisierten Lichts dieser Schraube folgt. Legt man nun ein elektrisches Feld an diese Zelle, dann richten sich die Stäbchen entlang des elektrischen Feldes aus, und es ist keine Doppelbrechung mehr zu beobachten. Dieser Ablauf ist in Abbildung 11 noch einmal deutlich zu verfolgen.

Wieder sind die Polarisationsfolien um 90 Grad gegeneinander verdreht - nun ebenso wie die Kristalle. Das im unteren Pola-

risator linear polarisierte Licht wird mit der „Schraube“ um 90 Grad gedreht und gelangt so exakt linear durch den oberen Polarisator hindurch - mit besserem Kontrast als in der zuvor beschriebenen Anordnung. Wir sehen im Display eine helle und randscharfe Abbildung.

Bei eingeschaltetem Feld hingegen bleibt die Ebene des polarisierten Lichts unverändert und der obere Polarisator läßt kein Licht hindurch - wir sehen eine randschar-

fe dunkle Abbildung. Nach diesem Prinzip arbeiten auch heute noch zahlreiche LC-Displays, etwa in Meßgeräten. Sie weisen ein für viele Zwecke ausreichendes Kontrastverhältnis von 3:1 auf, obwohl heute erst ab 7:1 eine Anzeige als kontrastscharf empfunden wird.

Noch eine Bemerkung am Rande: Daß man ohne Polarisator tatsächlich buchstäblich nichts oder nur zufällig etwas auf einem Display sieht, konnte man in den

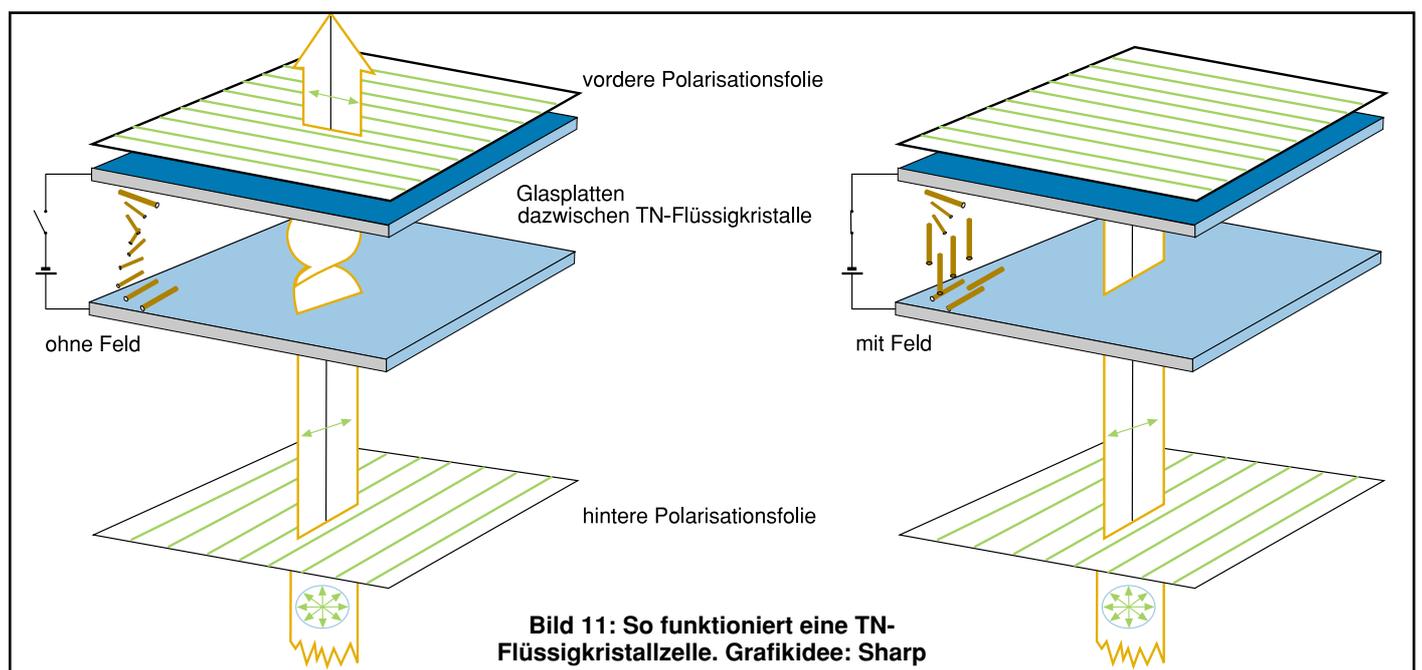


Bild 11: So funktioniert eine TN-Flüssigkristallzelle. Grafikidee: Sharp

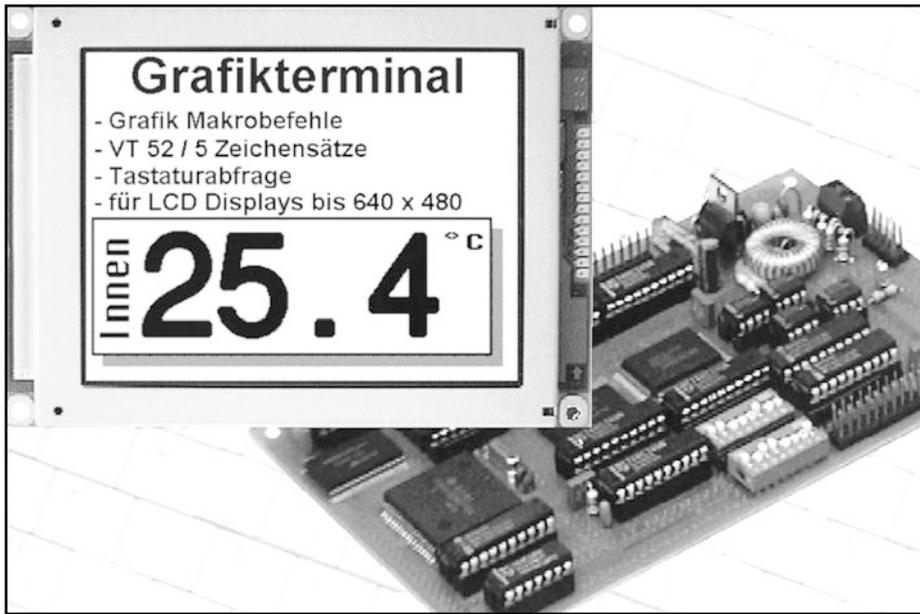


Bild 12: Die klassische, wenn auch inzwischen weit komplexer gewordene LCD-Anwendung: Anzeigeterminals für Meßgeräte. Foto: Data Modul

Anfängen der LCD-Technik ganz praktisch erfahren. Wer das dünne, bläuliche Plättchen, das anfangs den Displays einfach nur beigelegt wurde, achtlos wegwurf, machte einen schweren Fehler - es war ein Polarisator. Montierte man ihn zu weit vom Display entfernt, so war der Ablesewinkel des Displays stark eingeschränkt; ließ man ihn weg, so war Ablesen dem Zufall überlassen, man sah nur matschige Flecke.

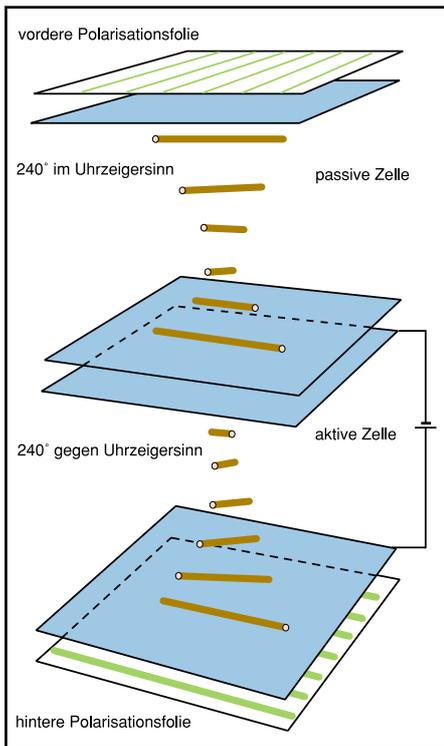


Bild 13: Das Aufbauprinzip eines DSTN-Flüssigkristall-Displays. Grafikidee: Sharp

Und noch einmal im Kreis herum

Ein erhöhter Kontrast konnte später durch die Perfektionierung des Twist-Prinzips erzielt werden, indem die Zelle um weitere 90 bis 180 Grad verdreht wurde, so daß zuletzt mit 270 Grad Gesamtdrehung ein genügendes Kontrastverhältnis von 7:1 erreichbar war. Dem dabei verstärkt durch die Drehung der Polarisationsachse auftretenden Dichroismus tritt man durch Kompensationsmaßnahmen im Bereich der Polarisationsfolien entgegen. Anderenfalls würden die normalen LC-Displays blau auf gelb erscheinen. Auch aus diesem Grunde erscheint ein Displayhintergrund nie reinweiß, sondern immer grau-gelb.

Schwarz auf weiß im Doppelpack

Natürlich wollten zahlreiche Anwender ein absolut kontrastreiches Bild, so die Computerhersteller für Monochrom-Displays oder die Anwender von grafischen Displays in der Industrie (Abbildung 12). Das hieß für die Techniker, weiterzuforschen nach dem Schwarz/Weiß-Display.

Sharp gelang dabei der entscheidende Durchbruch mit der Weiterentwicklung der Twist-Technik, der Double Supertwist Nematic (DSTN). Der Aufbau und die Funktion erschließt sich aus den Abbildungen 13 und 14.

Die Gesamtzelle besteht nun aus zwei kombinierten Zellen, einer aktiven und einer passiven. In der aktiven Zelle, so genannt, weil an sie das elektrische Feld gelegt wird, ist der Flüssigkristall mittels Twist-Effekt um 240 Grad gegen den Uhrzeigersinn gedreht. Die passive Zelle enthält ebenfalls nematisches Material, hier

aber um 240 Grad im Uhrzeigersinn gedreht. Beide Zellen sind dazu so gedreht, daß die Orientierung der Kristalle an der Eingangsseite senkrecht zu der an der Ausgangsseite ist. Die Polarisationsfolien sind ebenfalls um 90 Grad gegeneinander gedreht.

Die Funktionsweise läßt sich anhand Bild 14 genau nachvollziehen: Weißes Licht fällt auf den hinteren Polarisator (im Bild unten) und wird dort linear polarisiert. Dann gelangt es in die aktive STN-Zelle, die - ohne Feld - nun zirkular polarisiertes Licht daraus erzeugt. Dieses Licht ist - wie bei der herkömmlichen STN-Zelle - durch Dichroismus verändert. Der Weg durch die anschließende passive Zelle führt aufgrund der entgegengesetzten Drehung der Kristalle zu einer Kompensation der Farbaufspaltung des weißen Lichts (die Phasendifferenz wird gleich Null). Als Ergebnis liegt linear polarisiertes Licht vor, das die gleiche Schwingungsebene aufweist wie zuvor nach dem Passieren der hinteren Polarisationsfolie. Weil aber der vordere Polarisator um 90 Grad verdreht ist, läßt er wirklich kein Licht durch: Der Bildschirm ist an dieser Stelle schwarz.

Liegt an der aktiven Zelle hingegen ein elektrisches Feld an, dann geht das linear polarisierte Licht aus dem hinteren Polarisator dort glatt hindurch, ohne verändert zu werden. Erst in der passiven Zelle erfolgt nun zirkulare Polarisation. Weil aber zirkular polarisiertes Licht von Polarisatoren nicht zurückgehalten wird, ist der Bildschirm an dieser Stelle bei entsprechend genauer Justage aller Elemente tatsächlich weiß. So ist es kein Problem, Kontraste von 15:1 zu erreichen, was zu einer fast tiefschwarzen Abbildung auf nahezu papierweißem Bildschirm führt.

TSTN - mit Folie zum Erfolg

DSTN-Displays sind nicht ganz so einfach herzustellen, wie der Aufbau plausibel glauben macht. Entsprechend teuer sind sie und auch noch nicht der Weisheit letzter Schluß in puncto Gewicht und Abmessungen.

Um die Displays preiswerter, leichter und noch flacher zu machen, hat Sharp die TSTN-Technologie (TSTN - triple super-twisted nematic LCD) kreiert (Abbildung 15).

Hier finden wir wiederum nur eine STN-Zelle vor. Die Farbstörungen der normalen STN-Technik werden durch zwei Spezialfolien ausgeglichen, die vor und hinter der Zelle - zwischen Polarisator und Glas - aufgebracht sind. Diese bewirken die beabsichtigte Phasendrehung des Lichts und ermöglichen einen nochmals verbesserten Kontrast von 18:1.

Diese Displaytechnik bildet noch heute das Rückgrat von Notebooks mit Mono-

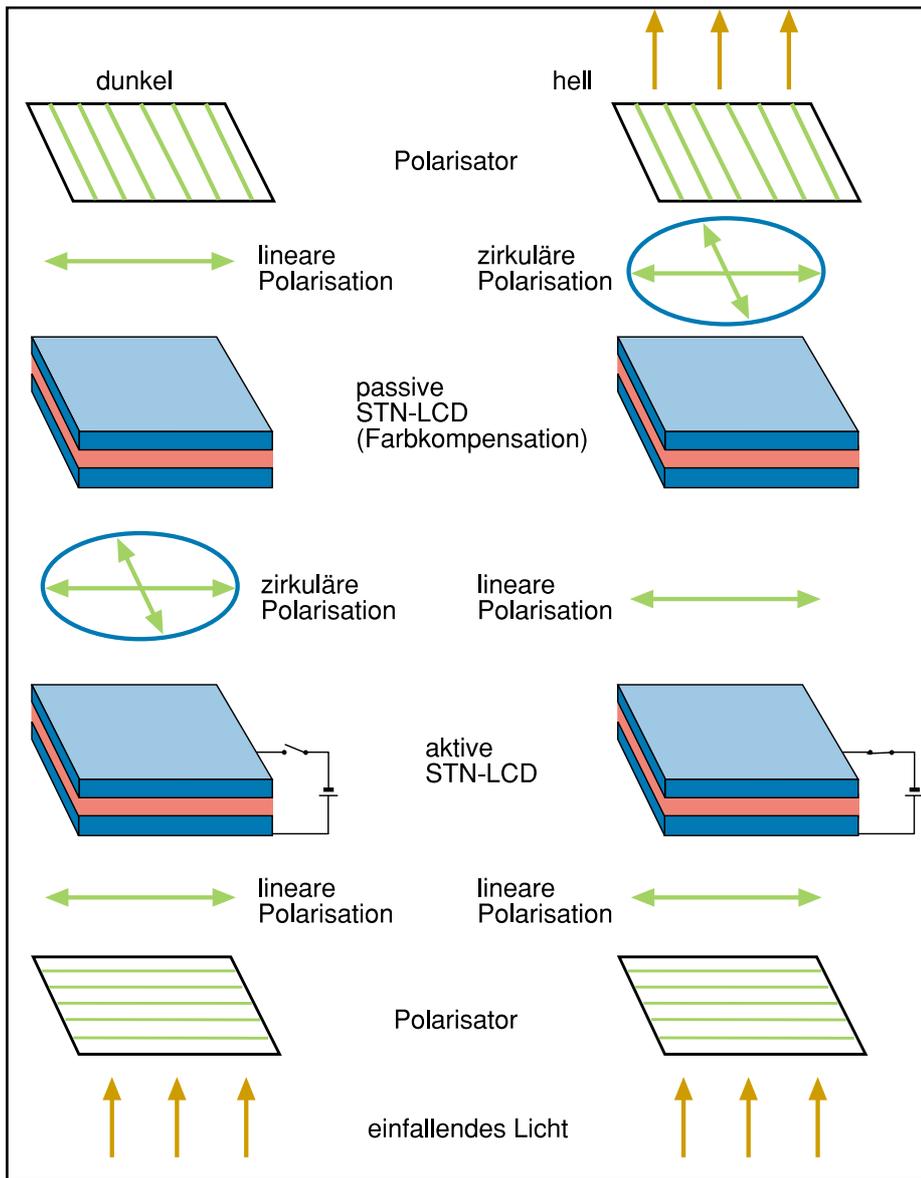


Bild 14: So funktioniert das DSTN-LC-Display. Grafikidee: Sharp

chrom-Bildschirm.

Übrigens - damit wir wissen, in welchen Dimensionen man sich hier bewegt - ein paar Daten moderner Displays: Die typische Dicke der Glasplatten beträgt 1 mm, und der Zwischenraum mit den eingeschlossenen Flüssigkristallen ist nur 5 µm hoch!

Auf den Punkt genau

So mancher fragt sich spätestens an diesem Punkt, wie man denn die definierte Ausgabe von Zeichen und gar Grafiken erreicht, wenn sich zwischen den beiden Glasplatten nichts als Millionen (relativ) ungeordneter Flüssigkristalle befinden?

Die Lösung ist eigentlich einfach: man erzeugt genau an dem Punkt das elektrische Feld, der auch als Punkt auf dem Bildschirm abgebildet werden soll. Die praktische Lösung sieht weit schwieriger aus.

Während bei den einfacheren Displays vom Schlage der 7-Segment-Anzeigen tatsächlich noch jeder Punkt direkt erreicht werden konnte (je gewünschtem Segment eine Elektrode auf der oberen und unteren Glasscheibe aufgedampft), sieht dies bei einem vollgrafischen Farb-VGA-Display mit 921 600 Bildpunkten schon weit komplizierter aus.

Die Lösung bietet die Matrixansteuerung der Bildpunkte. Jeder Punkt liegt an der Kreuzung einer Spalte und einer Zeile, deren Anzahl durch die gewünschte Auflösung, z. B. 480 x 640, bestimmt wird.

Diese Matrix wird aus in die Glasplatten eingebetteten oder auf diese aufgedampften, optisch nicht sichtbaren Leiterbahnen gebildet. Der Rest ist relativ einfach: Man benötigt 640 + 480 Leitungen von einem Decoder bzw. Zeilen- und Spaltentreiber, um an exakt definierte Punkte ein elektrisches Feld mit allerdings noch

relativ hohen Ansteuerspannungen legen zu können. Die Decodierung der etwa vom Computer kommenden Bildsignale übernehmen Spezial-ICs analog den Bildschirmparten unserer Personalcomputer.

Diese Technologie nennt man Passiv-Matrix. Sie bringt jedoch zahlreiche Probleme mit sich. So werden z.B. bei den erwähnten geringen Abmessungen durch das am Kreuzungspunkt der Matrix gebildete elektrische Feld stets auch Flüssigkristalle der näheren Umgebung angeregt - es entstehen Unschärfen und Dichroismus-Erscheinungen.

Aufgrund dieser Erscheinungen ist es ebenfalls sehr schwer, Matrixpunkte definiert abgegrenzt so feinfühlig ansteuern zu können, daß Graustufen-Displays in mehr als 16 Graustufen zufriedenstellend realisierbar sind.

Die notwendige Folge wäre eine Herabsetzung der Auflösung bei gleicher Größe des Displays, ein kaum beabsichtigter Effekt. Und auch der erzielbare Kontrast leidet unter den konstruktiven Kompromissen, die die Hersteller bei dieser Technologie eingehen müssen. So sind bei einer

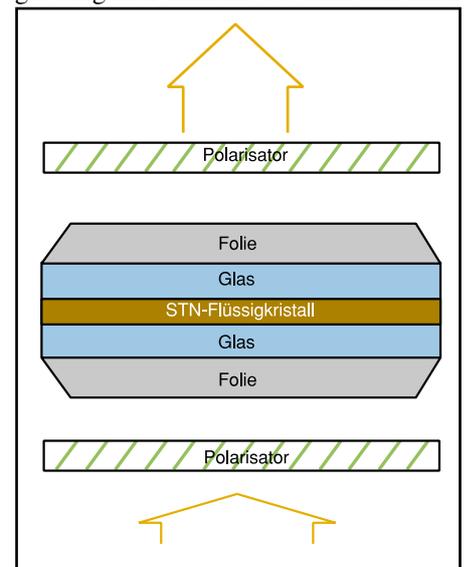


Bild 15: Aufbauschema einer Triple-Supertwisted nematischen Flüssigkristallzelle TSTN. Grafikidee: Sharp

Passiv-Matrix Kontraste von 10 bis 15 : 1 erreichbar.

Erst aktiv angesteuerte Displays ermöglichen die genau definierte Ansteuerung einzelner Bildpunkte und endlich auch die Realisierung einer Farbdarstellung.

Wie dies funktioniert, welche Technologien es außer LCD noch gibt und wie vielfältig bereits die aktuelle, praktische Anwendung vom Camcorder-Display bis zum 100cm-Großdisplay verläuft, erfahren Sie im dritten und letzten Teil unserer Artikelreihe.

Literatur:

Der flache Bildschirm. Firmenpublikation Sharp

Blei-Akku-Ladegerät mit Überwinterungs-Automatik

Nachbau und Inbetriebnahme dieses hochwertigen Ladegerätes für Blei-Akkumulatoren beschreibt der zweite Teil dieses Artikels.

Teil 2

Nachbau

Der praktische Aufbau dieses hochwertigen Ladegerätes ist dank der ausgereiften Konstruktion in wenigen Stunden durchführbar. Trotz der umfangreichen Funktionen und des Einsatzes eines Schaltreglers konnte durch geschickte Leiterbahnführung auf komplizierte Abschirmmaßnahmen verzichtet werden. Des Weiteren trägt der sehr geringe, unkomplizierte Verdrahtungsaufwand zur Nachbausicherheit bei, obwohl für die Basisplatine als auch für die kleine Frontplatine einseitige Leiterplatten zum Einsatz kommen.

Achtung: Aufbau und Inbetriebnahme des BAL 7000 dürfen aufgrund der darin frei geführten Netzspannung ausschließlich von Fachleuten durchgeführt werden, die hierzu aufgrund ihrer Ausbildung befugt sind. Die einschlägigen VDE- und Sicherheitsvorschriften sind zu beachten.

Wir bestücken zuerst die kleine Frontplatine, die zur Aufnahme der Bedienelemente, der beiden Kontroll-LEDs und weniger passiver Bauteile dient.

Als erste Komponenten sind entsprechend der Stückliste und des Bestückungsplanes eine Drahtbrücke, die 4 Widerstände und der Elektrolytkondensator C 11 (Polarität beachten) einzulöten.

Danach werden die beiden Schiebeschalter sowie die beiden Kippschalter bestückt und mit ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Aus Gründen der elektromagnetischen Verträglichkeit sind die Gehäuse der einzelnen Schalter mit der Schaltungsmasse zu verbinden. Dazu dienen 4 Lötstifte, die direkt neben dem Schaltergehäuse angeordnet sind. Um die Gehäuse besser verlöten zu können, ist der Schutzlack an den entsprechenden Stellen zu entfernen.

Die Leuchtdioden benötigen eine Einbauhöhe von 16 mm, gemessen von der LED-Spitze bis zur Platinenoberfläche.

Nachdem die Frontplatine so weit bestückt ist, wenden wir uns der Basisplatine zu, wo zuerst 28 Drahtbrücken einzulöten sind.

Es folgen als nächstes die 1%igen Metallfilmwiderstände, deren Anschlußbeinchen entsprechend dem Rastermaß abgewinkelt, durch die zugehörigen Bohrungen der Platine geführt und verlötet werden.

Die Dioden sind grundsätzlich an der Katodenseite durch einen Ring gekennzeichnet. Beim Einbau ist zu beachten, daß die Leistungsdioden D 1 bis D 4, D 20 und die Schottky-Diode D 5 einen Abstand von 5 bis 10 mm zur Platinenoberfläche benötigen.

Alsdann sind die Keramik- und Folienkondensatoren mit beliebiger Polarität und möglichst kurzen Anschlußbeinchen zu bestücken.

Beim Einbau der Elektrolytkondensatoren ist unbedingt auf die korrekte Polarität zu achten. Üblicherweise ist der Minuspol des Bauteils gekennzeichnet.

Der 5V-Spannungsregler IC 1 wird vor dem Verlöten mit einer Schraube M 3 x 6 mm und zugehöriger Mutter auf die Leiterplatte geschraubt.

Die integrierten Schaltkreise sind entweder durch eine Gehäusekerbe, die mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen muß, oder durch eine Punktmarkierung an Pin 1 gekennzeichnet.

Nach den ICs werden die 4 Einstelltrimmer eingelötet, wobei eine zu große Hitze einwirkung auf die Bauteile zu vermeiden ist.

Zum Anschluß der Ausgangsleitungen (Polklemmen) sind 2 Lötstifte mit Öse (ST 5, ST 6) stramm in die zugehörigen Bohrungen der Platine zu pressen und sorgfältig mit Lötzinn festzulöten.

Alsdann sind die 4 Hälften der beiden Platinensicherungshalter einzulöten. Nach Einsetzen der beiden Sicherungen erhält die Netzsicherung (SI 1) als Berührungsschutz eine Kunststoffabdeckung.

Zum Anschluß der 2adrigen Netzzuleitung ist eine 2polige Schraubklemmleiste (KL 1) vorgesehen.

Die Speicherdrossel L 1 wird mit ausreichend Lötzinn festgesetzt, und die Anschlußbeinchen von T 2 sind vor dem Ver-

löten so weit wie möglich durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu führen.

Kommen wir nun zum Einbau des 90VA-Netztransformators TR 1. 4 Schrauben M 4 x 55 mm werden von der Platinenunterseite eingesteckt und auf der Bestückungsseite je mit einer 15 mm langen vernickelten Messing-Distanzhülse bestückt. Darauf folgt der Trafo, dessen Anschlußpins gerade in die zugehörigen Bohrungen fassen müssen. Erst nach Anziehen der M4-Muttern erfolgt das Verlöten der Anschlußschwerter.

Die Anschlußbeinchen des Temperatursensors TS 2 (am Netztrafo) sind mit zwei 15 mm langen Silberdrahtabschnitten zu verlängern. Die Drahtenden sind so zu biegen, daß der Sensor federnd gegen den Trafokern drückt. Thermische Übergangswiderstände werden durch reichlich Wärmeleitpaste verringert.

Vor der Montage des Leistungskühlkörpers sind die Leistungstransistoren und der Temperatursensor anzuschrauben. Beide Leistungstransistoren (T 1, T 3) sind zur elektrischen Isolation mit Glimmerscheiben und Isolierbuchsen zu montieren. Zur besseren thermischen Kopplung zwischen Transistorgehäuse und Kühlkörper werden die Glimmerscheiben auf beiden Seiten mit Wärmeleitpaste dünn bestrichen. Die eigentliche Montage der Transistoren erfolgt dann mit einer einzigen Schraube M 3 x 16 mm und zugehöriger Mutter.

Die abgeflachte Seite des Temperatursensors wird ebenfalls mit etwas Wärmeleitpaste bestrichen und an der vorgesehenen Position auf den Kühlkörper gedrückt. Mit einer Metallschelle und einer selbstschneidenden Schraube erfolgt dann die mechanische Befestigung des Sensors am Kühlkörper.

Alsdann werden die Anschlußbeinchen der Leistungstransistoren und des Temperatursensors durch die zugehörigen Platinenbohrungen geführt und der Kühlkörper mit 2 gewindeschneidenden Schrauben auf der Basisplatine befestigt. Erst nach der mechanischen Befestigung des Kühlkörpers erfolgt das Verlöten der Anschlußbeinchen unter Zugabe von ausreichend Lötzinn.

Aus 5,7 cm Manganindraht mit 1,513 Ω /m wird der 80 m Ω -Strom-Shunt R 13 hergestellt. Der Shunt ist in einem Bogen nach oben so einzusetzen, daß nach dem Verlöten ca. 5,3 cm des Widerstandsdrahtes wirksam bleiben.

Es folgt der Anschluß der 230V-Netzzuleitung. Zuerst ist eine Gummidurchführungsstülpe in die zugehörige Bohrung der Gehäuserückwand zu drücken. Danach wird das 2adrige Netzkabel von außen durchgeführt und die äußere Ummantelung auf 20 mm Länge entfernt. Nun sind die beiden Innenadern auf 5 mm abzuiso-

Stückliste: Blei-Akku-Ladegerät BAL 7000

Widerstände:

| | |
|------------------------------------|---------------|
| 1Ω/1W | R32 |
| 100Ω | R35 |
| 180Ω | R9, R10 |
| 330Ω | R11, R44* |
| 470Ω | R20, R31, R33 |
| 1kΩ | R25, R29, R37 |
| 1,8kΩ | R4 |
| 2,7kΩ | R7, R39, R43 |
| 3,3kΩ | R6 |
| 3,9kΩ | R27 |
| 4,7kΩ | R5 |
| 8,2kΩ | R2 |
| 10kΩ | R8, R17, R18 |
| 12kΩ | R40 |
| 24kΩ | R24, R38 |
| 27kΩ | R41, R42 |
| 47kΩ | R12, R26, R30 |
| 68kΩ | R15 |
| 100kΩ | R19, R23 |
| 120kΩ | R22 |
| 470kΩ | R16 |
| 10MΩ | R21, R28 |
| Spindeltrimmer, 2kΩ | R3 |
| Spindeltrimmer, 5kΩ | R1 |
| Spindeltrimmer, 25kΩ | R36 |
| PT10, liegend, 100Ω | R34 |
| 60mm Manganindraht, 1,513Ω/m, 80mΩ | R13 |

Kondensatoren:

| | |
|----------------|--|
| 10pF/ker | C29-R32 |
| 220pF/ker | C23 |
| 1nF | C8 |
| 10nF | C13, C18, C21 |
| 22nF | C7 |
| 100nF | C12 |
| 100nF/ker | C3, C4, C6, C10, C14, C17, C19, C20, C22, C25-C28, C33-C36, C37* |
| 100nF/250V~/X2 | C1 |
| 1μF/100V | C11 |
| 12μF/25V | C2, C15 |
| 2200μF/40V | C9 |
| 4700μF/50V | C5 |

Halbleiter:

| | |
|---------|-----|
| 7805 | IC1 |
| SG3524A | IC2 |
| CD4060 | IC3 |
| CD4020 | IC4 |

| | |
|----------------|----------------------|
| CD4013 | IC5 |
| TLC272 | IC6 |
| LM358 | IC7 |
| BUZ171 | T1 |
| BC548 | T2 |
| BD243C | T3 |
| P600G | D1-D4, D20 |
| SB360 | D5 |
| 1N4148 | D8-D10, D12, D16-D19 |
| 1N4001 | D13 |
| BZW06-58B | D15 |
| LED, 3mm, grün | D11, D14 |

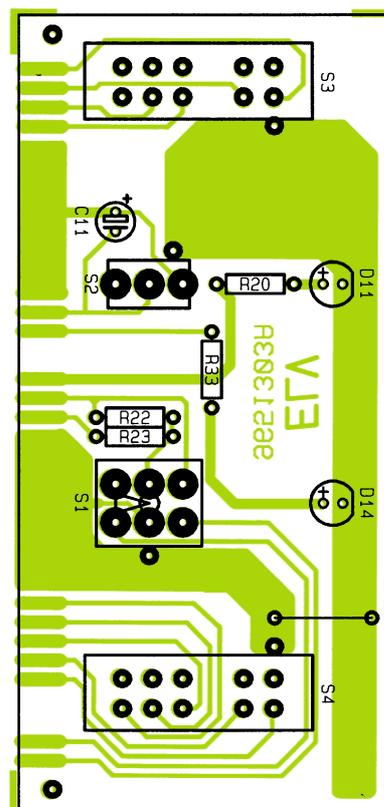
Sonstiges:

| | |
|--|----------|
| Speicherdrossel, 40μH, 3,15A | L1 |
| SAS965 | TS1, TS2 |
| Netzschraubklemmleiste, 2polig | KL1 |
| Sicherung, 1A, träge | SI1 |
| Sicherung, 8A, träge | SI2 |
| Trafo, 24V/3,5A | TR1 |
| Miniatur-Kippschalter, 2 x um | S1 |
| Miniatur-Kippschalter, 1 x um | S2 |
| Print-Schiebeschalter, 4 Stellungen | S3, S4 |
| Lötstifte mit Lötöse | ST5, ST6 |
| 2 Platinensicherungshalter (2 Hälften) | |
| 1 Sicherungsschutzkappe | |
| 1 SK88-Kühlkörper, bearbeitet | |
| 3 selbstschneidende Schrauben | |
| 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm | |
| 2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 14mm | |
| 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 16mm | |
| 4 Zylinderkopfschrauben, M4 x 55mm | |
| 4 Muttern, M3 | |
| 4 Muttern, M4 | |
| 1 Kabelschelle | |
| 4 Metallabstandsrollen, 15mm | |
| 2 Glimmerscheiben für TO220 | |
| 2 Isolierbuchsen | |
| 6 Lötstifte, 1,3mm | |
| 1 Polklemme, 4mm, rot | |
| 1 Polklemme, 4mm, schwarz | |
| 1 Netzkabel, 2adrig, grau | |
| 2 Aderendhülsen | |
| 1 Zugentlastungsschelle | |
| 1 Netzkabeldurchführungsstülpe | |
| 6cm flexible Leitung, 1,5mm ² rot | |
| 6cm flexible Leitung, 1,5mm ² , schwarz | |
| 90cm Schaltdraht, blank, versilbert | |

*gegenüber Schaltbild geändert!



Ansicht der fertig bestückten Frontplatte



Bestückungsplan der Frontplatte

fällig verlötet. Die beiden Lötstifte zur Höhenausrichtung sind wieder zu entfernen.

Nun erfolgt eine gründliche Überprüfung der so weit fertiggestellten Leiterplattenkonstruktion hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler.

Die beiden Ausgäbuchschen (Polklem-

lieren und Aderendhülsen aufzuquetschen. Die Leitungsenden werden in die 2polige Netzschraubklemmleiste geführt und sorgfältig festgeschraubt.

Anschließend ist die Netzzuleitung mit einer Zugentlastungsschelle und M3 x 14mm Schrauben, die von der Platinenunterseite einzusetzen sind, und Muttern auf der Platine festzusetzen.

Im nächsten Arbeitsschritt erfolgt die Verbindung der kleinen Bedienplatine mit

der Basisplatine. Zur exakten Höhenausrichtung dienen zwei 1,3mm-Lötstifte, die von der Bestückungsseite her mit der langen Seite voran durch die auf der linken und rechten Seite der Frontplatte befindlichen Bohrungen zu führen sind.

Nach exakter seitlicher Ausrichtung, d. h. die zusammengehörenden Leiterbahnpaare fluchten miteinander, werden die Platinen in einem rechten Winkel zueinander unter Zugabe von ausreichend Lötzinn sorg-

men) sind direkt in die bedruckte Frontplatte des BAL 7000 zu schrauben. Die Verbindung zu ST 5 und ST 6 der Basisplatine erfolgt über jeweils 6 cm lange, 1adrige, isolierte Leitungen mit einem Mindestquerschnitt von 1,5 mm². Die rote Poklemme ist dabei mit ST 5 (+ Akku) und die schwarze Polklemme mit ST 6 (Schaltungsmasse) zu verbinden.

Abgleich

Zum einfach durchzuführenden Abgleich ist das BAL 7000 über einen Netz-Trenntransformator mit der 230V-Netzwechselspannung zu versorgen.

Wir beginnen die Abgleichprozedur mit der Einstellung der Erhaltungsladespannung, die beim Blei-Akku 2,23 V je Zelle betragen soll.

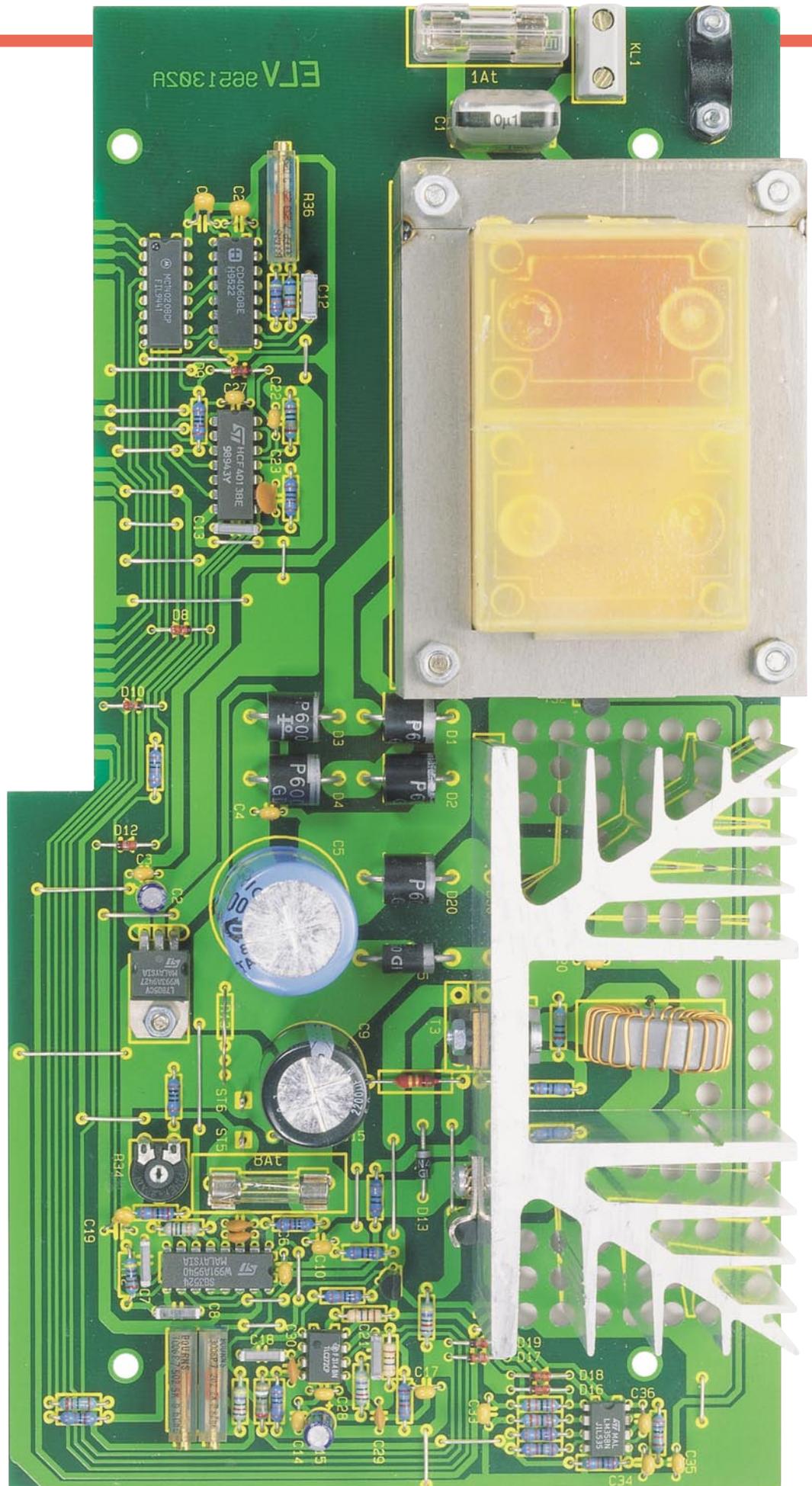
Zuerst ist mit dem auf der Frontplatte angeordneten Umschalter „Spannung“ die Akku-Nennspannung von 12 V auszuwählen. Danach wird ein Multimeter (im entsprechendem Meßbereich) mit der Minusklemme an ST 6 und mit der Plusklemme an ST 5 angeschlossen. Da am Ladeausgang ein relativ großer Elektrolytkondensator vorhanden ist, sollte der Ladeausgang zusätzlich mit einem Belastungswiderstand (ca. 220 Ω/1 W) beschaltet werden.

Mit Hilfe des Spindeltrimmers R 1 ist nun der Abgleich so vorzunehmen, daß sich eine Ausgangsspannung von 13,38 V ±0,04 V einstellt.

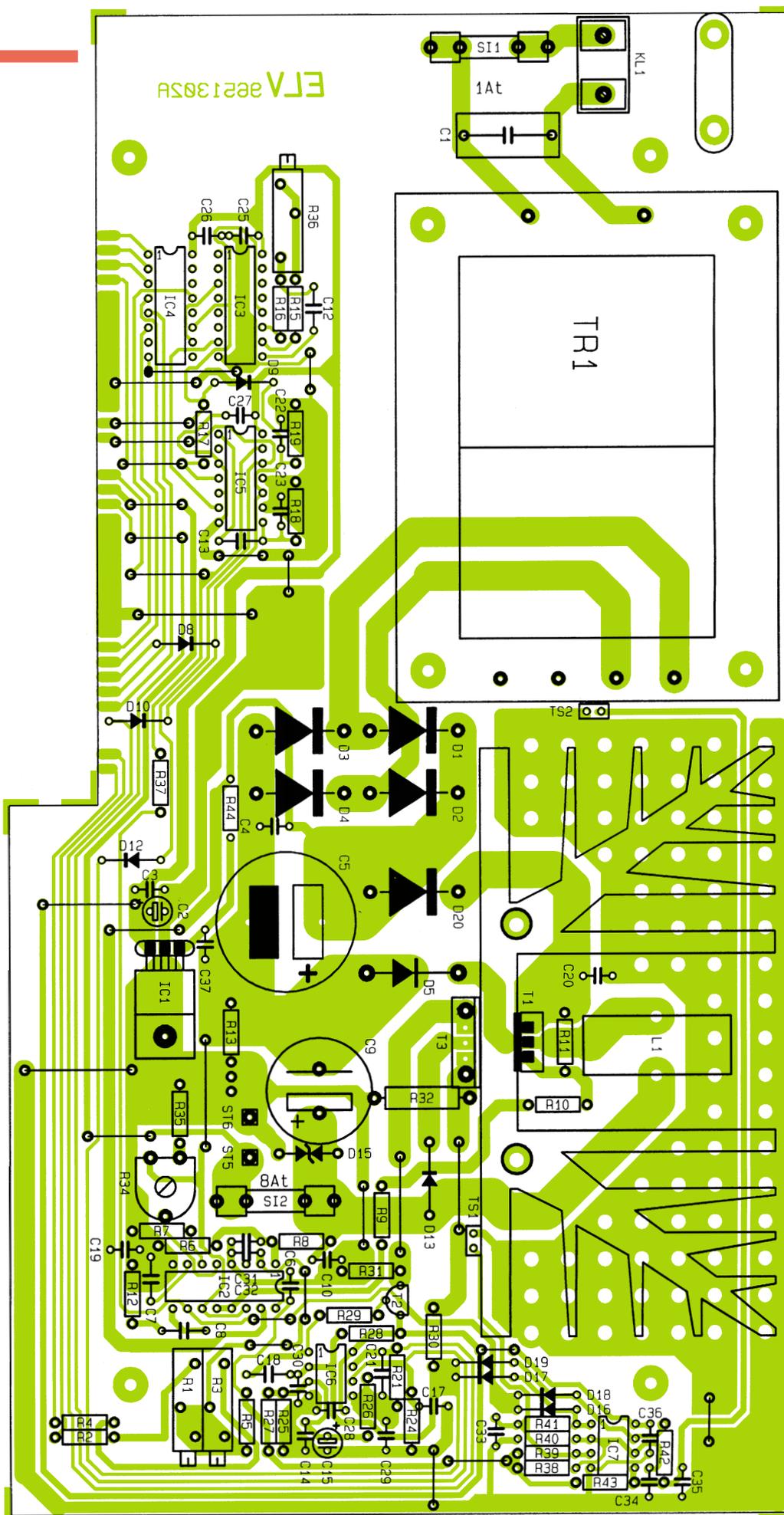
Im zweiten Abgleichschritt wird der Spannungsumschalter in die 6V-Schalterstellung gebracht und mit R 4 die Ladespannung am Ausgang des BAL 7000 auf 6,69 V ±0,02 V abgeglichen.

Nach dem Spannungsabgleich erfolgt die Einstellung der Strombegrenzung mit R 34. Dazu ist am Ladeausgang ein entladener Bleiakku mit in Reihe geschaltetem Amperemeter (10A- oder 20A-Meßbereich) anzuschließen und mit R 34 der Ausgangsstrom auf 3,5 A einzustellen.

Zuletzt ist der Zeitintervall der Überwinterungsschaltung mit R 36 abzugleichen. Zum Abgleich ist ein Frequenzzähler oder ein Oszilloskop an IC 3, Pin 9 anzuschließen und mit R 36 die Frequenz von 55,48 Hz (Periodendauer: 18,02 ms) einzustellen.



Ansicht der fertig aufgebauten Basisplatine



Bestückungsplan der Basisplatte

Steht weder ein Frequenzzähler noch ein Oszilloskop zur Verfügung, so ist die Einstellung des Zeitintervalls sogar mit einem Multimeter und einer Stoppuhr möglich.

Dazu wird der Logikpegel an IC 3, Pin 1 (Q 12) gemessen und R 36 so eingestellt, daß jeweils 36,9 Sekunden Low-Pegel und 36,9 Sekunden High-Pegel anliegen.

Gehäuseeinbau

Zuerst sind 4 Schrauben M 4 x 70 mm von unten durch die Gehäuseunterhalbschale (Lüftungsgitter weist nach vorne) zu führen. Auf der Innenseite folgt je eine 1,5 mm dicke Polyamidscheibe.

Das vorbereitete Chassis wird zusammen mit der Front- und Rückplatte bis zum Einrasten in die Führungsnuten in die Gehäuseunterhalbschale abgesenkt. Die 4 im Chassis hochstehenden Schraubenenden werden jetzt jeweils mit einem 60 mm langen Distanzröllchen bestückt.

Danach ist die Gehäuseoberhalbschale mit nach hinten weisendem Lüftungsgitter aufzusetzen.

Im nächsten Arbeitsschritt wird von oben in jeden Montagesockel eine M4-Mutter eingelegt, die Gehäuseschrauben mit Hilfe eines kleinen Schraubendrehers nacheinander ausgerichtet und von unten fest verschraubt.

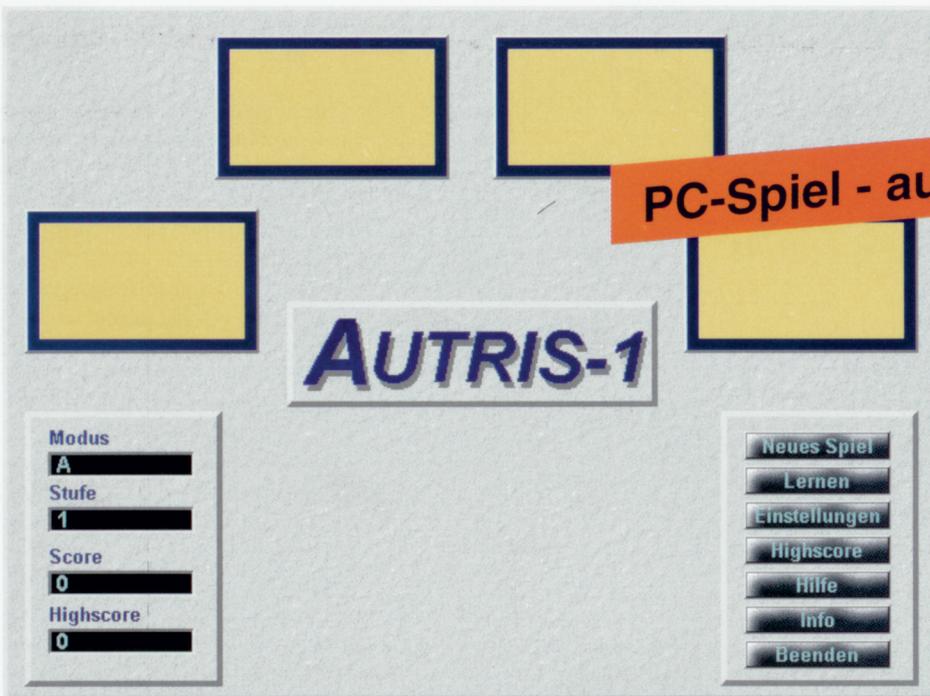
Alsdann sind die Abdeckmodule der Gehäuseoberhalbschale einzusetzen, sofern kein weiteres Gerät mit ELV-7000er-Gehäuse darauf gestellt werden soll.

Die beiden Abdeckzylinder für die nicht benutzten Mittelmontageöffnungen des Oberteils werden flächenbündig eingepreßt. Dann sind die dem Bausatz beiliegenden Gummifüße in die Bohrungen der Fußmodule zu führen und auf der Innenseite bis zum Einrasten mit einer Zange anzuziehen.

Im letzten Arbeitsschritt werden die so vorbereiteten Fußmodule in die äquivalenten Vertiefungen auf der Gehäuseunterseite gepreßt. Damit sind die Aufbauarbeiten vollständig abgeschlossen, und dem langen „Blei-Akkuleben“ steht nichts mehr entgegen, selbst wenn diese nur wenige Wochen oder Monate im Jahr genutzt werden.



PC-Spiel - auch ohne Bildschirm



TETRIS bekommt Konkurrenz

ELV-Computerspiel

AUTRIS-1 fordert heraus

AUTRIS-1: eine audiovisuelle Variante von Tetris mit neuartiger Spieltechnik und hohem Spielwert bei zusätzlichem Nutzen der Verbesserung des Hörens und der Sprachkompetenz.

Fred Warnke

Spielidee

AUTRIS-1 ist ein neuartiges, anspruchsvolles Spiel mit einem psychoakustisch ausgeklügelten Konzept, dessen Schwierigkeitsgrad und Trainingseffizienz zwar mit TETRIS vergleichbar sind, aber ausschließlich für das Hören und die sprachliche Kompetenz bestimmt sind.

Die Aufgabe in **AUTRIS-1** besteht darin, vier räumlich nebeneinander und zeitlich nacheinander wahrgenommene auditive Reize durch Betätigen der beiden Maustasten in eine vorgegebene räumliche und zeitliche Ordnung zu bringen. Hierzu lassen sich in Abhängigkeit vom Alter und dem Trainingsstatus des Benutzers unterschiedliche Schwierigkeitsgrade wählen.

Wissenschaftliche Basis

Im Verlauf der letzten zwei Jahre hat

ELV seine ersten einfachen *Audio-Games* in Gestalt des IQ-Testers, des *Brain-Boys*®, des Synchro-Trainers sowie des Sound-Trainers vorgestellt. Die Akzeptanz dieser Geräte war um so größer, je stärker die Herausforderung an die auditive Geschicklichkeit des Benutzers war. So hatte der *Brain-Boy*® den bei weitem größten Absatz Erfolg. Das hat uns ermutigt, einen ganz großen Schritt nach vorn zu tun und ein noch wesentlich vielseitigeres *Audio-Game* als Herausforderung an alle verbreiteten Video-Games und vor allem an die auditive Kompetenz der ELV-Leser entstehen zu lassen. Unter der Bezeichnung **AUTRIS-1** ist es ab sofort verfügbar.

Das Computerspiel TETRIS ist heute weltweit in vielen hundert Millionen Exemplaren verbreitet. Kinder und Erwachsene in aller Welt haben damit nicht nur viel Spaß, sondern sie trainieren damit zugleich - meist ohne es zu wissen - ganz bestimmte visuell-motorische Fähigkeiten

ten¹, wie der amerikanische Professor R. J. Hayer vom Department of Psychiatry and Human Behavior an der University of California in Irvine durch PET-Untersuchungen² nachgewiesen hat.

Durch umfangreiches TETRIS-Training mit Studenten, die zuvor noch niemals (!) TETRIS gespielt hatten, kam er zu der Schlußfolgerung, daß das Erlangen echter Denk- und Handlungskompetenz weitgehend darauf beruht, daß die zentrale Verarbeitung von Sinnesreizen von der „bewußten“ Hirnrindenebene in die „unbewußten“ subkortikalen Areale verlegt wird. Im *visuellen Bereich* leisten also Computerspiele wie TETRIS offenbar einen nützlichen Beitrag zu dieser Kompetenzerweiterung.

Einen sehr einseitigen Beitrag allerdings, wie Professor Dr. M. Heinemann, Direktor der Mainzer Klinik für Kommunikationsstörungen, in der HÖRZU 26/96 anmerkte: „Jedes vierte Kind zwischen drei und vier Jahren ist heute in seiner Sprachentwicklung gestört. Das heißt, diese Kinder haben nur einen geringen Wortschatz und können nur Sätze mit ein oder zwei Wörtern bilden. Das Ergebnis unserer Untersuchungen hat uns sehr erschreckt. Da hocken Vierjährige ganz angespannt mit ihrem Gameboy und reden kein Wort. Die elektronischen Medien können wir nicht zurückdrängen, aber Eltern müssen kontrollieren, wie lange ihre Kinder am Computer spielen. Vor allem: Sie müssen selbst wieder mehr mit ihren Kindern sprechen.“

Wer selbst Kinder hat und immer noch mit ihnen spricht, weiß eines: Man kann einem Kind schwerlich das Spielen mit einem Gameboy oder anderen Video-Games verbieten. Deshalb liegt der Wunsch förmlich in der Luft, als Ausgleich für diese offenkundige Einseitigkeit, also die Betonung des Visuellen unter Vernachlässigung des Hör-, Sprech- und Sprachbereiches, ebenso interessante und erfolgsorientierte Audio-Games zu schaffen.

Aber es gibt bis heute praktisch - abgesehen von den oben erwähnten ELV-Produkten - noch keine „Audio-Games“, die für die auditive Kompetenz etwas Ähnliches bewirken könnten, wie TETRIS für die visuell-motorische Kompetenz.

Die Entwicklung eines solchen Audio-Games mit allen typischen Eigenschaften von TETRIS war deshalb die logische Folge aus dem so positiven Echo, das die ersten ELV-Bemühungen auf diesem Gebiet glücklicherweise gefunden haben.



AUTRIS-1: spielen und trainieren

Grundsätzlich kommt **AUTRIS-1** im reinen Spielstadium tatsächlich ohne Bildschirm aus, wengleich in der Einführungsphase und auch in der weiteren Bedienung der Bildschirm hilfreich ist. An der prinzipiellen Entbehrlichkeit des Bildschirms sieht man jedoch den ausgeprägten auditiven Charakter dieses neuartigen Spiels.

Bei **AUTRIS-1** handelt es sich um ein anspruchsvolles Audio-Game mit einem psychoakustisch ausgeklügelten Konzept, dessen Schwierigkeitsgrad und Trainings-effizienz zumindest mit TETRIS vergleichbar sind, aber ausschließlich für das Hören und die sprachliche Kompetenz bestimmt sind. Der Benutzer erhält die Aufgabe, vier räumlich nebeneinander und zeitlich nacheinander wahrgenommene auditive Reize durch geschicktes Betätigen nur der beiden Maustasten in eine vorgegebene räumliche und zeitliche Ordnung zu bringen. Dabei sind in Abhängigkeit vom Alter und Trainingsstatus des Benutzers zahlreiche unterschiedliche Schwierigkeitsgrade wählbar. Trainiert werden mit **AUTRIS-1** vor allem die folgenden Teilfunktionen unserer zentralen Hörverarbeitung:

- **Aufmerksamkeit**, also die Hinwendung auf ein bestimmtes Schallereignis
- **Differenzierung**, also das Unterscheiden der auditiven Merkmale einer Reizfolge
- **Analyse**, also das Heraushören von Einzel-elementen aus einem komplexen Kontext
- **Selektion**, also das Ausfiltern wichtiger Hörreize aus Umgebungsgeräuschen
- **Sequenz**, also das Merken der Reihenfolge der zu speichernden Informationen
- **Richtungsbestimmung**, also das Feststellen der Einfallsrichtung von Schall

Und so arbeitet AUTRIS-1

Voraussetzung für das Arbeiten mit **AUTRIS-1** ist natürlich das Vorhandensein eines IBM-kompatiblen PC mit Windows 3.1/95 sowie einer kompatiblen Soundkarte (z. B. der 16-Bit-Soundkarte, ELV-Bestell-Nr. 26-215-63) nebst CD-ROM-Laufwerk. Ist dies gesichert, so legen Sie Ihre **AUTRIS-1**-CD-ROM in das Laufwerk ein.

Installation und Start

Das Programm wird direkt von der CD-ROM gestartet. Die Installation auf einer Festplatte ist aufgrund des Datenvolumens nicht vorgesehen. Durch den Aufruf des Programms **AUTRIS-1** kann sogleich mit dem eigentlichen Spiel begonnen werden. Dabei sind in Abhängigkeit vom Alter und vom Trainingsstatus des Benutzers insge-

samt *zwanzig* unterschiedliche Schwierigkeitsgrade wählbar:

Modus: Schwierigkeitsgrade

- A:** Leichte Sprechtextreihe:
„eins - zwei - drei - vier“
- B:** Etwas schwierigere Vokalreihe:
„e - i - o - u“
- C:** Recht schwierige Melodie aus vier Tönen
- D:** Sehr schwierige Konsonantenreihe
„da - ga - ka - ta“

Stufe

- 1: Nur *eine* erforderliche Vertauschung im Raster von 600 ms
- 2: *Bis zu zwei* erforderliche Vertauschungen im Raster von 500 ms
- 3: *Bis zu drei* erforderliche Vertauschungen im Raster von 450 ms
- 4: *Bis zu vier* erforderliche Vertauschungen im Raster von 400 ms
- 5: *Bis zu sechs* erforderliche Vertauschungen im Raster von 350 ms

Am einfachsten ist nach unseren Vorversuchen die Zahlenreihe von eins bis vier; deshalb empfehlen wir jedem Beginner tatsächlich zunächst den Schwierigkeitsgrad **A1**.

Bedienung

AUTRIS-1 wird nur durch Betätigen der beiden Maustasten gesteuert, um auch und insbesondere bereits Kindern im Vorschulalter eine Möglichkeit zur Verbesserung ihrer sprachlichen Kompetenz zu verschaffen. Dazu sollte die Maus mittig vor Ihnen liegen, so daß Ihre beiden Zeigefinger oder Daumen spiegelsymmetrisch auf den beiden Tasten zu liegen kommen. Mit der Maus wird zunächst der Schwierigkeitsgrad gewählt.

In Ihrem Kopfhörer werden Sie dann räumlich in vier Abstufungen von links nach rechts wandernd als Modellvorgabe die gewählte Reihenfolge von Schallereignissen vernehmen, das heißt Sie hören beim Schwierigkeitsgrad **A1** im 600-Millisekunden-Takt räumlich von links nach rechts die vier Ziffern von **1** bis **4**. Insgesamt verstreichen somit 2,4 Sekunden.

Kunstkopf-Stereofonie ist ein Erlebnis

Wenn Sie noch nie eine Aufnahme in Kunstkopf-Stereofonie gehört haben, werden Sie überrascht sein von der räumlichen Abbildung dieser Zahlenreihe und auch der anderen Schallereignisse:

Zunächst ertönen in unterschiedlicher akustischer Umgebung von links die **1**, dann von halblinks die **2**, von halbrechts die **3** und schließlich von rechts die **4**. In ähnlicher Weise werden die drei anderen Wahlmöglichkeiten von Schallereignissen dargeboten. Das ist also jeweils die Modellvorgabe zu Beginn.

Nach einer halben Sekunde wird die erste zufallsgesteuerte neue Reihenfolge aus den vier Schalleinfallsrichtungen abgespielt. Genau gleichzeitig mit den vier Takes leuchten die richtungsgleichen vier Felder auf dem Bildschirm von links nach rechts kurz auf. Durch systematisches *Vertauschen* von jeweils zwei nebeneinanderliegenden Schallereignissen müssen Sie dann versuchen, die ursprüngliche Modellreihenfolge wiederherzustellen.

Vertauschen heißt die Methode

Eine Vertauschung besteht im Betätigen der *linken* oder der *rechten* Maustaste oder *beider* Maustasten gleichzeitig. Wird nur die linke Maustaste betätigt, so werden die beiden linken Schallereignisse miteinander vertauscht. Wird nur die rechte Maustaste betätigt, so werden die beiden rechten Schallereignisse miteinander vertauscht. Werden beide Maustasten gleichzeitig betätigt, so werden die beiden mittleren Schallereignisse miteinander vertauscht. Auf diese Weise läßt sich in der oben aufgeführten Anzahl von Vertauschungen die Modellreihenfolge wiederherstellen. Immer nach einem vollständig abgeschlossenen Austauschvorgang erscheint die erzielte Punktzahl, die aus einem Grundbetrag dank des Erreichens der Lösung und der Anzahl der benötigten Schritte resultiert. Eine halbe Sekunde nach Herstellen der richtigen Reihenfolge hören Sie die nächste Sequenz im gewählten Schwierigkeitsgrad.

Nach einer frei wählbaren Anzahl ertönen keine weiteren Sequenzen mehr. Auf dem Bildschirm erscheint abschließend die erreichte Gesamtpunktzahl.

Lernfunktion

Für den somit gut vorstellbaren Fall, daß Sie anfänglich vielleicht gewisse Schwierigkeiten haben, die Höreindrücke der jeweils „falschen“ Reihenfolge so miteinander zu vertauschen, daß daraus wieder die „richtige“ Reihenfolge, also die ursprüngliche Modellvorgabe, entsteht, gibt es in allen Schwierigkeitsgraden eine Lernfunktion.

Sobald diese Taste gedrückt wurde, erscheint auf dem Bildschirm eine Anordnung der vier Schallereignisse in lesbarer Form, und zwar genau parallel zu der „falschen“ Reihenfolge entsprechend der hörbaren Darbietung. Außerdem blinken die beiden als nächstes miteinander zu vertauschenden Informationen, *und* auf einer Mausabbildung blinkt die zu betätigende Taste. **ELV**

1 Brain-Research, 1992 Jan. 20; 570 (1-2): Seiten 134-143

2 Positronen-Emissions-Tomografie, bildgebendes Verfahren zum Nachweis des regionalen Stoffwechsels im Gehirn



Auf die kalte Tour - mit Brennstoffzellen in die mobile Zukunft?

Die Suche nach alternativen Antriebskonzepten ist eigentlich älter als das Auto selbst. Das klingt paradox, ist aber nachweisliche Historie. Nach jahrelangen, aufwendigen Forschungsarbeiten ist Daimler-Benz ein Durchbruch in Richtung Null-Schadstoff-Antrieb gelungen - die Brennstoffzellentechnik könnte die Antriebstechnologie des 21. Jahrhunderts werden. Was hinter dieser Technik steckt, ihre Geschichte sowie die derzeitigen und zukünftigen Anwendungen, behandelt unser Artikel.

Die Zeit ist nicht mehr fern - wir werden eines Tages auf den jetzt hundert Jahre alten Otto- bzw. Dieselmotor verzichten müssen. Schadstoffemissionsprobleme und versiegende Ölquellen werden die Menschheit zwingen, sich nach anderen Fahrzeugantrieben umzusehen, wenn sie mobil bleiben will.

Sobald wir heute in Veröffentlichungen oder gar vereinzelt schon aus eigener Erfahrung auf das Thema alternativer Fahrzeugantrieb stoßen, werden uns stets schnell die derzeitigen Grenzen dieser Konzepte klar.

Elektroantrieb in der Sackgasse?

Der herkömmliche Elektroantrieb scheint in einer Sackgasse zu stecken, solange das Problem eines länger als 100 km leistungsfähigen Energiespeichers nicht gelöst wird. An den Antriebsmaschinen, deren Steuerung, Leistungsfähigkeit und Unterbringung liegt es indes nicht, daß Elektrofahrzeuge heute immer noch ein

Schattendasein fristen.

Die schwere Batterie „frißt“ die zugelassene Nutzlast des Fahrzeugs, braucht sehr viel Platz und Zeit zum Wiederaufladen. Dazu kommt das enorme Manko der geringen Reichweite.

All diese Nachteile, auch die hohen Preise wegen der fehlenden Großserienfertigung, haben dazu geführt, daß der Anteil des Elektroantriebs für Straßenfahrzeuge heute in der praktischen Anwendung gegen Null tendiert. Hoffnungsvolle Projekte wie der Thüringer „Hotzenblitz“ sind mangels Finanzierungsbereitschaft der Banken gescheitert, und die Autoindustrie verfolgt autarke Konzepte.

Auch der vielgepriesene Solarantrieb bleibt wohl vorläufig eine Nische für Exoten - zu geringe Leistungsausbeute, vor allem bei hiesigen Wetterverhältnissen und dem derzeitigen technologischen Stand verhindern einen ernsthaften Einsatz als Energiequelle für Fahrzeugantriebe.

Lediglich die Hochenergie-Batterietechnik auf Natrium-Nickelchlorid-Basis hat

mittlerweile einen hohen Entwicklungsstand erreicht und bewährt sich in großen Feldversuchen, vor allem im Flottenbetrieb großer Fuhrparks.

Die großen Fahrzeughersteller verfolgen indes alternative Konzepte. Allen voran sind wieder einmal die beiden deutschen Technologiekonzerne BMW und Daimler-Benz.

Alternativer Wasserstoffantrieb

BMW widmet sich neben der Weiterentwicklung des „herkömmlichen“ Elektroantriebs (mit Erfolg, wie die erreichte Marktreife des Elektro-Dreiers beweist) vor allem erfolgreich dem Wasserstoffantrieb als emissionsfreier Antriebsquelle. Dabei werden die herkömmlichen Verbrennungsmotoren auf Betrieb mit Wasserstoff umgestellt.

Wasserstoff fällt in großen Mengen in der chemischen und Mineralölindustrie an und kann langfristig aus Biomasse, Kunststoffabfällen oder durch Wasser-Elektro-

lyse (Betrieb von Wasserkraftwerken außerhalb von Spitzenzeiten) gewonnen werden.

Daimler-Benz verfolgt hier, auch durch die Raumfahrt-Technologieschmiede DASA begünstigt, seit Jahren einen Weg, der eigentlich schon vor mehr als 150 Jahren begann.

Strom aus Wasser und Luft?

Ganz so einfach ist es nicht. Wir alle wissen ja aus der Schule, daß die Entzündung eines Gemischs aus Wasserstoff und Sauerstoff zur bekannten Knallgasexplosion führt. Der Aufgabe, diese Reaktion zu beherrschen und die entstehende Energie zu nutzen, stellten sich die Forscher schon früh.

Der britische Physiker Sir William Robert Grove (1811 bis 1896) hatte die Idee, aus der chemischen Reaktion zwischen den allgegenwärtigen Elementen Wasserstoff und Sauerstoff Strom zu erzeugen, ohne Umweg über Verbrennung oder Zwischenspeicherung.

1839 konstruierte er eine Batterie, die diese Aufgabe tatsächlich erstmals erfüllte. Sir Grove entdeckte schon damals das Prinzip, das noch heute die Brennstoffzellentechnik dominiert. Eine spezielle Elektrolyt-Folie trennt beide Gase voneinander und läßt nur definierte chemische Reaktionen zu. Das heutige, natürlich wesentlich verfeinerte Funktionsprinzip ist in Abbildung 1 illustriert.

Indes war dieser Stromerzeugungsmethode seinerzeit kein großtechnischer Erfolg beschieden, die elektrischen Dynamomaschinen, mit denen unsere Kraftwerke noch heute arbeiten, liefen dem che-

mischen Prinzip der Stromerzeugung in großem Stil seinerzeit den Rang ab. Autos gab es derzeit noch nicht und als sie kamen, verfolgte man Ende des ausgehenden 19. Jahrhunderts alle möglichen Antriebstechnologien, von der Dampfmaschine bis zum Dieselmotor. Die Bleibatterie war damals das Einzige, dem man sich ernsthaft widmete.

U-Boote und Raumschiffe - schon lange mit Brennstoffzellen

Die US-Amerikaner griffen die Ideen Sir Groves nach dem zweiten Weltkrieg auf und entwickelten für die Raumfahrt bereits damals hocheffektive Brennstoffzellen - allerdings zu den raumfahrtüblichen Kosten, die sich auch später lange Zeit nur die Militärs leisten konnten. Sie installierten die teuren und noch riesigen Brennstoffzellen in militärischen Versuchsträgern und normalen Flurförderfahrzeugen. Alle diese Versuche scheiterten jedoch an den enormen Kosten und an diversen technischen Problemen.

So fand man Brennstoffzellen lange Jahre tatsächlich nur in der Raumfahrt und in kleinen U-Booten, wo sie ihren Hauptvorteil, die gesteuerte Energieerzeugung ohne Zwang zur Zwischenspeicherung und mit enormem Wirkungsgrad, voll ausspielen können.

New Electric Car - Stunde Null bei Daimler-Benz

Erst die Diskussion um alternative Antriebsquellen für Straßenfahrzeuge löste in den neunziger Jahren wieder die Aufnahme der Forschungsarbeiten aus. In Zusam-

menarbeit mit einer auf diesem Gebiet renommierten kanadischen Firma entwickelte Daimler-Benz in nur einem Jahr einen straßentauglichen 3,5-Tonnen-Transporter mit Brennstoffzellen-Antrieb.

Es war der erste Beweis, daß diese Technologie wirklich auf der Straße zu bewegen war. Allerdings war der NECAR I (New Electric Car) genannte Transporter noch bis unters Dach mit der notwendigen Technik, vor allem mit den voluminösen Brennstoffzellen, vollgestopft (Bild 2).

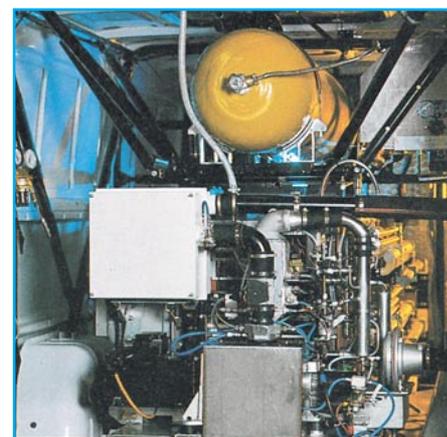


Bild 2: Die erste Generation des NECAR-Brennstoffzellenantriebs nahm noch den gesamten Laderaum eines 3,5-Tonnners ein. Oben der Wasserstofftank, darunter die Brennstoffzellenstacks (Foto: Daimler-Benz)

1996 - 250 km am Stück

Beflügelt von diesem ersten Erfolg, forschte man intensiv weiter und konnte nach nur zwei Jahren wiederum die nächste Generation des NECAR, den NECAR II präsentieren. Äußerlich ein Mini-Van der neuen Mercedes-V-Klasse, lediglich ergänzt durch eine Art Dachkoffer, sieht man dem Fahrzeug auch nach einem Blick ins Innere kaum an, daß hier kein herkömmlicher Antrieb werkelt.

Denn das, was im NECAR I noch einen ganzen Transporterraum füllte, hatte man so miniaturisieren können, daß im Fahrzeug bis zu sieben Personen samt Gepäck Platz finden können.

Die Elektronik und die eigentlichen Brennstoffzellen finden quasi unter der hinteren Sitzbank Platz (Abbildungen 3 und 4), der notwendige Wasserstofftank befindet sich, inzwischen durch Kohlefasertechnologie stark gewichtsreduziert, auf dem Fahrzeugdach.

Später wird auch er verschwinden, denn die Forscher arbeiten an einer Technologie der Erzeugung von Wasserstoff aus Methanol. Dann soll sich Äußerlichkeit, Handhabbarkeit und Reichweite eines solchen Fahrzeugs in nichts mehr von heute Geohntem unterscheiden.

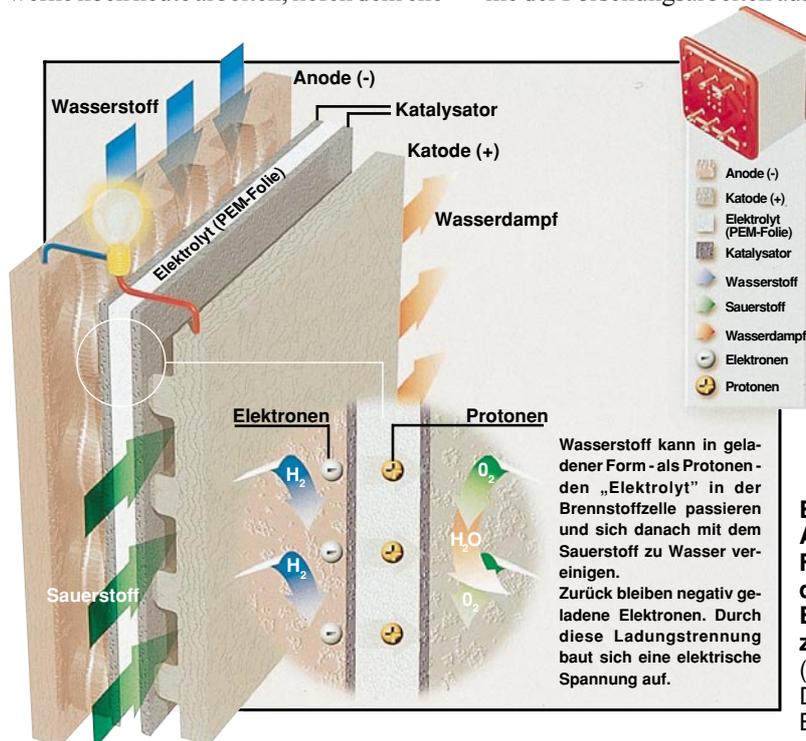


Bild 1: Aufbau und Funktion der Brennstoffzelle (Grafik: Daimler-Benz)

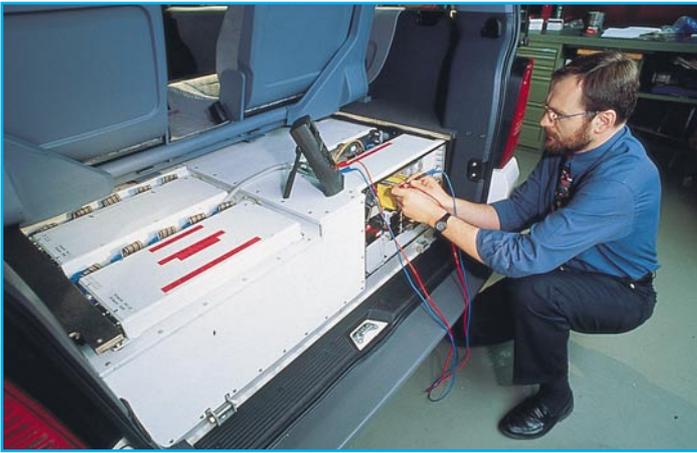


Bild 3: So kompakt ist die heutige Brennstoffzellen-generation realisierbar. Links im Bild die beiden Brennstoffzellenstacks, rechts der Elektronikteil (Foto: Daimler-Benz)

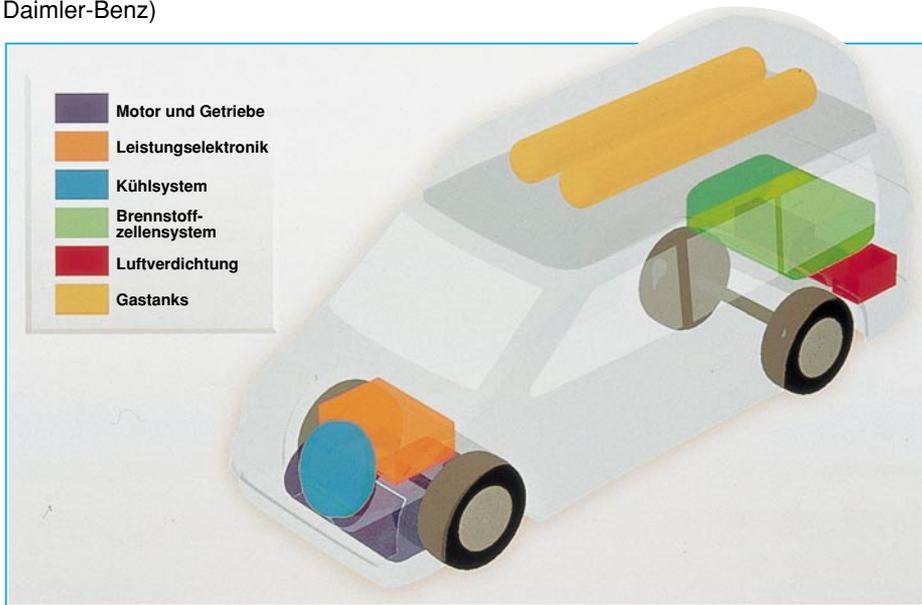


Bild 4: Im NECAR II sind die Antriebskomponenten bereits so untergebracht, daß nahezu der gesamte Innenraum normal nutzbar ist (Grafik: Daimler-Benz)

Die Reichweite soll in der nächsten Fahrzeuggeneration von heute 250 km auf dann 750 km steigen. Um die Leistung der Techniker erfassen zu können, ist es nun daran, sich einmal eingehender mit dem Funktionsprinzip der Brennstoffzelle zu befassen.

Kalte Explosion

Wird ein Gemisch aus Wasserstoff und Sauerstoff entzündet, so explodiert es. Diese Reaktion gewissermaßen zu verlangsamen und steuerbar zu machen, hat man sich zur Aufgabe bei der Erforschung der Brennstoffzellentechnik gemacht. Eine spezielle Folie, der „Elektrolyt“, trennt beide Gase voneinander und verhindert die „heiße“ Reaktion (siehe auch Abbildung 1). Ein elektrochemischer Vorgang in der hauch-

dünnen Folie läßt nur Protonen, also positiv geladene Wasserstoff-Ionen, passieren. Die Elektronen der Wasserstoff-Atome werden beim Durchgang „abgestreift“ und bleiben zurück. Die Wasserstoff-Ionen reagieren mit den Sauerstoffteilchen auf der anderen Seite.

Durch Elektronenüberschuß auf der Wasserstoffseite und Elektronenmangel auf der Sauerstoffseite des Elektrolyts bilden sich Plus- und Minuspol, an denen elektrische Energie entnommen werden kann. Die Energie für diese „Ladungspumpe“ stammt aus der Reaktion der Wasserstoff- (H_2) mit Sauerstoffteilchen (O_2), bei der neben der elektrischen Energie lediglich reiner Wasserdampf (H_2O) entsteht.

Der Elektrolyt einer solchen „PEM“-Zelle (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) besteht aus einer nur zehntel Millimeter dicken Polymerfolie, die auf beiden Seiten mit einem platinhaltigen Katalysator beschichtet ist. Er unterstützt die Ionisierung des Wasserstoffs sowie die Reaktion der Wasserstoffionen mit dem Sauerstoff. Sogenannte Bipolarplatten schließen die Zelle auf beiden Seiten ab. Sie leiten in einem labyrinthartigen Kanalsystem den Wasserstoff bzw. die Luft an den Katalysatorflächen entlang. Außerdem führen sie die Reaktionswärme ab und stellen die elektrische Verbindung zur Nachbarzelle her.

Durch das Zusammenschalten vieler Zellen in sogenannten Stacks (Abbildung 5) wird die für das Fahren benötigte Energie bereitgestellt. Eine Zelle liefert 0,6 V. Im NECAR II sind 300 solcher Zellen in zwei Stacks hintereinandergeschaltet. Durch intensive Forschungsarbeit konnte man das Gewicht der Zelle von 21 auf 6 kg je Kilowatt Leistung reduzieren.



Bild 5: Deutlich zu sehen: der Aufbau eines Brennstoffzellen-Stacks aus vielen hundert Einzelzellen - hier im Laboraufbau (Foto: Daimler-Benz)

Energie auf den Punkt genau

Durch Regelung der Wasserstoffzufuhr kann die benötigte Energie unmittelbar erzeugt und genau dosiert werden. Daraus resultiert eine sehr kraftvolle und gleichmäßige Leistungsentfaltung bereits aus dem Stand, so daß dem NECAR II (Abbildung 6) volle Leistungsfähigkeit im modernen



Bild 6: Äußerlich nur noch am Dachaufsatz vom normalen Fahrzeug zu unterscheiden - der NECAR II ist voll verkehrstauglich und erreicht bereits 250 km Fahrtstrecke mit einer Wasserstoff-Füllung (Foto: Daimler-Benz)

Verkehr bescheinigt werden kann. Die Spitzengeschwindigkeit liegt bei 110 km/h, die Reichweite beträgt immerhin schon 250 km, womit auch mittlere Reiseentfernungen überbrückbar sind.

Wird man später den Wasserstoff gegen

Methanol austauschen, so ist das Fahrzeug genauso schnell betankbar wie ein herkömmliches. Ein internes Gaserzeugungssystem, „Reformer“ genannt, erzeugt aus dem Methanol im Fahrzeug Wasserstoff. Die Versorgung mit Methanol wäre kein logistisches Problem, sie läßt sich über das Tankstellennetz sicherstellen.

Im Gegensatz zum Wasserstoffbetrieb, der als Rückstandsprodukt nur reines Wasser als „Abgas“ erzeugt, entsteht bei Methanolbetrieb eine relativ geringe Menge Kohlendioxid als Abgas, jedoch keine weiteren Rückstandsprodukte, wie sie der Verbrennungsmotor erzeugt, etwa Stickoxide.

Ein weiterer Vorteil des Brennstoffzellen-Antriebs ist der hohe Wirkungsgrad der Technologie, der weit über allen herkömmlichen Energieerzeugungstechnologien liegt. Die Brennstoffzelle arbeitet nur, wenn Energie tatsächlich benötigt wird, es gibt keinen Selbstentladungseffekt und ähnliche Verluste, wie Wärmeverluste usw. Die entstehende geringe Abwärme (die Niedertemperatur-Brennstoffzelle arbeitet bei einer Temperatur von nur 80°C) wird effektiv zur Fahrzeugheizung genutzt.

Gleichzeitig mit der Reduzierung des Volumens der eigentlichen Brennstoffzelle auf ein Viertel im NECAR II ging auch die Miniaturisierung der Steuerelektronik einher. Was im NECAR noch riesige Elektronik-Einschübe füllte, hat sich im NECAR II auf eine Karte vom Format etwa eines A4-Blattes reduziert. Damit einherging die Weiterentwicklung des Fahrmanagements, so daß das Fahren des NECAR II ganz und gar dem in einem Fahrzeug mit Automatikgetriebe gleicht.

Haushaltsstrom bald aus der Brennstoffzelle?

Der hohe Wirkungsgrad der Brennstoffzellen sowie die minimale oder gar entfallende Emission erschließen dieser Technologie jetzt auch weitere Anwendungsgebiete,

z. B. die der großtechnischen Stromerzeugung. Wir erinnern uns - genau das hatte Sir Grove bereits 1839 vor. Heute wäre es möglich, dezentrale Brennstoffzellen-Kleinkraftwerke unter Nutzung des vorhandenen Erdgasnetzes zur nahezu emissionsfreien Stromerzeugung einzusetzen. Eine erste Pilotanlage läuft bereits erfolgreich im Demonstrationskraftwerk der Solar-Wasserstoff GmbH in Neunburg vorm Wald.

Die Technologie der dort hochleistungsfähigen Schmelzkarbonat-Brennstoffzellen unterscheidet sich von denen der „Fahrzeug-Brennstoffzellen“, sie arbeiten bei ca. 650°C mit geschmolzenen Karbonaten als Elektrolyt.

Sie werden bereits in wenigen Jahren großtechnisch auf den Plan treten. Einen noch höheren Wirkungsgrad weist die Festoxid-Brennstoffzellentechnik auf, die mit Temperaturen von 1000°C arbeitet. Diese hohen Temperaturen bereiten jedoch derzeit noch technische Probleme.

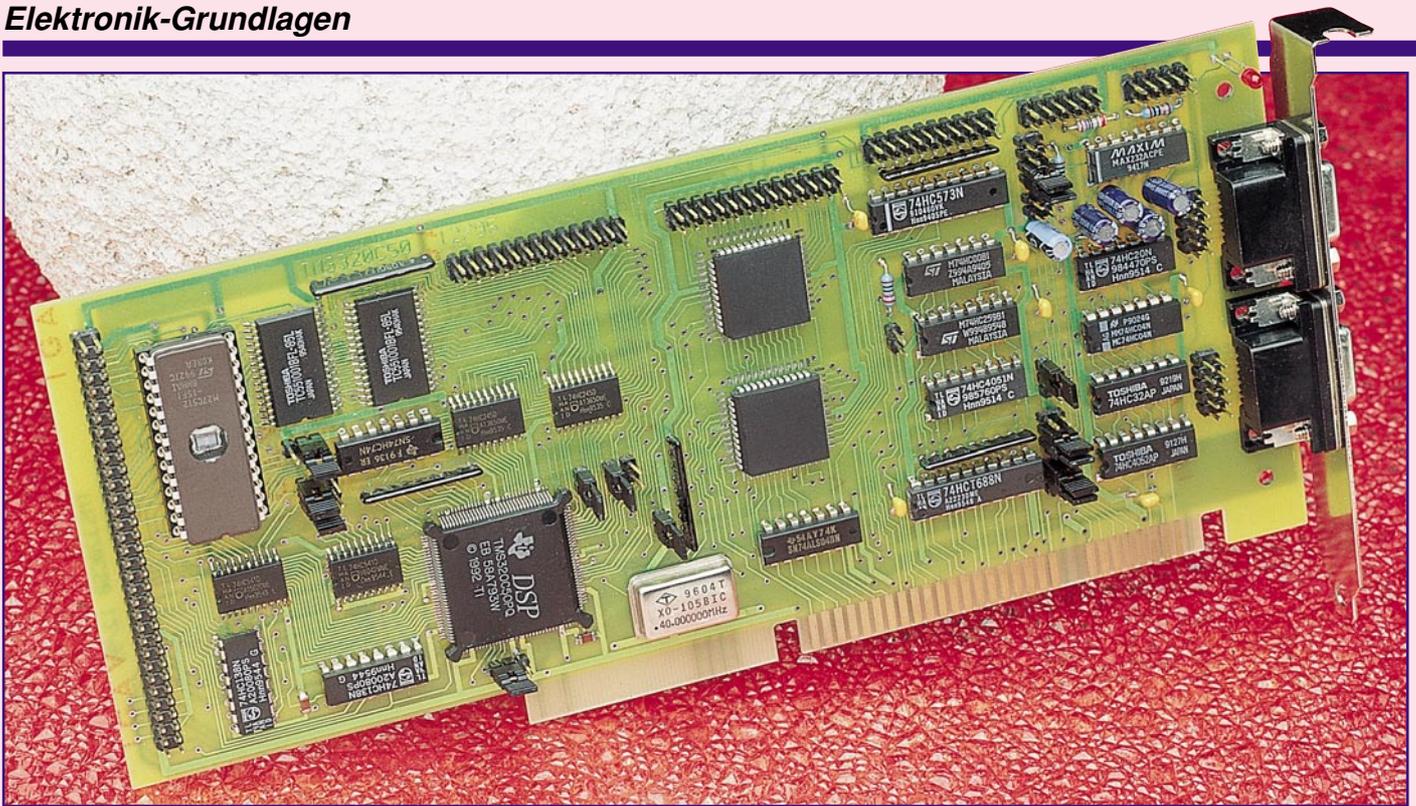
2010 - PKW mit Brennstoffzellen

Doch zurück zur mobilen Technologie. Aufgrund der relativ schnell eingetretenen Anfängerfolge nimmt man an, daß das ursprünglich gesetzte Ziel, in etwa 20 Jahren Entwicklungsarbeit ein marktfähiges Fahrzeug auf die Straße zu stellen, weit unterboten werden kann. So kann es durchaus sein, daß die ersten PKW mit Brennstoffzellenantrieb im 50 kW-Bereich bereits kurz nach der Jahrtausendwende bereitgestellt werden können (Abbildung 7).

Dazu sind im wesentlichen zwei Probleme zu lösen: Zum einen muß das Gesamtsystem noch kleiner werden, so daß es auch in PKWs ohne irgendeinen Komfortverlust installierbar ist. Und zum zweiten müssen die Herstellungskosten noch drastisch sinken. Beide Probleme hält man in nächster Zukunft für lösbar, so daß vielleicht schon 2010 serienmäßige Fahrzeuge verfügbar sind. **ELV**



Bild 7: Die drei Evolutionsstufen des Brennstoffzellenantriebs (Grafik: Daimler-Benz)



Digitale Signal-Prozessoren

DSP Teil 4

Grundlagen und praktische Anwendungen von DSPs

Die Programmierung von DSPs ist das Thema des vorliegenden Artikels, gefolgt von praxisorientierten Anwendungsbeispielen.

8. Allgemeines zur Programmierung

Die Programmierung von Prozessoren aller Art wird heute durch Hochsprachen beherrscht. Will man aber die Ressourcen eines DSP voll ausschöpfen, so erreicht man im allgemeinen die besseren Ergebnisse mit einer Assemblerprogrammierung. Dieser Weg wird noch dadurch gestützt, daß der Prozessor seine volle Leistung nur erreicht, wenn er für Programm- und Datenzugriffe nicht auf externe Speicherbereiche zugreifen muß.

Es stehen uns bei dem verwendeten TMS320C50, dem Festkommoprozessor mit dem größten internen Speicherbereich, lediglich 10k-Worte zur Verfügung. Die Praxis zeigt aber, daß mit 10k-Worten in Assembler bereits sehr komplexe Programme realisierbar sind. So wurde z. B. eine Stereo-Bildauswertung mit 1k-Worten programmiert. In Pascal hätte das gleiche Programm einen Umfang von über 10 Seiten.

Die Programmierung von Signalprozessoren unterscheidet sich in vielen Punkten von den verbreiteten Prozessoren. Aus die-

sem Grund wollen wir uns zuerst mit der Struktur des Prozessors befassen. Bei der Darstellung des Befehlssatzes geben wir einen Überblick über die wichtigsten Wirkprinzipien und Befehlsgruppen. Der Anspruch auf Vollständigkeit soll dabei nicht erhoben werden, da die recht komplex wirkenden Befehle eine intensive Arbeit mit dem Prozessorhandbuch erfordern.

9. Die Struktur des TMS320C50

Standardprozessoren besitzen üblicherweise eine Registerbank, mit der sich relativ freizügig arbeiten läßt. Das Ergebnis sind komplizierte und langsame Befehlsstrukturen. Im Gegensatz dazu orientieren sich DSPs an den Regeln der RISC-Architektur, was einfache Funktionsstrukturen verlangt. Es entsteht dabei eine feste Funktionszuteilung der einzelnen Register zu Befehlsgruppen oder Hardwarefunktionen.

9.1 Das Registermodell

In Bild 1 sind die wesentlichsten Register dargestellt. Außer diesen existieren noch Spezialregister, die an einzelne Befehle gebunden sind, wie z. B. die Register

für die Schleifenbefehle. Diese werden teilweise auch aus dem Befehl heraus genutzt. Hinzu kommen diverse Steuer- und Statusregister für den Prozessor sowie einzelne Befehle. Den Kern des Prozessors bildet der Akkumulator, der eine Arbeitsbreite von 32 Bit besitzt. Über ihn werden alle arithmetischen und logischen Operationen ausgeführt. Durch einen Tausch-Befehl kann dieser Akku gegen den Akkumulator B getauscht werden. Mit dem im Hintergrund stehenden Akku läßt sich bis auf wenige Ausnahmen nicht direkt arbeiten - er dient als Hilfsregister. Die Registerbank AR0 bis AR7 hat die Funktion von Zeigerregistern. In ihr können Pointer abgelegt werden, die auf den Datenspeicher zeigen.

Zur Manipulation der Pointer besitzt dieser Block eine eigene Pointer-ALU, deren Funktion sich auf Add und Sub beschränkt. Dies erfolgt aber dafür parallel zur eigentlichen Befehlsausführung. Da der Prozessor aufgrund seiner geringen Befehlsbreite (16 Bit) keine Möglichkeit zur Auswahl eines Pointers hat, erfolgt dies über ein gesondertes Register, den ARP. Aus dem gleichen Grund kann in einem Befehl auch

keine direkte Speicheradresse verwendet werden. Eine im Befehl angegebene Speicheradresse beschränkt sich auf die unteren 7 Bit - die restlichen (oberen) 9 Bit stehen im Seitenregister (DPR), wodurch eine direkte Adressierung immer im Bereich von 128 Worten erfolgt. Die letzte Gruppe arbeitet mit dem Multiplikationsbefehl zusammen. In TREG0 wird der erste Faktor abgelegt, der zweite Faktor steht im MUL-Befehl, und das Ergebnis erscheint im PREG.

9.2 Das Speichermodell

Die Festkomma-DSPs von TI können einen Daten- und Programmspeicher von jeweils 64k adressieren. Dieser teilt sich in interne und externe Bereiche, wobei die internen unterschiedlich konfigurierbar sind. Wir haben uns für eine Konfiguration entschieden, welche die meisten Anforderungen erfüllt. Sie ist in Bild 2 dargestellt.

9.3 Der Programmspeicher

Als eigentlicher Programmspeicher dient der interne ROM. Der von uns eingesetzte DSP enthält ein Ladeprogramm, mit dem er das eigentliche Programm von einem externen EPROM holen kann. Zur Ausführung schreibt der DSP das Programm in den Bereich ab 800h. Eine externe Programmabarbeitung ist unüblich, da sie durch die Zugriffszeiten zu langsam würde.

9.4 Datenspeicher

Er besteht aus dem großen Bereich, der als SARAM gekennzeichnet ist. Dies bedeutet, daß in diesem Bereich nur ein einfacher Zugriff möglich ist. Die DARAM-Bereiche dagegen erlauben einen Doppelzugriff (Dual-Access-RAM), so daß sie für Arbeitsvariable geeignet sind. In diesem Speicherbereich kann ein Lesen und Schreiben zeitgleich erfolgen. Eine Besonderheit bilden die Memory-Mapped-Register (MM-Reg.). Hier befinden sich die Arbeits- und Statusregister des Prozessors.

9.5 Der Speicherzugriff

Aus der Beschreibung der Registerstruktur ergeben sich zwei verschiedene Wege des Speicherzugriffes. Der erste Weg ist die direkte Adressierung im Befehl, wobei sich die Adresse aus dem Teil im Befehl und dem Page-Pointer ergibt.

Der zweite Weg ist die indirekte Adressierung. Hierbei wird die Adresse aus dem durch den ARP ausgewählten Pointerregister verwendet.

10. Das Befehlssystem des TMS320C50

Nachdem wir uns mit der Struktur des Prozessors befaßt haben, wenden wir uns nun dem Befehlssystem zu.

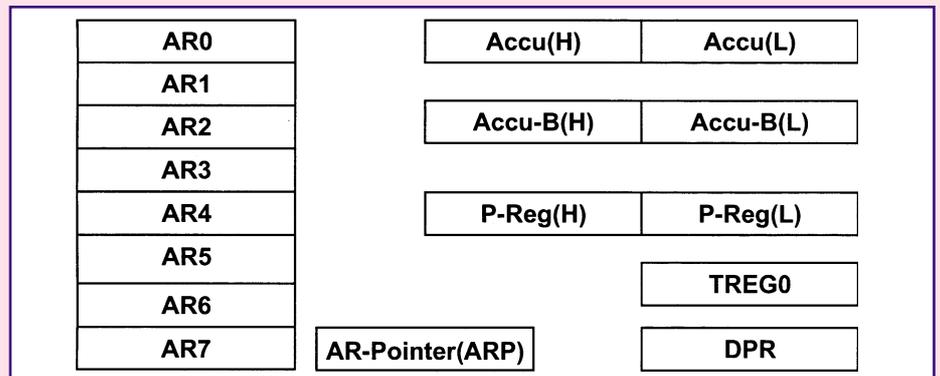


Bild 1: Hauptregister des TMS 320C50

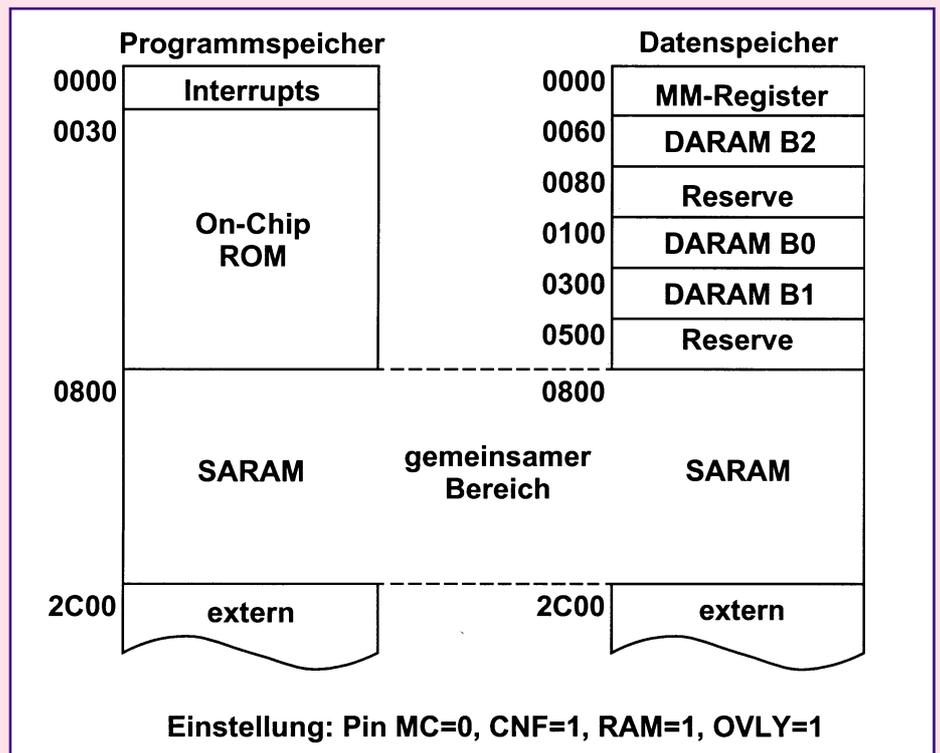


Bild 2: Speichermodell des TMS 320C50

Tabelle 1: Befehlskonstruktionen, die für den größten Teil des Befehlssatzes gelten

| | Befehl | Beispiel |
|----------------|-------------------------|-----------------|
| kein Operand | | ABS |
| ein Operand | dma | ADD temp1 |
| | #k | MPY #10 |
| zwei Operanden | ind [,nextARP] | MPYA *+, AR3 |
| | dma [,shift] | LACC temp1,5 |
| | #k [,shift] | AND #0ffh,16 |
| drei Operanden | ind [,shift [,nextARP]] | ADD *-, 0, AR2 |
| | pma [,ind [,nextARP]] | CALL m1, *, AR0 |
| | | BANZ anf, *- |
| | pma, cond1 [,cond2] | BCND m2, NZ |

10.1 Aufbau der Befehlssyntax

Der Aufbau der Assemblerzeile entspricht dem der üblichen Assembler. Es wird keine Groß-/Kleinschreibung unterschieden, die einzelnen Felder sind mit Leerzeichen oder Tabulator zu trennen, und die Marken werden mit einem Doppelpunkt abgeschlossen.

Für die ausführbaren Befehle gilt die

Schreibweise im Prozessorhandbuch, die Pseudobefehle sind in der Anleitung zum Assembler zu finden. Da bei letzterem mehrere Varianten gebräuchlich sind, wurden teilweise mehrere Schreibweisen für die gleiche Funktion aufgenommen. Als Beispiel sei dafür genannt die Definition eines Speicherbereiches im Wortformat

durch .BYTE oder DW, wie es beim Micro-soft-Assembler üblich ist. Der größte Teil der Befehle läßt sich in einem Grundsche-ma darstellen. Dabei werden zuvor die Abkürzungen geklärt:

- dma direkte Speicheradresse (die unteren 7 Bit)
- pma eine volle Programmadresse
- ind Funktionssymbol für die indi- rekte Adressierung (z. B. Post-Increment) des aktuellen Pointerregisters
- shift Anzahl von Bits, die der Operand rechts oder links geschoben wird
- #k eine numerische Konstante
- nextARP Name des Pointerregisters, welches im nächsten Befehl aktiv sein soll
- cond eine Sprungbedingung

Es ergeben sich nun die Befehlskon- struktionen in Tabelle 1, die für den größ- ten Teil des Befehlssatzes gelten.

Bei den Indirekt-Operanden sind 3 Vari- anten der möglichen 8 besonders häufig in der Anwendung:

- * keine Veränderung des aktiven Point- ers,
- *+ erhöhe den aktiven Pointer um 1,
- *- erniedrige den aktiven Pointer um 1.

Nachdem die Befehlskonstruktionen gek- lärt sind und somit ein erster Eindruck über die Schreibweise vorhanden ist, wol- len wir einige Befehlsgruppen schwer- punktmäßig betrachten.

10.2 Ladebefehle (Tabelle 2)

Bis auf wenige Ausnahmen bewegen alle Lade- (LOAD) oder Schreibbefehle (STORE) ein Datum zwischen dem Spei- cher und einem Register. Im Gegensatz zu anderen Prozessoren ist es nicht an der Stellung der Operanden ersichtlich, von wo nach wo transportiert wird. Hier ist die Stellung der Operanden immer gleich, und der Befehl definiert die Richtung. Auch kommt man schnell zu dem Schluß, daß ein Transport zwischen zwei Registern nicht ohne Probleme möglich ist.

10.3 Arithmetische Befehle (Tabelle 3)

Die arithmetischen Befehle beschrän- ken sich auf Addition, Subtraktion, Multi- plikation und Quadrierung. Für diese Ope- rationen ist das Ergebnis immer 32 Bit groß. Leider gibt es in dieser Processorfa- milie keine Division. Ergänzt wird diese Gruppe durch die zwei einzigen direkten arithmetischen Operationen mit den Point- erregistern.

In der Tabelle 2 gelten dabei alle aufge- führten Operanden-Versionen für die da- vorstehenden Befehle.

| Tabelle 2: die häufigsten Ladebefehle | | | |
|---------------------------------------|-------------------------|------------------|--|
| Befehl | Operanden | Beispiel | Beschreibung |
| LACC | dma [,shift] | LACC temp1 | Laden des Akkumulators vom Speicher indirekt vom Speicher mit 5 durch Shift wird der High-Teil des Accu erreicht |
| | ind [,shift [,nextARP]] | LACC *+,0,AR2 | |
| | #k [,shift] | LACC #5 | |
| LACL | dma | LACL temp1 | Laden des Akkumulators vom Speicher indirekt vom Speicher mit 5 |
| | ind [,nextARP] | LACL *+ ,AR2 | |
| | #k | LACL #5 | |
| SACL | dma [,shift] | SACL temp1 | Speichern des Akkumulators nach MEM indirekt zum Speicher |
| | ind [,shift [,nextARP]] | SACL *+,0,AR2 | |
| SACH | .. wie SACL | SACH temp2 | Speichern des H-Teil des Accu nach MEM |
| LAR | ARx, dma | LAR AR1, temp1 | Laden des Pointer AR1 vom Speicher indirekt vom Speicher mit 5 |
| | ARx, ind [,nextARP] | LAR AR3, *+, AR2 | |
| | ARx, #k | LACL #5 | |
| SAR | ARx, dma | SAR AR1, temp1 | Laden des Pointer AR1 zum Speicher |
| SAR | ARx, ind [,nextARP] | SAR AR3, *+, AR2 | indirekt zum Speicher |
| LDP | #k oder pma | LDP Block1 | Laden des Seitenzeigers |
| LARP | ARx | LARP AR1 | Setzen des Zeigers auf den aktuellen Pointer (ist identisch mit MAR * , ARx) |

Tabelle 3: die häufigsten Arithmetik-Befehle

| Befehl | Operanden | Beispiel | Beschreibung |
|--------|-------------------------|---------------|--|
| ADD | dma [,shift] | ADD temp1 | AC := AC + (dma) |
| SUB | ind [,shift [,nextARP]] | SUB *+,0,AR2 | AC := AC - (mem(aktiven Pointer)) |
| MPY | #k [,shift] | MPY #5 | PREG := TREG0 * Konstante |
| ADDC | dma [,shift] | ADDC temp1 | AC := AC + (dma) + CY |
| SUBB | ind [,shift [,nextARP]] | SUBB *+,0,AR2 | AC := AC - (mem(aktiven Pointer) -CY) |
| ADRK | #k | ADRK #16 | aktives Pointerregister + 16 |
| SBRK | #k | SBRK #2 | aktives Pointerregister - 2 |

Tabelle 4: die wichtigsten Logik-Befehle

| Befehl | Operanden | Beispiel | Beschreibung |
|--------|--------------------|----------------|--|
| AND | dma [,shift] | AND temp1 | AC := AC .AND. (dma) |
| OR | ind [,nextARP] | OR *+,AR2 | AC := AC .OR. (mem(aktiven Pointer)) |
| XOR | #k [,shift] | XOR #5 | AC := AC .XOR. 5 |
| APL | #k, dma [,shift] | | |
| OPL | #k, ind [,nextARP] | OPL #10h,flag1 | (flag1) := (flag1) OR 10h |
| XPL | | | |
| BSAR | #k | BSAR #8 | AC := AC shift right 8 (arithm./logisch) |
| SFL | keine | SFL | AC := AC shift left 1 |
| SFR | | SFR | AC := AC shift right 1 |

10.4 Logische Befehle (Tabelle 4)

Die logische Verarbeitung der Daten beschränkt sich auf die Grundfunktionen AND, OR, XOR. Diese drei Befehle kön- nen außer mit dem Akkumulator auch di- rekt mit einer Speicherzelle ausgeführt werden.Das ist aber zeitlich nur sinnvoll mit dem internen DARAM. In diese Grup- pe fallen außerdem die Verschiebefehle.

10.5 Programmverzweigungen und Wiederholungen (Tabelle 5,6)

Die Gruppe der Programmverzweigung- en und Unterprogrammaufrufe ist bei die- sem Prozessor sehr komfortabel. Außer den üblichen Sprüngen besteht auch die Möglichkeit des bedingten Unterpro- grammrufes, der bedingten Rückkehr vom Unterprogramm und der bedingten Befehls-

Tabelle 5 : die wichtigsten Verzweigungs-Befehle

| Befehl | Operanden | Beispiel | Beschreibung |
|--------|-----------------------|-----------------|--|
| B | pma, [ind [,nextARP]] | B marke1 | unbedingter Sprung zur Marke1 |
| BANZ | pma, [ind [,nextARP]] | BANZ marke1, *- | Sprung zu Marke1, wenn aktives Pointerregister <>0, aktiver Pointer - 1 |
| BCND | pma, [cond1 [,cond2]] | BCND marke1, LT | Sprung zu Marke1, wenn AC < 0 |
| CALL | pma, [ind [,nextARP]] | CALL m2 | Unterprogrammrufruf ab m2 |
| CC | pma, [cond1 [,cond2]] | CC m2, NEQ | Unterprogrammrufruf ab m2, wenn AC<>0 |
| RET | | RET | Rückkehr vom Unterprogramm |
| RETC | cond1 [,cond2] | RETC EQ | Rückkehr vom Unterprogramm, wenn AC=0 |
| XC | k, cond1 [,cond2] | XC 1, NEQ | Führt den nächsten Befehl aus (1 Wort - k=1), wenn die Bedingung wahr ist |

ausführung. Die Befehle lassen meist die Angabe zweier Bedingungen zu, wobei sich von den möglichen 13 Sprungbedingungen sechs auf den Akkumulator, sechs auf Flags und eine Bedingung auf einen Prozessorpin beziehen. Für die Unterprogrammaufrufe steht ein interner Stack mit 8 Ebenen zur Verfügung. Durch diesen relativ geringen Umfang ist bei der Programmierung eine Datenübergabe über den Stack bzw. ein Halten temporärer Variablen im Stack nicht sinnvoll.

Zu dieser Gruppe zählen ebenfalls die Schleifenbefehle. Einer steht bereits bei den bedingten Sprüngen. Der BANZ hat den Vorteil, das er mehrfach geschachtelt werden kann, da er sich auf die Pointerregister bezieht. Sein Nachteil ist allerdings der Zeitbedarf für die Schleifenorganisation. Aus diesem Grund existiert noch ein Repeat-Befehl und ein Befehl für die Wiederholung eines Blockes, die hardwaremäßig organisiert werden.

Tabelle 6 : die Wiederholungs-Befehle

| Befehl | Operanden | Beispiel | Beschreibung |
|--------|-----------------|-------------|--|
| RPT | dma | RPT temp2 | Der Folgebefehl wird entsprechend dem direkt oder indirekt angegebenen Wert+1-mal wiederholt |
| | ind, [,nextARP] | RPT * | |
| | #k | RPT #127 | |
| RPTB | pma | RPTB marke3 | Es werden die im Bereich zwischen dem Befehl und der durch pma angegebenen Endadresse stehenden Befehle wiederholt. Die Anzahl steht in einem speziellen Register (BRCR) |

10.6 Die Status- und Steuerregister des DSP (Tabelle 7)

Für die Funktion des DSP und einiger Befehle ist eine Anzahl von Spezialregistern erforderlich. Diese befinden sich auf den unteren Adressen des Datenspeichers auf der Zero-Page. Die hier gebotene Auswahl beschränkt sich dabei auf einige Grundfunktionen, die für die Programmierung später benötigt werden.

Tabelle 7 : einige Status- und Steuerregister

| Name | Adresse | Funktion |
|-------|---------|--|
| IMR | 04h | Interruptmasken-Register zur Freigabe der Interrupts |
| PMST | 07h | Prozessor-Mode-Status-Register |
| BRCCR | 09h | Zähler für den Block-Repeat-Befehl |
| TIM | 24h | Timer-Register |
| PRD | 25h | Periodenregister des Timer |
| TCR | 26h | Steuerregister des Timer |
| PDWSR | 28h | Wait-Zyklenregister für Programm- und Datenspeicher (extern) |
| IOWSR | 29h | Wait-Zyklenregister für I/O-Kanäle |
| CWSR | 2ah | Steuerregister für Waitstates |

10.7 Das Befehlspipelining

Zur Erreichung des hohen Befehlsdurchsatzes wird in den DSPs eine verschachtelte Ausführung der Befehle realisiert. Das bedeutet, daß während der Ausführungsphase eines Befehls bereits der nächste geholt und decodiert werden kann.

Ein einfaches Pipelining besteht meist aus den Stufen Befehl holen, Befehl decodieren, Operanden holen, Operation ausführen und Ergebnis ablegen. Jeder Befehl muß diese Stufen durchlaufen. Die Folge ist aber, daß ein Befehl, der ein Ergebnis im Speicher ablegen soll, in der Stufe „Ausführen“ ist und der Folgebefehl in der Stufe „Operanden holen“ bereits auf das Ergebnis zugreifen möchte.

Um diesen Konflikt zu lösen, nutzt man zwei Wege. Ein Weg überträgt dem Programmierer den Ausschluß dieses Konfliktes, das bedeutet, daß der verwendete Compiler solche Fälle erkennen muß und durch Umsortieren von Befehlsfolgen oder Einfügen von NOPs dies behebt. Bei dem anderen Weg werden diese Fälle von der Hardware erkannt und die Bearbeitung der folgenden Befehle verzögert.

Beim TMS320C50 werden beide Wege benutzt. Bei der normalen Befehlsausführung überwacht der Prozessor diese Fälle, während bei Zugriffen auf die Zero-Page

Tabelle 8

```

; Division AR0 := ACC / tmp0
  larp ar0 ; aktives Pointerregister = AR0
  lar ar0,#0 ; AR0 als Zähler mit 0 laden
kft3: bcndd kft3,gt; Sprung zu kft3, wenn AC>0
; diese zwei Befehle werden vor Ausführung des Sprunges abgearbeitet !!
  sub tmp0 ; AC := AC - tmp0
  adr #1 ; erhöhe Zähler in AR0
;
  sbrk #1 ; Befehl nach dem Sprung! (Korrektur des Zählers)

```

(Steuerregister) zu beachten ist, daß die Wirkung der Operation erst ein oder zwei Befehle verspätet eintritt.

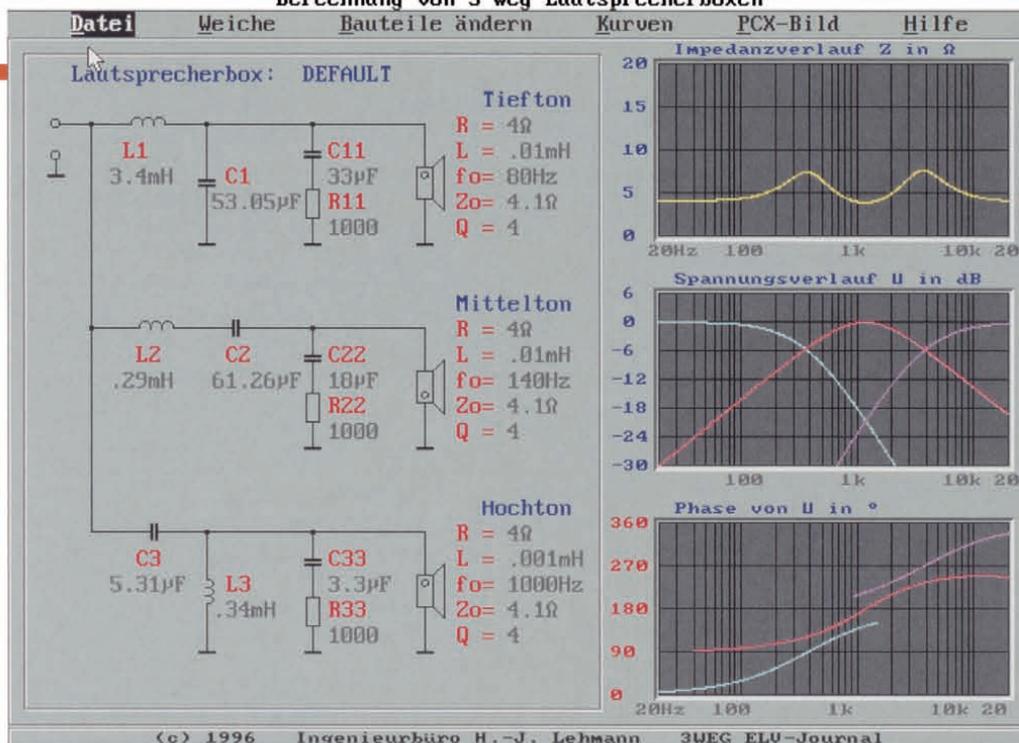
Für den Fall der Sprünge, die zwar keinen Datenkonflikt hervorrufen aber schon ein Stück auf dem „falschen Weg“ arbeiten, wird entweder das Ende des Sprungbefehles abgewartet oder diese Eigenschaft gezielt in das Programm mit einbezogen.

Für letzteren Fall existiert für alle Verzweigungs-

befehle ein gesonderter Befehlsaufruf. Das in Tabelle 8 dargestellte kurze Programm soll dies verdeutlichen. Es handelt sich dabei um eine Division durch eine Subtraktionsschleife.

Nachdem wir die wesentlichen Aspekte der Programmierung von DSPs beleuchtet haben, folgt in Kapitel 11 die Vertiefung anhand praktischer Programmierbeispiele.





Frequenzweichen-Simulation „3Weg“

*Schnelle und komfortable Berechnung von
Frequenzweichen für 3-Weg-Lautsprecherboxen*

Allgemeines

Das Frequenzweichen-Simulationsprogramm „3WEG“ dient zur schnellen Ermittlung des elektrischen Verhaltens von Standard-3-Wege-Lautsprecherboxen. Über die Funktionen zur reinen Berechnung der Frequenzweiche hinaus bietet das Programm „3WEG“ die Möglichkeit, Fehler oder Abweichungen in den Frequenzbereichen sowie deren mögliche Folgen zu zeigen.

Ziel der Softwareentwicklung war es, die sehr zeitaufwendigen Messungen von Spannungs- und Phasenverläufen durch eine gute Simulation auf den Rechner zu versetzen. Das Programm ermittelt die Spannungsverläufe an den drei Lautsprechern sowie die zugehörige Phasenlage zum Eingangssignal und darüber hinaus auch den Impedanzverlauf und dessen Phase.

Außerdem werden die Eigenschaften der Lautsprecher in Näherung mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes simuliert. Bei geschlossenen Hoch- und Mittel-Lautsprechern können die Herstellerangaben übernommen werden. Für offene Lautsprechersysteme, bei denen das Volumen und die Bedämpfung der Box maßgeblichen Einfluß auf die Charakteristik haben, muß der Impedanzverlauf ermittelt werden, wenn

die Resonanzfrequenz und die Güte der Resonanzstelle unbekannt sind, um so zu einer optimal dimensionierten Frequenzweiche zu kommen.

Grundlagen

HiFi-Lautsprecher sollen möglichst ungerichteten Schall abstrahlen. Dies ist jedoch mit einem einzigen System über den gesamten Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz nur schwer zu erreichen. Die Größe des Lautsprechers hat, abhängig von der Wellenlänge zu hohen Frequenzbereichen hin, immer eine Bündelung der Schallenergie zur Folge. Eine großflächige Membran, die für die Tieftonwiedergabe notwendig ist, kann keine gleichmäßige Richtcharakteristik auf allen Frequenzen erzielen. Aus diesem Grunde ist eine Aufteilung des Übertragungsbereiches auf mehrere Lautsprecher erforderlich. Drei Lautsprecher stellen dabei einen guten Kompromiß zwischen Anzahl der Chassis und möglicher Fehler der Weiche dar. Auf diese Weise erreicht man eine Spannungsverteilung auf die für die Schallabstrahlung im Teil-Frequenzbereich jeweils optimal gestalteten Lautsprecher. Dabei unterscheidet man im wesentlichen zwischen Weichenarten erster, zweiter oder dritter Ordnung mit einer Flankensteilheit von 6, 12 bzw. 18 dB/Oktave.

Die Folgen dieser Aufteilung sind dann Amplituden- und Phasenfehler bei der Schallabstrahlung, da sich zum einen keine idealen Weichen mit unendlicher Steilheit, verbunden mit linearem Phasenverlauf realisieren lassen, zum anderen aber auch jeder Lautsprecher für sich einen anderen Phasen- und Amplitudenverlauf besitzt. Schallpegeladditionen mit unterschiedlichen Systemen führen dann zwangsläufig zu Pegelschwankungen im Übertragungsverhalten und zu Bündelungen oder Auslöschungen in Abhängigkeit vom Hörort.

Wichtiger als die Phasenfehler über den gesamten Frequenzbereich sind jedoch die Phasendifferenzen zwischen den einzelnen Lautsprechern an den beiden Grenzfrequenzen, da hier in jedem Fall ein relativ großer Überlappungsbereich entsteht.

Selbst wenn die Weiche optimal gestaltet wird, erzeugen die Fehler der Lautsprecher z. B. durch Resonanzstellen und Schwingspulen-Induktivitäten wiederum Amplituden- und Phasenfehler, die u. U. zu Überlastung der Schwingspule oder sogar zur mechanischen Zerstörung der Lautsprechermembran führen können.

Der hohe Widerstand an der Eigenresonanzstelle des Lautsprechers kann zu Spannungsüberhöhungen führen. Mit Hilfe des Frequenzweichen-Simulationsprogramms „3WEG“ ist es möglich, diese Gefahr zu erkennen und ggf. durch Ver-

schiebung der Grenzfrequenz oder durch zusätzliche Bedämpfung des Gehäusevolumens zu beseitigen.

Überdies ist besonderes Augenmerk auf den induktiven Anteil der Lautsprecherimpedanz zu legen. Die Weiche arbeitet nicht auf einem ohmschen Widerstand, sondern auf einen induktiven Anteil, der mit steigender Frequenz hochomiger wird. Das gesamte Dämpfungsverhalten der Weiche kann sich dadurch verändern. Im Tieftonbereich ist dieses Verhalten relativ unkritisch, da der Kondensator des LC-Tiefpasses ohnehin für hohe Frequenzen nahezu einen Kurzschluß darstellt. Im Mitteltonbereich dagegen entsteht ein induktiver Spannungsteiler, der die Wirkung des Bandpasses außer Kraft setzt.

Um zu einer optimalen Dimensionierung einer Frequenzweiche zu kommen, sind, wie vorstehende Erläuterungen zeigen, vielfältige Parameter zu berücksichtigen, wobei ein modernes Simulationsprogramm gute Dienste leisten kann.

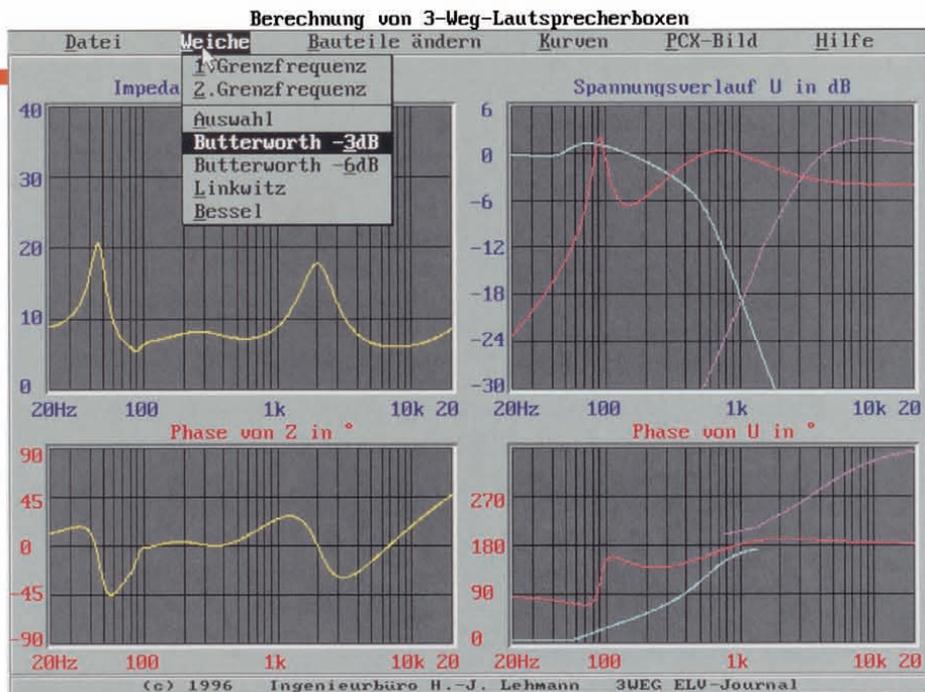
Berechnungen

Für die optimale Dimensionierung von Frequenzweichen steht auf dem Bildschirm das gesamte Schaltbild der Frequenzweiche sowie eine grafische Darstellung der Impedanz-, Phasen- und Spannungsverläufe an den Lautsprechern zur Verfügung. Die Verläufe ermöglichen dabei die sofortige Kontrolle der vorgenommenen Dimensionierung.

Für die Berechnung der Frequenzweiche müssen im ersten Schritt die gewünschten Grenzfrequenzen, z. B. 200 Hz und 4 kHz vorgegeben werden. Durch das selektive Verändern der RLC-Glieder direkt in der Schaltung, läßt sich nun die optimale Dimensionierung der Bauteile ermitteln. Hierzu wird das entsprechende Bauteil einfach mit der Maus ausgewählt und der neue Wert eingegeben. Die Auswirkung ist daraufhin sofort in den Impedanz-, Phasen- und Spannungsverläufen erkennbar. Die Realisierung von Filtern mit hoher Güte ist somit auch ohne große Vorkenntnisse sehr einfach und schnell möglich. Die Berechnung der Filter kann wahlweise nach dem Butterworth- (-3dB oder -6dB), Linkwitz- oder Besselverfahren erfolgen. Die so berechneten Filter verfügen dabei über eine unterschiedliche Flankensteilheit und Welligkeit sowie über einen entsprechenden Durchlaßbereich. In der Praxis wird häufig ein Butterworth-Filter eingesetzt.

Verläufe

Zur direkten Kontrolle der Dimensionierung werden die sich ergebenden Impedanz-, Phasen und Spannungsverläufe sofort in grafischer Form ausgegeben. Die



Darstellung kann dabei parallel zur Schaltung in verkleinerter Form oder auf dem gesamten Bildschirm erfolgen. Die Verläufe lassen sich schließlich auf Wunsch auch als PCX-Datei speichern. Dies ermöglicht eine problemlose Übernahme in andere Programme, beispielsweise zur Dokumentation der Berechnungen mit einer Textverarbeitung.

Mit dem Programm „3WEG“ lassen sich folgende elektrische Eigenschaften der Frequenzweichen in grafischer Form darstellen:

- Impedanzverläufe der drei Lautsprecher mit Entzerrer
- Impedanzverlauf von Z
- Phasenverlauf von Z
- Spannungsverläufe an den drei Lautsprechern
- Phasenverläufe der Spannungen an den drei Lautsprechern

Durch die direkte Gegenüberstellung der Schaltung mit den aus den Berechnungen resultierenden Verläufen ist das Programm „3WEG“ nicht nur ausgesprochen hilfreich, sondern auch hervorragend für Lernzwecke geeignet, da es die Zusammenhänge und Unterschiede der einzelnen Verfahren anschaulich verdeutlicht.

Installation

Das Programm „3WEG“ kann in kürzester Zeit auf dem PC eingerichtet werden. Hierzu wird auf der Programmdiskette einfach das Programm „Install“ gestartet. Daraufhin werden das Programm und einige Beispiele automatisch auf die Festplatte kopiert.

Start und Steuerung

Nach der Installation kann das Programm sofort durch die Eingabe „3WEG“ und Bestätigen mit der Enter-Taste gestartet

Bild 1: Darstellung der mit dem Programm erstellbaren Kurvenverläufe

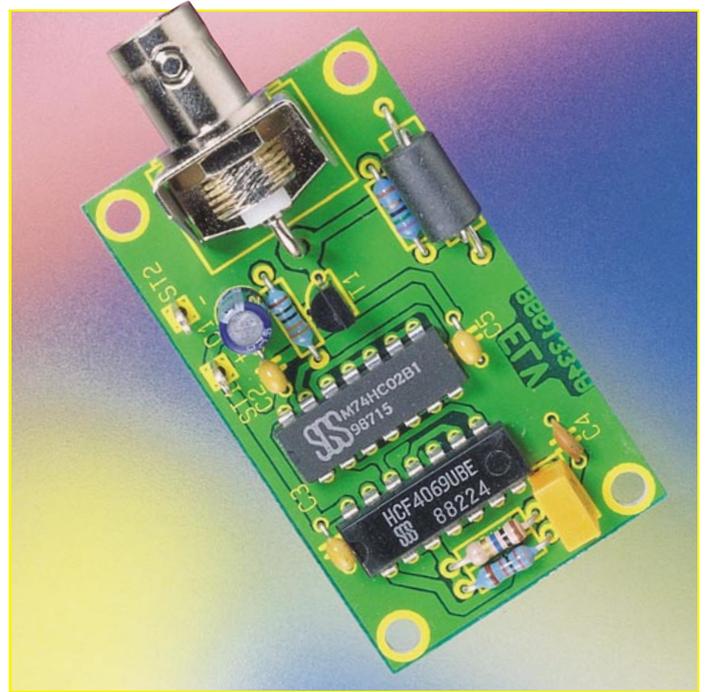
werden. Danach werden die grafische Benutzeroberfläche aufgebaut und die Filterschaltung auf dem Bildschirm ausgegeben. Zusätzlich werden die Impedanz-, Phasen- und Spannungsverläufe in verkleinerter Form dargestellt. Für die Steuerung des Programms empfiehlt sich der Einsatz einer Maus, da hierdurch sehr schnell die Auswahl der einzelnen Bauteile in der Schaltung für eine Veränderung der Dimensionierung möglich ist. Über das Menüsystem lassen sich auf einfache Weise alle Einstellungen für Frequenzweichen laden und speichern. So können beispielsweise bestehende Frequenzweichen nachträglich weiter optimiert werden. Die Funktion „Weiche“ ermöglicht die komfortable Auswahl des Berechnungsverfahrens (Butterworth, Linkwitz, Bessel), um das Filter auf die eigenen Bedürfnisse optimal anzupassen.

Systemvoraussetzungen

Für den Einsatz des Programms „3WEG“ ist ein PC mit VGA-Grafikkarte erforderlich, damit die Schaltung und alle Verläufe in übersichtlicher Form dargestellt werden können. Für das schnelle Arbeiten mit der grafischen Benutzeroberfläche empfiehlt sich der Einsatz einer Maus. Das Programm kann aber auch über die Tastatur gesteuert werden. Die im Programm vorgenommenen Berechnungen sind nicht nur sehr hilfreich, sondern vermitteln gleichzeitig auch einen praxisbezogenen Einblick in die Zusammenhänge von passiven Filterschaltungen. Das Programm „3WEG“ eignet sich somit auch hervorragend für Lernzwecke. Durch die übersichtliche Gestaltung und die sehr komfortable Bedienung des Programms können dabei alle Funktionen in kürzester Zeit vollständig genutzt werden. **ELV**

Spike-Generator

Zur einfachen und schnellen Überprüfung bereits verlegter Koaxkabel oder verdrehter Leitungen in Verbindung mit einem Oszilloskop dient diese kleine Schaltung.



Allgemeines

Unterbrechungen oder Kurzschlüsse von Leitungen sind mit einem handelsüblichen Multimeter problemlos feststellbar. Im Bereich der Hochfrequenz-Technik spielt jedoch die Homogenität der Leitungen eine wesentliche Rolle. Quetschungen der Kabel sowie fehlende oder falsche Abschlußwiderstände können zu erheblicher Beeinträchtigung der Signal-Übertragung führen.

Um hier eine kostengünstige Lösung bereitzustellen, hat ELV diesen kleinen Spike-Generator entwickelt, mit dem unter Zuhilfenahme eines Oszilloskops eine einfache, schnelle und relativ genaue Messung und Beurteilung entsprechender Leitungen möglich ist.

Zum besseren Verständnis der Funktion wenden wir uns zunächst einigen theoretischen Vorbetrachtungen zu.

Grundlagen

Koaxkabel sowie verdrehte Leitungen besitzen einen definierten Wellenwiderstand, der abhängig von der Geometrie, vom Durchmesser der Leiter, dem Abstand der Leiter sowie vom Dielektrikum ist und vielfach Standardwerte von 50, 75

oder 100 Ω aufweist. Jede Änderung dieses Wellenwiderstandes innerhalb einer Leitung führt zu mehr oder weniger starken Reflexionen des transportierten Signals und damit zur Minderung der Übertragungsqualität.

Ursachen für die Änderung des Wellenwiderstandes können Quetschungen oder Dehnungen des Kabels sein, was z. B. in der Praxis oft vorkommt, wenn Koaxkabel scharf um Ecken geknickt werden. In diesen Fällen verändert sich die Geometrie sowie der Abstand der Leiter zueinander und dadurch auch der Wellenwiderstand.

Eine andere Ursache für Reflexionen ist z. B. das Zusammenschalten von Leitungen oder Komponenten mit unterschiedlichen Wellenwiderständen - so z. B. beim Einsatz verschiedener Kabeltypen oder Koax- und BNC-Steckverbindungen mit abweichendem Wellenwiderstand.

Besonders nachteilige Auswirkungen auf die Signalübertragung hat das Zusammenschalten von zwei oder drei Koaxkabeln über Lüsterklemmen. Solche Verbindungen führen zu massiven Reflexionen,

und das am Leitungseingang hineingesandte Signal steht nicht, wie gewünscht, am anderen Ende zur Verfügung, sondern wird zu einem großen Teil an der Verbindungsstelle reflektiert und zurück zum Eingang geschickt.

Auch kann es zu nennenswerten Verlusten kommen, wenn das angesetzte Kabel einen anderen Wellenwiderstand besitzt als die zu verbindenden Geräte. Wird z. B. ein Funkgerät mit 50 Ω -Ausgang über ein gebräuchliches 75 Ω -Koaxkabel mit einer Sendarantenne verbunden, die über einen 50 Ω -Anschluß verfügt, reduziert sich durch die doppelte Fehlanpassung die mögliche abgestrahlte Sendeleistung ganz erheblich gegenüber der Verbindung mit einem optimal angepaßten 50 Ω -Kabel.

Im Bereich der Computer-Technik, und hier insbesondere bei Netzwerken, spielt des weiteren der Leitungsabschluß eine wichtige Rolle. Gar nicht oder falsche ab-

Bild 1: Für den Test einer Leitung werden der Spike-Generator, das Oszilloskop sowie das zu messende Kabel in der skizzierten Form verbunden.

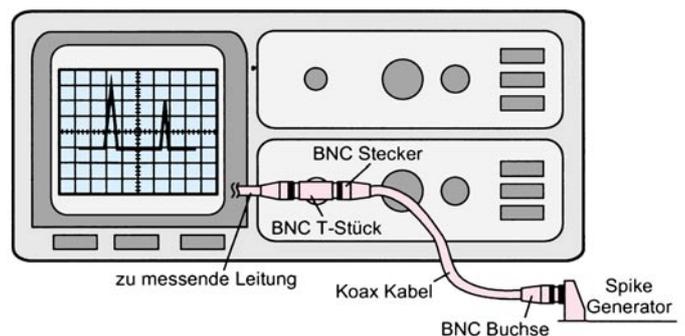


Tabelle 1

| | | | | |
|------------------|---|-------------|-------------|------------------------|
| $Z_1 = Z_0$ | → | angepaßte, | $r = 0$, | keine Reflexion |
| $Z_1 = \infty$ | → | Leerlauf, | $r = 1$, | Totalreflexion |
| $Z_1 = 0$ | → | Kurzschluß, | $r = -1$, | inverse Totalreflexion |
| $Z_1 = 75\Omega$ | | | | |
| $Z_0 = 50\Omega$ | → | | $r = 0,2$, | 20% Reflexion |

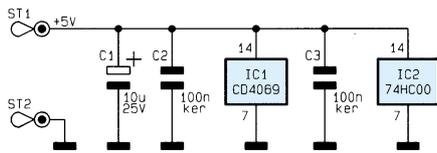


Bild 2: Schaltbild des Spike-Generators

Dabei gibt s die Entfernung in Metern an und für Δt wird der Abstand der Impulse in ns eingesetzt. Auf diese Weise kann eine eventuelle Störung, die Art der Störung und sogar die ungefähre Entfernung dieser Störstelle bestimmt werden.

Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung des Spike-Generators besteht aus drei wesentlichen Bereichen:

Zum einen ist hier der aus IC 1 aufgebaute 455kHz-Rechteckgenerator mit nachgeschalteter Pufferstufe (Gatter C, D, E, F) zu nennen.

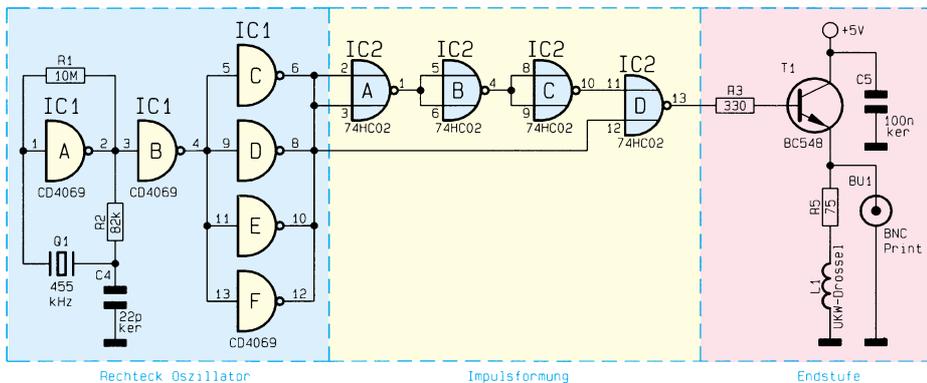
Zum anderen besteht die Schaltung aus der mit IC 2 gebildeten Impulsformung, die aus jeder High-Low Flanke des Rechteck-Signals durch Ausnutzung der Gatterlaufzeit einen ca. 25ns breiten Impuls erzeugt.

Dieser Impuls wird über die Endstufe, die den dritten wichtigen Schaltungsteil darstellt auf die angeschlossene Leitung gegeben.

Nachbau

Da die Schaltung aus nur wenigen Komponenten besteht, gestaltet sich der Nachbau recht einfach. In bewährter Weise werden zuerst die Widerstände, gefolgt von den Kondensatoren anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes eingesetzt und verlötet, gefolgt vom Einbau der restlichen Bauteile.

Nachdem alle Bauelemente eingesetzt, verlötet und die überstehenden Drahtenden abgeschnitten sind, kann die 5V-Be-



geschlossene Netzwerkleitungen können erhebliche Störquellen darstellen.

Der Reflexionsfaktor (von -1 bis +1) gibt dabei an, wieviel vom Signal reflektiert wird und berechnet sich nach folgender Formel:

$$r = \frac{(Z_1 - Z_0)}{(Z_1 + Z_0)}$$

Daraus ergeben sich z. B. die Werte gemäß Tabelle 1.

Testablauf

Für den Test einer Leitung werden der Spike-Generator, das Oszilloskop sowie das zu messende Kabel wie in Bild 1 skizziert verbunden und das Oszilloskop auf eine vertikale Teilung von 1V/cm und eine horizontale Teilung von 200ns/cm oder 250ns/cm eingestellt.

skop sind nun der ausgesendete Impuls sowie eventuelle Reflexionen sichtbar. Aus Höhe und dem zeitlichen Abstand dieser Impulse ist nun die Art der Störung abschätzbar.

Im Normalfall, d. h. bei einwandfreier Leitung, dürfen neben dem ausgesendeten Impuls keine weiteren Impulse sichtbar sein. Jeder zusätzliche Impuls deutet auf eine Störung der Homogenität der Leitung hin. Die Polarität des reflektierten Impulses gibt Aufschluß über die Art der Störung.

Ein negativer Impuls deutet auf einen Kurzschluß der Leitung hin. Über den zeitlichen Abstand zum ausgesendeten Impuls kann außerdem die Entfernung der Störstelle zum Oszilloskop nach folgender Formel berechnet werden:

$$s \approx 0,935 \frac{m}{ns} \cdot \Delta t$$



Ansicht der fertig bestückten Platine

Der Spike-Generator sendet ca. alle 2,2 μ s einen 25 ns breiten Impuls mit einer Amplitude von 4 V aus. Auf dem Oszillo-

Stückliste: Spike-Generator

Widerstände:

| | |
|--------------------|----|
| 75 Ω | R5 |
| 330 Ω | R3 |
| 82k Ω | R2 |
| 10M Ω | R1 |

Kondensatoren:

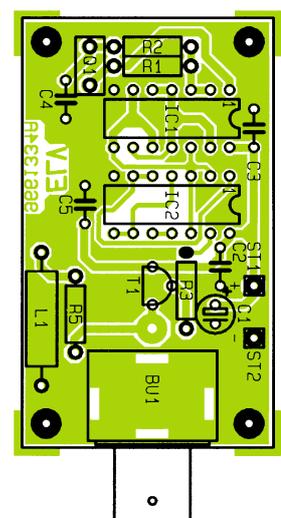
| | |
|----------------------|------------|
| 22pF/ker | C4 |
| 100nF/ker | C2, C3, C5 |
| 10 μ F/25V | C1 |

Halbleiter:

| | |
|--------------|-----|
| CD4069 | IC1 |
| 74HC02 | IC2 |
| BC548 | T1 |

Sonstiges:

| | |
|---|-----|
| Keramikschwinger, 455kHz | Q1 |
| UKW-Breitbanddrossel, 1,5 Windungen | L1 |
| BNC-Einbaubuchse, print | BU1 |
| 2 Lötstifte mit Lötöse | |



Bestückungsplan des Spike-Generators

triebsspannung angelegt und der Spike-Generator in Betrieb genommen werden.

ELV-Fuzzy-Controller

Der vierte und abschließende Teil dieser Artikelserie befaßt sich mit der weiteren Funktionsweise der Windows-Software und den Möglichkeiten zur Konfiguration des Fuzzy-Controller-Boards.

Software

Das Hauptmenü und die Systemansicht der Fuzzy-Controller-Software wurde im zweiten Abschnitt des vorangegangenen Artikels (ELV 5/96) vorgestellt. Eine Einführung in die Leistungsmerkmale der Software und die daraus resultierenden Möglichkeiten bietet die folgende Beschreibung.

Ein- und Ausgänge

Zu Beginn der Erstellung eines Regelsystems ist vom Anwender die Zahl der Ein- und Ausgänge sowie die Interface-Art (analog oder digital) festzulegen. Entscheidet er sich für das Analog/PWM-Interface, stehen ihm zwei Regler mit maximal je acht Eingängen zur Verfügung.

Per Software können diese Eingänge in beliebiger Weise mit den acht analogen Eingängen (AIN0 bis AIN7, siehe Schaltplan ELV 3/96) verbunden werden, wobei auch mehrere Regler-Eingänge von Regler A und B einem analogen Eingang zuzuordnen sind.

Die Ausgabe der berechneten Reglerwerte erfolgt zum einen über die analogen Ausgänge (OUT A/B) und zum anderen über das PWM-Interface (PWM 1/2). Dieses gibt zusätzlich ein Vorzeichenbit (ST 2/3) aus, wenn der Grundbereich der

linguistischen Ausgangsvariable bipolar ist.

Wählt der Anwender statt dessen das Mikrocontroller-Interface, so stehen ihm ebenfalls zwei Regler mit je acht Eingängen und einem Ausgang zur Verfügung. Die Übermittlung von Daten erfolgt hier jedoch über eine 8 Bit breite Schnittstelle. Mit dem dazugehörigen Interface-Protokoll (siehe ELV 5/96) wird festgelegt, in welcher Form der Datenaustausch abläuft.

Zugehörigkeitsfunktionen

Stehen die Ein- und Ausgänge sowie das Interface fest, können die Zugehörigkeitsfunktionen erstellt werden. Hierfür bietet das Programm einen Zugehörigkeitsfunktions-Editor (siehe Abbildung 1). Mit ihm

Darüber hinaus ist es möglich, Zugehörigkeitsfunktionen unter der Angabe von Form (Dreieck, Trapez, Singleton) und Grad der Überlappung automatisch zu generieren.

Um ein Höchstmaß an Flexibilität zu erreichen, kann jede linguistische Variable bis zu elf Zugehörigkeitsfunktionen besitzen. Insgesamt sind 86 Zugehörigkeitsfunktionen reglerübergreifend verfügbar. Jede von ihnen ist als Dreieck, Trapez oder Singleton (nur für linguistische Ausgangsvariablen) zu definieren.

Die Änderung einer Zugehörigkeitsfunktion erfolgt entweder über die direkte Eingabe von Werten oder durch graphisches Editieren mit Hilfe des Mauszeigers. Zum

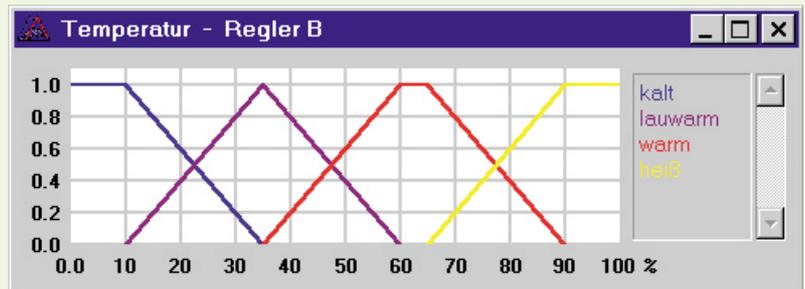


Bild 2: Beispiel für die graphische Darstellung einer linguistischen Eingangsvariable mit unipolarem Grundbereich

kann der Grundbereich (unipolar oder bipolar), die Zahl und die Namen der Zugehörigkeitsfunktionen sowie deren Form festgelegt werden.

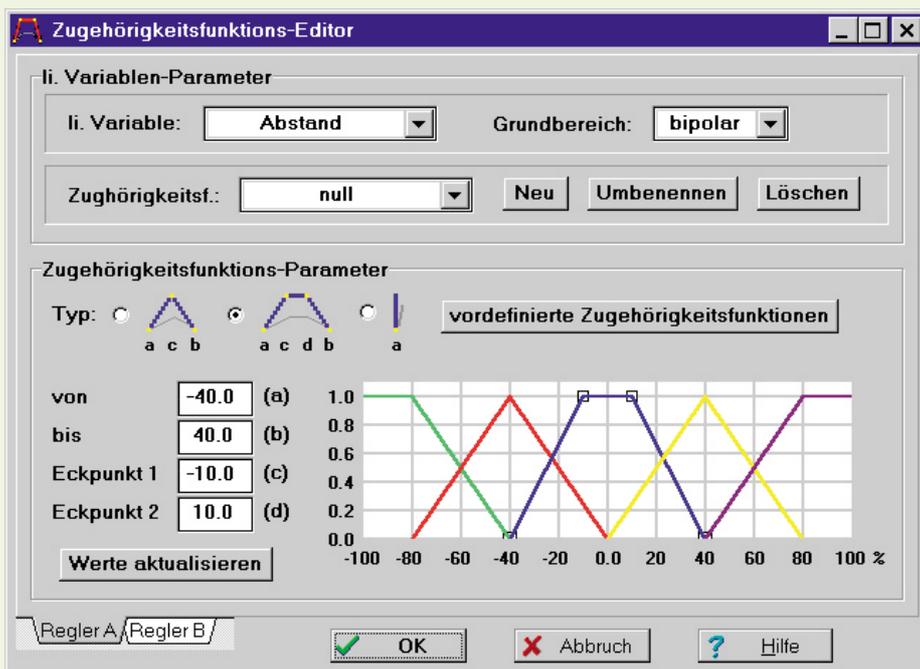


Bild 1: Zugehörigkeitsfunktions-Editor

Wechsel zwischen den beiden Reglern (A und B) dienen die in der linken unteren Ecke des Editorfensters befindlichen Reiter (siehe Abbildung 1).

Regeln

Nach der Definition der Zugehörigkeitsfunktionen sind im nächsten Schritt die Regeln aufzustellen. Zu diesem Zweck wird der Regelbasis-Editor aufgerufen (siehe Abbildung 3). Mit ihm können auf einfache Weise die Regeln in tabellarischer Form eingegeben werden.

In der ersten Zeile des Tabellenkopfs sind die linguistischen Variablen nach dem 'Wenn'- und 'Dann'-Teil bzw. nach Ein- und Ausgangsvariablen geordnet. Die zweite Zeile beinhaltet die jeweiligen Namen der Variablen.

In den Zeilen unterhalb des Tabellenkopfs sind die Regeln aufgeführt. Jede einzelne Regel setzt sich aus einer laufenden Nummer, dem Verknüpfungoperator (UND/ODER), den linguistischen Ein- und Ausgangsvariablen, sowie einem Gewich-

tungsfaktor zusammen. Ist dieser Faktor 1, wird die Regel mit hundert Prozent ihres Erfülltheitsgrades in der weiteren Auswertung berücksichtigt. Bei einem Faktor von beispielsweise 0,5 geht sie jedoch nur mit der Hälfte ihres Erfülltheitsgrades ein, wodurch sich ihr Einfluß auf das Regelverhalten vermindert. Der Einsatz dieser Funktion erfolgt in erster Linie zur Systemoptimierung.

Über die visuelle Funktionsleiste, die sich oberhalb der Tabelle befindet, kann der Anwender die Regelbasis bearbeiten. So ist es möglich, die Tabelle zu sortieren, leere Zeilen zu löschen, Regeln hinzuzufügen oder zu entfernen, die Verknüpfungsart festzulegen und zwischen Regler A und B zu wechseln. Mit der Statuszeile, die unterhalb der Tabelle liegt, werden der aktive Regler (A oder B), die Zahl der linguistischen Eingangsvariablen und die momentane Anzahl der Regeln angezeigt.

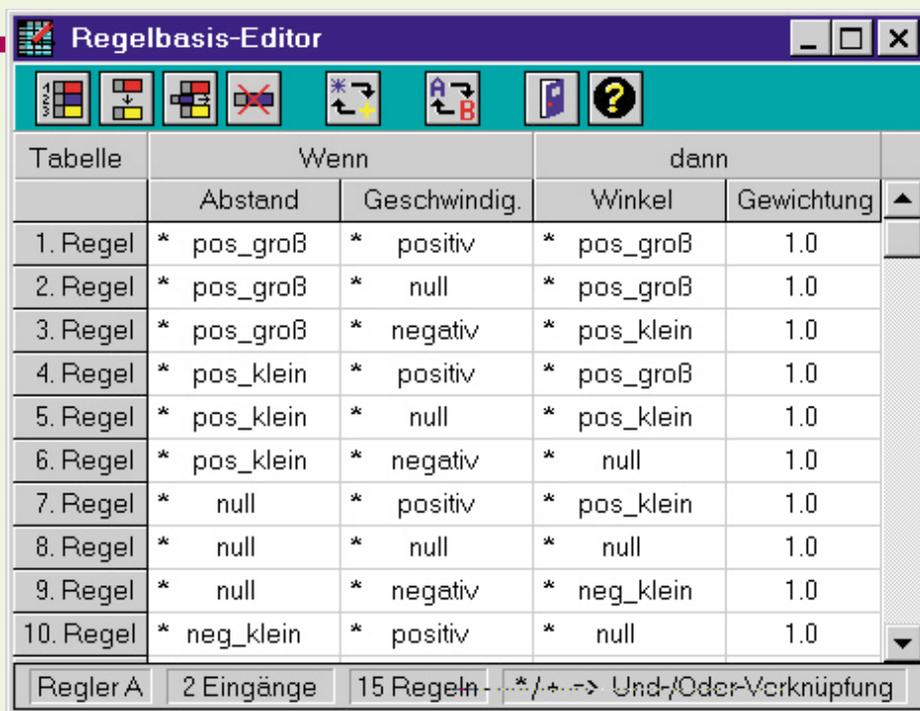


Bild 3: Regelbasis-Editor

Defuzzifizierung

Die Defuzzifizierung kann auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen. Bei der ersten wird die Schwerpunktmethode verwendet. Sie repräsentiert die unscharfe Menge sehr gut, ist aber in der mathematischen Berechnung aufwendig. Mit der zweiten sogenannten Singletonmethode sind ähnliche Ergebnisse zu erzielen, jedoch ist der rechnerische Aufwand erheblich geringer. Daher empfiehlt es sich, diese Methode besonders bei zeitkritischen Systemen oder bei sehr umfangreichen Fuzzy-Regelungen einzusetzen.

Regelungskontrolle

Bei der Erstellung oder Optimierung einer Regelung ist es nicht immer möglich, alle Wechselwirkungen zu berücksichtigen. Aus diesem Grund sollte der Anwender vor dem praktischen Einsatz die Regelungskontrolle aufrufen. Mit ihr kann er durch die Vorgabe von Werten für jede

einzelne linguistische Eingangsvariable das Verhalten der Fuzzy-Regelung in beliebigen Situationen studieren. Zur Verdeutlichung werden die aktiven Regeln, die unscharfe Menge und der berechnete Ausgangswert graphisch angezeigt.

Datenaufzeichnung

Die Änderung von systemrelevanten Werten erfolgt oftmals so schnell, daß sie mit dem bloßen Auge nicht zu verfolgen sind. Aus diesem Grund und zur Dokumentation verfügt das Programm über eine Datenaufzeichnung. Mit ihr können die Systemwerte entweder während oder nach der Aufnahme graphisch dargestellt werden. Bei zeitkritischen Systemen ist zu beachten, daß sich die Zykluszeit vergrößert, da eine zusätzliche Datenübertragung vom Fuzzy-Controller zum PC - über die serielle Schnittstelle - stattfindet. Um die Beeinflussung des Systemverhaltens während der Aufzeichnung zu minimieren,

sollte die höchste serielle Übertragungsrate eingestellt sein und die graphische Datenausgabe erst nach der Aufnahme erfolgen.

Hilfe

Das Programm zeichnet sich durch einen hohen Bedienungskomfort aus, der von den graphischen Schaltflächen und den Informationen aus der Statuszeile unterstützt wird. Zusätzlich kann der Anwender mit der integrierten Online-Hilfe zu allen relevanten Programmfunktionen einen entsprechenden Hilfetext aufrufen.

Minimal-Systemvoraussetzung

IBM-kompatibler PC mit 486er Prozessor, 4 MB Hauptspeicher, VGA-Graphikkarte, 2 MB freier Festplattenspeicher, eine freie serielle Schnittstelle und Windows 3.1x oder Windows '95.

Anwendungsgebiete

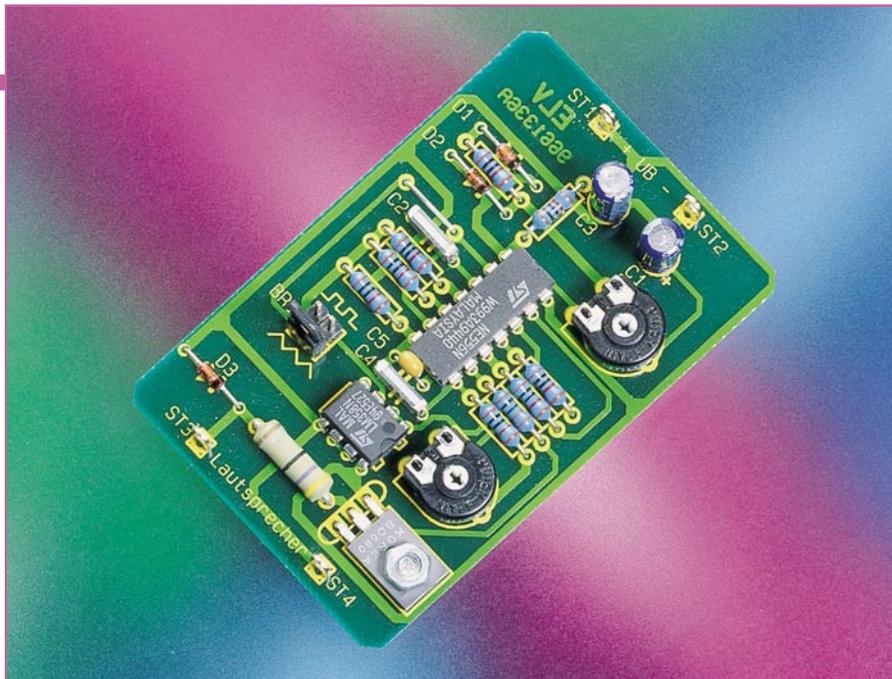
In den bisherigen Artikeln sind die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten der Fuzzy-Logik auf den Gebieten der Steuerungs- und Regelungstechnik beschrieben worden. Es sollte jedoch nicht unerwähnt bleiben, daß diese Logik ebenso in der Qualitätssicherung und in der Betriebswirtschaft ihre Verwendung findet. Bei einem führenden Chemieunternehmen wird zum Beispiel ein fuzzybasiertes System zur Früherkennung von Lagerschäden an Zentrifugen eingesetzt. Mit ihm ist es möglich, den Lagerzustand zu ermitteln, so daß bei einer Verschlechterung ein rechtzeitiger Austausch erfolgen kann. In anderen Bereichen wie dem Bankwesen existieren Fuzzy-Systeme, die zur Unterstützung von Kreditwürdigkeits-Untersuchungen dienen. Auch der Einsatz des ELV-Fuzzy-Controllers ist auf Gebieten außerhalb der Steuerungs- und Regelungstechnik möglich. **ELV**

Tabelle 1: Leistungsmerkmale des ELV-Fuzzy-Controllers in Überblick

Konzept:

Der ELV-Fuzzy-Controller arbeitet völlig eigenständig und wird nur zum Erstellen oder zur Optimierung einer Regelung mit dem PC verbunden. Die Reglerdaten sind auf dem Board in einem EEPROM abgelegt und bleiben somit auch nach dem Abschalten der Versorgungsspannung erhalten.

- Zahl der Fuzzy-Regler:** 2
- Zahl der Eingänge:** 8 je Regler
- Maximale Anzahl der Zugehörigkeitsfunktionen:** 86
- Maximale Anzahl der Zugehörigkeitsfunktionen pro linguistischer Variable:** . 11
- Maximale Anzahl der Regeln:** 60
- Inferenz-Methode:** MAX/MIN
- Defuzzifizierung:** Schwerpunktmethode und Singletons
- Zahl der Ausgänge:** je Regler einen analogen, ein PWM u. einen digitalen Ausgang
- Externe Kommunikation:** Analog/PWM- oder Mikrocontroller-Interface
- Auflösung der Ein- und Ausgänge:** 8 Bit
- Taktfrequenz des Controllers:** 20 MHz



Modellbau- Sirengenerator

Modelle aller Art „leben“ auch von den Geräuschen, die zu erzeugen sie imstande sind. Besonders bei Kindern beliebt sind diverse Sirengeräusche, ob es nun das markante Geräusch einer Polizei-, Rettungswagen- oder Feuerwehrsirene ist oder utopisch anmutende Geräusche aus der Science-Fiction-Welt. Unser kleiner Sirengenerator vermag eine breite Palette von Sirengeräuschen abzudecken und eignet sich aufgrund seines einfachen und kompakten Aufbaus hervorragend für die Nachrüstung vorhandener Modellfahrzeuge - gerade die richtige Schaltungsidee zum bevorstehenden Weihnachtsfest!

Allgemeines

Der Modellbau-Sirengenerator erzeugt aufgrund der zahlreichen Variationsmöglichkeiten eine große Fülle verschiedener Sirengeräusche, die vielfältig nach eigenen Wünschen einstellbar sind.

Eine leistungsfähige Ausgangsstufe ermöglicht in Verbindung mit einem extern anzuschließenden Lautsprecher bei Bedarf eine recht hohe Signallautstärke.

Aufgrund des einfachen, überschaubaren Aufbaus ist der Sirengenerator auch ein sehr geeignetes Einsteigerprojekt und kann so vielleicht das Erste sein, was der Junior mit sicherem Erfolgserlebnis stolz in sein Modellauto einbaut.

Schaltung

Basis der Schaltung, die Abbildung 1 zeigt, ist der Doppel-Timer des Typs NE 556, mit dessen zwei Einzeltimern jeweils ein Multivibratorrealisiert wird. Dabei sorgt IC 1 B mit seiner Außenbeschaltung für den Grundton, dessen Frequenz von den Bauteilen R 11, R 12 und C 4 bestimmt wird. Der Trimmer R 11 ermöglicht die Variation der Grundfrequenz in weiten Bereichen. Experimentierfreudige Nachbau-

er können auch C 4 variieren, um den Frequenzbereich noch mehr zu erweitern.

Der Ausgang Pin 9 steuert den Endstufentransistor T 1 an. In dessen Kollektorzweig wird der Lautsprecher geschaltet.

R 14 dient als Schutzwiderstand für den Lautsprecher. Sein Wert bestimmt die Lautstärke der Wiedergabe, er ist für den Anschluß von Kleinlautsprechern bis ca. 0,5 W bei 4 bis 8 Ω , wie sie im Modellbau vorherrschen, dimensioniert.

Der Multivibrator IC 1 B allein reicht natürlich zur Erzeugung eines variablen Sirenentons nicht aus. Der Ton muß moduliert werden. Dazu bietet sich der Pin 11 des NE 556 an, der eine externe Spannungssteuerung der Multivibratorfrequenz ermöglicht. Diese Steuerspannung wird durch den links im Schaltbild liegenden Schaltungsteil bereitgestellt.

IC 1 A arbeitet dabei ebenfalls als Multivibrator, dessen Schwingfrequenz von R 1, R 4 und C 1 bestimmt wird. Bereits an den Werten dieser Außenbeschaltung sehen wir, daß die Frequenz von IC 1 A wesentlich niedriger ist als die von IC 1 B und damit geeignet ist, den eigentlichen Tongenerator zu modulieren. Die Modulationsfrequenz ist dabei mit R 4 in weiten Grenzen einstellbar.

Die beiden Dioden D 1 und D 2 sowie der Widerstand R 2 sorgen für ein konstantes Tastverhältnis von 50% über den gesamten Ausgangsfrequenzbereich, um „saubere“ Modulationseffekte des Ausgangssignals an IC 1 B zu erreichen.

Das Modulationssignal an Pin 5 ist rechteckförmig. Zusätzlich steht an C 1 eine annähernd sägezahnförmige Ausgangsspannung an. Mittels des Jumpers Br 1 kann man zwischen diesen beiden Signalformen auswählen, die sich in ihrer Auswirkung auf die Modulation des Ausgangssignals deutlich unterscheiden.

Ein sägezahnförmiges Modulationssignal ergibt einen an- und abschwellenden Sirenenton (vergleichbar mit amerikanischen Polizeisirenen), während das rechteckförmige Modulationssignal eine Ausgangsfrequenz erzeugt, die abrupt zwischen zwei Frequenzen wechselt (Martinshorn-ähnlicher Toneffekt).

IC 2 dient zusammen mit R 9 lediglich als Pufferverstärker und notwendige Entkopplung zwischen den beiden Multivibratoren. Seine Ausgangsspannung gelangt wie beschrieben an den Steuereingang Pin 11 von IC 1 B.

Der Schaltungsaufwand ist damit recht gering gehalten bei gleichzeitig zahlrei-

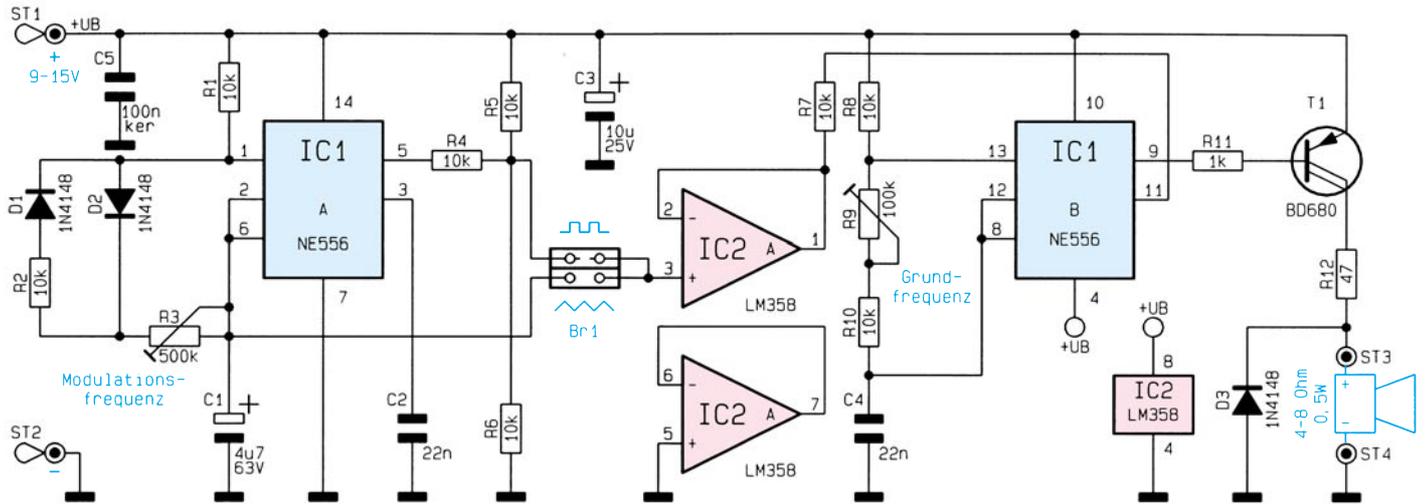


Bild 1: Schaltbild des Modellbau-Sirengenerators

chen Möglichkeiten dieser Klangvariation der Sirene.

Nachbau

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer Platine mit den Abmessungen 70x50mm. Die Bestückung wird anhand der Stückliste und des Bestückungsplans durchgeführt, wobei zuerst die niedrigen Bauteile, gefolgt von den höheren, zu bestücken sind. In gewohnter Weise wird mit den Widerständen begonnen, gefolgt von den Dioden, Kondensatoren, Lötstiften und ICs.

T 1 wird zunächst noch nicht bestückt. Bei den Halbleitern, Elkos und insbesondere den ICs ist dabei auf die richtige Einbaulage zu achten. Die Bauteile werden von der Bestückungsseite her durch die entsprechenden Bohrungen gesteckt und auf der Platinenunterseite verlötet. Die überstehenden Drahtenden sind mit einem Seitenschneider so kurz wie möglich abzuschneiden, ohne dabei die Lötstellen selbst zu beschädigen.

Zum Schluß ist der Transistor T 1 lie-

Stückliste: Modellbau-Sirengenerator

Widerstände:

- 47Ω/1W R12
- 1kΩ R11
- 10kΩ R1, R2, R4-R8, R10
- PT10, liegend, 100kΩ R9
- PT10, liegend, 500kΩ R3

Kondensatoren:

- 22nF C2, C4
- 100nF/ker C5
- 4,7µF/63V C1
- 10µF/25V C3

Halbleiter:

- NE555 IC1
- LM358 IC2
- BD680 T1
- 1N4148 D1-D3

Sonstiges:

- Lötstifte mit Lötöse ST1-ST4
- 1 Stiftleiste, 2 x 2polig
- 1 Jumper
- 1 Schraube M3x8mm
- 1 Mutter M3

gend auf der Platine zu montieren. Er ist mit einer M3x8mm-Schraube und zugehöriger Mutter auf der Leiterplatte zu befestigen und erst nach dieser Fixierung auf der Leiterbahnseite zu verlöten.

Nachdem alle Bauteile bestückt sind (Jumper Br 1 nicht vergessen!) und diese Bestückung noch einmal sorgfältig auf Fehler überprüft wurde, kann die erste Erprobung des Gerätes erfolgen. Dazu wird

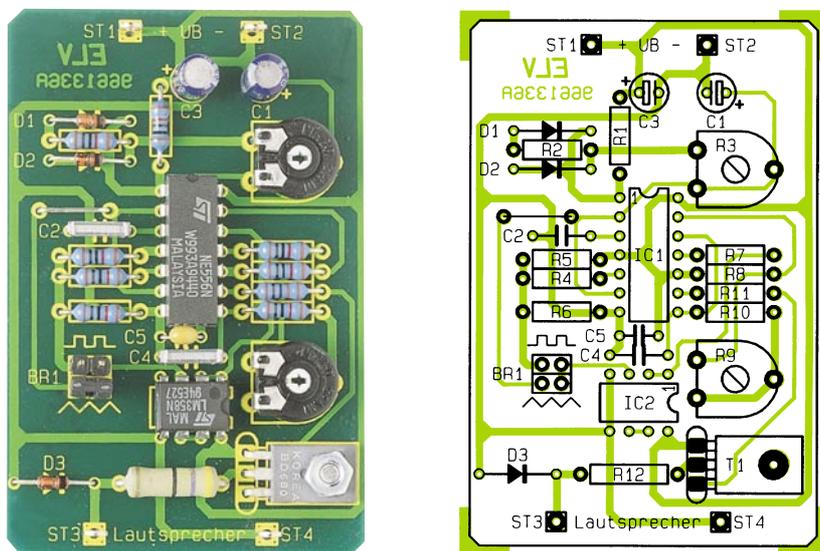
an die Lötstifte ST 3 und ST 4 ein Lautsprecher (ab 4 Ω und 0, 2 W) angeschlossen sowie an ST 1 (+) und ST 2 (-) die Versorgungsspannung, die zwischen 9 V und 15 V liegen darf. Sofort nach Anlegen der Betriebsspannung muß nun ein Sirenton zu hören sein, der mit R 11 in der Grundfrequenz und mit R 4 in der Modulationsfrequenz variierbar ist. Das Umstecken des Jumpers bringt den beschriebenen Wechsel der Signalfolge.

Bei Bedarf können die Trimmer auch durch externe Potentiometer mit gleichen Werten ersetzt werden, so daß die Baugruppe auch nach Einbau in ein Gehäuse oder ein Modellfahrzeug von außen einstellbar bleibt.

Im praktischen Betrieb kann die Spannungsversorgung vorzugsweise durch eine 9V-Blockbatterie erfolgen, falls die Betriebsspannung des mit der Sirene ausgerüsteten Fahrzeugs unter 9V liegt. Dabei ist zum Abschalten der Versorgungsspannung ein einpoliger Schalter in die Plusleitung der Batterie zu schalten.

Bitte beachten Sie bei Einsatz der Sirene in der Öffentlichkeit, insbesondere bei größeren Lautstärken, daß die gesetzlich festgelegten Werte über Schalldruck und Signaldauer eingehalten werden und der Betrieb entsprechender Sirenen im Straßenverkehr untersagt ist.

Ansicht der fertig bestückten Platine mit zugehörigem Bestückungsplan





Frostschutz aus der Steckdose - die ELV-Kabelheizung

Wir hatten es im ELVjournal 4/96 versprochen - die Zusammenarbeit mit der Bau- und Wohnzeitschrift „Bauidee“ trägt weitere Früchte. In dieser Ausgabe stellen wir ein einfach zu installierendes Heizsystem vor, das im Winter z. B. frostgefährdete Leitungen schützen oder empfindlichen Pflanzen Wärme vermitteln kann.

Allgemeines

Ohne großen Aufwand eine Wasserleitung frostfrei halten oder das Vereisen bzw. Zuschneien der Satelliten-Empfangsantenne zu verhindern - dies sind nur einige Aufgaben für eine mobile Elektroheizung.

Daß solch eine Heizung auch ohne großen finanziellen und materiellen Aufwand zu realisieren ist, beweist die hier vorgestellte kleine Elektroheizung, die in Zusammenarbeit mit „Bauidee“ entstand.

Die in ihrer konstruktiven Ausführung an die verschiedensten praktischen Gegebenheiten in Haus und Garten angepaßte Heizung ist sehr vielfältig einsetzbar. Die ca. 4 m lange Heizleitung kann problemlos um Wasserleitungen, Abflußrinnen, Dachgullys usw. gelegt werden, tut unter der Fußmatte am Hauseingang ihren Dienst gegen Vereisen genauso wie als praktische Spiegelheizung im Bad, die ein Beschlagen durch Wasserdampf erfolgreich verhindert.

Elektroheizung im Bad? Da schrillen die Alarmglocken - Wasser und Strom = Gefahr! Doch, es geht!

Aufbau, Funktion und Anwendung

Das Geheimnis liegt in der Konstruktion der kleinen Elektroheizung. Das flexible

Heizkabel wird durch einen wassergeschützten Transformator versorgt, der die Netzspannung auf ungefährliche 1 V herabsetzt. Damit bleibt die eigentliche Heizleitung selbst bei mechanischer Beschädigung, die gerade im Außenbereich schnell passiert ist, ungefährlich.

Das gesamte Gerät nimmt nur eine Leistung von 14 W auf, so daß auch im Dauerbetrieb nur geringe Kosten von etwa 10 Pfennigen am Tag entstehen.

Das Heizkabel erwärmt sich im Betrieb auf ca. 40°C - ausreichend für alle oben umrissenen Aufgaben und mehr. Ein ähnliches Funktionsprinzip weisen übrigens die Spiegel- und Scheibenheizungen von Fahrzeugen auf - ein stromdurchflossener Widerstandsdraht heizt sich auf.

Herkömmliche Kabel-Heizungen arbeiten mit teuren Spezial-Heizkabeln und direktem 230V-Anschluß, was die Heizung nicht nur teuer, sondern auch gefährlich machen kann und zahlreiche Anwendungen, z. B. im Naßbereich, ausschließt.

Das leichte und mit einem Durchmesser von nur 2 mm sehr dünne Heizkabel der ELV-Niederspannungsheizung dagegen läßt eine äußerst flexible Verlegung zu, wie unsere Anwendungsbeispiele auf der nächsten Seite beweisen.

Der kompakte Transformator (Abmessungen 50 x 60 x 40 mm) ist mit vier

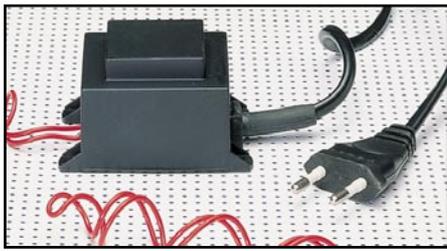
Befestigungsbohrungen versehen. So kann er auf den verschiedensten Flächen leicht befestigt oder mittels eines leicht anzufer-tigenden Drahtbügels (siehe Bild 1) z. B. am Rand eines Blumenkübels eingehängt werden.

Blumenkübel? Die Redaktion der Zeitschrift „Bauidee“ hat einen besonders interessanten und beeindruckenden Langzeitversuch mit der ELV-Kabelheizung durchgeführt, dessen Ergebnis sehr anschaulich auf dem Titelfoto zu sehen ist.

Dazu wurde ein großer Oleander aus seinem Topf genommen, der Wurzelballen mit dem Elektroheizkabel umwickelt und auf diese Weise der Wurzelballen ständig beheizt. So gelangte selbst diese südländische Pflanze in einem kühlen und verregneten norddeutschen Sommer zu einer ungeahnt üppigen Blüte, wie der direkte Vergleich mit einer gleichartigen Pflanze (rechts daneben) ohne Heizung beweist.

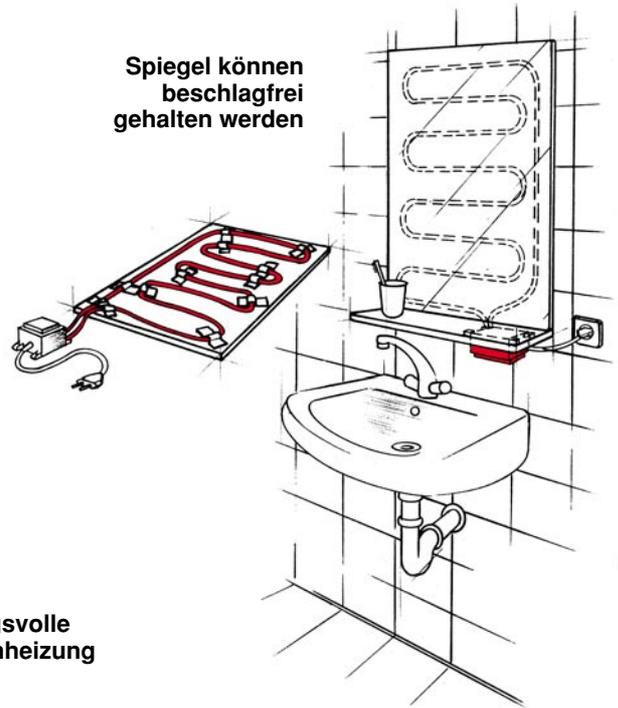
Für Haus- und Gartenbesitzer ist diese kleine Elektroheizung, die in Sekunden-schnelle installiert ist, eine wertvolle Hilfe gegen Frostschäden am Haus und für das Wohlbefinden von Kübelpflanzen im Freien oder im Wintergarten.

Aber auch Anwendungen im Elektroniklabor, z. B. für das Temperieren von Entwicklerschalen bei der Leiterplattenherstellung, sind denkbar.

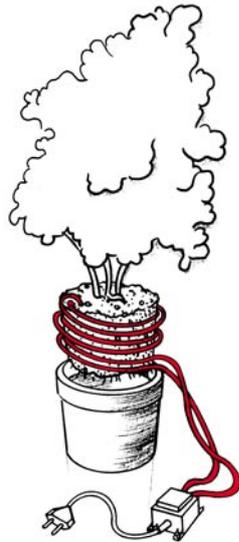
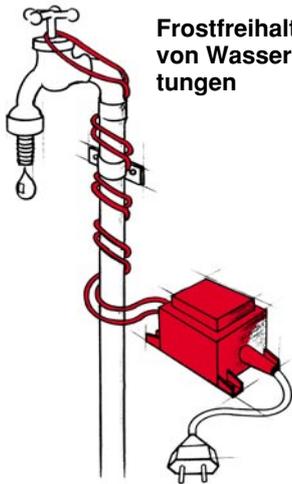


Die Niederspannungskabelheizung besteht aus einem wasserdichten Netztransformator mit 3m Netzanschlußkabel und ca. 4 m Heizkabel

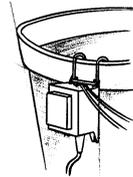
Spiegel können beschlagfrei gehalten werden



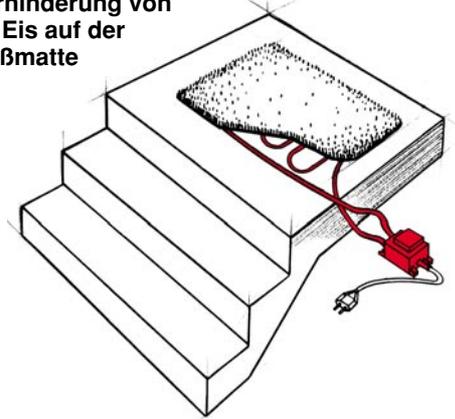
Frostfreihalten von Wasserleitungen



Wirkungsvolle Pflanzenheizung



Wirkungsvolle Verhinderung von Eis auf der Fußmatte



Einfrierschutz für Dachrinnen und Gullys

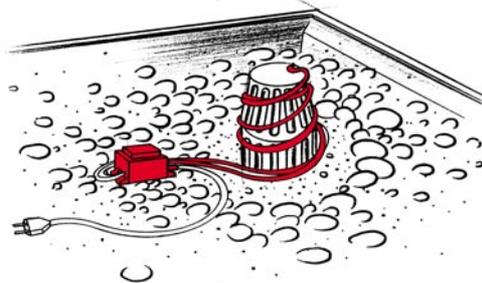
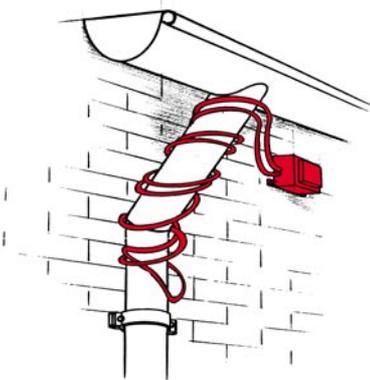
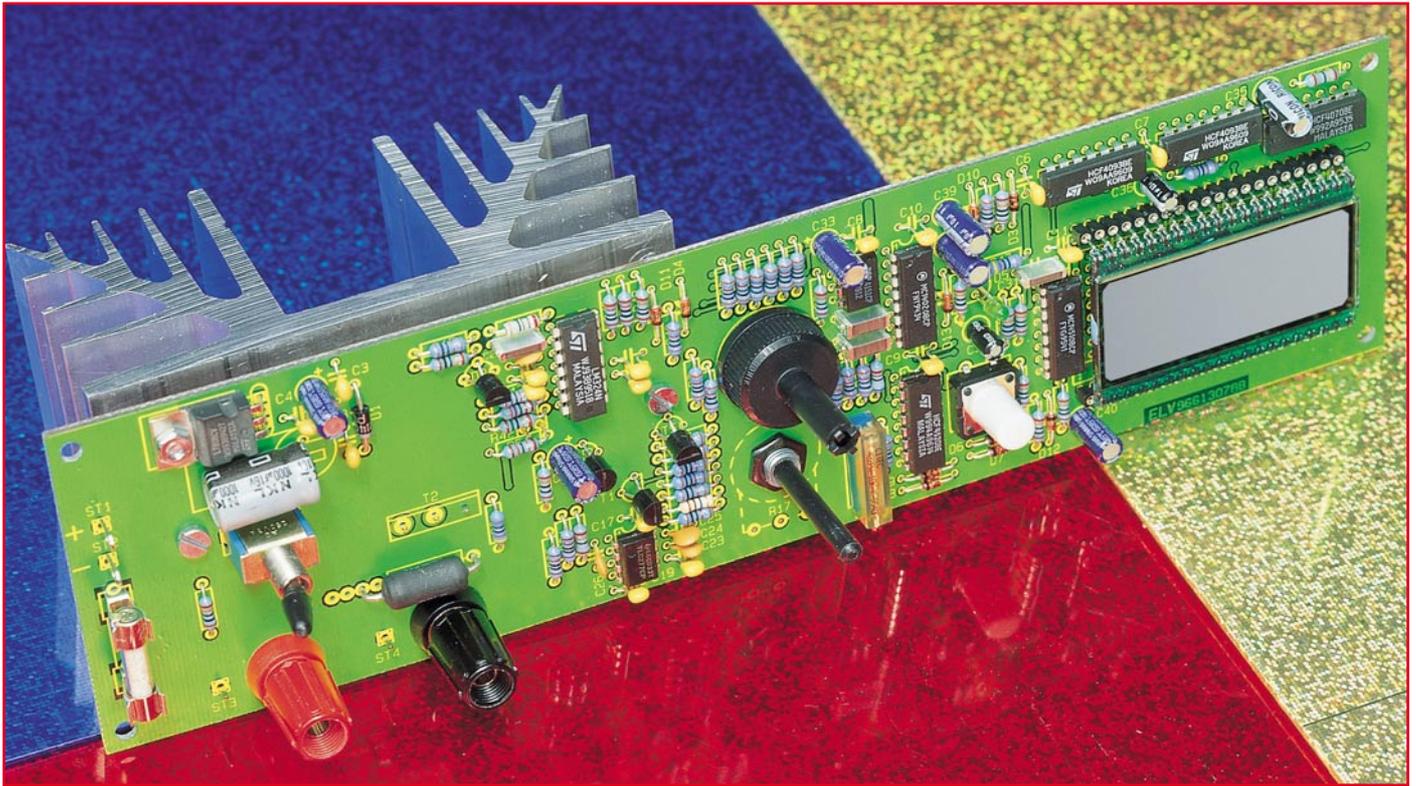


Bild 1: Einige Anwendungsbeispiele für die Niederspannungskabelheizung (Grafik: Bauidee)



Technik-Ideen zum Thema Bauen und Wohnen

Der vorliegende Artikel entstand in Zusammenarbeit zwischen dem Chefredakteur Herrn Joachim Schmidt der renommierten Bau- und Wohnzeitschrift „Bauidee“ und ELV. Durch innovative, zum Teil unkonventionelle Ideen im Bereich Bauen und Wohnen und einer von ELV technisch optimierten elektronisch-mechanischen Lösung können sich die Leser von Bauidee und ELV auf weitere interessante Projekte freuen.



Akku-Kapazitäts-Meßgerät

Universelles Akku-Kapazitäts-Meßgerät zur Ermittlung des aktuellen Energieinhaltes (der Kapazität) von 1- bis 12zelligen NC- und NiMH-Akkus sowie 6V- und 12V-Blei- bzw. Blei-Gel-Akkus.

Allgemeines

Die gespeicherte Kapazität eines Akkus wird mit dem Akku-Kapazitäts-Meßgerät durch Entladung unter exakt definierten Bedingungen ermittelt. Die aus dem Akku entnehmbare Energie ist jedoch keine konstante Größe, sondern unter anderem vom Entladestrom abhängig. Den Nennkapazitätsangaben eines Akkus liegen daher auch immer definierte Entladestromangaben zugrunde.

Bei NC- und NiMH-Akkus wird häufig eine 10stündige Entladezeit angegeben, während bei Blei- und Blei-Gel-Akkus sich die Nennkapazität meistens nach DIN 72311 auf eine 20stündige Entladung bezieht.

Eine Tiefentladung, d. h. die Entladung des Akkus bis auf 0 V, ist bei allen Akkutypen schädlich und unbedingt zu vermeiden. NC- und NiMH-Akkus werden daher grundsätzlich bis zur sogenannten Entladeschlussspannung von einem Volt je Zelle entladen. Bei Blei- bzw. Blei-Gel-Akkus beträgt die Entladeschlussspannung 1,65 V bis 1,85 V je Zelle.

Die hier vorgestellte Schaltung ermög-

licht die Kapazitätsbestimmung bei NC- und NiMH-Zellen mit einer maximalen Zellenspannung von 14,4 V. Des weiteren ist die Kapazität von 6V- und 12V-Bleiakkus meßbar. Beim ELV-Akku-Kapazitäts-Meßgerät ist der Entladestrom stufenlos von 0 bis 3 A einstellbar.

Der Meßbereich des Akku-Kapazitäts-Meßgerätes kann wahlweise 0 bis 19,99 Ah mit 0,01 Ah Auflösung oder 0 bis 199,9 Ah mit 0,1 Ah Auflösung betragen. Durch die Dimensionierung von nur 2 Kondensatoren und die Position von 3 Drahtbrücken wird der Meßbereich bestimmt.

Die Akku-Spannungserfassung erfolgt grundsätzlich im stromlosen Zustand, so daß Übergangswiderstände an Anschlußklemmen und der Innenwiderstand des

Akkus die Messung nicht beeinflussen.

Zur Messung sind der Akku bzw. der Akkupack mit bis zu 12 in Reihe geschalteten Zellen polaritätsrichtig an die beiden Anschlußbuchsen (Polklemmen) anzuschließen und die gewünschte Zellenzahl sowie der Entladestrom einzustellen. Nach Betätigen der Start-Taste beginnt dann die Kapazitätsmessung automatisch.

Sobald der angeschlossene Akku die der Zellenzahl entsprechende Entladeschlussspannung erreicht hat, erscheint auf dem Display neben der aufsummierten Entladekapazität die Anzeige „Low-Bat“.

Auch nach Abklemmen des Akkus bleibt die Anzeige erhalten und wird erst mit Start einer neuen Kapazitätsmessung auf 0.0 gesetzt.

Technische Daten: Akku-Kapazitäts-Meßgerät

| | |
|----------------------|--|
| Meßbare Akkutypen: | NC und NiMH (Einzelzellen sowie 2 bis 12 in Reihe geschaltete Zellen) 6V- und 12V-Blei-Akkus |
| Entladestrom: | stufenlos von 0 - 3 A einstellbar |
| Meßbereich: | wahlweise 0 bis 19,99 Ah oder 0 bis 199,9 Ah |
| Auflösung: | 0,01 Ah/0,1 Ah |
| Schutzschaltung: | elektronische Temperatur-Sicherung mit LED-Anzeige |
| Versorgungsspannung: | 11 V bis 25 V DC, unstabiliert |
| Stromaufnahme: | max. 150 mA |

Tritt während der Entladung eine Überhitzung der Endstufe auf, so wird der gerade laufende Entladevorgang unterbrochen, und die LED „Temperatur“ leuchtet. Sobald sich die Endstufentemperatur wieder normalisiert, wird der Entladevorgang automatisch fortgesetzt.

Der aktuell ablaufende Entladevorgang wird auf dem Display durch ein blinkendes Minus-Zeichen angezeigt, dessen Blinkfrequenz sich direkt proportional zum fließenden Entladestrom verhält. Die Größe der Leiterplatte wurde so ausgelegt, daß der Einbau in ein Standard-ELV-7000er-Gehäuse möglich ist.

Schaltung

In Abbildung 1 ist das Gesamtschaltbild des Akku-Kapazitäts-Meßgerätes zu sehen. Zunächst ist der zu entladende Akku mit dem Pluspol an ST 3 und mit dem Minuspol an ST 4 anzuschließen. Von ST 3 kommt direkt fließt der Entladestrom über die Schmelzsicherung SI 1, den Leistungs-Transistor T 2 und den Strom-Shunt R 23 zur an ST 4 angeschlossenen Polklemme. Der zum Entladestrom proportionale Spannungsabfall am Shuntwiderstand wird mit Hilfe des invertierenden Verstärkers (IC 3 A und externen Komponenten) um den Faktor 18 verstärkt.

Die an Pin 1 von IC 3 A anstehende stromproportionale Spannung (Ist-Wert) wird über R 19 dem invertierenden Eingang (Pin 6) des für die Entladestromregelung zuständigen Operationsverstärkers (IC 3 B) zugeführt. IC 3 B vergleicht den Ist-Wert mit dem an Pin 5 stufenlos einstellbaren Soll-Wert (0 - 3 A) und steuert über T 1 den Entlade-Leistungs-Transistor T 2. Der Regelkreis ist somit geschlossen.

Mit dem Operationsverstärker IC 2 B und externen Komponenten ist eine elektronische Temperatursicherung für die Entlade-Endstufe realisiert. Der Widerstand des am Kühlkörper angeschraubten Temperatursensors wird mit steigender Temperatur größer, so daß auch die Spannung an IC 2 Pin 6 proportional steigt. Sobald die Spannung an Pin 6 die mit Hilfe des Spannungsteilers R 43, R 51 am nicht invertierenden Eingang eingestellte Spannung übersteigt, wechselt der Ausgang (Pin 7) von „high“ nach „low“, und die LED D 5 leuchtet (Temperatur).

R 44 sorgt für eine ausreichend große Schalthysterese, so daß die Temperatursicherung bei ca. 80°C anspricht, jedoch erst bei Unterschreiten von 50°C die Entladeendstufe wieder freigibt. Über IC 2 D wird der Transistor T 5 durchgesteuert, der letztendlich bei Übertemperatur die Endstufe sperrt.

Die zum Entladestrom proportionale Spannung am Ausgang des IC 3 A (Pin 1)

gelangt über R 33 auf den Eingang (Pin 7) des Spannungs-/Frequenzumsetzers IC 8. Der U/f-Wandler setzt die an Pin 7 anstehende Eingangs-Gleichspannung in eine direkt dazu proportionale Ausgangsfrequenz an Pin 3 um.

Der Frequenzbereich wird durch die externe Beschaltung bestimmt, wobei die Einstellung des Meßbereichs, entsprechend Tabelle 1, mit Hilfe des Elkos C 33 und des Folienkondensators C 34 erfolgt.

| Tabelle 1 | | |
|------------|-------|--------|
| Meßbereich | C 33 | C 34 |
| 20 Ah | 1 µF | 10 nF |
| 200 Ah | 10 µF | 100 nF |

Der Spindel-Trimmer R 36 dient in diesem Zusammenhang zur genauen Einstellung des Skalenfaktors. Am Open-Kollektor-Ausgang ist der Pull-Up-Widerstand R 38 erforderlich.

Die zum Entladestrom direkt proportionale Ausgangsfrequenz des RC 4151 gelangt auf den Clock-Eingang des Binär-Zählers IC 9 A, der die Frequenz durch den Faktor 4 teilt. Der Q2-Ausgang des IC 9 A taktet den 14stufigen Binär-Zähler am Clock-Eingang (Pin 10), so daß die dem Entladestrom proportionale Frequenz des U/f-Wandlers insgesamt durch den Faktor 65536 geteilt wird.

Ausgehend von 3 A Entladestrom (im 20Ah-Meßbereich) erhalten wir am Ausgang von IC 3 eine Frequenz von 5,449 kHz, die durch 65.536 geteilt 300 Impulse in der Stunde entsprechend 3,00 Ah ergibt.

Die von IC 10, Pin 3 gelieferten Impulse werden parallel auf die Takteingänge der kaskadierten dekadischen Zähler IC 11 bis IC 13 gegeben.

Sobald der erste Zähler den maximalen Zählerstand (9) erreicht hat, geht das Carry-Out-Signal (Pin 7) für die Dauer eines Zählerstandes auf „Low“-Pegel und taktet den zweiten Zähler (IC 12) einen Zählerstand weiter. In der gleichen Weise wird der dritte Dezimal-Zähler (IC 11) mit dem Carry-Out-Signal von IC 12 gesteuert.

Beim Gesamtzählerstand von 999, entsprechend 9,99 Ah bzw. 99,9 Ah wechselt das Carry-Out-Signal von IC 11 für einen Zählerstand von „high“ nach „low“ und setzt das mit IC 4 A, B realisierte Flip-Flop. Über das EXOR-Gatter IC 7 D erfolgt nun die Ansteuerung des vierten Digit, d. h. die Ziffer 1, des LC-Displays.

Das Backplane-Signal des LC-Displays wird von dem als Oszillator arbeitenden Schmitt-Trigger-Gatter IC 6 B erzeugt.

Abhängig vom gewählten Meßbereich (20 Ah oder 200 Ah) erfolgt die Einstellung des Dezimalpunktes mit den Brücken J 2 und J 3, wobei IC 7 C zur Invertierung

des Backplane-Signals dient.

Kommen wir nun zur Entladesteuerung und zur Überwachung der Entladeschlussspannung. Für diese Aufgabe ist in erster Linie der Operationsverstärker IC 2 C mit den zugehörigen externen Komponenten zuständig.

Im ausgeschalteten Zustand ist der Transistor T 3 durchgesteuert, so daß der Ausgang des als Komparator arbeitenden OPs (IC 2 C) unabhängig von der an Pin 9 eingestellten Referenzspannung „Low“-Pegel führt.

Sobald der Start-Taster (TA 1) betätigt wird, sperrt T 3, und der Komparator vergleicht nun über den Spannungsteiler R 27/ R 28 die Akkuspannung mit der einstellbaren, zellenzahlabhängigen Referenzspannung an Pin 9. Solange die halbe Akkuspannung über der eingestellten Referenzspannung liegt, führt der Ausgang des IC 2 C „High“-Pegel.

Mit dem Wechsel von „low“ nach „high“ am Komparator-Ausgang werden über C 37, D 13 sämtliche Zähler zurückgesetzt und über IC 6 D das mit IC 6 A, C aufgebaute Flip-Flop gesetzt. Dieses Flip-Flop gibt nun über D 3 die Entladeendstufe frei.

Für die Zeit, in der am Ausgang des Komparators IC 2 C „High“-Pegel anliegt, d. h. die halbe Akku-Spannung oberhalb der eingestellten Referenz-Spannung liegt, bleibt der Transistor T 3 über das mit IC 6 A, C aufgebaute Flip-Flop gesperrt. Zurückgesetzt wird das Flip-Flop über C 39, wenn der Ausgang des Komparators von „high“ nach „low“ wechselt.

Die Referenz-Spannung für den mit R 1 bis R 12 aufgebauten 12stufigen Spannungsteiler liefert der Operations-Verstärker IC 2 A, der die von der Referenzdiode D 2 gelieferte Spannung um den Faktor 4,9 verstärkt.

Damit die Erfassung der Entladeschlussspannung im stromlosen Zustand erfolgen kann, wird der Entladevorgang zyklisch unterbrochen.

Dazu steuert der mit dem Schmitt-Trigger-Gatter IC 4 C aufgebaute Oszillator den 4stufigen Binärzähler IC 9 B am Clock-Eingang. Beim Zählerstand 15 wechselt der Ausgang des Gatters IC 4 D für einen Takt-Zyklus von „high“ nach „low“ und sperrt über D 10 die Entladeendstufe. Gleichzeitig gelangt über R 55, D 11 kein „High“-Signal mehr auf den nicht invertierenden Eingang von IC 2 C, so daß jetzt der Ist-/Sollwert-Vergleich (Akku-Spannung, Referenz-Spannung) erfolgen kann

Zur Spannungsversorgung des Akku-Kapazitäts-Meßgerätes kann eine beliebige uninstabilisierte Gleichspannung zwischen 11 V und 25 V mit 150mA-Strombelastbarkeit (z. B. Steckernetzteil) dienen, die mit dem Pluspol an ST 1 und mit dem Minuspol an ST 2 anzuschließen ist.

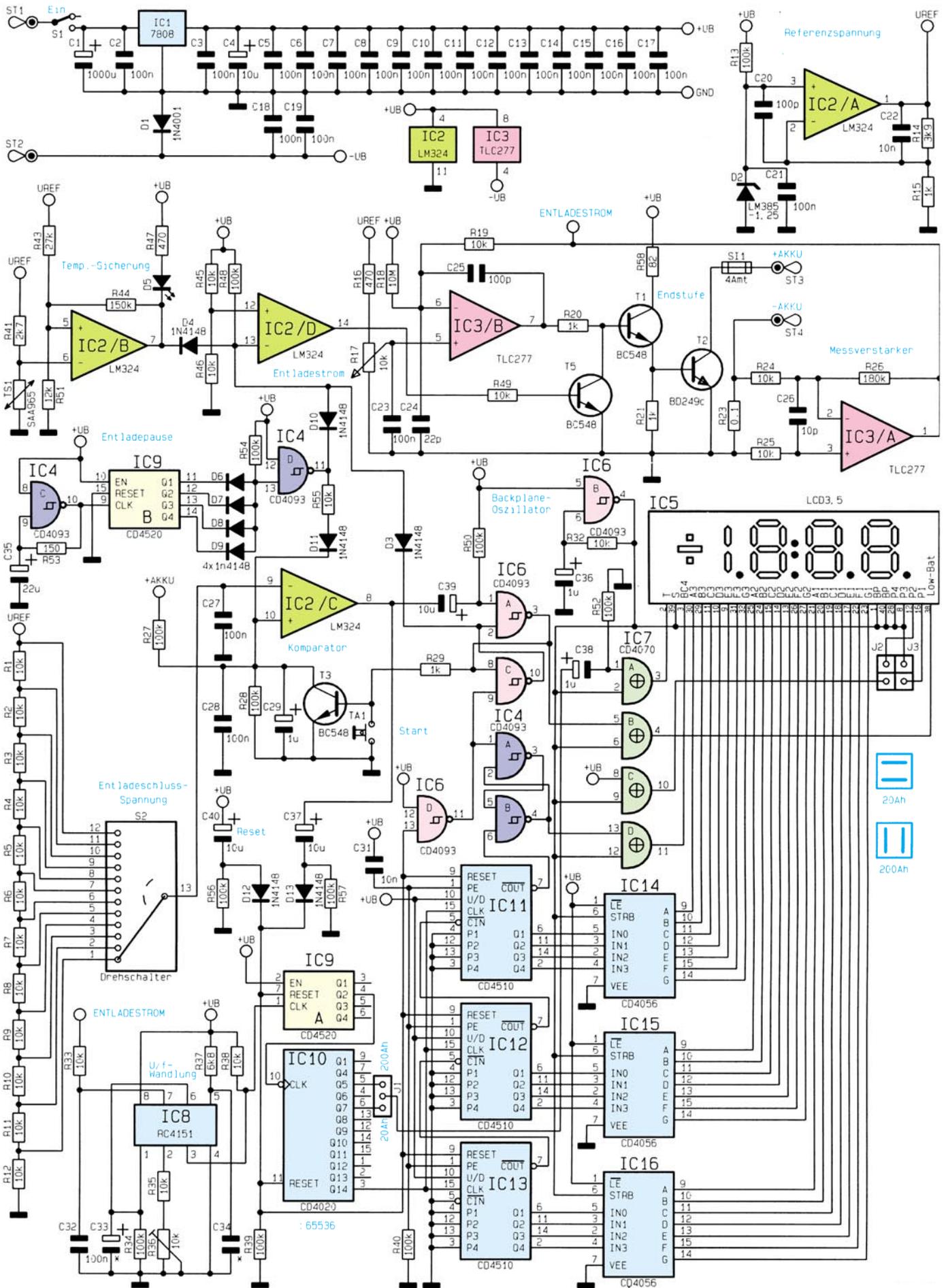


Bild 1: Schaltplan des Akku-Kapazitäts-Meßgerätes

Während IC 1 eine Stabilisierung auf 8 V vornimmt, wird mit D 1 eine kleine negative Hilfsspannung von 0,7 V gewonnen. C 1 dient zur Pufferung der Versorgungsspannung und C 4 zur Schwingneigungs-Unterdrückung am Ausgang des Spannungsreglers.

Die Keramik-Kondensatoren C 5 bis C 17 sind zur Störabblockung direkt an den Versorgungspins der einzelnen ICs positioniert.

Nachbau

Zum praktischen Aufbau des ELV Akku-Kapazitäts-Meßgerätes steht eine doppel-seitig durchkontaktierte Leiterplatte mit den Abmessungen 230 x 64 mm zur Verfügung, die sämtliche aktiven und passiven Komponenten, einschließlich Schalter, Buchsen und Kühlkörper, aufnimmt.

Die Bestückungsarbeiten werden anhand der vorliegenden Stückliste und des Bestückungsplanes vorgenommen. Als weitere Orientierungshilfe dient der Bestückungsdruck auf der Leiterplatte.

In gewohnter Weise beginnen wir mit dem Einlöten der 1%igen Metallfilm-Widerstände. Die Anschlußbeinchen sind entsprechend dem Rastermaß abzuwinkeln, durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu führen, und leicht anzuwinkeln, damit die Bauteile nach dem Umdrehen der Leiterplatte nicht wieder herausfallen können.

Nach Umdrehen der Platine werden sämtliche Widerstände in einem Arbeitsgang festgelötet und die überstehenden Drahtenden mit einem scharfen Seitenschneider direkt oberhalb der Lötstelle abgeschnitten.

Das Einlöten der Dioden erfolgt in der gleichen Weise, wobei die mit einem Ring gekennzeichnete Katoden-Seite mit der Pfeilspitze im Bestückungsdruck übereinstimmen muß.

Danach sind die Keramik- und Folienkondensatoren mit möglichst kurzen Anschlußbeinchen zu bestücken. Die üblicherweise am Minuspol gekennzeichneten Elektrolyt-Kondensatoren müssen unbedingt polaritätsrichtig eingelötet werden. Außerdem ist zu beachten, daß der Elko C 1 in liegender Position auf die Leiterplatte gesetzt wird.

Die Montage des Festspannungsreglers IC 1 erfolgt mit einer Schraube M 3 x 6 mm und zugehöriger Mutter liegend auf der Platine.

Im nächsten Arbeitsschritt werden die vier Kleinsignal-Transistoren so tief wie möglich bestückt. Die integrierten Schaltkreise sind so einzulöten, daß die Gehäusekerbe des Bauelements mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Alsdann sind zwei 20polige Buchsenlei-

Stückliste: Akku-Kapazitätsmeßgerät

Widerstände:

| | |
|----------------------|---|
| 0,1Ω/0,5% | R23 |
| 470Ω | R21, R47 |
| 1kΩ | R15, R16, R20, R29 |
| 2,7kΩ | R41 |
| 3,9kΩ | R14 |
| 6,8kΩ | R37 |
| 10kΩ | R1-R12, R19, R24, R25, R32, R33, R35, R38, R45, R46, R49, R55 |
| 12kΩ | R51 |
| 27kΩ | R43 |
| 100kΩ | R13, R27, R28, R34, R39, R40, R48, R50, R52, R54, R56, R57 |
| 150kΩ | R44 |
| 180kΩ | R26, R53 |
| 10MΩ | R18 |
| Spindeltrimmer, 10kΩ | R36 |
| Poti, 4mm, 10kΩ | R17 |
| SAS965 | R42 |

Kondensatoren:

| | |
|------------|------------------------------------|
| 10pF/ker | C26 |
| 22pF/ker | C24 |
| 100pF/ker | C20, C25 |
| 10nF | C22, C31, C34 |
| 100nF | C32 |
| 100nF/ker | C2, C3, C5-C19, C21, C23, C27, C28 |
| 1µF/100V | C33, C36, C38 |
| 10µF/25V | C4, C29, C37, C39, C40 |
| 22µF/16V | C35 |
| 1000µF/16V | C1 |

Halbleiter:

| | |
|--------|----------|
| 7808 | IC1 |
| LM324 | IC2 |
| TLC277 | IC3 |
| CD4093 | IC4, IC6 |
| CD4070 | IC7 |

| | |
|------------------------|----------------|
| RC4151 | IC8 |
| CD4520 | IC9 |
| CD4020 | IC10 |
| CD4510 | IC11-IC13 |
| CD4056 | IC14-IC16 |
| BC548 | T1, T3, T5 |
| BD249C | T2 |
| 1N4001 | D1 |
| LM385 | D2 |
| 1N4148 | D3, D4, D6-D13 |
| LED, 3mm, grün | D5 |
| LC-Display, 3,5stellig | IC5 |

Sonstiges:

| | |
|---|----------|
| Minatur-Kippschalter, 1 x um | S1 |
| Minatur-Präzisionsdreh-schalter, 1 x 12 polig | S2 |
| Taster, B3F-4050 | TA1 |
| Polklemme, 4mm, rot | ST3 |
| Polklemme, 4mm, schwarz | ST4 |
| Sicherung, 4A, träge | SI1 |
| Lötstifte mit Lötöse | ST1, ST2 |
| 1 Platinensicherungshalter (2 Hälften) | |
| 4 IC-Buchenleisten, 20 polig | |
| 1 Tastkappe, 18mm | |
| 1 Glimmerscheibe, TO-3P | |
| 1 Isolierbuchse | |
| 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm | |
| 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 8mm | |
| 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 12mm | |
| 2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 20mm | |
| 5 Mutter, M3 | |
| 1 Sensorschelle | |
| 1 Kühlkörper, SK88, gebohrt | |
| 2 Distanzrollen, M3 x 10mm | |
| 2 Drehknopf, 12mm, grau | |
| 2 Knopfkappe, 12mm, grau | |
| 2 Pfeilscheibe, 12mm, grau | |
| 1 Knopfreduzierstück | |
| 15cm Schaltdraht, blank, versilbert | |

sten zur Aufnahme des LC-Displays einzulöten.

Beim Einlöten des Print-Tasters, des Spindel-Trimmers und des 12stufigen Drehschalters ist unbedingt eine zu große Hitze einwirkung zu vermeiden. Das gleiche gilt auch für den Kippschalter (S 1), der unbedingt mit dem Gehäuse auf der Platinenoberfläche aufliegen muß.

Nach dem Einlöten der beiden Hälften des Platinen-Sicherungshalters wird gleich die 4A-Feinsicherung eingesetzt.

Während die Lötstifte ST 1 und ST 2 von der Bestückungsseite einzusetzen sind, werden ST 3 und ST 4 von der Lötseite bestückt.

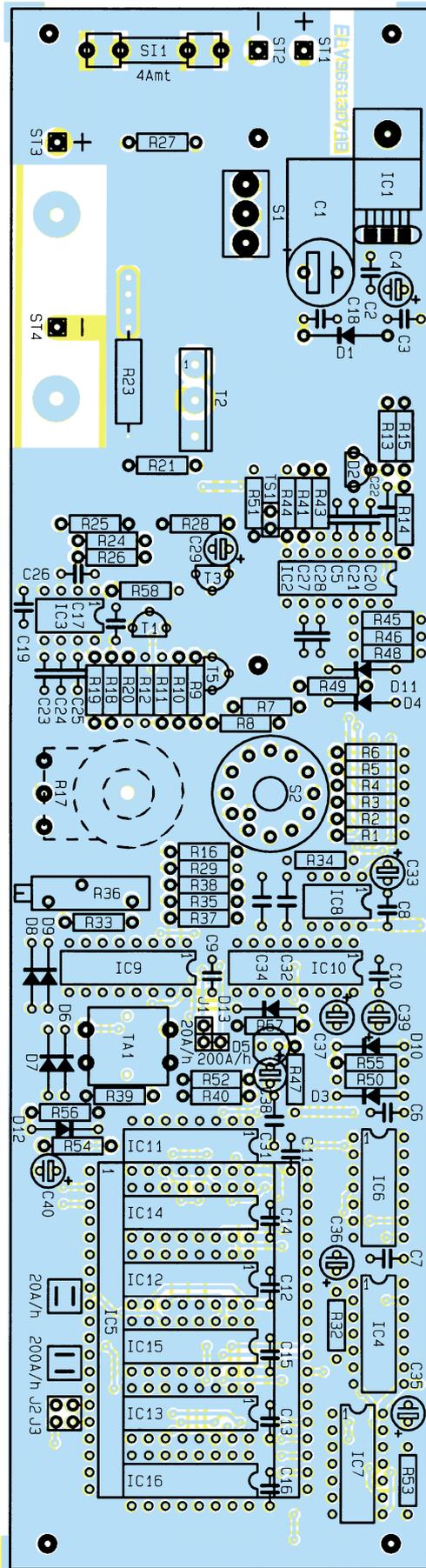
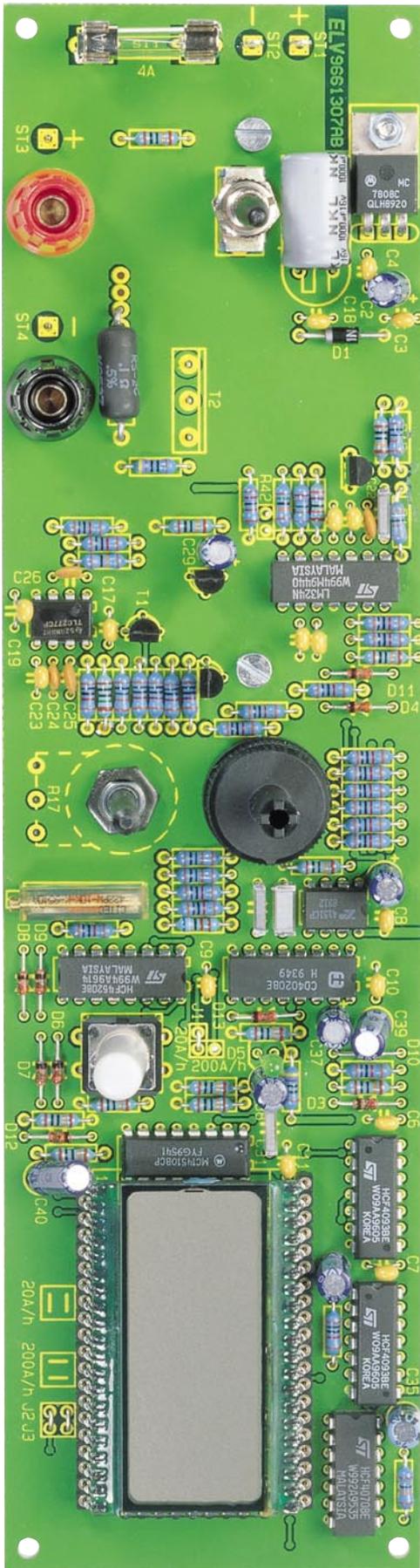
Die beiden Polklemmen können wahlweise in die Leiterplatte oder in die Frontplatte geschraubt werden.

Zur elektrischen Verbindung der Polklemmen mit ST 3 und ST 4 dienen Silberdraht-Abschnitte entsprechender Länge.

Kommen wir nun zum Einbau des Einstell-Potis R 17. Die Anschlußschwerter des von der Lötseite einzusetzenden Potis sind vor dem Einlöten des Bauteils im rechten Winkel, d. h. in Richtung der Poti-Achse, abzuwinkeln. Erst nach dem Festschrauben erfolgt das Anlöten der Anschlußschwerter.

Nun wird das LC-Display in die dafür vorgesehenen Buchsenleisten eingesetzt. Durch vorsichtiges kurzes Berühren der Anschlußpins mit einer heißen Lötspitze ist die Einbaulage schnell und einfach festzustellen.

Die Drahtbrücken J 1 bis J 3 sind entsprechend des gewünschten Meßbereichs



Ansicht der fertig bestückten Platine und des zugehörigen Bestückungsplanes

einzulöten.

Vor der Montage des Leistungskühlkörpers sind der Entladetransistor T 2 und der Temperatursensor mit der zugehörigen Montage-Schelle anzuschrauben.

Die Kühlfläche des Transistors und die abgeflachte Seite des Temperatursensors sind zur besseren thermischen Kopplung dünn mit Wärmeleitpaste zu bestreichen.

Als dann erfolgt die Montage des Kühlkörpers mit 2 Distanzröllchen von 1 cm Länge und den zugehörigen Schrauben auf der Lötseite der Leiterplatte.

Die Anschlußbeinchen des Leistungstransistors und des Temperatursensors werden dabei jeweils in einem Bogen in die zugehörigen Bohrungen geführt und von der Bestückungsseite angelötet.

Nach einer gründlichen Überprüfung hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler können die erste Inbetriebnahme und der einfach durchzuführende Abgleich erfolgen.

Zum Abgleich ist ein zu entladender Akku mit in Reihe geschaltetem Ampere-Meter an die Anschlußklemmen des Akku-Kapazitäts-Meßgerätes anzuschließen und der Entladevorgang per Tastendruck zu starten.

Die Frequenz an IC 8, Pin 3 verhält sich direkt proportional zu dem mit R 17 eingestellten Entladestrom.

Je Ampere-Entladestrom ist im 20Ah-Meßbereich mit R 36 eine Frequenz von 1,8253 kHz einzustellen. Fließt z. B. ein Entladestrom von 2 A, so muß die Frequenz an IC 8, Pin 3, 3,6507 kHz betragen.

Im 200Ah-Meßbereich sind die an IC 8, Pin 3 anliegenden entladestromproportionalen Frequenzen um den Faktor 10 geringer.

Steht zum Abgleich weder ein Frequenz-Zähler noch ein Oszilloskop zur Verfügung, ist der Abgleich etwas zeitaufwendiger.

Die Korrektur wird dann einfach anhand der aufsummierten Kapazität durchgeführt.

Bei einem Entladestrom von 1 A muß im 20Ah-Meßbereich nach 60 Minuten 1,00 Ah auf dem Display aufsummiert sein.

Wird zu wenig angezeigt, so ist der Spindel-Trimmer im Uhrzeigersinn zu drehen, während bei zu hoher Anzeige R 36 entgegen dem Uhrzeigersinn zu korrigieren ist.

Nach erfolgreich durchgeführtem Abgleich ist der Energieinhalt von NC-, NiMH- und Blei-Akkus schnell und komfortabel zu ermitteln. **ELV**

Mikrocontroller-Grundlagen

Teil 20

Anhand mehrerer Beispiele beschreiben wir ausführlich die Anwendungsprogramme zum Auslesen bzw. Beschreiben von EEPROMs

6.10.4 Anwendungsprogramme

Die im folgenden beschriebenen Anwendungsprogramme stützen sich auf die bisher beschriebenen Unterprogramme, die den Schreib- bzw. Lesezugriff auf bzw. von I²C-Teilnehmern unterstützen.

Die Programme erlauben die Messung am I²C-Bus mit einem 2-Kanal-Oszillo-

I²C-Datenübertragung, welches von dem Unterprogramm im Carry-Bit übergeben wird, zeigt der Port-Pin P3.7 an. Dies kann durch das Anstecken der LED-Ausgabe-Platine an dem Port 3 überprüft werden. Die nachfolgende kurze Verzögerung dient lediglich dazu, eine bessere Triggerung des Oszilloskopes zu ermöglichen.

6.10.4.2 Schreiben des EEPROMs

Abbildung 157 zeigt das Testprogramm 50, welches die an dem Port P 1 anliegenden 8Bit-Daten in die Adresse 0 des angeschlossenen EEPROMs schreibt. Dazu ist an dem Port P 1 die Schalterplatine und am Port P 3 die 8Bit-LED-Platine anzuschließen. Nach dem Auslesen des Ports P 1 und Übertragen zum EEPROM wird das Ergebnis am Port P 3.7 und damit an der LED D 7 angezeigt, welche bei erfolgreichem Schreiben gelöscht bleibt.

Im Gegensatz zum Testprogramm 49 erfolgt bei diesem Programm lediglich ein einmaliges Beschreiben des EEPROMs, da die Anzahl der Schreibzyklen begrenzt ist. Eine Ausnahme bilden lediglich die EEPROMs mit Ferro-RAMs. Die mit dem Testprogramm 50 geschriebene Bit-Kombination läßt sich über das Testprogramm 49 wiederum zurücklesen (Umstecken der LED-Anzeigenplatine erforderlich).

6.10.4.3 Lesen und Schreiben des EEPROMs

Abbildung 158 zeigt das Testprogramm 51, welches zunächst den Inhalt der Adresse 0 des EEPROMs ausliest, dessen Binärwert um 1 erhöht, wieder zurückschreibt und über die an P1 angeschlossene LED-Ausgabeplatine anzeigt. Das Ergebnis des

Bild 158: Testprogramm 51, Auslesen und Wieder-Zurückschreiben des EEPROM-Inhalts

```

0651          PRGM49: ;Prüfung und Auslesen des EEPROM's
0651 75B000    MOV     P3, #00      ; Portinhalt löschen
0654 7800     PRGM49W:MOV    R0, #0      ; Adresse im EEPROM 0 gewählt
0656 7900     MOV     R1, #0      ; Bank 0 des EEPROM's adressieren
0658 120135   LCALL  EEPROMR1 ; versucht ein Byte vom EEPROM zu lesen
                                ; C ist gesetzt, wenn kein EEPROM erkannt
                                ; wurde
065B F590     MOV     P1, A        ; Ausgabe des gelesenen Bytes auf P1
065D 92B7     MOV     P3.7, C      ; Ausgabe des Acknowledge-Bits auf P3.7
065F 78FF     MOV     R0, #0FFH    ; kurze Verzögerung zum Triggern
0661 D8FE     DJNZ   R0, $        ; Schleife 255 mal durchlaufen
0663 80EF     SJMP  PRGM49W      ; Endlosschleife

```

Bild 156: Testprogramm 49, kontinuierliches Auslesen des EEPROMs

```

0665          PRGM50: ;Schreiben eines Bytes in das EEPROM
0665 75B000    MOV     P3, #00      ; Portinhalt löschen
0668 E590     MOV     A, P1        ; Schalterkombination von P 1 lesen
066A 7800     MOV     R0, #0      ; Adresse 0 im EEPROM
066C 7900     MOV     R1, #0      ; Bank 0 des EEPROMs adressieren
066E FA       MOV     R2, A        ; Date von P 1
066F 120118   LCALL  EEPROMW1 ; 1 Byte über die I2C-Schnittstelle zum
                                ; EEPROM übertragen
0672 92B7     MOV     P3.7, C      ; Ausgabe des Acknowledge-Bits auf P 3.7
0674 80FE     JMP     $

```

Bild 157: Testprogramm 50, Beschreiben des EEPROMs

skop, wobei darauf zu achten ist, daß jeweils mit einem 10:1-Tastteiler zu messen ist, da in der Mikrocontroller-Testschaltung als Pull-up-Widerstand lediglich der interne 50k Ω -Widerstand des Mikrocontrollers verwendet wird.

Voraussetzung für den Betrieb der Testprogramme 49 bis 53 ist, daß ein EEPROM des Types 2402-2416 auf der Mikrocontroller-Entwicklungsplatine eingesetzt ist.

6.10.4.1 Auslesen des EEPROMs

Abbildung 156 zeigt das Testprogramm 49, welches von der Adresse 0 des EEPROMs die dort gespeicherten Daten kontinuierlich ausliest und auf dem 8Bit-Port P 1 ausgibt, wo die LED-Anzeigen-Platine anzuschließen ist. Das Resultat der

```

0676          PRGM51: ;Auslesen des EEPROM-Inhalts und um 1 erhöhen
0676 75B000    MOV     P3, #00      ; Portinhalt löschen
0679 7800     MOV     R0, #0      ; Adresse im EEPROM 0 gewählt
067B 7900     MOV     R1, #00     ; Bank 0 des EEPROMs adressieren
067D 120135   LCALL  EEPROMR1 ; versucht ein Byte vom EEPROM zu lesen
                                ; C ist gesetzt, wenn kein EEPROM erkannt
                                ; wurde
0680 92B7     MOV     P3.7, C      ; Ausgabe des Acknowledge-Bits auf P3.7
0682 400D     JC     PRGM51F      ; Springe, wenn EEPROM nicht gefunden
0684 04       INC     A            ; Inhalt um 1 erhöhen
0685 F590     MOV     P1, A        ; neuen Inhalt anzeigen
0687 7800     MOV     R0, #00     ; Adresse 0 im EEPROM
0689 7900     MOV     R1, #00     ; Bank 0 des EEPROMs adressieren
068B FA       MOV     R2, A        ; Date laden
068C 120118   LCALL  EEPROMW1 ; 1 Byte über die I2C Schnittstelle zum
                                ; EEPROM übertragen
068F 92B7     MOV     P3.7, C      ; Ausgabe des Acknowledge-Bits auf P3.7
0691 80FE     PRGM51F: JMP $

```

| | | | |
|-----------|----------|----------------|---|
| 0693 | PRGM52: | | ;8 Byte Daten über Ser ausgeben und anschließend 8 Byte lesen, ;zunächst Init der ser. Schnittst. 9600 Baud, 8 Daten |
| 0693 F110 | ACALL | L52INIT | ; Init der seriellen Schnittstelle |
| 0695 D1E7 | PRGM52S: | ACALL L52REEPR | ; Lesen der ersten 8 Byte des EEPROMs ; Rückgabe: C gesetzt, wenn Fehler erkannt |
| 0697 5006 | JNC | PRGM52A | ; Springe, wenn kein Fehler |
| 0699 743F | MOV | A, #'?? | ; Fehler beim Zugriff auf das EEPROM |
| 069B F108 | ACALL | L52AUSG | ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens |
| 069D 80FE | SJMP | \$ | ; Endlosschleife |
| 069F | PRGM52A: | | ; EEPROM ist erfolgreich ausgelesen worden |
| 069F D1CE | ACALL | L52WSTR | ; Ausgabe des 8 Byte Strings ; EEPROM-Inhalt ausgegeben und jetzt warten, ; bis 8 Zeichen empfangen werden |
| 06A1 D1BB | ACALL | L52RSTR | ; Einlesen von 8 Zeichen von der ser. Schnittst. ; Es sind 8 Zeichen empfangen worden, die im ; EEPROM abgelegt werden |
| 06A3 D1F6 | ACALL | L52WEEPR | ; Schreiben der 8 Byte in das EEPROM ; Rückgabe: C gesetzt, wenn Fehler erkannt |
| 06A5 5006 | JNC | PRGM52B | ; Springe, wenn kein Fehler |
| 06A7 743F | MOV | A, #'?? | ; Fehler beim Zugriff auf das EEPROM |
| 06A9 F108 | ACALL | L52AUSG | ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens |
| 06AB 80FE | SJMP | \$ | ; Endlosschleife |
| 06ADD1E7 | PRGM52B: | ACALL L52REEPR | ; EEPROM ist erfolgreich beschrieben worden ; Lesen der ersten 8 Byte des EEPROM's ; Rückgabe: C gesetzt, wenn Fehler erkannt |
| 06AF 5006 | JNC | PRGM52C | ; Springe, wenn kein Fehler |
| 06B1 742D | MOV | A, #'-' | ; Fehler beim Zugriff auf das EEPROM |
| 06B3 F108 | ACALL | L52AUSG | ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens |
| 06B5 80F6 | SJMP | PRGM52B | ; Wiederholung |
| 06B7 | PRGM52C: | | ; kein Fehler |
| 06B7 D1CE | ACALL | L52WSTR | ; Ausgabe des 8 Byte Strings |
| 06B9 80DA | SJMP | PRGM52S | ; |

Bild 159: Testprogramm 52, Übertragung des EEPROM-Inhalts über die serielle Schnittstelle

| | | | |
|-------------|----------|----------------|---|
| 0030 | ZHL1 | EQU 030H | ; Zähler für die Ausgabe des Strings |
| 0031 | ZHL2 | EQU 031H | ; Zähler für die Ausgabe des Strings |
| 0721 | PRGM53: | | ;permanente Ausgabe der ersten 8 Byte im EEPROM mit Anzeige der ;Fehlversuche beim Zugriff auf das EEPROM. Es können mehrere ;Master quasi-gleichzeitig auf das gemeinsame EEPROM zugreifen, ;zunächst Init der ser. Schnittst. 9600 Baud, 8 Daten |
| 0721 7464 | MOV | A, #100 | ; Ausgabe des Strings nur jeden 10ten Zyklus |
| 0723 F530 | MOV | ZHL1, A | ; Speichern des Wertes |
| 0725 F531 | MOV | ZHL2, A | ; Speichern des Wertes |
| 0727 F110 | ACALL | L52INIT | ; Init der seriellen Schnittstelle |
| 0729 D1E7 | PRGM53S: | ACALL L52REEPR | ; Lesen der ersten 8 Byte des EEPROMs ; Rückgabe: C gesetzt, wenn Fehler erkannt |
| 072B 500D | JNC | PRGM53A | ; Springe, wenn kein Fehler |
| 072D D53008 | DJNZ | ZHL1, PRGM53B | ; Springe, wenn keine Ausgabe erforderlich |
| 0730 7464 | MOV | A, #100 | ; Ausgabe des Strings nur jeden 10ten Zyklus |
| 0732 F530 | MOV | ZHL1, A | ; Speichern des Wertes |
| 0734 742D | MOV | A, #'-' | ; Fehler beim Zugriff auf das EEPROM |
| 0736 F108 | ACALL | L52AUSG | ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens |
| 0738 80EF | PRGM53B: | SJMP PRGM53S | ; Endlosschleife |
| 073A | PRGM53A: | | ; EEPROM ist erfolgreich ausgelesen worden |
| 073A D53106 | DJNZ | ZHL2, PRGM53C | ; Springe, wenn keine Ausgabe erforderlich |
| 073D 7464 | MOV | A, #100 | ; Ausgabe des Strings nur jeden 10ten Zyklus |
| 073F F531 | MOV | ZHL2, A | ; Speichern des Wertes |
| 0741 D1CE | ACALL | L52WSTR | ; Ausgabe des 8 Byte Strings |
| 0743 80E4 | PRGM53C: | SJMP PRGM53S | ; Endlosschleife |

Bild 160: Testprogramm 53, Test der Multi-Master-Fähigkeit des I²C-Busses

Auslese- bzw. Schreibversuches wird wiederum auf dem Port-Pin P 3.7 dargestellt. Auch dieses Programm wird nach dem Reset des Mikrocontrollers nur einmal durchlaufen, um ein häufiges Schreiben zu verhindern.

Das Testprogramm 51 zeigt somit nach jedem Reset des Mikroprozessors über den eingebauten Taster oder nach jedem Einschalten der Spannungsversorgung an P1 einen um 1 erhöhte Bit-Kombination an.

6.10.4.4 Lesen und Schreiben eines 8Bit-Blockes

Abbildung 159 zeigt das Testprogramm 52, welches über die serielle Schnittstelle den Inhalt der ersten 8 Byte des EEPROMs ausgibt, auf die Eingabe von 8 beliebigen Zeichen über die serielle Schnittstelle wartet und anschließend diesen Block in das EEPROM zurückschreibt.

Für die korrekte Funktion des Programmes ist es erforderlich, daß ein PC an die serielle Schnittstelle der Mikrocontroller-Platine angeschlossen ist und auf diesem ein Terminal-Programm mit den Einstellungen für die serielle Schnittstelle von 9.600 Baud, 8 Daten-Bits, 1 Stopp-Bit und keine Parität vorgesehen ist.

Nach dem Reset der Mikrocontroller-Schaltung werden nach der Initialisierung der seriellen Schnittstelle des Mikrocontrollers die ersten 8 Bit des angeschlossenen EEPROMs über die serielle Schnittstelle zum angeschlossenen PC übertragen. Falls der EEPROM-Zugriff nicht möglich ist, überträgt das Programm ein „?“.

Nach erfolgreichem Auslesen des EEPROMs wartet das Programm auf die Übertragung von 8 Zeichen über die serielle Schnittstelle des angeschlossenen PCs. Nach dem Einlesen des letzten Zeichens schreibt das Testprogramm diese in das EEPROM zurück. Sollte hierbei ein Schreibfehler o. ä. auftreten, wird dieses über ein „?“ am PC angezeigt.

Nach dem Schreiben der 8 Bytes zum EEPROM benötigt dieses einige Millisekunden, um die internen Speicherzellen zu beschreiben. Während dieser Zeit antwortet es auf Anfragen vom Master mit einem negativen ACK. Das Testprogramm versucht nun, die 8Byte-Daten vom EEPROM zurückzulesen. Jeder nicht erfolgreiche Versuch wird über die serielle Schnittstelle mit einem „-“-Zeichen quittiert. Das Testprogramm gibt ca. 4 bis 5 „-“-Zeichen aus, bevor der Lesezugriff erfolgreich war.

Bei Einsatz eines Ferro-RAMs ist das EEPROM sofort nach dem Schreiben wieder auslesebereit, womit die Ausgabe der „-“-Zeichen entfällt.

Abbildung 161 zeigt die zum Testprogramm 52 gehörenden Unterprogramme. Im einzelnen übernehmen diese das Einle-

```

06BB      L52RSTR: ;Einlesen von 8 Zeichen von der seriellen Schnittstelle
06BB 7820      MOV    R0, #20H      ; Zeiger laden
06BD 7400      MOV    A, #0        ; Adresse 0 im EEPROM
06BF F6        MOV    @R0, A      ; später ansprechen
06C0 08        INC    R0          ; Zeiger um 1 erhöhen
06C1 7908      MOV    R1, #8         ; 8 Zeichen einlesen
06C3 F100      L52RSTRW:ACALL L52READ ; Warten, bis ein Zeichen empfangen
06C5 F6        MOV    @R0, A      ; Zeichen im RAM ablegen
06C6 F108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06C8 F590      MOV    P1, A        ; Kontrollausgabe auf LEDs
06CA 08        INC    R0          ; Zeiger um 1 erhöhen
06CBD9F6      DJNZ   R1, L52RSTRW; Schleife 8mal durchlaufen
06CD 22        RET
06CE      L52WSTR: ;Ausgabe des 8 Byte Strings
06CE 7422      MOV    A, #""         ; Anfang des Ausgabestrings
06D0 F108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06D2 7908      MOV    R1, #8         ; 8 Byte übertragen
06D4 E6        L52WSTRW:MOV  A, @R0    ; Date lesen
06D5 F108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06D7 08        INC    R0          ; Zeiger um 1 erhöhen
06D8 D9FA      DJNZ   R1, L52WSTRW; 8 Byte ausgeben
06DA 7422      MOV    A, #""         ; Ende des Ausgabestrings
06DCF108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06DE 740D      MOV    A, #00DH      ; Carriage Return
06E0 F108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06E2 740A      MOV    A, #00AH      ; Linefeed
06E4 F108      ACALL L52AUSG   ; Ausgabe des in A übergebenen Zeichens
06E6 22        RET
06E7      L52REEPR:;Lesen der ersten 8 Byte des EEPROMs
06E7 7820      MOV    R0, #020H     ; Beginn des RAM-Puffers
06E9 7400      MOV    A, #0        ; Adresse im EEPROM = 0
06EB F6        MOV    @R0, A      ; Adresse im RAM hinterlegen
06EC 7901      MOV    R1, #1        ; 1 Byte schreiben (Start-Adresse im EEPROM)
06EE 7A08      MOV    R2, #8        ; 8 Byte lesen
06F0 7BA0      MOV    R3, #ADR_EEPR; Slaveadresse des EEPROMs
06F2 1200D7    LCALL  I2C_WR      ; I2C-Baustein schreiben und lesen
06F5 22        RET
06F6      L52WEEPR: ;Schreiben der 8 Byte in das EEPROM
06F6 7820      MOV    R0, #20H     ; Zeiger auf Anfang im RAM
06F8 7909      MOV    R1, #9        ; Adresse im EEPROM und 8 Bytes schreiben
06FA 74A0      MOV    A, #ADR_EEPR; Slaveadresse des EEPROMs
06FC 1200BF    LCALL  I2C_WANZ   ; n-Byte über die I2C-Schnittstelle ausgeben
06FF 22        RET
0700      L52READ: ;Warten, bis ein Zeichen empfangen und es dann lesen
0700 3098FD    JNB    RI $         ; Warten, bis Zeichen empfangen
0703 C298      CLR    RI          ; Empfangsflag löschen
0705 E599      MOV    A, SBUF     ; Zeichen lesen
0707 22        RET
0708      L52AUSG: ;Ausgabe des in A übergebenen Zeichens auf die serielle Schnittstelle
0708 3099FD    JNB    TI $         ; Warten, bis der Sendepuffer leer ist
070B C299      CLR    TI          ; Sendeflag löschen
070D F599      MOV    SBUF, A     ; Zeichen in den Sendepuffer schreiben
070F 22        RET
0710      L52INIT: ;Initialisierung der seriellen Schnittstelle für Daten, Ein und Ausgabe
0710 759850    MOV    SCON,#50H   ; Mode 1, (8Bit Daten) Receive Enable
0713 758920    MOV    TMOD,#20H  ; Timer 0 keine Funktion
                                ; Timer 1 Mode 2 C/T =0, Gate =0
0716 758700    MOV    PCON, #00H ; SMOD =0, Teiler /2
0719 758DFD    MOV    TH1,#100H-3 ; Nachladewert 3 = 11,0592 MHz/12/16/2/
                                ; 9600 Baud
071C D28E      SETB  TR1         ; Timer starten (TCON)
071E D299      SETB  TI          ; Sendeflag setzen, damit die Datenausgabe
                                ; beginnen kann
0720 22        RET

```

sen bzw. Ausgeben von 8 Zeichen von bzw. zur seriellen Schnittstelle, das Lesen bzw. Schreiben der ersten 8 Bytes des EEPROMs, das Empfangen bzw. Senden eines Zeichens sowie die Initialisierung der seriellen Schnittstelle.

6.10.4.5 Multimaster-Zugriff

Abbildung 160 zeigt das Programm 53, welches permanent die ersten 8 Zeichen des EEPROMs ausliest. Durch die Multimasterfähigkeit der I²C-Treiber erlauben diese den quasi gleichzeitigen Zugriff auf ein EEPROM. Hardwaremäßig sind dazu 2 Mikrocontroller-Platinen erforderlich, von denen auf nur einer das EEPROM bestückt ist. Von der zweiten Platine werden die Masse, SDA- und SCL-Steuerleitungen mit den entsprechenden Pins des EEPROMs verbunden. Somit erhält man einen Bus, an dem 2 Mikrocontroller und 1 EEPROM angeschlossen sind. Abschließend kann an eine der beiden Schaltungen ein PC mit einem Terminalprogramm angeschlossen werden.

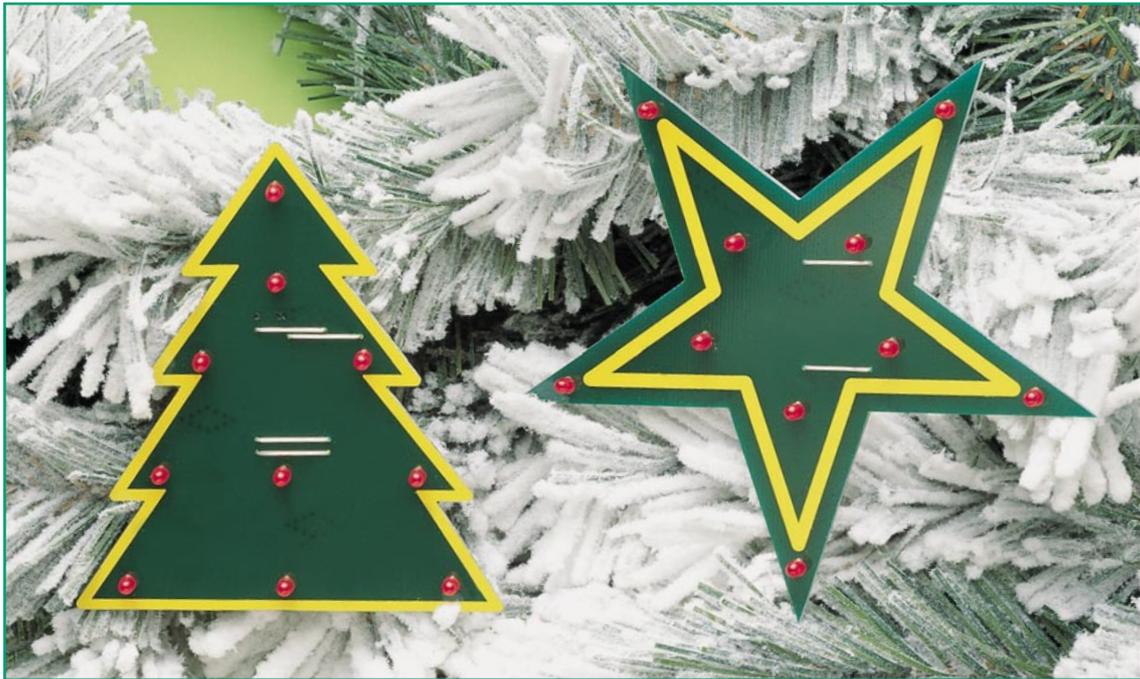
Nach dem Einstellen des Programmes 53 an den Drehschalter und Einschalten der Versorgungsspannungen versuchen beide Mikrocontroller auf das gemeinsame EEPROM zuzugreifen. Für jedes erfolgreiche und nicht erfolgreiche Auslesen des EEPROMs wird jeweils eine der Zählvariablen ZHL1 bzw. ZHL2 um 1 heruntergezählt. Sobald eine Variable bei 0 angelangt ist, werden bei erfolgreichem Zugriff die 8 Byte ausgegeben bzw. bei nicht erfolgreichem Zugriff ein „-“-Zeichen über die serielle Schnittstelle ausgegeben. Dadurch läßt sich die Ausgaberate um den Faktor 100 verlangsamen, wodurch ein langsamerer und übersichtlicher Bildschirm Aufbau gewährleistet ist.

Im Verhältnis zu den erfolgreichen Zugriffen ist die Anzahl der nicht erfolgreichen Zugriffe, die mit einem „-“-Zeichen quittiert werden, relativ hoch. Dieses liegt unter anderem daran, daß während der Belegung des Busses durch den anderen Master relativ viele kurze erfolglose Zugriffsversuche stattfinden. Bedingt dadurch, daß beide Prozessoren asynchron auf den Bus zugreifen, ist die Anzahl der Fehlversuche recht unterschiedlich.

Das in Abbildung 160 dargestellte Testprogramm benutzt die bereits in Abbildung 161 beschriebenen Unterprogramme von dem Testprogramm 52.

Im 21. Teil der Mikrocontroller-Grundlagen-Serie beschreiben wir universelle Routinen, die es ermöglichen, beliebige I²C-Bausteine vom PC aus über die Grundschaltung anzusteuern. 

Bild 160: Zeigt die zum Testprogramm 52 (Abbildung 159) gehörenden Unterprogramme



SMD-Weihnachtsbeleuchtung

Liegt es für uns als Elektroniker nicht nahe, einen unserem Hobby gemäßen Beitrag zur stimmungsvollen Weihnachtsatmosphäre in der Familie zu leisten? Lassen Sie uns unsere kleine Weihnachtsbeleuchtungsvariation als diesen Beitrag sehen - ohne großen Aufwand werden damit interessante Lichteffekte erzielt.

Allgemeines

Die Leiterplatte der Weihnachtsbeleuchtung wurde in zwei Standard-Weihnachts-Silhouetten gestaltet. So ist sowohl ein Weihnachtsstern als auch ein stilisierter Tannenbaum verfügbar.

Ein solch blinkendes Objekt ist in der Advents- und Weihnachtszeit ein interessanter Blickfang in jedem Fenster.

Dazu tut der originelle Blinkrhythmus der Leuchtdioden das Seinige, denn wir wären schlechte Elektroniker, wenn wir nicht mit den legitimen Möglichkeiten der Technik spielen würden.

Aufgrund des einfachen, überschaubaren Aufbaus ist die Weihnachtsbaumbeleuchtung auch ein geeignetes Projekt für den Einstieg von Kindern und Jugendlichen in die SMD-Technik.

Schaltung

Die Schaltung der Weihnachtsbeleuchtung besteht einerseits durch die geringe

Anzahl an Bauelementen und andererseits durch die Vielfalt der Möglichkeiten dieses einfachen Schaltungsaufbaus.

Kernstück der Schaltung ist der 14stufige CMOS-Binärzähler CD4060 (IC 1), der neben der eigentlichen Zählerlogik zwei

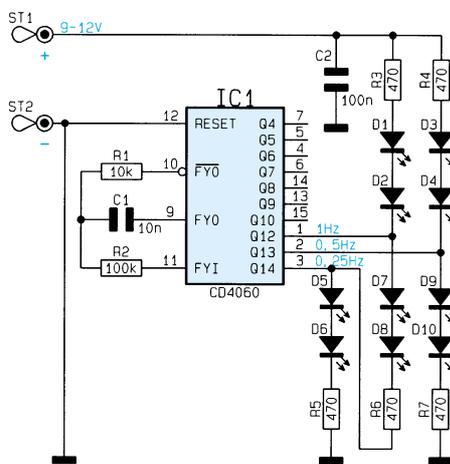


Bild 1: Schaltbild der SMD-Weihnachtsbeleuchtung

NAND-Gatter enthält, mit denen sich hervorragend ein interner Taktoszillator realisieren läßt.

Die frequenzbestimmenden Bauelemente R 1, R 2 und C 1 werden extern an die Pins 9, 10 und 11 angeschlossen. Die Dimensionierung dieser Bauelemente ist in der vorliegenden Schaltung auf eine Taktfrequenz von ca. 4 kHz ausgelegt. Diese Taktfrequenz wird durch den intern am Ausgang des Taktoszillators liegenden Binärteiler soweit heruntergeteilt, daß am Pin 1, dem Ausgang Q 12 also, eine Blinkfrequenz von 1 Hz ansteht (Oszillatorfrequenz, geteilt durch 2^{12}).

Die Ausgänge des Binärzählers sind in der Lage, LEDs mit entsprechenden Vorwiderständen (diese dienen zur Strombegrenzung) direkt zu treiben. Dabei sind die LEDs an die Ausgänge Q 12 bis Q 14 angeschlossen.

Die paarweise zusammengeschalteten LEDs sind so an die Zählerausgänge geschaltet, daß sich möglichst viele Blinkkombinationen ergeben. So leuchten z. B. D 7 und D 8 nur dann, wenn der Ausgang

Stückliste: SMD-Weihnachtsstern

Widerstände:

| | |
|-----------------|-------|
| 10kΩ/SMD | R1 |
| 100kΩ/SMD | R2 |
| 470Ω/SMD | R3-R7 |

Kondensatoren:

| | |
|-----------------|----|
| 10nF/SMD | C1 |
| 100nF/SMD | C2 |

Halbleiter:

| | |
|---------------------|--------|
| CD4060/SMD | IC1 |
| LED, 3mm, rot | D1-D10 |

Sonstiges:

| | |
|------------------------------------|----------|
| Lötstifte mit Lötöse | ST1, ST2 |
| 8cm Schaltdraht, blank, versilbert | |

Q 12 High-Pegel und der Ausgang Q 14 Low-Pegel führt. Die so entstehenden Blinkkombinationen erlauben zusammen mit der Verteilung der LEDs auf der Leiterplatte die interessantesten Abläufe der Blinkreihenfolge für den Betrachter, der den Ablauf erst bei längerer Betrachtung als systematisch erkennen wird.

Die Spannungsversorgung erfolgt über die beiden Lötstifte ST 1 (+) und ST 2 (-) mit einer Spannung zwischen 9V und 12 V.

Nachbau

Der Aufbau der Schaltung erfolgt wahlweise auf einer Platine in Sternform oder Tannenbaumform. Dabei werden die Ansteuerschaltung direkt in SMD-Technik auf der Leiterseite untergebracht und die Anzeige-LEDs auf der dekorativen Vorderseite der Platine. Somit ist die Platine direkt ohne weiteres Gehäuse z. B. im Fenster aufzuhängen.

Die Bestückung wird anhand der Stückliste und des Bestückungsplans durchgeführt. Dabei geht man bei der Bestückung der SMD-Bauteile wie folgt vor:

Das Bauelement wird zunächst nur an einem Pin bzw. einer Seite angelötet, dann die Lage und die Ausrichtung nochmals kontrolliert und ggf. korrigiert, und erst dann werden die restlichen Bauelementeanschlüsse bzw. Pins angelötet. Setzen Sie dabei eine möglichst feine Lötspitze und wenn vorhanden, SMD-Lötendraht ein und dosieren Sie das Lötzinn sparsam, aber so, daß der SMD-Anschluß sicher mit der Leiterbahn verbunden ist. Das Lötzinn muß den Anschluß auf der Lötfläche umhüllen.

Die Lötstifte sind ebenfalls von der Bestückungsseite her einzuführen und einzulöten. Eventuell überstehende Enden auf

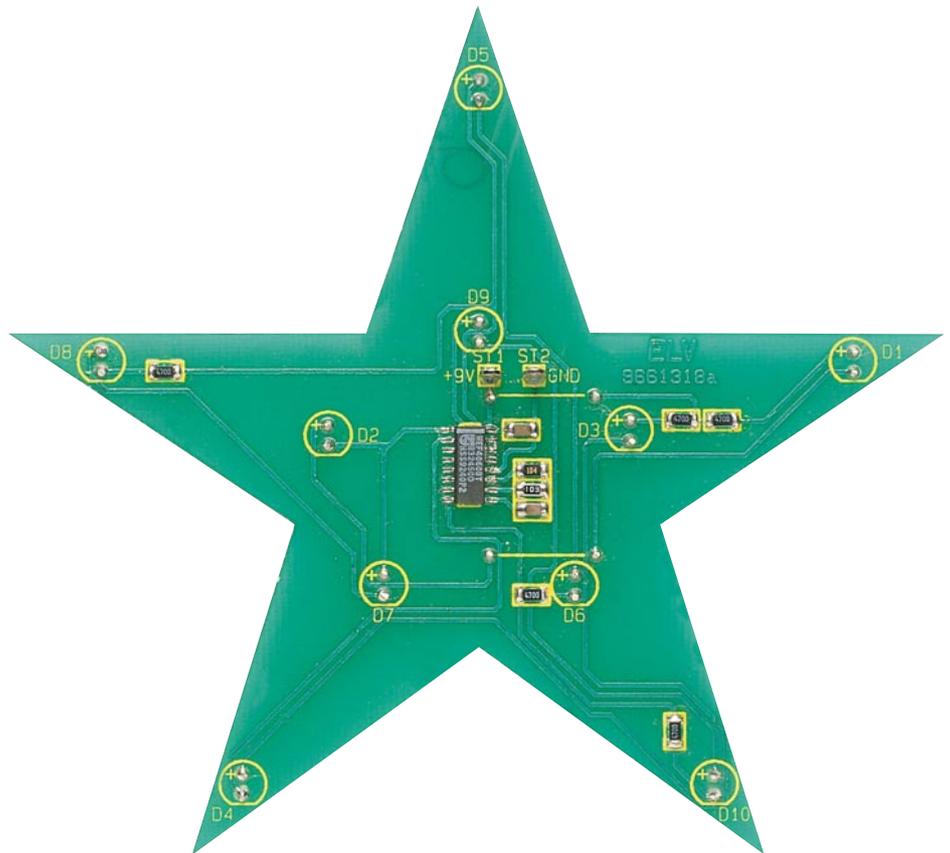
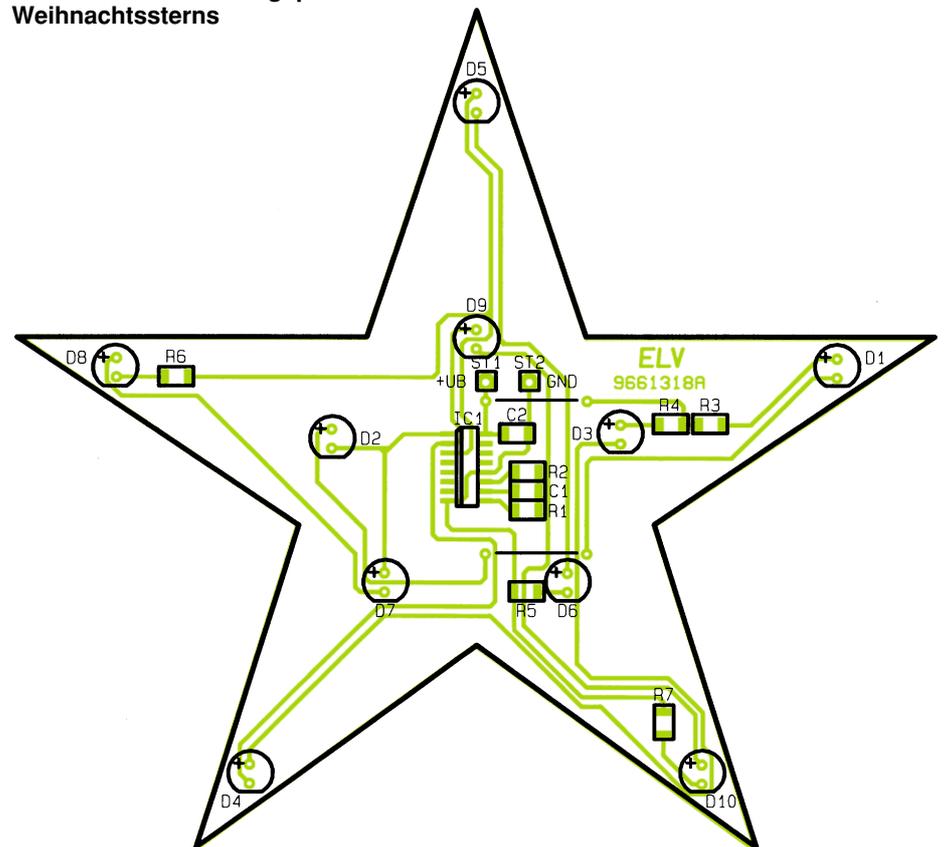


Bild oben: Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte

Bild unten: Bestückungsplan des Weihnachtssterns



Stückliste: SMD-Weihnachtsbaum

Widerstände:

- 10kΩ/SMD R1
- 100kΩ/SMD R2
- 470Ω/SMD R3-R7

Kondensatoren:

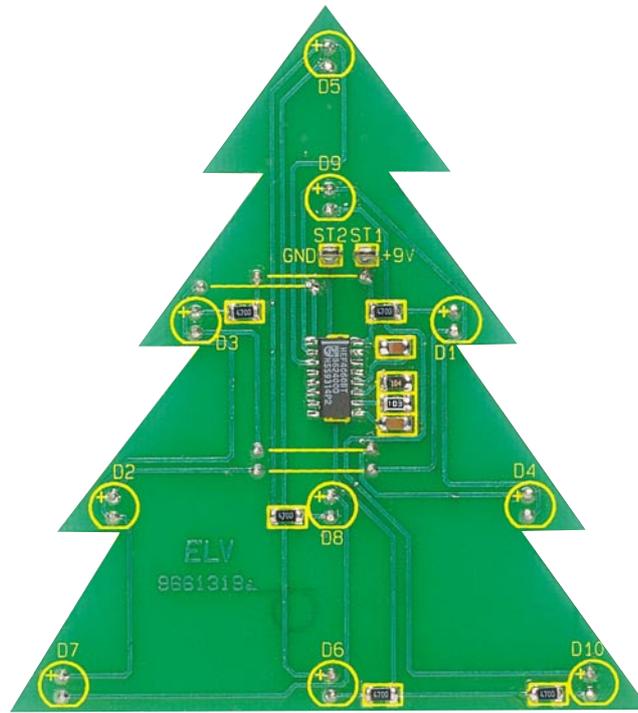
- 10nF/SMD C1
- 100nF/SMD C2

Halbleiter:

- CD4060/SMD IC1
- LED, 3mm, rot D1-D10

Sonstiges:

- Lötstifte mit Lötöse ST1, ST2
- 14cm Schaltdraht, blank, versilbert



Fertig bestückte Platine des SMD-Weihnachtsbaums

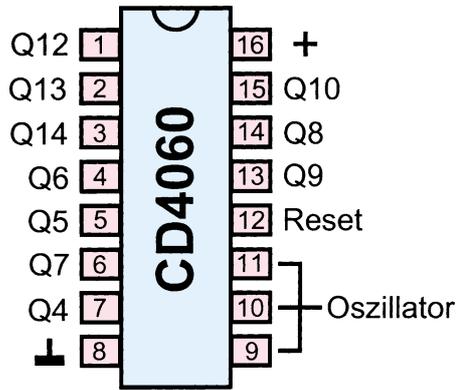


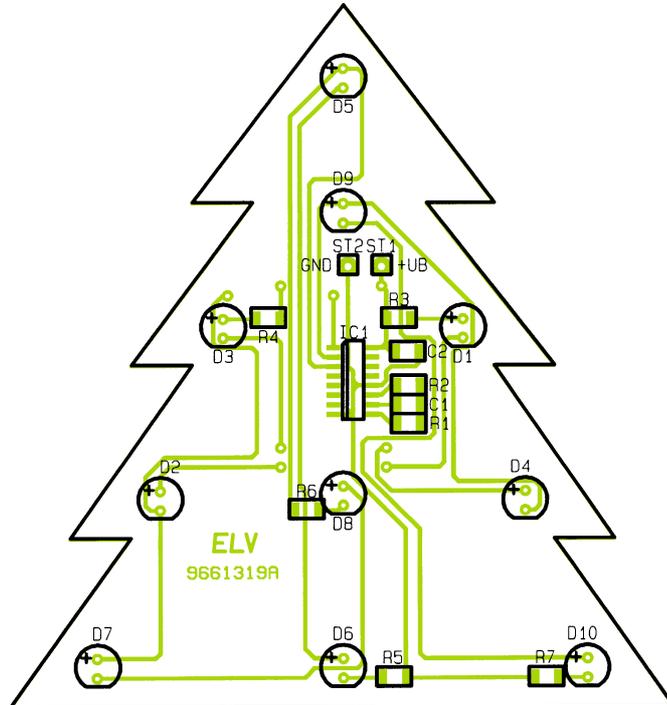
Bild 2: Anschlußbild von IC 1

der Vorderseite der Leiterplatte sind sorgfältig und glatt mit einem Seitenschneider abzuschneiden.

Zum Schluß erfolgt die Bestückung der Leuchtdioden gemäß dem jeweiligen Bestückungsplan von der Vorderseite der Leiterplatte her. Führen Sie dabei die LEDs so weit ein, daß die LED-Körper direkt auf der Leiterplatte aufliegen bzw. alle den gleichen Abstand zur Leiterplatte aufweisen. Das Verlöten der Anschlüsse geschieht nach nochmaliger Kontrolle der polrichtigen Bestückung auf der Bestückungs-(Rück-)seite.

Nachdem alle Bauteile bestückt sind und diese Bestückung noch einmal sorgfältig auf Fehler überprüft wurde, kann die erste Erprobung des Gerätes erfolgen. Dazu wird an die Lötstifte ST 1 (+) und ST 2 (-) die Versorgungsspannung, die zwischen 9 V und 12 V liegen darf, angeschlossen.

Dies kann zunächst mit einer 9V-Blockbatterie durchgeführt werden. Im Dauerbetrieb sollte jedoch ein Netzgerät, etwa ein Steckernetzteil, Einsatz finden, da die



Bestückungsplan des Weihnachtsbaums

gesamte Schaltung im Betrieb eine Stromaufnahme von etwa 25 mA hat, die eine Batterie bereits nach wenigen Stunden entlädt.

Nach Anschluß der Versorgungsspannung müssen nun die LEDs paarweise in der beschriebenen Weise aufleuchten, und die Schaltung ist betriebsbereit. **ELV**

Moderne Oszilloskop-Meßtechnik Teil 15

Aktuelle Entwicklungen aus dem Bereich der Digital-Speicheroszilloskope beschreibt der abschließende Teil dieser Artikelserie.

11. Moderne Digital-Oszilloskope

Über viele Jahre hinweg hatten Analog- und Digital-Oszilloskope eigene typspezifische Einsatzbereiche. Ein wichtiger Trend in der Meßindustrie zeigte sich seit Anfang der 90er Jahre durch die zunehmende Verbreitung von Digital-Oszilloskopen.

Als Hauptursache sind einige markante Vorteile von Digital-Oszilloskopen gegenüber Analog-Oszilloskopen zu nennen, insbesondere die Speicherfähigkeit. Immer schnellere Abtastsysteme in Verbindung mit leistungsfähiger Mikroprozessortechnik ermöglichen mittlerweile die Meßwertdarstellung in Echtzeit bis zur vollen Analog-Bandbreite mit den zusätzlichen Vorteilen komplexer Triggermöglichkeiten, automatischer Messung, Signalspeicherung und vielfältigen Möglichkeiten der Signalanalyse. Daß darüber hinaus Digital-Geräte in das Preisniveau günstiger Analog-Oszilloskope vordringen, trägt ein übriges zur Verbreitung der Digital-Oszilloskope bei.

Zudem ist die Bedienoberfläche heutiger Digital-Oszilloskope den Analog-Geräten angepaßt, d. h. es befinden sich die gleichen Einstellknöpfe auf der Frontplatte, was den Umstieg vom Analog- zum Digital-Gerät wesentlich vereinfacht. Abbildung 1 zeigt die Frontplatte eines modernen Digital-Oszilloskops von Tektronix (TDS 220).

11.1 Bandbreite von Digital-Oszilloskopen

Welche Bandbreite ist erforderlich? Oftmals wird diese Entscheidung von zwei Kriterien beeinflußt: Ein Oszilloskop mit zu geringer Bandbreite kann hochfrequente Signale nicht mit der gewünschten Genauigkeit darstellen und liefert bei Amplituden- und Zeit-Intervallmessungen fehlerhafte Ergebnisse. Auf der anderen Seite stehen die hohen Anschaffungskosten eines Oszilloskopes mit hoher Bandbreite. Die optimale Bandbreite für die Bedürfnisse des jeweiligen Anwenders ergeben sich aus der Charakteristik der zu messenden Signale und der geforderten Genauigkeit.

Nachfolgend sind einige Entscheidungshilfen aufgeführt:

Bei Digital-Oszilloskopen sind die Parameter Analogbandbreite und Abtastrate getrennt voneinander zu betrachten. Die Analogbandbreite entspricht der Bandbreite des Y-Abschwächers bzw. -Verstärkers, d.h. der Bandbreite, bis das Meßsignal auf den A/D-Umsetzer gelangt. Diese Bandbreite kann mit der eines herkömmlichen Analog-Oszilloskopes verglichen werden. Als zweites muß die Abtastrate betrachtet werden. Die Abtastrate legt fest, wieviele Abtastwerte pro Sekunde aus dem am A/D-Umsetzer anliegenden Meßsignal gewonnen werden.

11.2 Analogbandbreite

Oszilloskope werden im allgemeinen zur Messung komplexer Signale verwendet, die außer der Grundschwingung weitere, höherfrequente Signalanteile beinhalten können. So kann für die korrekte Darstellung eines Rechtecksignals z.B. die Oberschwingung mit der 10fachen Grundfrequenz noch signifikant sein.

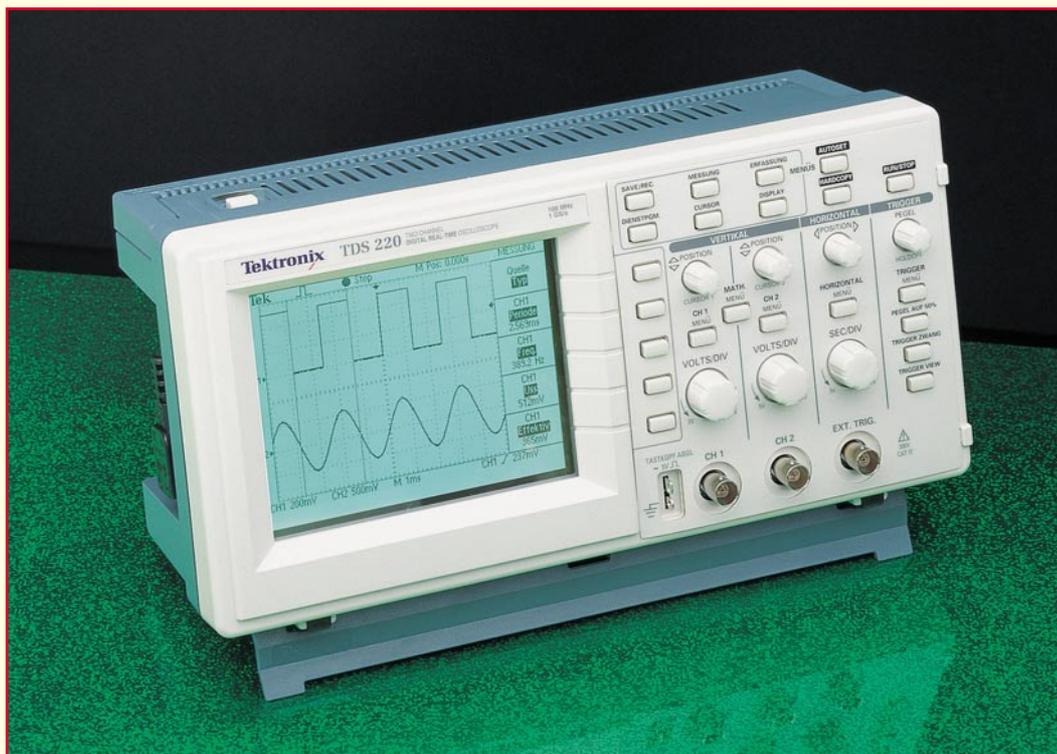


Bild 1: Frontplatte eines modernen Digital-Oszilloskops von Tektronix mit Analog-Geräten nachempfunderer Bedienoberfläche

Erfahrungen aus der Praxis haben gezeigt, daß die Analogbandbreite mindestens das Dreifache der Grundfrequenz des "schnellsten" zu messenden Signals betragen sollte, damit die Signalform nicht allzu stark verfälscht wird.

korrekte Signalform: $B_{\text{Oszilloskop}} > 3 \times B_{\text{Signal}}$

Wird das Oszilloskop für die Messung von Signalamplituden eingesetzt, sollte die Bandbreite mindestens das 10fache der Frequenz der höchsten Signalkomponente betragen.

Amplitudenmessungen:
 $B_{\text{Oszilloskop}} > 10 \times B_{\text{Signal}}$

11.3 Abtastrate

Die Analogbandbreite und die Abtastrate stellen die wichtigsten Leistungsmerkmale eines Digital-Oszilloskopes dar. Weiterhin ist es für die Einschätzung der Leistungsfähigkeit eines Digital-Oszilloskopes wichtig zu wissen, mit welchem Abtast-Verfahren das Gerät arbeitet. Es sind grundsätzlich zwei Verfahren zu unterscheiden: Echtzeit-Abtastung und Repetitiv-Abtastung.

Bei der Echtzeit-Abtastung werden sämtliche Abtastwerte während einer einzigen Triggerperiode erfaßt. Einmalige Signale („Single Shot“) sind ausschließlich mit dem Echtzeit-Sampling erfaßbar, da alle nötigen Signal-Abtastwerte von diesem einmaligen Signal abgeleitet werden müssen. Um auch schnelle Signale, wie z.B. Glitches oder Spikes, korrekt erfassen zu können, muß die Abtastrate hoch genug sein. Oszilloskope, die ausschließlich mit diesem Signalerfassungsverfahren arbeiten, besitzen hohe Echtzeit-Abtastraten von beispielsweise 2GS/s und mehr. Um Signalflanken deutlich darstellen zu können, gilt als Richtwert, daß auf eine Signalflanke mindestens 2 Abtastwerte fallen sollten. Das bedeutet:

$$\text{Abtastfrequenz} > \frac{2}{\text{Signalanstiegszeit}}$$

Zwischen den einzelnen Abtastpunkten wird der Kurvenverlauf rekonstruiert. Dies kann auf verschiedene Interpolationsarten geschehen: Für die Echtzeitabtastung eines Sinussignals mit vernünftiger Darstellung gilt:

| Abtastfrequenz | Interpolationsart Signalfrequenz |
|----------------|--|
| > 25 | keine Interpolation, nur Punkte |
| > 10 | lineare Interpolation (Punkte durch Geraden verbunden) |
| > 2,5 | Sinusinterpolation |

Die theoretische Grenze liegt im Abtasttheorem von Shannon begründet, das für das Verhältnis Abtastfrequenz/Signalfrequenz einen Faktor > 2 erfordert.

Das Repetitiv-Abtast-Verfahren erfaßt die Abtastwerte während mehrerer Triggerperioden und ist somit nur für die Darstellung periodischer Signale geeignet. Die Meßkurve wird anschließend aus diesen Abtastwerten zusammengesetzt. Mit Hilfe dieses Verfahrens sind speziell periodische Signale sehr gut erfaßbar, auch wenn die Echtzeit-Abtastrate nicht besonders hoch ist. Für die Erfassung von „Single-Shot“-Signalen ist dieses Verfahren nicht geeignet. Das Repetitiv-Abtast-Verfahren teilt sich in zwei Methoden auf:

Random-Abtastung: In dieser Betriebsart wird das Eingangssignal über mehrere Triggerperioden hinweg mit einer konstanten Abtastrate digitalisiert. Für jeden Abtastpunkt wird nicht nur der Amplitudenwert, sondern auch der zeitliche Abstand zum Triggerpunkt gemessen. Diese Zeitabstände sind zufällig verteilt, woher die Bezeichnung „Random“ rührt. Bei der Signalrekonstruktion werden diese Datenpunkte anhand der gemessenen Zeitabstände in die richtige Reihenfolge gebracht. Mit Hilfe der Random-Abtastung können auch Signalabschnitte aus dem Zeitraum vor der Triggerung erfaßt werden (Pretrigger). Bild 2 zeigt die zufällige Verteilung der Abtastwerte.

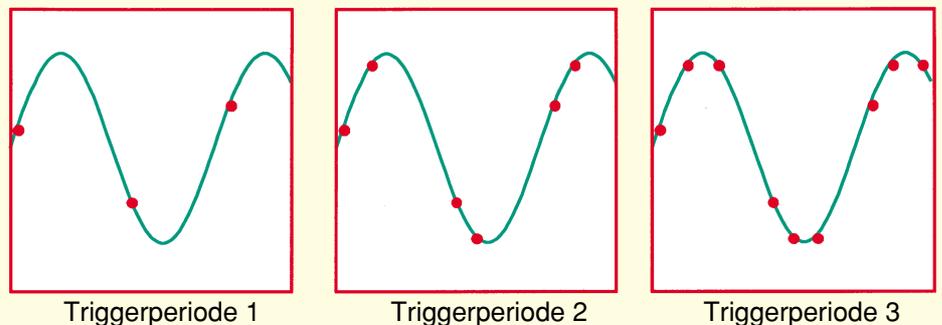


Bild 2: Zufällige Verteilung der Abtastwerte bei der Random-Abtastung

Sequentielle-Abtastung: Die meisten Digitaloszilloskope mit extrem hoher Bandbreite arbeiten mit sequenziellem Abtasten. In jeder Triggerperiode wird nur ein

einziges Abtastwert erfaßt. Während der ersten Triggerperiode wird der Abtastwert zum Triggerzeitpunkt gewonnen. In den darauffolgenden Triggerperioden wird der Abtastzeitpunkt gegenüber dem Triggerzeitpunkt um ein kleines Zeitintervall verschoben. Ist eine ausreichende Anzahl von Abtastwerten vorhanden, erfolgt die Signalkonstruktion. Der wesentliche Unterschied zur Random-Abtastung besteht darin, daß alle Abtastwerte nach dem Triggerzeitpunkt erfaßt werden, d. h. es ist keine Pretriggerung möglich. In Abbildung 3 ist die sequentielle Folge der Abtastwerte zu erkennen.

11.4 Signalspeichertiefe von Digital-Oszilloskopen

Ein weiteres wichtiges Kriterium bei der Auswahl eines Digital-Speicheroszilloskopes ist die Signalspeichertiefe, d. h. wieviel Abtastwerte im internen Speicher abgelegt werden können. Rein technisch betrachtet gilt: je mehr Speicher, desto besser. Allerdings ist eine höhere Speichertiefe auch immer mit erhöhtem Kostenaufwand verbunden. Es ist daher sorgfältig zu überlegen, welche Signale mit dem Oszilloskop erfaßt werden sollen und welche Speichertiefe benötigt wird, um die erforderliche Zeitauflösung und Aufzeichnungslänge zu erreichen.

Die Angabe der Abtastrate eines Digital-Oszilloskopes bezieht sich üblicherweise

auf den schnellsten Zeitablenkungskoeffizienten. Wird eine langsamere Zeitablenkung eingestellt, reduziert sich normalerweise die Abtastrate automatisch so weit,

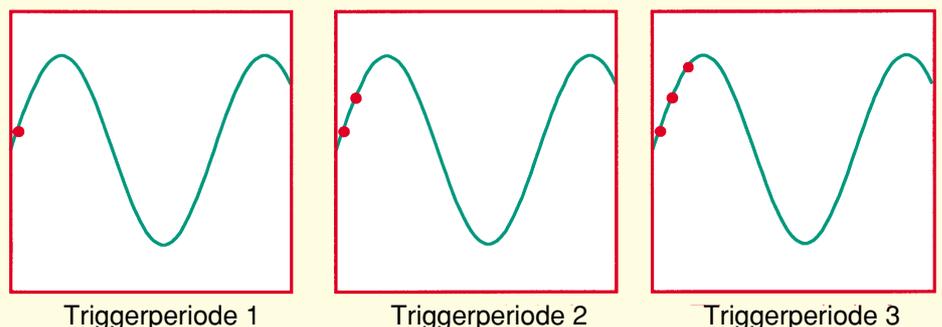


Bild 3: Entnahme der Abtastwerte bei sequentieller Abtastung

daß der erfaßte Signalausschnitt in den Speicher paßt und diesen komplett ausfüllt.

Angenommen ein Oszilloskop besitzt eine Speichertiefe von 2000 Abtastwerten. Um den Speicher zu füllen, müssen 2000 Abtastwerte entnommen werden. Wählt man eine Zeitablenkung von 10ms/Div, beträgt die Aufzeichnungslänge 100ms. In diesem Fall wird das Signal in Abständen von 100ms/2000 = 50µs abgetastet, was einer Abtastrate von 20kS/s entspricht. Dadurch beeinflußt die Speichertiefe indirekt die „Single-Shot“-Bandbreite. Je größer die Speichertiefe, desto höher ist die zeitliche Auflösung und desto genauer die Signalabbildung.

11.5 Vorteile digitaler Speicheroszilloskope

Digital-Oszilloskope bieten wesentliche Vorteile, einige spezifische Vorteile sind nachfolgend genannt und näher erläutert.

Erfassung nicht periodischer Signale

Vielfach wird die Meinung vertreten, daß ein Analog-Gerät exakt das anzeigt, was wirklich vorhanden ist. Dabei ist es möglich, daß ein Analoggerät gerade die Signalereignisse, die für die Fehlerdiagnose von größter Bedeutung sind, überhaupt nicht erfaßt. Wenn es darum geht, sporadische Störimpulse oder nichtperiodische Signalereignisse zu erfassen, gibt es kaum eine Alternative zum Digital-Oszilloskop.

Flimmerfreie Signaldarstellung

Analog-Oszilloskope besitzen die Eigenschaft, daß das Bild bei langsamen Zeit-

basiseinstellungen flimmert und bei schnellen Zeitkoeffizienten die Bildhelligkeit abnimmt. Eine steile Signalflanke, die auf einem Digitaloszilloskop deutlich sichtbar ist, kann auf einem Analoggerät fast unsichtbar sein.

11.6 Erweiterte Meßmöglichkeiten

Aufgrund der digitalen Meßwerterfassung werden spezielle Meß-, Analyse- und Triggerfunktionen ermöglicht:

- Pretrigger-Funktion. Diese Funktion ermöglicht die Signalbeurteilung vor dem eigentlichen Triggerereignis. So kann beispielsweise auf eine Fehlererscheinung getriggert werden. Anschließend ist die detaillierte Beurteilung der Vorgeschichte und somit die Fehlerdiagnose möglich.
- automatische Messungen: Im allgemeinen bieten die Digitalspeicheroszilloskope ein ganzes Menü von automatischen Messungen. Ein oder mehrere Signalparameter werden parallel zum Meßsignal auf dem Bildschirm angezeigt. Typische Parameter sind:
 - Periodendauer
 - Frequenz
 - positive und negative Pulsbreite
 - Anstiegs- und Abfallzeit
 - Tastverhältnis
 - Messung der Länge eines Burstpaketes
 - positives u. negatives Überschwingen
 - Maximal- und Minimalwert
 - Spitze-Spitze-Wert
 - Amplitude
 - arithmetischer Mittelwert des Signals
 - arithmetischer Mittelwert einer Periode
 - Effektivwert des Signals

- Effektivwert einer Periode

- Cursormessungen: Bestimmung von Zeit- und Spannungsdifferenzen
- Autoset: automatische Einstellung der Parameter Y, X, Triggerung
- mathematische Verknüpfung der Eingangssignale, wie Invertierung, Addition, Subtraktion und Multiplikation. (Durch die Multiplikation von U und I kann auf einfache Weise die Messung der Wirkleistungsaufnahme eines Verbrauchers erfolgen)
- FFT: mit Hilfe der FFT (Fast Fourier Transformation) wird die schnelle Beurteilung des Signalspektrums möglich.
- Verschiedene Abtastmodi, wie normale Abtastung, Hüllkurve, Mittelwertbildung und Spitzenwerterkennung erleichtern die Fehlersuche
- Speicherung von Signalen über einen längeren Zeitraum
- Vergleich von aktuellen Meßsignalen mit vorher abgespeicherten Referenzsignalen durch gleichzeitige Bildschirmdarstellung
- Ausgabe der Meßwerte an Drucker oder PC. Damit können elektronische Labor-Notizbücher erstellt werden.
- Fernsteuerung des Oszilloskopes per PC, systemorientierter Einsatz

Aufgrund der herausragenden Möglichkeiten moderner Digital-Oszilloskope und günstiger Preise steht zu vermuten, daß sich der Siegeszug der Digital-Geräte weiter fortsetzt. **ELV**

Belichtungsvorgang

Zur Erzielung einer optimalen Qualität und Konturenschärfe bei der Herstellung von Leiterplatten mit den ELV-Platinenvorlagen gehen Sie bitte wie folgt vor:

1. Die transparente Platinenvorlage so auf die fotopositiv beschichtete Platine legen, daß die bedruckte Seite zur Leiterplatte hinweist, d. h. die auf der Vorlage aufgedruckte Zahl ist lesbar (nicht seitenverkehrt).
2. Glasscheibe darüberlegen, damit sich ein direkter Kontakt zwischen Platinenvorlage und Leiterplatte ergibt.
3. Belichtungszeit: 3 Minuten (1,5 bis 10 Minuten mit 300Watt-UV-Lampe bei einem Abstand von 30 cm oder mit einem UV-Belichtungsgerät).

Achtung:

Bitte beachten Sie beim Aufbau von Bausätzen die Sicherheits- und VDE-Bestimmungen. Netzspannungen und Spannungen ab 42 V sind lebensgefährlich. Bitte lassen Sie unbedingt die nötige Vorsicht walten und achten Sie sorgfältig darauf, daß spannungsführende Teile absolut berührungssicher sind.

9661315A
I²C-Echtzeituhr-Board

9661318 A
SMD-Weihnachtsstern

9661319A
SMD-Weihnachtsbaum

9661334A
Spike-Generator

9661335AL
Mini-Roulette,
Leiterbahnsseite

9661335AB
Mini-Roulette,
Bestückungsseite

9661336A
Modellbau-Sirenen-
generator

Fernstudium

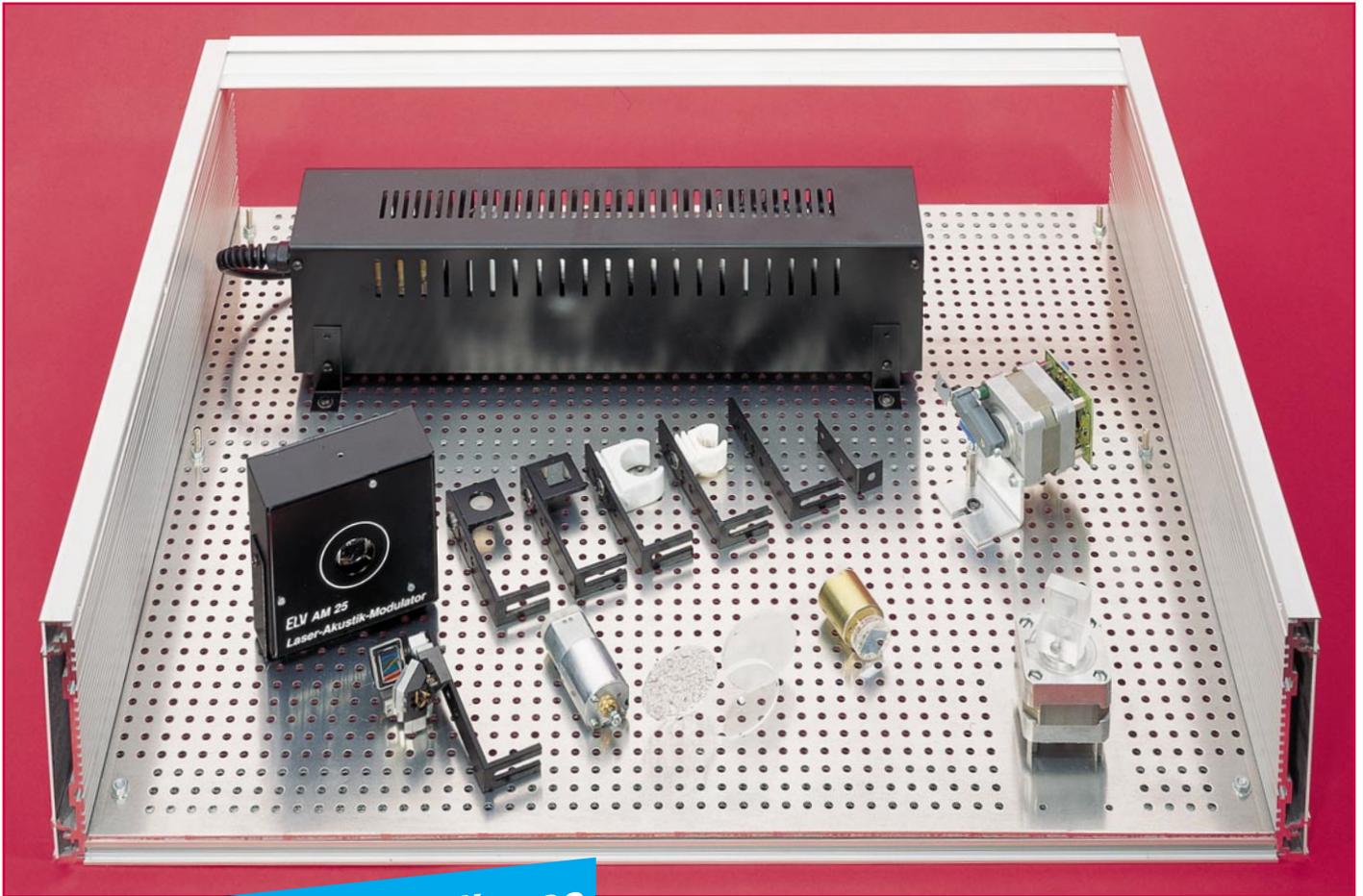
Staatl.
geprüft

**Computer-Techniker
Fernseh-Techniker
Elektronik-Techniker**

Berufe mit Zukunft! Praxisgerechte, kostengünstige und gründliche Ausbildung für jedermann ohne Vorkenntnisse. Teststudium unverbindlich. Info-Mappe kostenlos.

FERNSCHULE WEBER
Abt. 518

D-26192 Großenkneten – PF 21 61
Tel. 04487/263 – Fax 04487/264



Lasershow par excellence

8fach-Laserbank

Teil 3

Den mechanischen Aufbau der neuen ELV-8fach-Laserbank beschreibt der vorliegende Artikel.

Allgemeines

Nachdem wir in den vorangegangenen Artikeln die einzelnen Lichteffekte und deren Ansteuerung kennengelernt haben, soll nun die Beschreibung des mechanischen Aufbaus folgen.

Das Gehäuse für die 8fach-Laserbank basiert auf der neuen ELV-Metallgehäuse-Serie. Hiermit steht ein besonders hochwertiges und solides Metallgehäuse zur Verfügung, dessen vielfältige Montagemöglichkeiten und mechanische Festigkeit gerade bei der 8fach-Laserbank zum Tragen kommen.

So wird in Verbindung mit den großzügig dimensionierten Gehäuseprofilen eine ausgezeichnete mechanische Verwindungssteifigkeit erreicht, was für eine op-

tische Bank mit den Grundabmessungen 550 mm x 443 mm besonders wichtig ist.

Die Möglichkeit, die Bodenplatte des Gehäuses zu entnehmen, gewährleistet einen ungehinderten Zugang zur optischen Bank und zu den Befestigungsschrauben der einzelnen Laser- und Ablenkkomponenten. Somit können Justage- und Montagearbeiten zu jeder Zeit problemlos erfolgen, ohne daß die gesamte Laserbank hierbei demontiert werden muß. Insbesondere können hierdurch auch schnell und ohne großen Aufwand Umbauten und Modifikationen an den einzelnen Lichteffekten vorgenommen werden.

Den Nachbau der 8fach-Laserbank beginnen wir zunächst mit der Vormontage des Gehäuses und dem Einbau der eigentlichen optischen Bank, bestehend aus 3

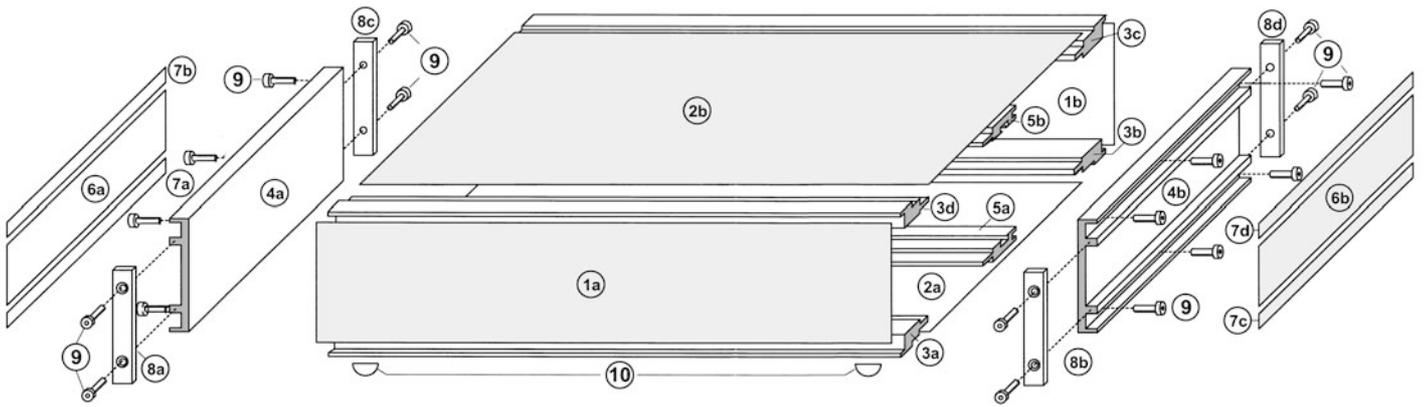


Bild 14: Explosionszeichnung des Laser-Gehäuses

mm starker Aluminium-Grundplatte mit im Raster angeordneten Bohrungen.

Gehäuse - Vormontage

Abbildung 14 zeigt die Explosionszeichnung des Laserbank-Gehäuses. Alle Gehäusekomponenten sind jeweils mit einer Zahl und einem angehängten Buchstaben gekennzeichnet. Gleiche Zahlen zeigen an, daß es sich um identische Gehäusekomponenten handelt, die jeweils auch untereinander tauschbar sind. Die Buchstaben hinter den Zahlen erlauben die genaue Identifikation im Hinblick auf die Nachbaubeschreibung. Ist z. B. von dem Seitenteil 4a die Rede, so ist im vorliegenden Fall das linke Seitenteil (von der Frontseite aus gesehen) des Gehäuses gemeint.

Im ersten Schritt werden nun die Modulschienen 3a und 3d sowie die Tragschiene 5a wie aus Abbildung 14 ersichtlich mit dem Profil-Seitenteil 4a verschraubt. Es ist hier jeweils eine M4 x 30 mm Innensechskantschraube zu verwenden, die von außen durch das Seitenprofil in die vorgesehene Nut der Modul-/Tragschienen eingeschraubt wird.

Die Modulschienen sind jeweils ganz außen am Seitenprofil zu montieren, so daß die profilierte Seite der Schiene nach außen (hier unten) zeigt.

Als dann ist die Tragschiene zu montieren, wobei hier die vierte Bohrung des Seitenprofils 4a, von der Gehäusevorderseite aus gesehen, zu verwenden ist. In die T-Nuten der drei montierten Schienen werden nun jeweils zur Befestigung der Grundplatte drei Sechskantschrauben M4 x 10 mm eingeschoben. Im Anschluß hieran wird die Grundplatte aufgesetzt.

Im Bereich des Mehrfach-Laserstrahl-Umschalters MLU 97 ist das Bohrraster der Grundplatte unterbrochen (dieser Bereich muß sich auf der rechten Vorderseite des Gehäuses befinden).

Zur Befestigung im Bereich der vorderen Modulschiene ist die zweite im Raster liegende Lochreihe zu verwenden, wobei hier jeweils die äußere und die

mittlere Bohrung Verwendung findet.

Zur Verschraubung mit der Tragschiene 5b steht ebenfalls eine im Raster liegende Lochreihe zur Verfügung, wobei hier auch die äußere und die mittig angeordnete Bohrung zu wählen ist.

Für die Verschraubung mit der hinteren Modulschiene sind die drei hier nicht im Lochraster liegenden Bohrungen zu verwenden. Liegt die Grundplatte entsprechend auf den Schienen auf, so folgt auf jedem herausstehenden Schraubengewinde eine 4mm-Zahnscheibe und schließlich eine M4-Mutter.

Nachdem alle Muttern angezogen sind, wird das zweite Seitenteil 4b mit drei M4 x 30mm Innensechskantschrauben angeschraubt.

Zur weiteren Erhöhung der mechanischen Stabilität sollten vor dem jetzt folgenden Einbau der Laserkomponenten die vordere und hintere Modulschiene 3d und 3c eingebaut werden. Die Verschraubung erfolgt auch hier mit M4 x 30mm Innensechskantschrauben.

Was die Auswahl und Montage der verschiedenen Laser- und auch der Effektkomponenten anbelangt, so kann und soll hier keine Empfehlung gegeben werden. Die 8fach-Laserbank ist gerade für die universelle Bestückung mit verschiedensten Komponenten ausgelegt.

Dennoch soll an dieser Stelle ein Vorschlag für die Gestaltung der Laserbank mit 6 verschiedenen Effekten und zwei zusätzlichen Umlenkspiegeln zur Ansteuerung externer Lasereffekte, wie z. B. Spiegelkugel o. ä., beschrieben werden. Die Auswahl der Effekte entspricht dem Inhalt des Komplettbausatzes Laserbank bzw. auch des Fertiggerätes. Hierbei verwenden wir den Spiraloskopeffekt, den Akustik-Modulator AM 25, Liniengitter- und Kreuzgittereffekt, Kathedralglas-Interferenzmuster mit Getriebemotor sowie der XY-Ablenkeinheit (ELV-Scanner).

Die Laser-Signalerzeugung wird anhand der bewährten HeNe-Laser LA 12/LA 230 beschrieben, wobei hier dann ein zusätz-

licher Laserstrahl-Schalter LS 96 erforderlich ist (Blanking-Einheit). Komplettbausatz und Fertiggerät sind an dieser Stelle mit einem 10mW-Halbleiter-Laser ausgestattet.

Vormontage der Laserkomponenten

Vor dem Einbau der Laserkomponenten müssen diese vorbereitet werden, wobei der Akustik-Modulator AM 25, die XY-Ablenkeinheit, der Laserstrahl-Schalter LS 96 sowie der Mehrfach-Laserstrahl-Umschalter MLU 97 einbaufertig verfügbar sind. Neben den genannten Komponenten sind noch 7 Laser-Ablenkspiegel zur festen Strahlumlenkung erforderlich.

Abbildung 15 zeigt einen kompletten Laser-Ablenkspiegel, bestehend aus einem großen Haltewinkel mit angeschraubtem Spiegelträger und aufgeklebtem Oberflächen-Spiegel. Die Vormontage beschränkt sich hier lediglich auf das Anschrauben des Spiegelhalters mit schon aufgeklebtem Oberflächenspiegel an den großen Haltewinkel. Der Spiegelhalter ist hierfür mit einer M4-Gewindebohrung ausgestattet, so daß zur Verschraubung nur eine schwarze M4 x 10mm-Innensechskantschraube mit Linsen Kopf sowie eine M4-Unterlegscheibe erforderlich sind. Hierbei ist die obere

Bild 15: Kompletter Laser-Ablenkspiegel



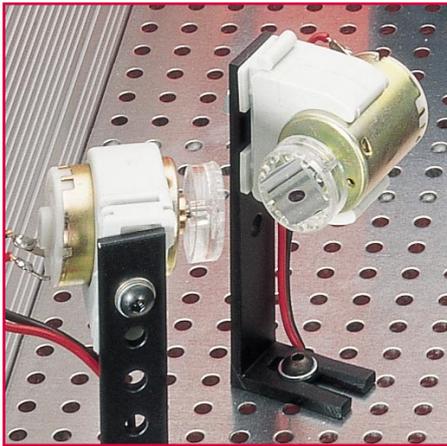


Bild 16: Zwei angeordnete Spiegelmotoren zur Erstellung der Spiegeleffekteinheit

Bohrung des Haltewinkels zu verwenden, wodurch sichergestellt ist, daß sich der Spiegelmittelpunkt genau auf 65 mm Höhe - ein Maß, das auch bei allen anderen Laser-Komponenten einzuhalten ist.

Die Spiraloskop-Effekteinheit besteht aus zwei entsprechend angeordneten Spiegelmotoren, wie in Abbildung 16 gezeigt. Der Spiegelmotor wird fertig mit aufgepreßtem Vario-Spiegelhalter und eingeklebtem Laser-Oberflächenspiegel geliefert, so daß sich die Vormontage hier lediglich auf das Montieren des Motors an dem großen Haltewinkel beschränkt. Zur Montage wird zuerst der PG16-Kunststoffhalter mit einer M4 x 12mm-Innensechskant-Linsenkopfschraube, Unterlegscheibe und Mutter am Haltewinkel angeschraubt. Es ist hier wiederum die obere Bohrung des Haltewinkels zu verwenden, wobei sich die Mutter auf der Innenseite des Kunststoffhalters befindet.

Alternativ zu dieser Befestigungslösung könnte auch die entsprechende Bohrung des Haltewinkels auf 5,2 mm aufgebohrt und eine M5-Schraube durch den Haltewinkel in das vorgesehene Gewinde der PG-Schelle eingeschraubt werden. Da jedoch für alle Lasereffekte und auch für die Halbleiter-Laser dieser Haltewinkel Verwendung findet, wird aus Gründen der Kompatibilität hierauf werkseitig verzichtet.

Abschließend nach dem Festziehen der Schraube muß nun noch der Spiegelmotor



Bild 17: Schlierenmuster-Effekteinheit mit zugehöriger Kathedralglas-Scheibe

in den Halter eingeschoben werden.

Abbildung 17 zeigt die Schlierenmuster-Effekteinheit mit der zugehörigen Kathedralglas-Scheibe, die an einem Getriebemotor montiert ist. Auch hier erfolgt die Motorbefestigung mit einer PG-Kunststoffhalterung, wobei aber die zweite Bohrung des Haltewinkels (von oben gesehen) Verwendung findet. Als dann ist der Getriebemotor in die Halterung einzuschieben und die Kathedralglas-Scheibe zwischen zwei M3-Unterlegscheiben liegend auf die Motorhaube aufzustecken und mit einer M3-Mutter festzusetzen.

Abschließend kommen wir zu den festmontierten Linien- und Kreuzgittereffekten. Abbildung 18 zeigt solch einen Lasereffekt. Die Vormontage wird in gleicher Weise wie bei den Ablenkspiegeln durchgeführt, d. h. fertigen Effekthalter einfach mit M4 x 10mm-Innensechskantschraube und Unterlegscheibe an die obere Bohrung des Haltewinkels anschrauben.

Damit ist die Vormontage der Laserumlenk- und Effekteinheiten soweit abgeschlossen. Bevor wir jedoch zu der Bestückung der Laserbank kommen, soll noch kurz auf die Montage des eigentlichen Lasers eingegangen werden.

Prinzipiell können die HeNe-Laser LA 12 oder LA 230 Verwendung finden, oder auch verschiedene Halbleiter-Laser mit Leistungen bis zu 50 mW (Achtung: Sicherheitsvorschriften beachten).

Für die Montage des HeNe-Lasers sind spezielle Haltewinkel vorgesehen, die jeweils unter die unteren Befestigungsschrauben des Lasergehäuses eingelegt und verschraubt werden. Hierbei wird der längere, mit 2 Bohrungen versehene Schenkel an das Lasergehäuse angelegt. Beim Laser LA 230 sind nun die unteren Bohrungen, beim Laser LA 12 die oberen Bohrungen zu verwenden, wodurch der Strahlaustritt jeweils exakt auf 65 mm Höhe liegt.

Die Halbleiter-Laser sind wiederum mit einer PG-Kunststoffschelle an dem Standard-Haltewinkel anzuschrauben, wie beim Spiegelmotor beschrieben. Um den Strahl-

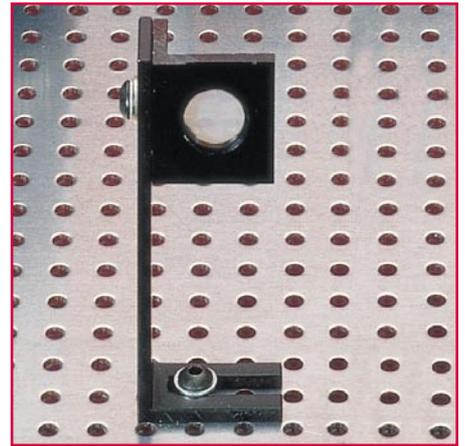


Bild 18: Lasereffekt

austritt auf 65 mm Höhe zu positionieren, ist die obere Bohrung des Haltewinkels zu wählen.

Nachdem alle erforderlichen Komponenten einbaufertig vorliegen, kommen wir zur Bestückung der Laserbank.

Bestückung der Laserbank

Die Positionen der verschiedenen Laserkomponenten gehen aus dem in Abbildung 19 gezeigten Montageplan hervor. Die exakte, millimetergenaue Positionierung ist dabei durch die in der Grundplatte vorhandenen Befestigungsbohrungen vorgegeben. Jede verwendete Bohrung in der Grundplatte ist mit der in der Klammer stehenden Doppelziffer gekennzeichnet (z. B. 17, 21). Hierbei gibt die erste Zahl die Bohrreihe in horizontaler Richtung (x-Achse) und die zweite Zahl die in vertikaler Richtung (y-Achse) liegende Bohrreihe an.

Der „Nullpunkt“ für diese Koordinatenfestlegung ist unten links, d. h. die ganz vorne befindliche linke Ecke der Grundplatte.

Alle Laser- und Effektkomponenten mit Ausnahme des Mehrfach-Laserstrahl-Umschalters MLU 97 werden mit Innensechskant-Linsenkopfschrauben, Unterlegscheiben, Zahnscheiben und Muttern mit der Grundplatte verschraubt. Hierbei liegt die Unterlegscheibe jeweils zwischen dem Schraubkopf und den Effekt- bzw. Laserhaltern. Auf der Unterseite der Grundplatte wird dann jeweils eine Zahnscheibe eingelegt und schließlich die M4-Mutter aufgedreht.

Die Befestigung des Mehrfach-Laserstrahl-Umschalters MLU 97 erfolgt durch separate M3 x 10mm-Zylinderkopfschrauben mit zwischenliegenden M3-Zahnscheiben von der Unterseite der Grundplatte aus.

Ist die Bestückung der Laserbank soweit fortgeschritten, folgt an dieser Stelle die Montage der Steuerplatine mit Verkabelung und Justage der Laserkomponenten. Die ausführliche Beschreibung lesen Sie im vierten Teil dieser Artikelserie. **ELV**

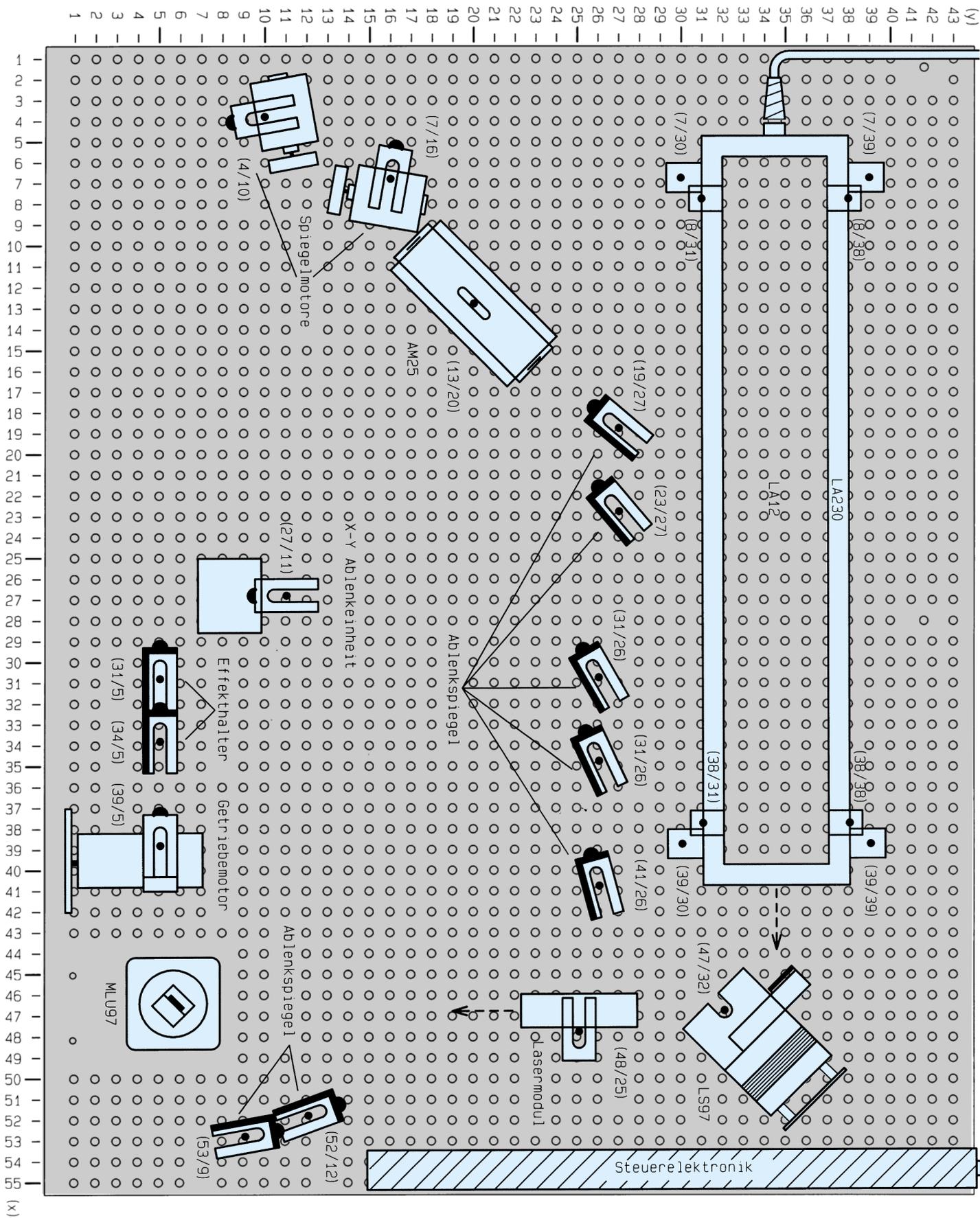


Bild19:Montageplander8fach-Laserbank



Flash-Mikrocontroller-Programmer FP 51

Single-Chip-Mikrocontroller der MCS-51-Familie schnell und einfach „brennen“, ohne zeitraubendes EPROM-Handling (brennen, löschen...) ermöglichen die neuen Flash-Mikrocontroller von ATMEL, unter Einsatz des besonders günstigen Programmers FP 51.

Allgemeines

Mikrocontroller der Serie MCS-51 sind weit verbreitet und finden für zahlreiche Problemlösungen in der Elektronik Anwendung. Trotz ausgefeilter Software-Simulator-Programme ist es in der Programm-entwicklungsphase jedoch oft notwendig, die Programmierung der Mikrocontroller zu ändern. Hierzu sowie zur endgültigen Programmierung benötigen Entwickler ein effektives Werkzeug zum schnellen „Brennen“ der Prozessoren.

Weit verbreitet ist dafür der Einsatz von EPROMs bzw. Prozessoren mit integriertem EPROM, die in zahlreichen Varianten sowohl als OTP-Versionen (einmal programmierbar) als auch mit Quarzfenster zur Löschung verfügbar sind. Sowohl das „Brennen“ des EPROM-Programmspeichers als auch das Löschen ist vergleichsweise zeitaufwendig. Hinzu kommt die Anschaffung entsprechender Programmier- und Löscheräte.

Flash-Controller - blitzartig löschen

Abhilfe können hier Mikrocontroller schaffen, die mit einem Flash-Programmspeicher ausgestattet sind. Merkmal dieser Speicherbausteine ist, daß sie elektrisch

löschar und mehrfach programmierbar sind.

Diese Eigenschaft macht die Controller besonders für die Entwicklung interessant, da der lange Löschvorgang durch das UV-Löschgerät entfällt und sehr schnell eine neue Version der Software in den Controller übertragen und getestet werden kann.

ATMEL bietet solche Flash-Controller in vier verschiedenen Grundtypen an. Durch deren unterschiedliche Leistungsmerkmale ist so für jeden Anwendungsfall der richtige Controller verfügbar.

Das hier vorgestellte PC-Programmiergerät ermöglicht das effektive Programmieren, Löschen und Auslesen dieser Flash-Controller.

Auffallend ist hierbei der geringe Hardwareaufwand zur Realisierung aller Funktionen des Programmiergerätes, was zu einem sehr guten Preis-/Leistungsverhältnis des Programmers geführt hat.

Die Ablaufsteuerung aller Funktionen erfolgt durch einen PC. Dies geschieht über eine komfortable Software, die unter Windows 3.1x/95 lauffähig ist.

Lediglich ein Verbindungskabel zwischen einer freien Parallelschnittstelle des PCs und dem Programmiergerät ist erforderlich, um den Datenaustausch zu gewährleisten. Somit ist kein Eingriff in den Computer notwendig.

Die Stromversorgung des Programmiergerätes übernimmt ein Steckernetzteil.

Die verschiedenen Mikrocontroller

Die vier am häufigsten eingesetzten Flash-Controller sollen mit ihren Leistungsmerkmalen nun näher vorgestellt werden. Die technischen Daten sind dabei in der Tabelle 1 übersichtlich dargestellt.

Die zwei Typen mit der Bezeichnung 89C51 und 89C52 sind in einem 40poligen DIP-Gehäuse untergebracht und pinkompatibel zu den bekannten OTP-Versionen 87C51 und 87C52, deren Anschlußbelegung Abbildung 1 zeigt.

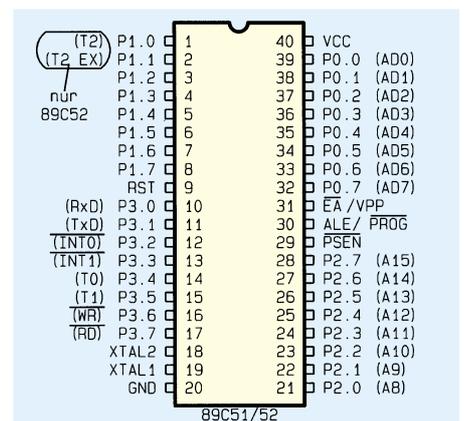


Bild 1: Anschlußbild des 89C51/52

Tabelle 1: Technische Daten der Flash-Mikrocontroller

| | 89C1051-24PC | 89C2052-24PC | 89C51-20PC | 89C52-20PC |
|-----------------------|---------------------|--------------|-------------|-------------|
| Datensicherheit: | mind. 10 Jahre | | | |
| Programmierzyklen: | mind. 1000 | | | |
| Betriebsspannung: | 4 bis 6V | | | |
| Stromsparmodes: | Idle und Power Down | | | |
| Taktfrequenz: | 0 bis 24MHz | 0 bis 24MHz | 0 bis 20MHz | 0 bis 20MHz |
| Programmspeicher: | 1 kByte | 2 kByte | 4 kByte | 8 kByte |
| statisches RAM: | 64 Byte | 128 byte | 128 Byte | 256 Byte |
| Ein-/Ausgabepins: | 15 | 15 | 32 | 32 |
| 16-Bit-Zähler: | 1 | 2 | 2 | 3 |
| prog. serieller Port: | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Interruptquellen: | 3 | 5 | 5 | 8 |
| analoge Komparatoren: | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Sicherheits-Bits: | 2fach | 2fach | 3fach | 3fach |

Die beiden anderen Typen, mit der Bezeichnung 89C1051 und 89C2051, sind besonders für kleinere Projekte interessant. Die Controller befinden sich in einem 20poligen DIP-Gehäuse und benötigen somit sehr wenig Platz auf der Leiterplatte (siehe Abbildung 2). Sie sind befehlskompatibel zum C51-Controller-Standard und können somit ebenso einfach programmiert werden. Als Besonderheit verfügen diese Typen über einen internen Komparator, der zum Beispiel den Aufbau eines AD-Wandlers ermöglicht.

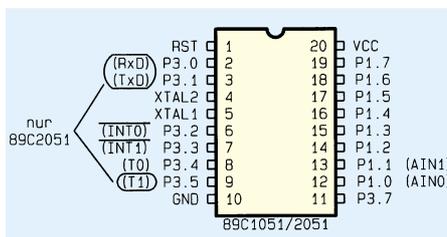


Bild 2: Anschlußbild des 89C1051/2051

Abbildung 3 zeigt, daß dabei die Eingänge P1.0 und P1.1 auf den Komparator geschaltet sind, dessen Ausgang auf den nicht nach außen geführten Port-Pin P3.6 gelegt ist.

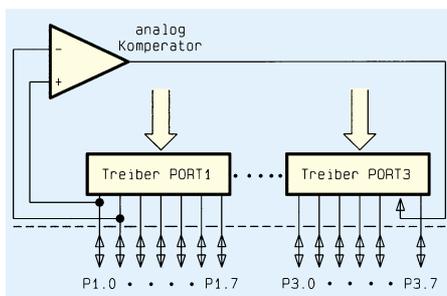


Bild 3: Komparator-Innenschaltung des 89C1051/2052

Wie aus der C51-Controller-Serie bekannt, sind die Port-Pins mit einem internen Pull-Up-Widerstand und einem Transistor, der nach Masse schalten kann, aus-

gestattet, um diese als Ein- oder Ausgänge nutzen zu können. Bei den Pins P1.0 und P1.1 ist darauf zu achten, daß der interne Pull-Up-Widerstand nicht vorhanden ist, damit bei der Nutzung als Komparator keine Belastung der Eingangssignale auftritt. Sollen die Pins als normaler Ein- oder Ausgang dienen, so ist der Widerstand extern zu beschalten.

Schaltung

Das Schaltbild des Flash-Programmers FP 51 ist in den Abbildungen 4 bis 6 in den einzelnen Funktionsbaugruppen Spannungsversorgung, Parallelinterface und Programmiersockelbeschaltung dargestellt.

Abbildung 4 zeigt die Spannungsstabilisierung und den Schaltungsteil zum Schalten der Programmier- und Betriebsspannung für den zu programmierenden Mikrocontroller.

Die unstabilisierte Betriebsspannung gelangt über die Klinkenbuchse ST 1 an die Schaltung und ist über die Sicherung SI 1 gegen einen eventuellen Kurzschluß gesichert. Die Diode D1 schützt das Gerät bei versehentlicher Verpolung der Betriebsspannung. Dann leitet die Diode, was zum Ansprechen der Sicherung führt.

Der Spannungsregler IC 1 übernimmt die Stabilisierung der 12V-Spannung, die als Programmierspannung für die Controller dient. Der Spannungsregler IC 2 stabilisiert die 5V-Betriebsspannung für die Schaltung. Die Kondensatoren C 1 bis C 6 dienen zur Pufferung und Unterdrückung von Schwingneigungen und die Leuchtdiode D 2 signalisiert die Betriebsbereitschaft des Gerätes.

Die Versorgungsspannung für den zu programmierenden Controller wird über den Transistor T 2 vom Typ BC 327 geschaltet, der wiederum von IC 13 über den Transistor T 1 vom Typ BC 548 angesteuert wird. Das Anliegen der Betriebsspan-

nung signalisiert die LED D 4, die darauf hinweist, daß der Controller derzeit nicht aus der Programmierfassung entnommen werden darf.

Der Controller benötigt je nach Typ eine Programmierspannung von 5 V oder 12 V. Diese wird über IC 13 durch die Transistoren T 3 bis T 6 geschaltet.

Abbildung 5 zeigt die Schaltung des Parallel-Interface, das die Verbindung zur PC-Schnittstelle realisiert. Die BUSY-Leitung des PCs wird über das Widerstandsarray R 17 auf High-Potential gezogen, wodurch ein Drucker nachgebildet wird, der nicht bereit ist, Daten zu empfangen.

Damit die Software feststellen kann, ob der Flash-Programmer angeschlossen ist, wird die SLCT-Leitung eingesetzt. Das Signal wird über das Gatter IC 3 D invertiert und über das Gatter IC 5 D auf den ACK-Eingang des PCs zurückgeführt.

Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung erzeugt die Kombination C 7 und R 23 einen negativen Reset-Impuls, der alle Zwischenspeicher löscht und somit das Gerät in den Grundzustand versetzt. Zusätzlich kann der Reset auch durch den PC erzeugt werden, indem dieser die RESET-Leitung nach Masse zieht. Hierdurch liegt am Ausgang des Gatters IC 3 C vom Typ 74HC32 ein High-Signal an, das den Transistor T 7 durchsteuert, der wiederum zieht die CLR-Leitung nach Masse. Trennt man das Programmiergerät vom PC, zieht der Widerstand R 18 gleichzeitig die RESET-Leitung nach Masse, wodurch das Programmiergerät ebenfalls in den Grundzustand versetzt wird.

Die Datenleitungen D 0 bis D 7 des PCs sind über die Schutzwiderstände R 47 bis R 54 geführt, die den nachgeschalteten Treiber IC 4 vom Typ 74HC245 gegen statische Entladungen an den Schnittstellenpins schützen.

Über die STROBE-Leitung, die über das Gatter IC 3 A gepuffert ist, können die Signale der Datenleitungen in das D-Latch IC 7 vom Typ 74HC273, das die Steuersignale des Programmers speichert, übernommen werden.

Die Signale der Pins 2, 5 und 6 sind auf den Adreßdecoder IC 15 vom Typ 74HC138 geschaltet, der je nach anstehender Codierung einen Ausgang aktiviert, der mit den Treibern und Zwischenspeichern verbunden ist.

Durch den Wechsel der AUTOLF-Leitung des PC auf High-Potential wird der Adreßdecoder aktiviert, der den ausgewählten Ausgang nach Low-Potential schaltet. Der angeschlossene Zwischenspeicher übernimmt daraufhin die Daten vom Datenbus.

Die in den Mikrocontroller zu programmierenden Daten werden byteweise parallel an den Controller gelegt. Dazu dient der

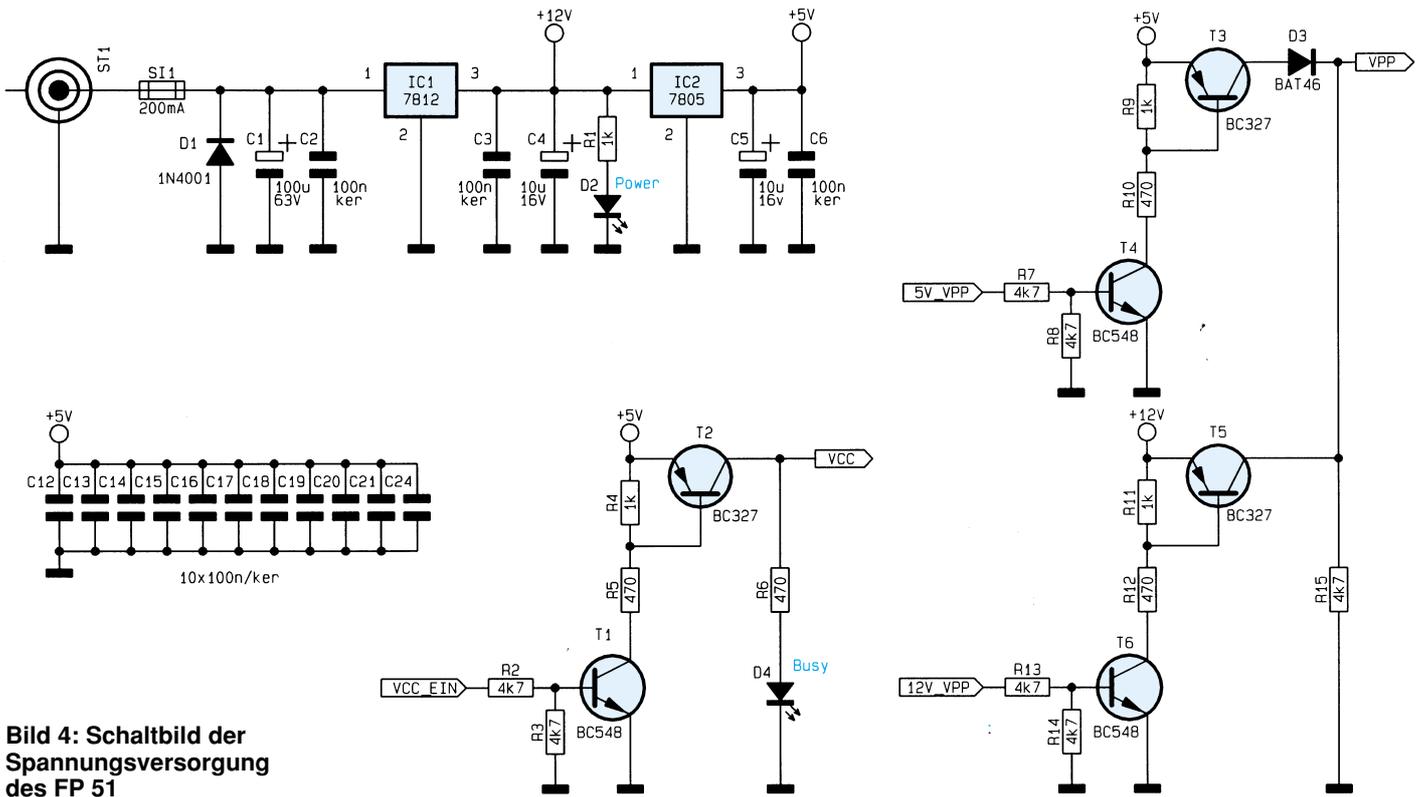


Bild 4: Schaltbild der Spannungsversorgung des FP 51

Zwischenspeicher IC 9 des Typs 74HC574, der über IC 15 getaktet wird und daraufhin das Datenwort übernimmt. Die Freigabe der Treiberausgänge erfolgt über Pin 9 des

IC 7 und das Gatter IC 6 B. Um den Speicherinhalt eines Controllers auslesen zu können, muß das Datenwort vom Mikrocontroller gelesen werden. Dazu sind die Ausgangstreiber des IC 9 zu deaktivieren und über den Treiber IC 8 jeweils 4 Bits auf die Gatter des IC 5 zu schalten. Letztere sind mit den

den. Dazu sind die Ausgangstreiber des IC 9 zu deaktivieren und über den Treiber IC 8 jeweils 4 Bits auf die Gatter des IC 5 zu schalten. Letztere sind mit den

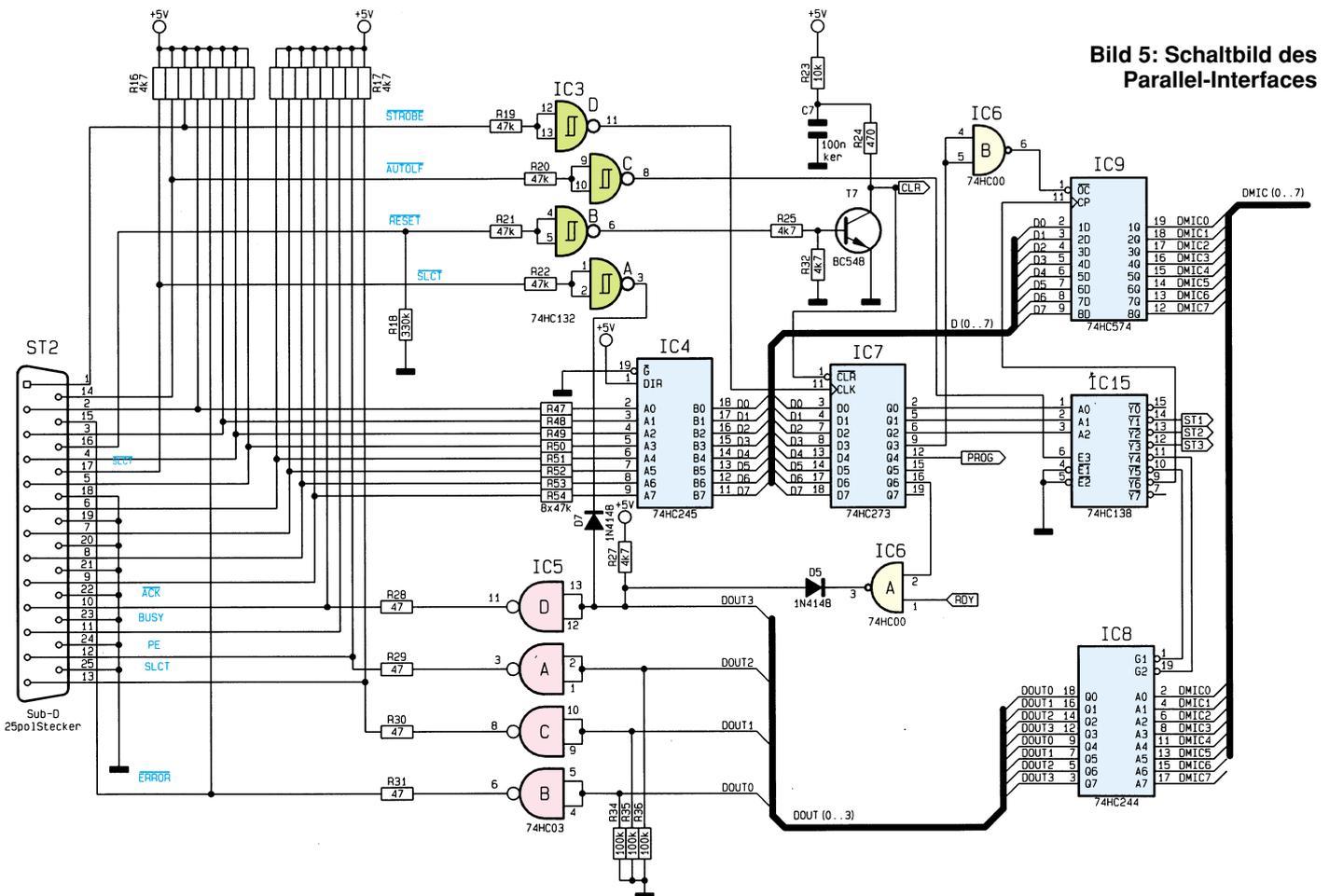


Bild 5: Schaltbild des Parallel-Interfaces

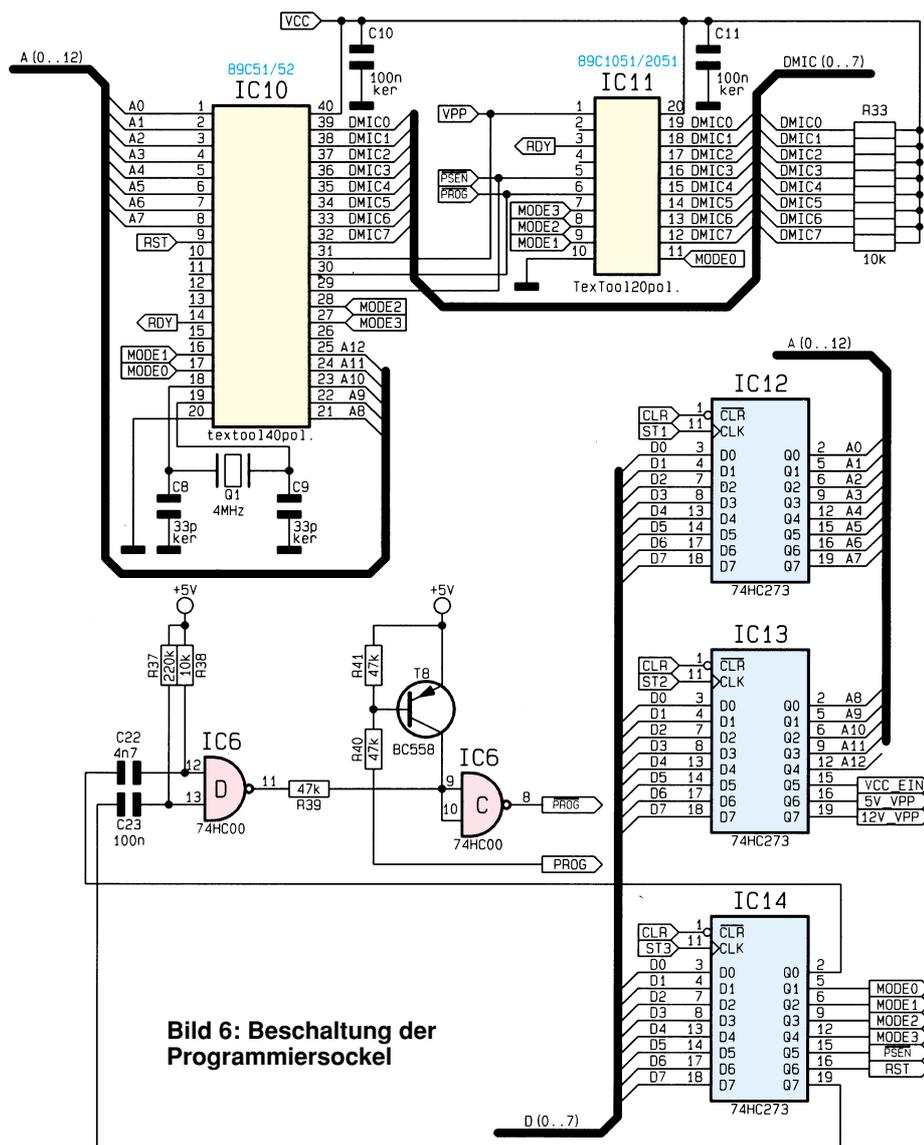


Bild 6: Beschaltung der Programmiersockel

Eingangsleitungen \overline{ACK} , PE, SLCT und ERROR des PCs verbunden. Der PC kann somit durch zwei Lesevorgänge die oberen und unteren 4 Bit jedes Datenwortes einlesen.

Wird ein Byte in einen Mikrocontroller programmiert, so benötigt dieser ca. 2 ms für das Abspeichern. Während dieser Zeit kann der Controller keine weiteren Befehle verarbeiten, und das Programm muß warten.

Dazu legt der zu programmierende Mikrocontroller seine RDY-Leitung auf Low. Diese Information gelangt an das Gatter IC 6 A, das wiederum über den Pin 16 des IC 7 freigeschaltet wird. Über die \overline{ACK} -Leitung kann der PC dann den Zustand der Programmierung überwachen und warten, bis das Byte in den Controller geschrieben ist.

Abbildung 6 zeigt die Beschaltung der Programmiersockel. Bei den 40poligen Mikrocontrollern sind die Adresse der zu programmierenden Speicherstelle und das zu schreibende Byte an den Controller zu legen und dann ein Programmierimpuls zu

generieren. Im Gegensatz dazu werden die 20poligen Controller seriell beschrieben, indem die zu schreibenden Bytes hintereinander an den Controller gelangen und nach dem Programmierimpuls der interne Adreßzähler jeweils um eine Stelle weitergesetzt wird.

Die Zwischenspeicher IC 12 bis IC 14 puffern die Steuersignale und Adreßleitungen.

Die Signale der Leitungen MODE 0 bis MODE 3 bestimmen, ob der Controller gelöscht, ausgelesen, programmiert oder ob die Sicherheitsbits gesetzt werden sollen.

Für das Löschen der Controller ist ein negativer Programmierimpuls von 10 ms erforderlich, und für das Programmieren einer Speicherstelle wird ein Programmierimpuls von 1 bis 100 μ s benötigt.

Da diese Zeiten nicht weit von den Vorgaben abweichen dürfen, werden diese Impulse durch die Hardware erzeugt. Zudem ist es unter Windows kaum möglich, solche Zeiten exakt zu generieren, da aufgrund des Multitaskings Verzögerungen auftreten können.

Die Impulse werden über das Gatter IC 6 D erzeugt, dessen Eingänge mit zwei RC-Gliedern beschaltet sind. Im Ruhezustand führen die Ausgänge Pin 2 und Pin 19 des IC 14 High-Potential. Die Eingänge des IC 6 D liegen ebenfalls auf High-Potential. Durch den nachgeschalteten Inverter IC 6 C gelangt dann das High-Potential an den Controller. Über den Transistor T 8 kann der Eingang des IC 6 C auf „high“ gezogen werden, um so den Ausgang des Gatters auf Low-Potential zu schalten.

Wechselt nun Pin 2 oder Pin 19 des IC 14 auf Low-Potential, so entsteht am Ausgang IC 6 D ein negativer Programmierimpuls mit ca. 10 ms bzw. 47 μ s Dauer, unabhängig davon, wie lange die Leitung des IC 14 auf Low-Potential bleibt.

Software

Die Installation der Windows-Bediensoftware erfolgt menügesteuert, indem das Programm „Install“ auf der Programmdiskette ausgeführt wird. Hierbei ist die Programmgruppe und das Installationsverzeichnis frei wählbar.

Vor dem Start des Programms ist das Programmiergerät zunächst an den PC anzuschließen. Dazu wird das Gerät über eine 25polige 1 : 1-Verbindungsleitung mit einer freien parallelen Schnittstelle des PCs verbunden. Über ein Steckernetzgerät (15 V/200 mA) erfolgt die Spannungsversorgung an ST 1.

Nun startet man das Programm unter Windows 3.x durch einen Doppelklick auf das Programmsymbol oder unter Windows 95 auch über das Startmenü. Es erscheint das Hauptmenü der Bediensoftware (Abbildung 7). Gleichzeitig sucht das Programm an den vorhandenen Schnittstellen automatisch nach dem Flash-Programmer. In der untersten Zeile des Menü-Fensters wird dabei angezeigt, an welchem Port die Software das Programmiergerät gefunden hat.

Die Bedienung des Programms ist durch die übersichtliche Benutzeroberfläche sehr einfach.

Im Bereich „Datei“ läßt sich diejenige Datei auswählen, die in den Mikrocontroller programmiert werden soll. Das Programm kann Binär-Dateien verarbeiten, bietet aber auch die Möglichkeit, eine HEX-Datei auszuwählen, die dann zuvor in eine Binär-Datei umgewandelt und auf der Festplatte abgelegt wird.

Schnelles Vielfach-Programmieren mit History-Funktion

Als Besonderheit bietet das Programm eine History-Funktion, die es ermöglicht, die letzten 16 Dateien wieder auszuwählen. Dies ist besonders zweckmäßig beim

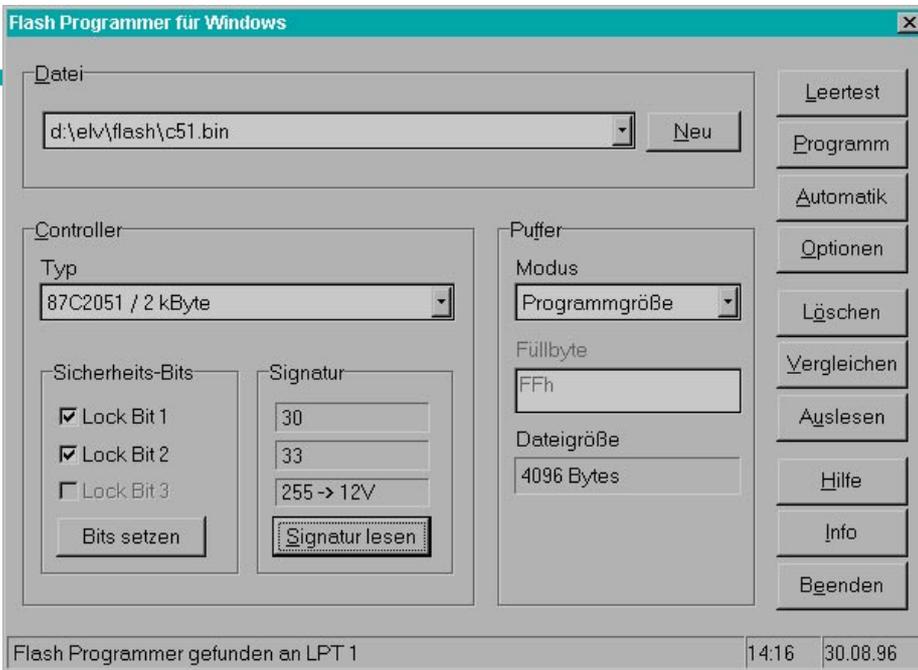


Bild 7: Ansicht des Programm-Fensters

Programmieren mehrerer Controller sowie beim wiederholten Programmieren des gleichen Controllers. Dazu wird der Button rechts im Anzeigenfeld für den Dateinamen mit der Maus betätigt, woraufhin eine Liste mit den zuletzt bearbeiteten Dateien erscheint. Trifft man eine Auswahl, so erfolgt nicht nur das Laden der Datei, sondern auch das Wiederherstellen der dazugehörigen Einstellungen für den Controllertyp usw. Das Programm legt hierzu für jede geöffnete Datei eine Projektdatei an, in der alle Einstellungen gespeichert sind.

Im Feld „Controller“ läßt sich der zu programmierende Controllertyp auswählen, und im Feld „Signature“ kann mit der Funktion „Signature lesen“ die Bauteilkennzeichnung des in der Programmierfassung befindlichen Mikrocontrollers gelesen und angezeigt werden.

Im Bereich „Sicherheits-Bits“ kann man vorgeben, welche Sicherheits-Bits im Controller gesetzt werden sollen, wobei die 20poligen Controller nur über zwei Sicherheits-Bits verfügen. Zu beachten ist hierbei, daß das erste Lock-Bit aktiv sein muß, wenn das zweite Lock-Bit programmiert werden soll. Ebenso müssen die Lock-Bits 1 und 2 aktiv sein, wenn das dritte Lock-Bit gesetzt werden soll.

Die einzelnen Bits haben dabei folgende Bedeutung:

Bei Aktivierung des ersten Sicherheitsbits ist keine weitere Programmierung des Controllers möglich.

Das zweite Sicherheitsbit verhindert das Auslesen des Programmspeichers.

Das Setzen des dritten Sicherheitsbits ist nur bei den 40poligen Versionen möglich und verhindert, daß der Controller mit einem externen Programmspeicher betrieben werden kann.

Durch Ausführen der Funktion „Bits setzen“ werden die angegebenen Bits des

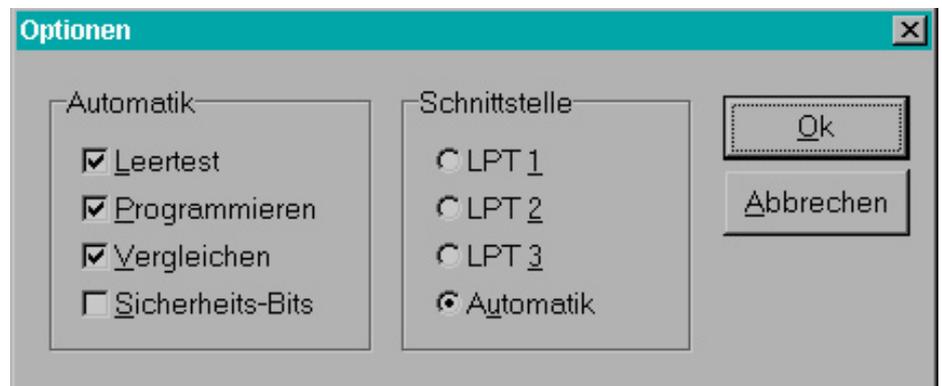
in der Programmierfassung befindlichen Mikrocontrollers programmiert. Die Controller sind jedoch jederzeit wieder löscht und neu programmierbar, gleichgültig, welche Sicherheits-Bits gesetzt sind.

Im Bereich „Puffer“ des Hauptfensters läßt sich auswählen, ob der Programmspeicher des Mikrocontrollers nur bis zur Größe des eigentlichen Programms oder über den gesamten Speicherbereich programmiert werden soll, wobei dann ein Füllbyte für den restlichen Speicherbereich zu definieren ist.

Auf der rechten Seite des Hauptfensters befinden sich die Buttons für die Funktionen, zum Löschen, Programmieren, Vergleichen und Auslesen.

Für die Programmierung von Serien bietet das Programm die Möglichkeit der automatischen Programmierung durch die

Bild 8: Ansicht des Fensters zur Konfiguration der Automatik-Funktion



Funktion „Automatik“. Hierbei lassen sich Leertest, Löschen, Programmieren, Vergleichen und das Setzen von Sicherheits-Bits automatisch ausführen. Welche Funktionen dabei im einzelnen einstellbar sind, zeigt das zugehörige Auswahlfenster, das

PC-Hardware

über die Funktion „Optionen“ zu erreichen ist (Abbildung 8).

Nachbau

Die Schaltung des ELV-Flash-Programmers ist auf einer 82 x 163 mm messenden, doppelseitigen Leiterplatte untergebracht. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes, wobei zunächst die niedrigen, gefolgt von den höheren Bauteilen bestückt, verlötet und die überstehenden Drahtenden abgeschnitten werden. Die LEDs D 2 und D 4 sowie die Programmiersockel IC 10 und IC 11 sind vorerst nicht zu bestücken.

Die Montage des Spannungsreglers IC 1 erfolgt liegend. Er ist mit einer M 3 x 8 mm-Zylinderkopfschraube und einer M 3-Mutter auf der Leiterplatte zu verschrauben.

Sind die Bestückungsarbeiten soweit abgeschlossen, werden die LEDs von der Lötseite aus, mit einem Abstand von 4 mm zur Leiterplatte, bestückt und verlötet.

Nun sind die Programmiersockel ebenfalls von der Lötseite aus einzusetzen und von der Bestückungsseite her zu verlöten. Dazu verwendet man einen 20- und einen 40poligen IC-Sockel und steckt anschließend einen zweiten Sockel zur Vergrößerung der Bauhöhe in den ersten. Soll das Programmiergerät mit TEXTTOOL-Sockel aufgebaut werden, so sind diese direkt auf die Leiterplatte zu setzen und zu verlöten.

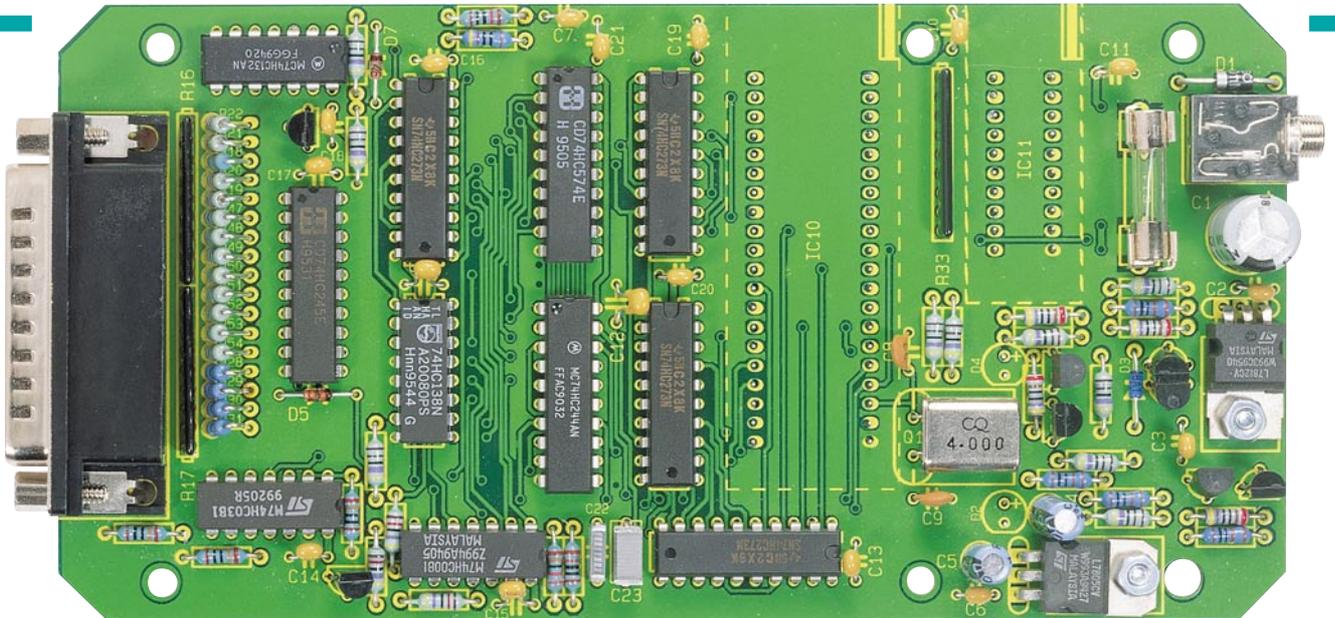
Damit ist der Aufbau bereits abgeschlossen, und es folgt der Einbau in das bearbeitete und bedruckte Gehäuse.

Der fertige Aufbau wird hierzu so in das Gehäuseunterteil eingesetzt, daß die Programmiersockel durch die entsprechenden Öffnungen im Gehäuse ragen. Daraufhin wird die Leiterplatte mit 6 Knippingschrauben (2,2 x 6,5mm) im Gehäuse verschraubt.

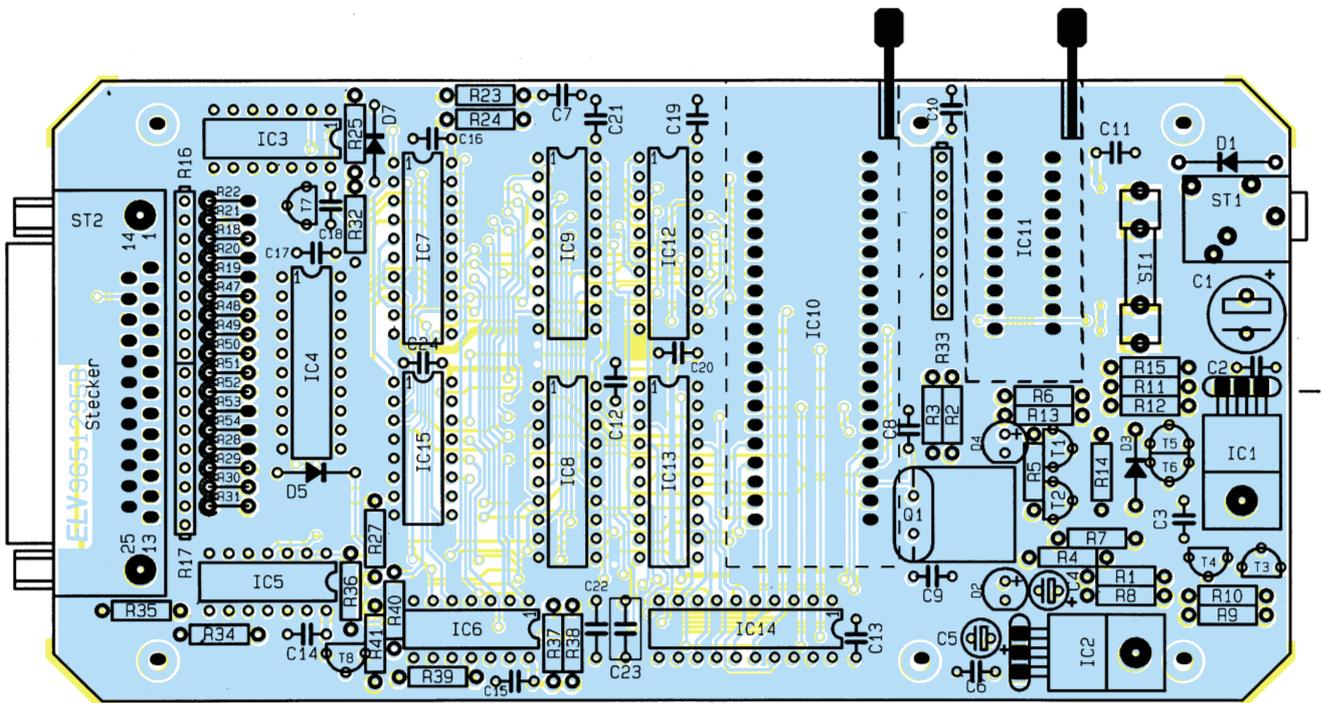
Zum Abschluß ist die zweite Gehäuse-

hälfte aufzusetzen und mit den dazugehörigen Gehäuseschrauben zu verschließen.

Somit ist das Programmiergerät einsatzbereit für das Programmieren, Löschen und Lesen von Flash-Mikrocontrollern.



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte mit zugehörigem Bestückungsplan



Stückliste: Flash-Mikrocontroller-Programmer

Widerstände:

| | |
|--------------------|--|
| 150Ω | R28-R31 |
| 470Ω | R5, R6, R10, R12, R24 |
| 1kΩ | R1, R4, R9, R11 |
| 4,7kΩ | R2, R3, R7, R8, R13, R14, R15, R25, R27, R32 |
| 10kΩ | R23, R38 |
| 47kΩ | R19-R22, R39-R41, R47-R54 |
| 100kΩ | R34-R36 |
| 220kΩ | R37 |
| 330kΩ | R18 |
| Array, 4,7kΩ | R16, R17 |
| Array, 10kΩ | R33 |

Kondensatoren:

| | |
|----------------|--------|
| 33pF/ker | C8, C9 |
| 4,7nF | C22 |
| 100nF | C23 |

| | |
|-----------------|-------------------------|
| 100nF/ker | C2, C3, C6, C7, C10-C21 |
| 10µF/25V | C4, C5 |
| 100µF/63V | C1 |

Halbleiter:

| | |
|---------------|----------------|
| 7812 | IC1 |
| 7805 | IC2 |
| 74HC132 | IC3 |
| 74HC245 | IC4 |
| 74HC03 | IC5 |
| 74HC00 | IC6 |
| 74HC273 | IC7, IC12-IC14 |
| 74HC244 | IC8 |
| 74HC574 | IC9 |
| 74HC138 | IC15 |
| BC548 | T1, T4, T6, T7 |
| BC327 | T2, T3, T5 |
| BC558 | T8 |

| | |
|---------------------|--------|
| 1N4001 | D1 |
| BAT46 | D3 |
| 1N4148 | D5, D7 |
| LED, 3mm, rot | D2, D4 |

Sonstiges:

| | |
|--------------------------------------|-----|
| Quarz, 4MHz | Q1 |
| Klinkenbuchse, 3,5mm, stereo | ST1 |
| SUB-D-Stiftleiste, 25polig | ST2 |
| Sicherung, 200mA, träge | SI1 |
| Platinensicherungshalter (2 Hälften) | |
| 2 Präzisions-IC-Fassung, 20polig | |
| 2 Präzisions-IC-Fassung, 40polig | |
| 2 Zylinderschrauben, M3 x 6mm | |
| 6 Knippingschrauben, 2,2 x 6,5mm | |
| 2 Muttern, M3 | |
| 1 Gehäuse, gebohrt und bedruckt | |



1000MHz-Hochfrequenz-Generator HFG 9000

Im zweiten Teil dieses Artikels beginnen wir mit der ausführlichen Beschreibung der interessanten Schaltungstechnik dieses Signalgenerators.

Schaltung

Einen wesentlichen Teil der Schaltungstechnik nimmt die Signalerzeugung für den weiten Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 1040 MHz ein. Daher wird in diesem Teil des Artikels die Signalerzeugung ausführlich vorgestellt.

Aufgrund des großen Abstimmbereiches in der Frequenz von 10 Dekaden muß die Signalerzeugung entsprechend der zu erzeugenden Frequenz nach zwei verschiedenen Prinzipien aufgebaut werden.

Das Signal im Bereich 10 MHz bis 1040 MHz wird durch LC-Oszillatoren erzeugt, während im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz der Funktionsgenerator-Baustein MAX038 für die Signalerzeugung zuständig ist.

Spannungsgesteuerte LC-Oszillatoren

Durch die spannungsgesteuerten LC-Oszillatoren wird der Frequenzbereich 10 MHz bis 1040 MHz abgedeckt. Da ein HF-VCO im allgemeinen nur über eine Oktave stabil abgestimmt werden kann, müssen 7 Oszillatoren aufgebaut werden, deren Frequenzbereiche aneinander anschließen, um diese 2 Dekaden in der Frequenz abstimmen zu können.

Die Aufteilung der VCOs ergibt sich wie folgt:

| Oszillator | Abstimmbereich |
|------------|--------------------|
| VCO 0 | 10 MHz - 25 MHz |
| VCO 1 | 25 MHz - 55 MHz |
| VCO 2 | 55 MHz - 140 MHz |
| VCO 3 | 140 MHz - 280 MHz |
| VCO 4 | 280 MHz - 500 MHz |
| VCO 5 | 500 MHz - 750 MHz |
| VCO 6 | 750 MHz - 1040 MHz |

In Abbildung 1 sind die realisierten Schaltungen der 7 Oszillatoren dargestellt. Der Transistor Tx0 (wobei 'x' für die Nummer (0...6) des Oszillators steht) dient als aktives Element des jeweiligen Oszillators, in dessen Kollektorkreis ein LC-Parallelschwingkreis als Resonator den „Arbeitswiderstand“ darstellt. Der Transistor Tx1 mit Beschaltung arbeitet als Pufferstufe.

Bei der verwendeten Oszillatorschaltung handelt es sich um eine kapazitive Dreipunktschaltung, die sich auf einen Colpitts-Oszillator zurückführen läßt.

Der Transistor Tx0 arbeitet in Basis-schaltung, die mit ihrem hohen Ausgangswiderstand den Resonanzkreis nur gering bedämpft. Im Kollektorkreis befindet sich der LC-Parallelschwingkreis bestehend aus der Induktivität Lx3, dem Kondensator Cx4 und den Kapazitätsdioden Dx0 und Dx1 (bzw. Dx0...Dx4 in VCO0 sowie VCO1). Der Kondensator Cx3 dient als Rückkoppelkondensator. Er koppelt die Schwingung vom Ausgang phasenrichtig auf den Emitter (= Eingang) zurück, so daß

eine Mittkopplung entsteht. Außerdem entkoppelt Cx3 die Abstimmspannung von der Arbeitspunkteinstellung des Transistors.

Die Abstimmung der VCOs erfolgt über Kapazitätsdioden, die direkt die Schwingkreiskapazität darstellen. Durch Verändern der Sperrspannung an den Dioden (= Abstimmspannung „HF_ABST“) wird die Sperrschichtkapazität variiert und somit die Resonanzfrequenz des Schwingkreises beeinflusst. Der Abstimmspannungsbereich von „HF_ABST“ liegt zwischen 1 V und 28 V, die dazu gehörenden Kapazitätswerte sind von dem verwendeten Kapazitätsdiodentyp abhängig. Die Verwendung verschiedener Diodentypen ist hier notwendig, da jeder Diodentyp eine Eigenresonanzfrequenz besitzt, ab der er nicht mehr als Kapazitätsdiode eingesetzt werden kann.

Das Kapazitätsverhältnis zwischen den Kapazitäten bei 1 V und bei 28 V Abstimmspannung ist für den abstimmbaren Frequenzbereich des Oszillators ausschlaggebend. Durch die Verwendung von Kapazitätsdioden mit einem hyperabrupten Dotierungsprofil, die ein großes Kapazitätsverhältnis besitzen, kann der in dieser Anwendung benötigte große Abstimmbereich erzeugt werden.

Die Oszillatoren im Frequenzbereich 10 MHz - 25 MHz und 25 MHz - 55 MHz besitzen jeweils 4 Kapazitätsdioden, die

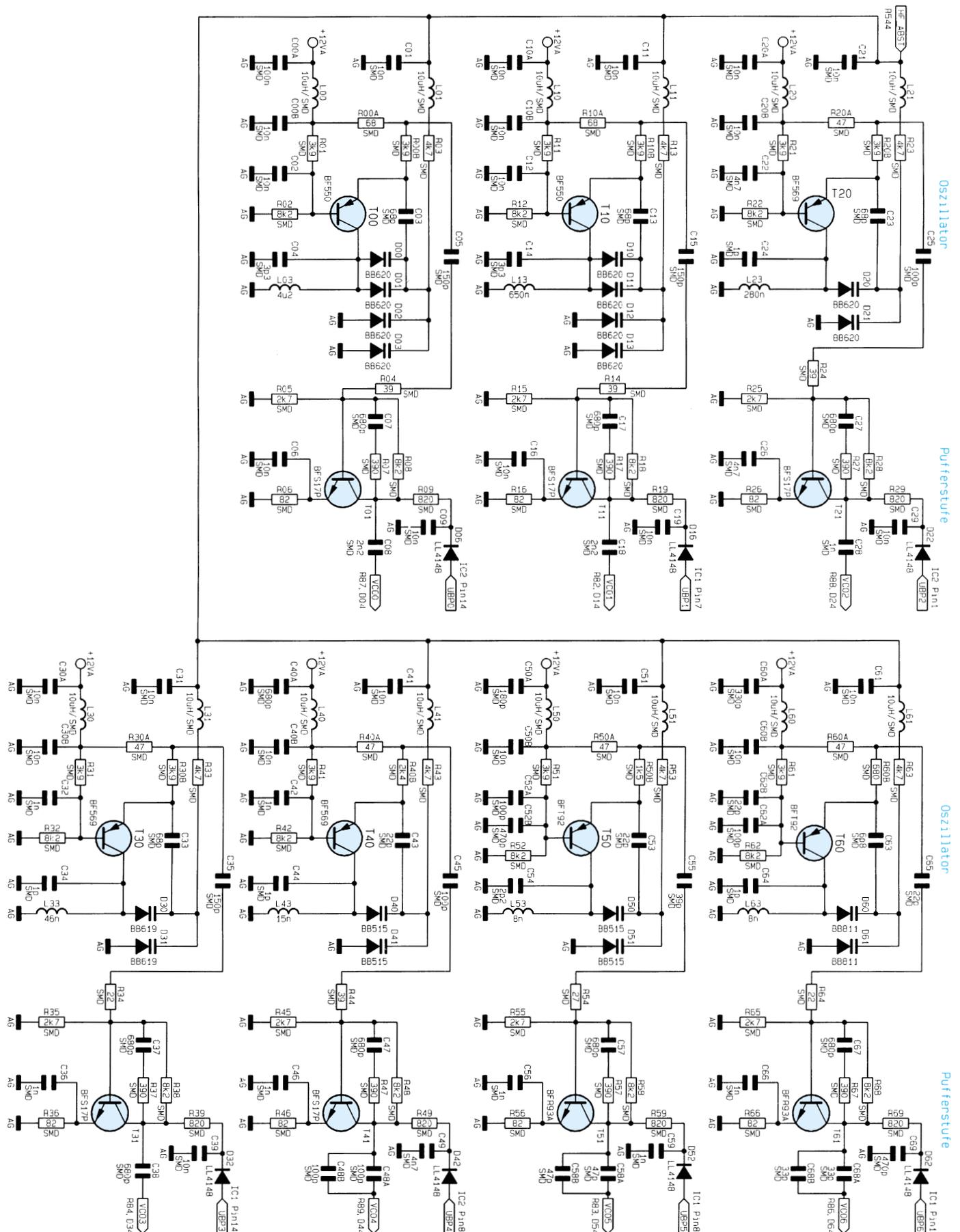


Bild 1: Spannungsgesteuerte LC-Oszillatoren

dafür sorgen, daß die Schwingkreisinduktivität relativ klein bleibt, um deren parasitäre Eigenschaften zu minimieren.

Durch das Parallelschalten des Kondensators C_{x4} zu den Abstimmioden bzw. zur Schwingkreisinduktivität wird der Ab-

stimmereich des Oszillators auf den gewünschten Frequenzbereich eingengt.

Der hier gewählte Aufbau mit PNP-

Transistor und einer positiven Betriebsspannung bietet in dieser Anwendung eine Reihe von Vorteilen, die vor allem die Nachbausicherheit eines Oszillators gewährleisten sollen.

Der Schwingkreis liegt einseitig an Masse, um unkritische Einbauvoraussetzungen für die Induktivität und die Kapazitätsdioden zu erreichen. Die in einigen anderen Oszillatorschaltungen benötigte kritische Kollektordrossel zur Gleichstromversorgung, die oftmals zu Nebenresonanzen führt, wird hier nicht gebraucht. Die Basis- und Emitterspannung werden über die unkritischen Widerstände $R_{x0} \dots R_{x2}$ zugeführt.

Weiterhin sind alle Oszillatoren, wie auch das gesamte HF-Teil des Signalgenerators, in SMD-Technik aufgebaut. Dies bringt in diesem Frequenzbereich bis über 1 GHz große Vorteile durch kurze Signalwege, kleine parasitäre Eigenschaften der Bauteile und kompakten Aufbau mit sich.

Das Schwingverhalten und die Ausgangssignalqualität eines VCO werden u.a. auch von der Ausführung der Auskoppplung des Ausgangssignales bestimmt. So wirkt sich eine ändernde Last am Ausgang eines Oszillators auf Schwingungsamplitude, Oberwellenabstand und Schwingfrequenz aus. Um diese Rückwirkungen auf den Oszillator zu verringern wird eine Pufferstufe eingesetzt. Diese stellt das Oszillatorsignal rückwirkungsfrei an ihrem gut angepaßten Ausgang zur Verfügung.

Die Pufferstufe wird vom Transistor Tx1 mit Beschaltung gebildet. Es werden NPN-Transistoren vom Typ BFS17P und BFR93A eingesetzt. Der BFS17P wird hier in den Oszillatoren bis 500 MHz eingesetzt. Oberhalb dieser Frequenz wird der BFR93A verwendet, da er hier aufgrund seiner höheren Transitfrequenz eine größere Verstärkung bietet.

Das Signal der Oszillatorstufe wird zwischen Rx0A und Rx0B ausgekoppelt und gelangt über das Koppelnetz Cx5 und Rx4 auf den Eingang der Pufferstufe. Die RC-Kombination Cx7 und Rx7 bildet die Wechselspannungsgegenkopplung. Eine Kollektordrossel für die Gleichspannungszuführung kann entfallen, da der Kollektorwiderstand Rx9 mit 820Ω schon eine genügend große Entkopplung bietet.

Die Betriebsspannung der Pufferstufen wird aus der Schaltspannung für den Pin-Dioden-Schalter (SPMT) gewonnen, d.h. die Steuerspannung für die Pin-Dioden ist gleichzeitig die Betriebsspannung („UBPx“) für die Pufferstufe. So ist nur die Pufferstufe des jeweils aktiven Oszillators eingeschaltet. Dies verbessert den Nebenwellenabstand des Generatorkausgangssignales, da die Signalanteile der nicht aktiven Oszillatoren, die aufgrund der nur endlichen Dämpfung des SPMT stark gedämpft

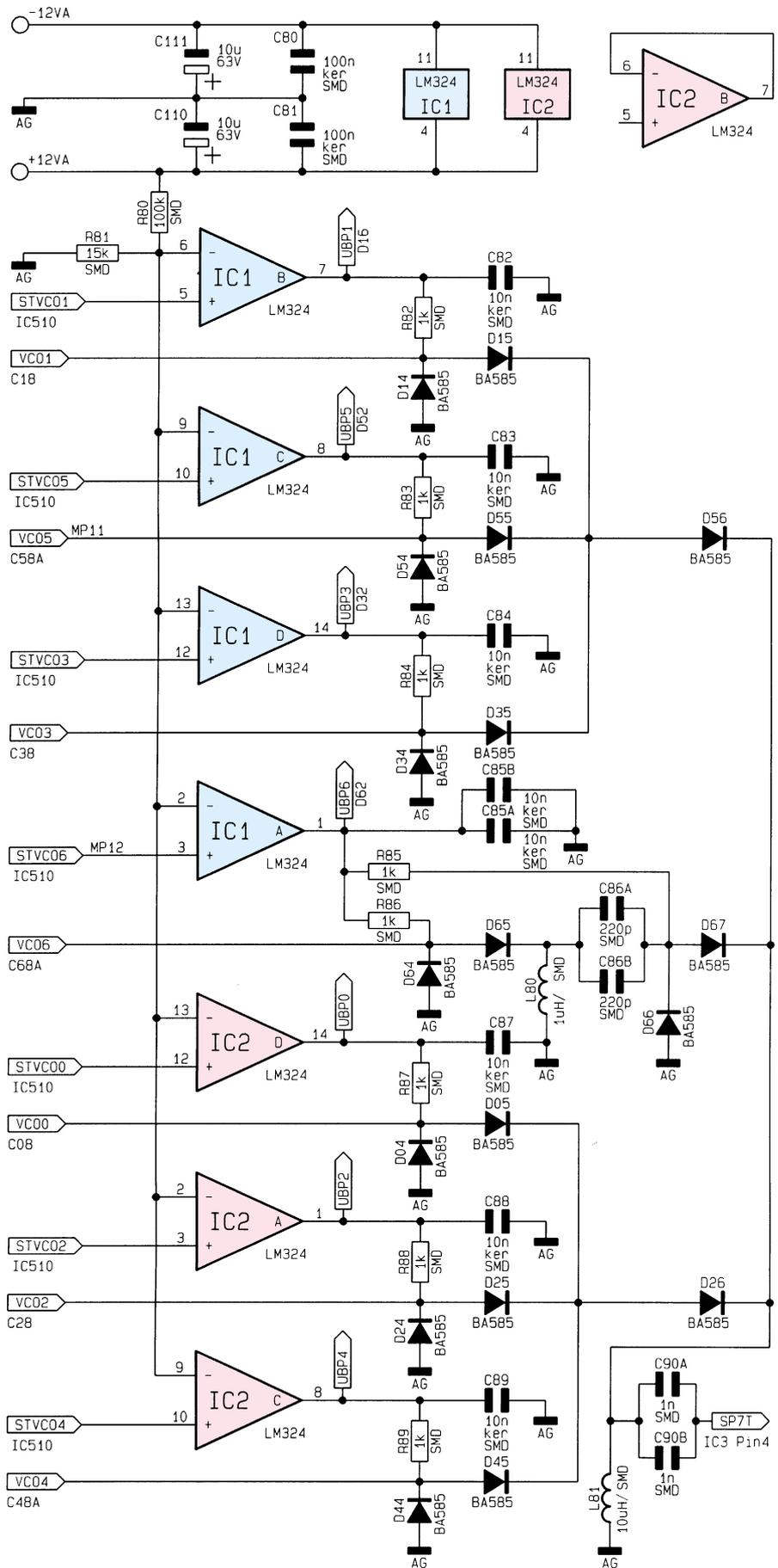


Bild 2: Pin-Dioden Schalter

im Ausgangsspektrum auftauchen, so noch weiter abgesenkt werden. Da die Ausgangsfrequenz eines Oszillators von der Betriebstemperatur abhängig ist, sind alle Oszillatoren immer in Betrieb. Eine Temperaturdrift tritt somit nur während der Aufwärm-

phase, d. h. direkt nach dem Einschalten des Gerätes, auf.

Pin-Dioden-Schalter SPMT

Um die Ausgangssignale der oben beschriebenen 7 VCOs auf eine gemeinsame

Leitung zusammenzuführen, ist ein Hochfrequenz-Umschaltglied SPMT (Single Pole Multi Through) notwendig.

Dieser SPMT schaltet das Ausgangssignal des jeweils aktiven Oszillators auf seinen Ausgang durch. Die Ausgangssignale der nicht aktiven VCOs werden dabei gesperrt.

Die Anforderungen an diesen Umschalter sind eine kleine Durchgangsdämpfung im aktiven Signalweg und eine große Isolationsdämpfung für die nicht aktiven VCO-Ausgangssignale über einen Frequenzbereich von 10 MHz - 1 GHz.

Die schaltungstechnische Realisierung des SPMT ist in Abbildung 2 dargestellt.

Dieses Umschaltglied mit 7 Eingängen und einem Ausgang ist aus der Kombination verschiedener PIN-Dioden Schaltstufen (SPST) aufgebaut.

Die Signalumschaltung erfolgt in zwei Stufen. In der ersten Stufe werden jeweils drei Eingänge des SPMT, d. h. 3 Oszillatoren, zu einer Gruppe zusammengefaßt. Der Eingang für VCO6 wird gesondert bearbeitet, da er die höchsten Signalfrequenzen erhält.

Die Ausgänge der drei Gruppen werden wiederum über entsprechende Schaltglieder zum gemeinsamen Ausgang „SPMT“ zusammengefaßt.

Dieser stufenweise Aufbau ist notwendig, um die Isolationsdämpfung zwischen den Eingängen zu erhöhen und um im Platinen-Layout nur Knotenpunkte zu erhalten, die max. vier Zuführungen besitzen. Ein Sternpunkt mit mehr als vier 50Ω-Streifenleitungszuführungen ist kaum realisierbar.

Da die Isolationsdämpfung eines Pin-Dioden Schalters mit steigender Frequenz kleiner wird, erfolgt die Aufteilung der VCO Ausgänge auf die Eingänge des SPMT entsprechend den Frequenzbereichen der VCOs. So sind die drei VCOs mit den höchsten Signalfrequenzen (VCO4, VCO5, VCO6) jeweils verschiedenen Gruppen zugeordnet. Damit wird erreicht, daß zwischen diesen kritischen Frequenzbereichen immer die Dämpfung von zwei Schaltstufen wirksam ist.

Die Eingänge des SPMT werden mit einer positiven Steuerspannung an „UBPx“ zum Ausgang durchgeschaltet und durch eine negative Spannung gesperrt. Für die Ansteuerung der einzelnen Pin-Dioden Schaltstufen werden die Operationsverstärker IC1A...IC1D und IC2A...IC2D verwendet, die als Komparatoren geschaltet sind. Diese Treiberstufen schaltet der Prozessor über die entsprechenden Steuerleitungen STVCO0...STVCO6.

Im folgenden wird die Wirkungsweise des SPMT anhand eines Schaltbeispiels kurz erläutert. Soll das Signal von VCO3 zum Ausgang durchgeschaltet werden, wird

der Prozessor die Steuerspannung STVCO3 auf „high“ legen. Der Komparator IC 1 D nimmt am Ausgang auch den High-Zustand an. Dadurch schaltet über R 84 ein DC-Steuerstrom von ca. 10 mA die Pin-Dioden D 35 und D 56 durch. Die Pin-Diode D 34 wird in Sperrichtung vorgespannt, da sich aufgrund der Flußspannung von D 35 und D 56 an deren Kathode eine Spannung von ca. 0,8 V einstellt. Dies verkleinert die parasitäre Kapazität der Diode D 34 und somit auch die Durchgangsdämpfung dieser Schaltstufe bei hohen Frequenzen. Der Signalweg vom Eingang „VCO3“ zum Ausgang „SPMT“ ist für das HF-Signal niederohmig. Es wirkt nur die Einfügungsdämpfung der Schaltstufen D 34, D 35 und D 56.

Außerdem versorgt der Komparator IC 1 D über „UBP3“ den Pufferverstärker von VCO3 mit Betriebsspannung, so daß das Oszillatorsignal auch am Eingang „VCO3“ ansteht.

Alle anderen Eingänge des SPMT sind in diesem Zustand gesperrt, und die Pufferstufen der nicht benötigten Oszillatoren sind abgeschaltet. Dazu legt der Prozessor deren Steuerleitungen auf „low“. Die entsprechenden Komparatorausgänge wechseln auch in den Low-Zustand, d. h. an den Ausgängen liegt eine Spannung von ca. -10 V an. Dadurch werden die nach Masse geschalteten Pin-Dioden Dx4 in den nicht aktiven Signalwegen durchgesteuert, während die Dioden Dx5 für die HF gesperrt sind.

So ist z. B. der Eingang „VCO2“ über D24 HF-mäßig nach Masse kurzgeschlossen, während die gesperrten Pin-Dioden D 25 und hier zusätzlich D 26 für eine weitere Vergrößerung der Isolationsdämpfung für diesen Eingang sorgen.

Signalerzeugung mit dem MAX038

Die Erzeugung des Signales im Frequenzbereich 0,1 Hz - 10 MHz wird mit Hilfe des Funktionsgenerator-Bausteines MAX038 durchgeführt. Das Prinzip, nach dem ein solcher Generator das Sinus-Signal erzeugt, sieht wie folgt aus:

Erzeugung eines Dreieck-Signales durch das Auf- und Entladen eines Kondensators mit einem Konstantstrom und anschließender Umwandlung des Dreieck-Signales in eine Sinusschwingung mit einem Funktionsnetzwerk.

Der hier verwendete MAX038 kann so Signale bis über 20 MHz erzeugen. Im HFG 9000 ist die max. Frequenz jedoch auf 10 MHz begrenzt. Der große Vorteil eines solchen Funktionsgenerator-Bausteines ist die Möglichkeit, mit wenigen externen Bauteilen einen großen Frequenzbereich abdecken zu können.

Zur Frequenzeinstellung am MAX038 dient der Strom, der in den Eingang I_{IN}

hineinfließt, und die Spannung am Eingang F_{ADJ} . Der Strom in I_{IN} wird zur Einstellung der Nominalfrequenz f_0 verwendet. Mit F_{ADJ} kann ein Feinabgleich der Frequenz durchgeführt werden. Dieser Eingang ist hauptsächlich als Steuereingang für eine PLL-Schaltung vorgesehen und wird daher nicht für die Frequenzeinstellung verwendet. Ist F_{ADJ} deaktiviert, d. h. liegt auf 0 V, steuert nur I_{IN} die Frequenz.

Der Anschluß I_{IN} ist ein invertierender Eingang eines OPV mit geschlossener Rückkopplung und stellt eine „virtuelle Masse“ dar. Deshalb kann dieser Eingang mit einer Stromquelle oder wie hier mit der Abstimmspannung „NF_ABST“ in Serie mit dem Widerstand R 210 gespeist werden.

Über die Formel

$$f_0 = \frac{I_{IN} / \mu A}{C_F / \mu F}$$

kann die Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit vom Eingangsstrom bestimmt werden. Der zulässige Eingangsstrombereich für den Steuerpin I_{IN} liegt zwischen 2 μA und 750 μA . Man erkennt, daß mit diesem Strombereich und einem Kondensatorwert eine Abstimmung über mehr als 2 Dekaden möglich ist. So kann der dem MAX038 zugeordnete Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 10 MHz, entsprechend 8 Dekaden, durch nur vier verschiedene umschaltbare Kondensatoren (C 210 bis C 213) abgedeckt werden.

Die Frequenzbereichsauswahl erfolgt durch das Umschalten dieser Ladekondensatoren mit den Transistoren T 200, T 201 und T 202. Diese schalten die Kapazitäten C 210, C 211 und C 212, entsprechend dem gewünschten Frequenzbereich, als aktiven Ladekondensator an den Oszillator-Pin „COSC“ des MAX038.

Um die Signalqualität im kritischen Frequenzbereich 100 kHz - 10 MHz nicht unnötig zu beeinträchtigen, wird der hierfür zuständige Kondensator C 213 nicht geschaltet.

Das Ausgangssignal des MAX038 liegt an Pin 19 an. Das für den Frequenzzähler benötigte Synchronsignal „FZNF“ wird durch Anlegen der Versorgungsspannung DV+ aktiviert. Da der interne Phasendetektor nicht verwendet wird, sind die Pins PDI und PDO an Masse gelegt. Ebenso werden die verfügbaren Ausgangssignalförmigen Dreieck und Rechteck nicht benötigt. Die Signalauswahl an den Pins A0 und A1 ist hardwaremäßig so beschaltet, daß nur das Sinus-Signal am Ausgang Pin 19 zur Verfügung steht. Weiterhin ist der nicht benötigte Eingang zur Einstellung des Tastverhältnisses DADJ deaktiviert.

Um den maximalen Ausgangspegel des HFG 9000 von +7 dBm erreichen zu können, muß für den Frequenzbereich 0,1 Hz - 10 MHz am Ausgang „NF“ der Signaler-

zeugung (Meßpunkt 14) ein Pegel von $L_P = +9$ dBm anliegen.

Der zur Signalerzeugung verwendete MAX038 stellt an seinem Ausgang eine Signalspannung von $2 V_{SS}$ mit $0,1\Omega$ -Ausgangswiderstand zur Verfügung. Erhöht man diesen Ausgangswiderstand auf den 50Ω -Systemwellenwiderstand, so kann eine max. Ausgangsleistung von 4 dBm an 50Ω -Last entnommen werden.

Um an der Signalzusammenführung den benötigten Pegel von +9 dBm erreichen zu können, muß eine Verstärkerstufe eingefügt werden. Diese muß eine obere Grenzfrequenz von weit über 10 MHz besitzen, damit sich der Verstärkungsabfall nicht als Amplitudenschwankung im Ausgangssignal des HFG 9000 bemerkbar macht.

Die untere Grenzfrequenz muß bei kleiner 0,1 Hz liegen (dies entspricht praktisch einer DC-Kopplung). Zusätzlich muß eine Möglichkeit der Amplitudeneinstellung geschaffen werden, um einen Abgleichpunkt für den Ausgangspegel des NF-Bereiches zu erhalten und die Möglichkeit der Amplitudenmodulation ist vorzusehen. Es bietet sich hier die Lösung über einen Analog-Multiplizierer mit nachgeschaltetem Verstärker an. Die eingesetzte Schaltung ist in Abbildung 3 dargestellt.

Es wird hier der Analog-Multiplizierer

IC 11 vom Typ AD834 eingesetzt. Hierbei handelt es sich um einen 500MHz-Vier-Quadranten-Multiplizierer mit geringem Offset-Drift. Der AD834 besitzt zwei Differenzeingänge X1, X2 und Y1, Y2. Die Ausgänge W1 und W2 sind Open-Kollektor Stromausgänge.

Der nachfolgende Operationsverstärker IC 12 vom Typ NE 5539 mit Beschaltung nimmt die I/U-Wandlung vor. Dieser schnelle Operationsverstärker zeichnet sich besonders durch seine große Kleinsignalbandbreite aus.

Durch den Einsatz dieser schnellen Bausteine kann die benötigte hohe obere Grenzfrequenz erreicht werden. Die Systembandbreite der dargestellten Schaltung aus AD834 und NE5539 erstreckt sich von DC bis ca. 60 MHz.

Da beide nicht-invertierenden Eingänge des AD834 auf Masse liegen ergibt sich die relativ einfache Übertragungsfunktion $U_{NF} = (X2) \cdot (Y2) = U_{NF_CON} \cdot U_{Y2}$ für diesen Schaltungsteil.

Dem Eingang X2 des Analog-Multiplizierers wird das Ausgangssignal des MAX038 zugeführt. Über eine DC-Steuerspannung am Eingang Y2 wird die Signalamplitude am Ausgang „NF“ eingestellt. Durch die Überlagerung dieser DC-Steuerspannung mit dem Modulationssignal wird die Amplitudenmodulation des Ausgangssignales im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz ausgeführt.

Die DC-Steuerspannung und das Modulationssignal bei AM werden dem AD834 über die Operationsverstärker-Schaltung IC 350 B zugeführt. Mit R 364 läßt sich hier die DC-Steuerspannung und damit die Signalamplitude an „NF“ (Meßpunkt 14) abgleichen.

Für die Amplitudenmodulation muß der unmodulierte Signalpegel um 6 dB abgesenkt werden, um eine Übersteuerung des Analog-Multiplizierers zu verhindern.

Diese Pegelabsenkung bei AM kann mit dem Trimmer R 362, der bei aktivierter AM über den Schalttransistor T 360 zum Spannungsteiler hinzugeschaltet wird, genau eingestellt werden.

Das Modulationssignal wird IC 350 B an „MOD_AM“ zugeführt und mit R 360 im Pegel angepaßt. So wird dem Analog-Multiplizierer ein dem Modulationsgrad entsprechendes NF-Signal für die Modulation zur Verfügung gestellt.

Damit ist die ausführliche Beschreibung der Signalerzeugung abgeschlossen.

Wir wenden uns im nächsten Teil dieses Artikels der Amplitudenregelung sowie dem HF-Endverstärker und der Eichleitung zu.

ELV

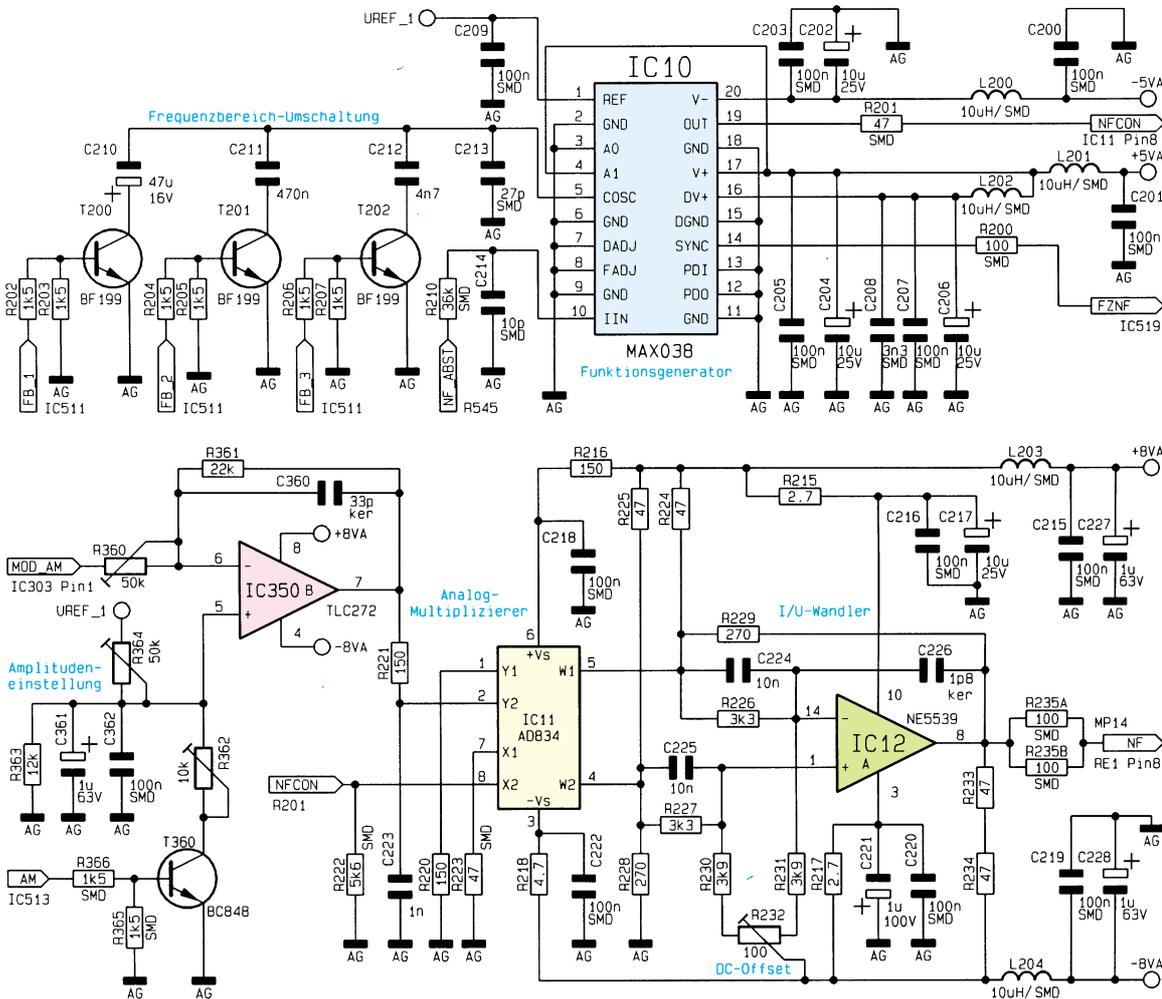


Bild 3: Signalerzeugung mit dem MAX038

Schwerpunkt-Projekte

8-Kanal-Handsender TM8

Dieser Handsender im formschönen Gehäuse mit extra großem Tastenfeld ist funktionsgleich mit dem Handsender HFS 523 aus dem im „ELVjournal“ 4/96 vorgestellten Funk-Fernschaltssystem, bietet jedoch aufgrund erhöhter Sendeleistung eine deutliche Steigerung der Reichweite auf bis zu 120 m.

Hochfrequenz-Generator HFG 9000

Im dritten Teil dieses Artikels wenden wir uns der Amplitudenregelung sowie dem HF-Endverstärker und der Eichleitung zu.

8fach-Laserbank

Die ausführliche Montagebeschreibung der Steuerplatine sowie der Laserkomponenten lesen Sie im „ELVjournal“ 1/97.

Akku-Lade-Meßgerät ALM 7003

Mikroprozessorgesteuertes Ladegerät, mit dem nahezu alle NiCd- und NiMH-Akkus bzw. Akkupacks mit bis zu 12 in Reihe geschalteten Zellen schnell und zuverlässig geladen werden können. Darüber hinaus bietet das Gerät zahlreiche zusätzliche Funktionen wie Entladen, Testen, Regenerieren sowie die Möglichkeit der genauen Akku-Kapazitätsbestimmung.



Mini-Schaltungen

SMD-Miniatur-Radio mit Sendersuchlauf

Außerst geringe Abmessungen, gute Empfangsleistungen und ein automatischer Sendersuchlauf sind die wichtigsten Leistungsmerkmale dieses Subminiatur-UKW-Radios.

NF-Übersteuerungsanzeige

Für eine wirkungsvolle NF-Übersteuerungsanzeige sind nur wenige Standard-Bauelemente erforderlich.

Mini-Sat-Tester

Über eine 10stellige LED-Bandanzeige wird die DC-Ausgangsspannung eines Sat-Receivers angezeigt. Zusätzlich steht ein Indikator für das 22kHz-Signal zur Verfügung, wodurch sich dieses kleine Gerät ideal zur Fehlersuche eignet.

Loudness-Schaltung

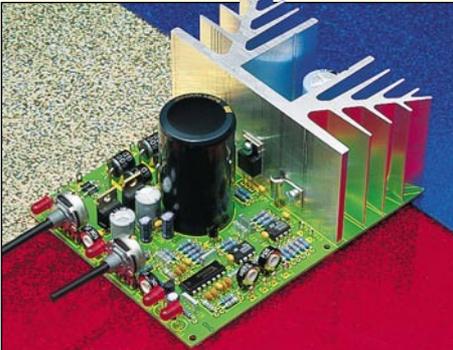
Kleine Schaltung zur gehörrichtigen Lautstärke-Einstellung, d. h. der Audio-Frequenzgang wird dem lautstärkenabhängigen Höreindruck des Menschen angepaßt.

DTMF-Decoder mit LED-Anzeige

Kleine Schaltung zur Decodierung eines Dual-Tone-Signals, das in modernen Telefongeräten als Wahlverfahren genutzt wird. Ein Mikrofon nimmt das Dual-Ton-Signal auf und die gewählte Nummer wird auf einem 7-Segment-Display angezeigt.

PWM-Schaltteil-Platine

Wenig Verlustleistung, selbst bei geringen Spannungen und hohen Strömen, ist der Vorteil dieser universell einsetzbaren Leiterplatte.



PC-Technik

ELV-PC-Kabeltester

Zur Identifizierung und Überprüfung von Computerkabel mit Sub-D- und Centronics-Steckverbinder ist dieser neuartige Kabeltester sowohl im Service und in der Produktion als auch im Privatbereich bestens geeignet.

V24/RS232C-Funk-Datenübertragung

Zwei kleine Interface-Schaltungen ermöglichen die Datenübertragung mit der V24/RS232C-Schnittstelle über eine Funk-Strecke, unter Verwendung der ELV Sende- bzw. Empfängermodule SM 433 und HFS 526-FM.

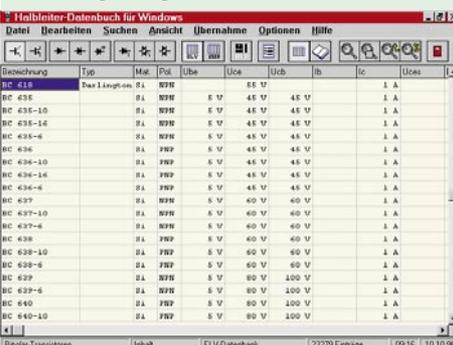
I²C-AD-DA-Board

Ausgerüstet mit einem AD-DA-Wandler, der über 4 analoge Eingänge und einen analogen Ausgang, mit einer Auflösung von jeweils 8 Bit verfügt, wird dieses Board über den I²C-Bus angesteuert. Es folgt eine detaillierte Funktionsbeschreibung des I²C-Bausteins, und es werden Programm-Routinen vorgestellt, die zur Ansteuerung über das ELV-I²C-PC-Interface dienen.

Halbleiter-Datenbuch für Windows

Umfassende und komfortable Datensammlung mit über 300.000 technischen Daten von über 30.000 passiven Halbleiter-Bauelementen und über 400 Anschlußbildern auf CD-ROM.

Das Programm ermöglicht u. a. die Ausgabe der Daten in frei definierbaren Listen sowie die flexible Suche über Bezeichnungen, Minimal- und Maximalwerten und nach Vergleichstypen. Eine optionale Editierfunktion ermöglicht schließlich das Editieren aller Daten und das Anlegen eigener Datenbanken.



Info-Serien

Elektronik-Grundlagen

Mikrocontroller-Grundlagen, Teil 21

Im vorliegenden Teil der Mikrocontroller-Grundlagen-Serie beschreiben wir universelle Programm-Routinen, die es ermöglichen, beliebige I²C-Bausteine vom PC aus über die Grundschialtung anzusteuern.

EMV-Grundlagen, Teil 21

Die im „ELVjournal“ 5/96 vorgestellten Überspannungsableitungsbaulemente werden zu konkreten Schutzschaltungen verknüpft, und es werden Gesichtspunkte für das Design der Schutzschaltungen aufgezeigt.

DSP-Grundlagen, Teil 5

Nachdem im „ELVjournal“ 6/96 die Programmierung von DSPs erläutert wurde, folgen im fünften Teil Programmbeispiele für den TMS 320C50.

Sie kommen wieder - die Röhren

HiFi-Freaks haben sie nie aus den Augen verloren - die gute alte Elektronenröhre erobert sich ihren Platz in der Niederfrequenztechnik zurück. Wir beginnen eine neue Serie über die Technik der Elektronenröhren, die in mehreren NF-Selbstbauprojekten in höchster Qualität gipfeln wird.

Technik mobil:

DECT kommt - digital mobil telefonieren erobert den Massenmarkt

DECT (Digital Europe Cordless Telecommunication) etabliert sich als neuer Standard der mobilen Kommunikation. Unser Artikel zeigt Entwicklung, Stand und Technik des neuen Standards, der sich rasant etabliert und völlig neue Perspektiven der mobilen Kommunikation eröffnet.

So funktioniert's:

Die Flachmänner kommen - Teil 3

1997 wird das Jahr des Durchbruchs der Flachmänner in der Video- und Computertechnik. Der dritte und abschließende Teil unserer Artikelserie über die moderne Flachbildschirmtechnik behandelt die derzeitige und zukünftige Anwendung der Flachbildschirme in der Praxis.

Bauelemente-Info:

Die große ELV-Knopfzellenvergleichstabelle

Knopfzellen etablieren sich immer mehr bei der Spannungsversorgung von tragbaren Elektronikgeräten, als Stützbatterie für immer mehr speichernde Geräte und, und... Gleichzeitig nimmt ihre Vielfalt zu. Knopfzellentypen, ihre Daten und die vielen Baugleichheiten finden Sie in unserer Bauelementeinfo.

Praktische Schaltungstechnik:

Experimentierboard MAX 038

Dieses Experimentierboard nutzt die vielfältigen Möglichkeiten und Vorteile des universellen Funktionsgenerator-Bausteins MAX 038. Das optimierte Layout ermöglicht den einfachen Aufbau eines Funktionsgenerators mit herausragenden Signaleigenschaften.

Bei uns sind Sie nur so lange Abonnent wie Sie es wollen!



**Und
solange
können Sie es
ja ruhig ein
bißchen besser
haben, nicht wahr ?**

Ein Abonnement „ELVjournal“ umfaßt 6 Ausgaben = 1 Jahrgang und kostet nur 39,80 DM. **Sie sparen 15 %** gegenüber dem Einzelkauf. Eine Kündigung ist **ohne Risiko** jederzeit möglich. Evtl. überzahlte Beträge werden erstattet. Dazu gibt's **exklusiv für Abonnenten die neuesten Preishits und Sonderangebote** aktuell mit jeder Ausgabe.

Funk-Fernschalt-System

Wenn Sie es probiert haben, wollen Sie auf diesen Komfort nicht mehr verzichten!

NEU

Funkdimmer

Angenehme Beleuchtung durch individuelle Einstellung der Helligkeit per Knopfdruck - mit diesem neuen Funkdimmer von ELV kein Problem.

Da alle Komponenten dieses Systems aufeinander abgestimmt sind, können HQ- und Standard-Schaltsteckdosen sowie Dimmer beliebig miteinander kombiniert werden.



High Quality

- Funkdimmer für Kanal 1 + 2
Best.Nr.: 26-254-85 49,-
- für Kanal 3 + 4
Best.Nr.: 26-254-86 49,-
- für Kanal 5 + 6
Best.Nr.: 26-254-87 49,-
- für Kanal 7 + 8
Best.Nr.: 26-254-88 49,-

Technische Daten

Betriebsspannung: 230 V / 50 Hz
Anschlußleistung:
pro Steckdose: 3500 VA
Dimmer: 40 bis 200 VA
Reichweite: ca. 30 m
HQ-Version: bis 60 m
Sendefrequenz: 433 MHz
Zulassung, Prüfung: BZT, CE



- HighQuality-Schaltsteckdose
für Kanal 1 + 2
Best.Nr.: 26-231-81 79,-
- für Kanal 3 + 4
Best.Nr.: 26-231-82 79,-
- für Kanal 5 + 6
Best.Nr.: 26-231-83 79,-
- für Kanal 7 + 8
Best.Nr.: 26-231-84 79,-



nur 49,-

Komplettsset, bestehend aus 8-Kanal-Handsender und 1 Standard-Schaltsteckdose (Kanal 1 + 2)

Best.Nr.: 26-254-89

auf 4 erweiterbar

Mit einem handlichen 8-Kanal-Funksender schalten Sie Ihre 230V-Elektrogeräte oder Leuchten ganz bequem über eine Entfernung bis zu 30 m (oder HQ-Version sogar 60 m!) Einfach die Schaltsteckdose zwischen das gewünschte Gerät und Ihre normale Steckdose einstecken. Jeder Schaltsteckdose ist auf der Fernbedienung eine Ein- und eine Aus-Taste zugeordnet. Bis zu 4 Schaltsteckdosen können Sie auf diese Weise unabhängig voneinander überall im Haus - sogar durch Wände - fernbedienen.

Neu Funkdimmer sorgen für angenehmes individuell einstellbares Licht. Einsatz anstelle einer Schaltsteckdose bei Ansteuerung durch denselben Handsender.

- 8-Kanal-Handsender inkl. Batterie
Best.Nr.: 26-231-76 39,-
- Standard-Schaltsteckdose
für Kanal 1 + 2
Best.Nr.: 26-231-77 29,-
- für Kanal 3 + 4
Best.Nr.: 26-231-78 29,-
- für Kanal 5 + 6
Best.Nr.: 26-231-79 29,-
- für Kanal 7 + 8
Best.Nr.: 26-231-80 29,-

Wahlweise erhältlich: Schaltsteckdosen mit hochwertigen **Superhet-Empfängern für doppelte Reichweite (60 m Freifeld)**. Mit derselben Fernbedienung, auch gemischt mit Standard-Schaltsteckdosen, verwendbar.

Wählen Sie die Komponenten nach Ihrem ganz persönlichen Bedarf