

ELW[®] journal

Mit Platinenfolien

2/97 April/Mai Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

Mehr Wissen in Elektronik

Elektronik-Grundlagen

EMV - Elektromagnetische
Verträglichkeit
Mikrocontroller
DSP - Digitale Signal-
Prozessoren

Technik mobil

Einer für alle - moderne
Bussysteme ersetzen den
Kabelstrang

Praktische Schaltungstechnik

Polyswitch - reversible
Sicherungselemente auf
Polymerbasis

So funktioniert's

Funk-Thermometer
Chipkarten
Intelligent, lästig, die Zukunft?



Bauelemente-Info

Modellbausteckverbinder



Schnelle
Prüfung und Bestimmung
interner Verdrahtungen

Neu: PC-Kabeltester

- Akku-Lade-Meßgerät
- Doppelnetzgerät DPS 9000
- Signalverfolger
- 1 GHz-Hochfrequenz-Generator

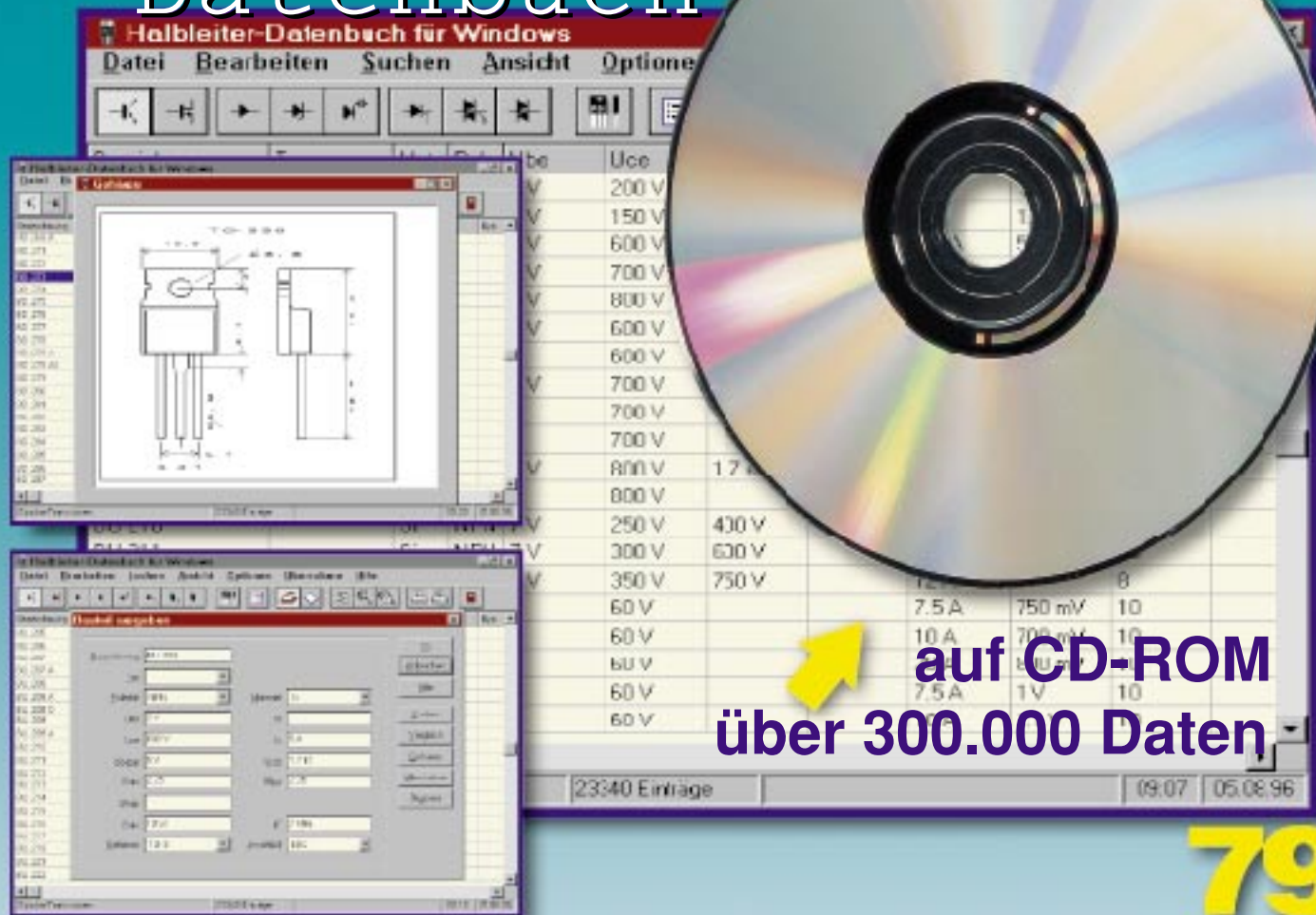
PC-Technik

- ELV-PC-Kabeltester
- PC-LED-Board
- PC-Funktimer
- Videoverwaltung
für Windows

Mini-Schaltungen: schnell • nützlich • preiswert

Präsenzfilter • Stromsparende Leuchtdiode •
Mini-Transistortester • Baustellenleitlicht • Trio-Würfel

Halbleiter-Datenbuch



auf CD-ROM
über 300.000 Daten

79,-

Das Halbleiter-Datenbuch für Windows ist eine umfangreiche und komfortable Datensammlung aller gängigen, weltweit verfügbaren, diskreten Halbleiterbauelemente aus den Bereichen Bipolar-Transistoren, Feldeffekt-Transistoren, Universal-Dioden, Z-Dioden, Kapazitätsdioden, Thyristoren, Triacs und Diacs mit ihren wichtigsten Daten und Anschlußbildern. Das Programm ist lauffähig auf allen PCs mit CD-ROM-Laufwerk unter Windows 3.1 / 95.

Durch den übersichtlichen Aufbau gestaltet sich die Bedienung mit der Maus und der Tastatur besonders einfach. Über das Menü und die Symbolleiste lassen sich alle Funktionen schnell erreichen. Die Daten werden zunächst in Form einer Liste ausgegeben. Ein einfacher Tastendruck ermöglicht auf Wunsch die detaillierte Darstellung.

Die integrierte Suchfunktion ermöglicht das schnelle Auffinden der gesuchten Bauteile. Hierbei kann die Suche über die Bezeichnung aber auch über Minimal- und Maximalwerte erfolgen. Für einzelne Bauteile lassen sich schließlich auf einfache Weise auch Vergleichstypen suchen. Neben dem automatischen Auffinden von Vergleichstypen bietet das Programm eine besonders für Entwickler angenehme Suchfunktion anhand vorgewählter Daten.

Hierbei gibt der Anwender die von ihm gewünschten Minimum- und Maximum-Daten der betreffenden Parameter ein, die für seinen Anwendungsfall wichtig sind, und es werden automatisch die in Frage kommenden Typen angezeigt.

Das Halbleiter-Datenbuch enthält zusätzlich eine Bibliothek mit über 400 Anschlußbildern, die umfangreiche Informationen über die Abmessungen und Besonderheiten des jeweiligen Gehäuses sowie die Anschlußbelegung geben.

Die integrierte Hilfe-Funktion bietet eine ausführliche Beschreibung zu allen Funktionen im Halbleiter-Datenbuch.

Optional steht eine Editierfunktion zur Verfügung, die neben der Bearbeitung der mitgelieferten Daten auch die Erstellung eigener Datenbanken zur Aufnahme spezieller oder fehlender Bauteile ermöglicht.

Halbleiter-Datenbuch für Windows Best.Nr.: 32-242-68

Auf CD-ROM, bestehend aus Datenbank-Verwaltungssoftware sowie sämtlichen Halbleiterdaten (insgesamt über 300.000 Einzeldaten von mehr als 30.000 Halbleitern) einschließlich Grafik-Datenbank mit Anschlußbildern.

Editierfunktion

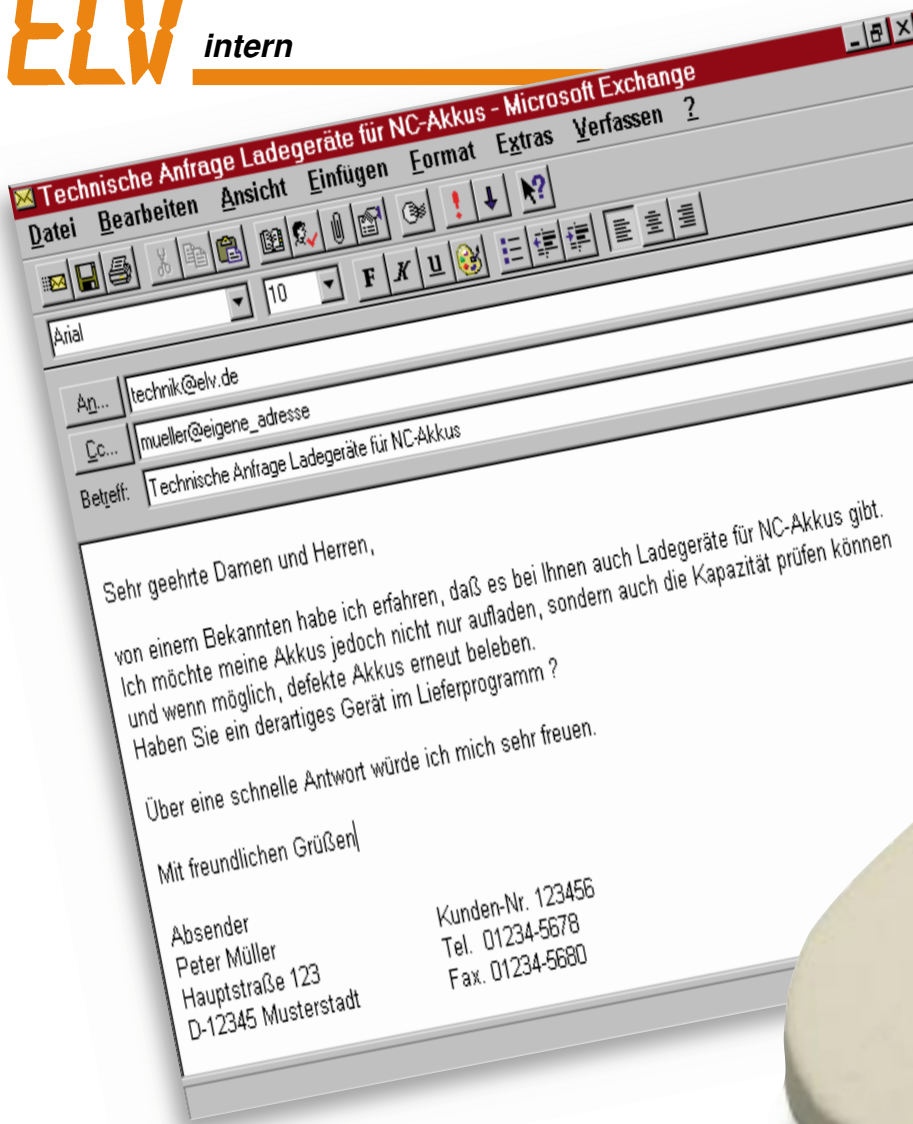
Zusatzpaket zur eigenen Datenerfassung. Die Abspeicherung erfolgt auf der Festplatte.

Best.Nr.: 32-242-69 39,-

- über 300.000 Einzeldaten
- mehr als 30.000 Halbleiter aus den Bereichen: Bipolar-Transistoren (A - BUZ, C - Z, 2N..., 2S bis 40.000), Feldeffekt-Transistoren, Thyristoren, Triacs, Diacs, Universal-Dioden (AA - ZZY, 1N21 bis 44.938), Z-Dioden, Kapazitätsdioden
- über 400 Anschlußbilder
- Suche über Bezeichnung
- Suche über Min.- und Max.-Werte
- Kaskadiertes Suchen (mit dem letzten Suchergebnis)
- Suche nach Vergleichstypen
- Ausdruck von Listen
- Komfortabler, übersichtlicher Aufbau
- Start von CD-ROM oder Festplatte
- Optionales Editieren, Zufügen und Verwalten eigener Datenbanken

Features:





Ver„klick“ern Sie uns Ihre Meinung

Seit dem vergangenen Jahr haben ELV-Leser und -Kunden die Möglichkeit, per E-Mail mit uns zu kommunizieren.

Wir freuen uns, daß dieses Angebot innerhalb kürzester Zeit so positiv von Ihnen aufgenommen wurde, und inzwischen ein nennenswerter Teil unserer Kunden das Internet nutzt, um Aufträge zu erteilen oder Auskünfte einzuholen.

Grund genug, Sie heute einmal wieder um Ihre Meinung zu bitten und nach Ihren Wünschen zu fragen:

Welches Medium würden Sie persönlich als Angebotsübersicht und zur Kaufentscheidung **tatsächlich**

a) vorrangig b) ergänzend c) weniger nutzen:

- herkömmlicher Katalog
- CD-ROM
- direkt per Internet

Kennzeichnung bitte mit a), b) oder c) in der Reihenfolge Ihres Interesses.

Über Ihre Antwort und weitere Anregungen an

redaktion@elv.de

alternativ: Fax 0491 / 7016 oder ELV GmbH, Redaktion, 26787 Leer,

würden wir uns freuen.

Ihr ELV-Team

Meßtechnik

- ▶ Stromsparende Leuchtdiode 66
- 1000MHz-Hochfrequenz-Generator 72
- ▶ Mini-Transistor-Tester 74
- Doppelnetzgerät DPS 9000 80

Stromversorgungen

- Akku-Lade-Meßgerät ALM 7003 46

PC-Hardware

- ELV-Kabeltester 15
- PC-Funktimer 56
- I²C-LED-Board 76

PC-Software

- Videoverwaltung für Windows 40

Audiotechnik

- NF-Signalverfolger 26
- ▶ Präsenzfilter 70

Hobby und Freizeit

- ▶ Trio-Würfel 12
- ▶ Baustellenleitlicht 54

Elektronik-Grundlagen

- Digitale Ein/Ausgabebaugruppe für die ELV-DSP50-Karte 30
- EMV - elektromagnetische Verträglichkeit
 - Universeller Blitzschutz 43
 - Überspannungsschutz für Telefonanlagen . 44
- Mikrocontroller-Grundlagen 89

Praktische Schaltungstechnik

- Praktische Schaltungstechnik: Polyswitch - Reversible Sicherungselemente auf Polymer-Basis 86

ELV-Serien

- So funktioniert's: Funk-Thermometer 8
- Röhrentechnik in Theorie und Praxis, Teil 2 .. 20
- Technik mobil: Einer für alle - Kahlschlag im Kabelbaum 35
- Bauelemente-Info: Steckverbinder für Modellbau 52
- So funktioniert's: Chipkarten-Intelligent, lästig... die digitale Zukunft? 60

Rubriken

- ELV-Intern 3
- Platinenlayouts 67
- Die Neuen/ELV-Produktangebote 92
- Bestellhinweise, Kundendienst, Impressum .. 115
- Vorschau auf die nächste Ausgabe 116

▶ **besonders leicht nachbaubar**



▲ **1000MHz-Hochfrequenz-Generator**
0,1 Hz bis 1000 MHz, amplituden- und frequenzmodulierbar
Seite 72



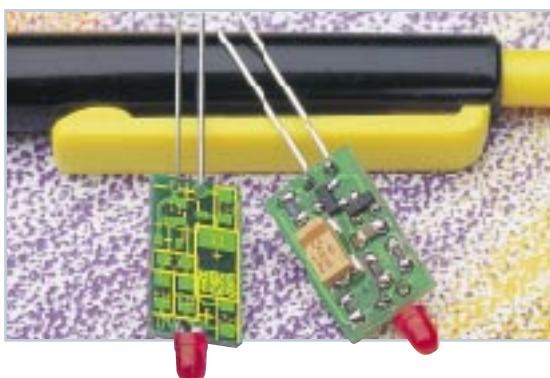
▲ **Doppelnetzgerät DPS 9000**
2 x 0-30 V/0-2 A **Seite 80**



▲ **Akku-Lade-Meßgerät ALM 7003**
zum vollautomatischen Laden, Entladen, Testen und Regenerieren (Zyklen) von Ni- und NiMH-Akkus und Akkupacks
Seite 46



▲ **Mini-Transistor-Tester**
testet den Gleichstrom-Verstärkungsfaktor B
Seite 74



▶ **Stromsparende Leuchtdiode**
senkt die Stromaufnahme um den Faktor 15
Seite 66



◀ **I²C-LED-Board**
4stellige 7-Segment-LED-Anzeige am I²C-Bus
Seite 76



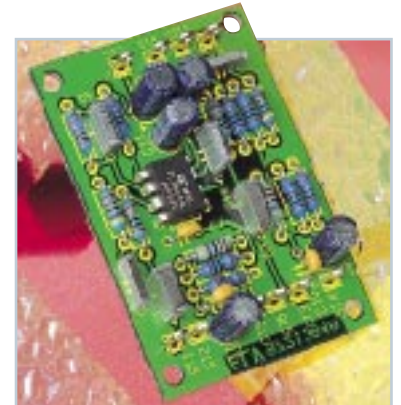
PC- ▶ **Funktimer**
Drahtlos fernschalten in Verbindung mit Ihrem PC Seite 56



▲ **ELV-Kabeltester**
für eine schnelle Überprüfung nahezu aller Kabel mit Sub-D- und Centronix-Standard-Steckern Seite 15

Titel	Land/Jahr	Langtitel	Regie	Mitwirkende
2001: Das Jahr im Weltraum	GBR 1962	131	Stanley Kubrick	Kar Dullea, Gay Lockwood
2010: Das Jahr in dem wir ...	USA 1984	115	Paul Verhoeven	Roy Scheider, John Lithgow
a crop for a killing	USA 1991	90	Dick Lowry	James Farentino, Stephen Weber
a thousand heroes (Höllentag 232)	USA 1990	95	Lamont Johnson	Challton Heston, Richard Thomas
Achtzehn (Höllecoaster)	USA 1976	114	James Goldstone	George Segal, Richard Widmark
Adventures in Babysitting	USA 1987	95	Chris Columbus	Elizabeth Shue, Maia Brewton
Alibi's restaurant	USA 1963	108	Arthur Penn	Alta Gullace
Allen	GBR 1979	112	Ridley Scott	Sigourney Weaver, John Hurt
Alens - Die Rückkehr	USA 1986	140	James Cameron	Sigourney Weaver, Michael Biehn
Am Anfang war das Feuer	FRA 1981	95	Jean Jacques Annaud	Everett McGill, Ron Pearlman
Andromeda - tödlicher Staub ...	USA 1971	125	Robert Wise	Arthur Hill, David Wayne
Annie Lennox unplugged		1991	50	Anni Lennox
Asche & Harry	USA 1996	100	Jeff Kanoff	Kirk Douglas, Burt Lancaster
Anderen	USA 1956	101	Robert Aldrich	Jack Palance, Eddie Albert
Atlantic City, USA	KAN 1990	101	Louis Malle	Burt Lancaster, Susan Sarandon
Bananas	USA 1971	79	Woody Allen	Woody Allen
Balkan	USA 1980	123	Tim Burton	Michael Keaton, Jack Nicholson
Balthes not included	USA 1987	101	Matthew Robbins	Hume Cronyn, Jessica Tandy
Beat Street	USA 1984	106	Stan Lathan	Stan Lathan
Beverly Hills Cop II	USA 1990	95	Tony Scott	Eddie Murphy, Judge Reinhold

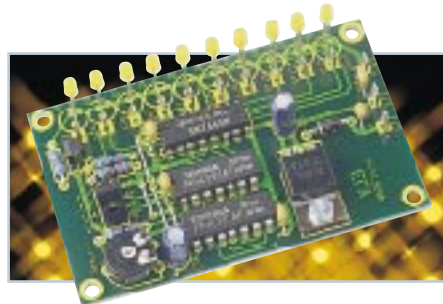
▲ **Videoverwaltung für Windows**
Zur komfortablen Verwaltung von Videocassetten und Videoaufnahmen Seite 40



▲ **Präsenzfilter**
zur Verbesserung von Sprachdurchsagen Seite 70



▲ **NF-Signalverfolger**
Vielseitiges Hilfsmittel im Audio-Geräteservice Seite 26



◀ **Baustellenleittlicht**
Interessanter Blickfang für die Modelllandschaft Seite 54



◀ **Trio-Würfel**
Drei voneinander unabhängige elektronische Würfel Seite 12



▲ **Überspannungsschutz für Telefonanlagen**
schützt Telefonanlagen und Telefonendgeräte Seite 44



◀ **Universeller Blitzschutz**
für netzbetriebene Geräte Seite 43



▼ **Funkthermometer**
Drahtlose Übertragung der Außentemperatur Seite 8

Universal-Lade-/Entladeschaltung (ELV 6/95)

Unabhängig vom Ladezustand erlaubt ein spezielles Battery-Charge-Control-IC von Telefunken die akkuschonende Schnell-Ladung von NC- und NiMH-Akkus ohne Überladung. Eine zusätzliche Entlademöglichkeit verhindert den Memory-Effekt.

Die „intelligente“ Lade-/Entladeschaltung dient zur Schnell-Ladung aller gängigen NC- und NiMH-Akkus mit Kapazitäten von 100 mAh bis 10 Ah. Die Lade-

Technische Daten: Universal-Lade-/Entladeschaltung

- Intelligente Akku-Überwachung durch stromlose Spannungserfassung mit 6,5mV-Auflösung
- Ladeerkennung durch Spannungsgradientenmessung und zusätzliche $-\Delta U$ -Überwachung
- Automatische Kurzschluß- und Leerlauf-Überwachung
- Entlademöglichkeit mit automatischer Umschaltung auf Laden bei Erreichen der Entladeschlussspannung
- Hoher Wirkungsgrad und geringe Verlustleistung durch PWM-Schaltregler
- Automatische Ablaufsteuerung: Akku-Formierung, Schnell-Ladung, Übergangsladung, Erhaltungsladung
- Lade- und Betriebsspannung: 9 V - 26 V
- Ladestrom: Einstellbar 500 mA, 1 A, 2 A, 3 A
- Zellenzahl: 1 - 12 in Reihe geschaltete Zellen (NC oder NiMH)

„Intelligente“ Schnell-Ladung aller gängigen NC- und NiMH-Akkus



ströme können dem individuellen Wunsch entsprechend auf 500 mA, 1 A, 2 A oder 3 A eingestellt werden. Die Ladeerkennung erfolgt primär durch Spannungs-Gradientenmessung, wobei eine $-\Delta U$ -Erkennung zusätzlich

für die Beendigung des Schnell-Ladevorgangs herangezogen wird. Eine Überladung ist sicher ausgeschlossen, so daß bis zu 3000 Ladezyklen mit einem Akkusatz möglich sind. Die Lade- und Betriebsspannung der

Schaltung darf zwischen 9 V und 26 V liegen, wobei eine getaktete Ladestromversorgung die Verlustleistung gering hält. **Universal-Lade-/Entladeschaltung Komplettbausatz**
Best.Nr.: 32-194-11 59,-

ELV Der Elektronik-Spezialist • Postfach 1000 • 26787 Leer
Telefon-Nr.: 0491 - 600 888 • Fax-Nr.: 0491 - 7016

Fernstudium

Staatl.
geprüft

Computer-Techniker Fernseh-Techniker Elektronik-Techniker

Berufe mit Zukunft! Praxisingerechte, 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

Digitales schnurloses Telefon nach DECT-Standard, das heißt störungsfrei, abhörsicher und digitale Sprachqualität. Für den einfachen Anschluß an Ihre TAE-Steckdose, an TK-Anlagen etc.

Das digitale HomeHandy bietet neben DECT weitere interessante Eigenschaften wie den möglichen Ausbau zu einer kleinen, drahtlosen Haustelesonanlage mit bis zu 4 Handys, innerhalb der Sie kostenlos telefonieren können - und das im Umkreis von bis zu 300 m im Freien!

Weitere Leistungsmerkmale:

- „lange“ Flashtaste (226 ms) zur Nutzung der neuen, digitalen Leistungsmerkmale der Telekom
- 10 Rufnummernspeicher
- Gesprächsdaueranzeige

- Wahlwiederholung der letzten 5 Rufnummern
 - Vermitteln von Gesprächen zwischen den Mobilteilen möglich
 - Hörerlautstärke individuell einstellbar
 - Stand-by-Zeit bis zu 40 h
 - Gesprächszeit bis zu 5 h
 - Anzeige des Akkuladestands im Display
 - intelligentes Akkulademanagement
 - Standard-Akkuzellen Typ Mignon verwendbar
 - Tonruf-Lautstärke und -Melodie programmierbar
 - Reichweite im Freien bis zu 300 m, in Gebäuden bis 50 m
- Lieferung als Set: Basisstation mit Steckernetzteil, Anschlußkabel und Handy inkl. Akkusatz.

Best.Nr.: 32-257-23 249,-

hagenuk-DECT-HomeHandy clou





Funkthermometer

Störende und zu kurze Kabel zum Außensensor eines elektronischen Thermometers verhindern immer wieder den bestimmungsgemäßen Einsatz als Außenthermometer. Mit der Freigabe neuer Frequenzbereiche für die Funkübertragung und der Verfügbarkeit kompakter, leistungsarmer und kostengünstiger Sende-Empfangsmodule lag eine Lösung des Problems nahe - die Übertragung der Temperaturdaten per Funk. Wie das neue Funkthermometer von ELV funktioniert, erläutert unser Artikel.

Allgemeines

Elektronische Thermometer gehören seit geraumer Zeit zu Gegenständen des täglichen Gebrauchs. Um auch Außentemperaturen messen zu können, gibt es Geräte mit einem Außentemperaturfühler, der mit dem eigentlichen Thermometer über eine mehr oder weniger lange Zuleitung verbunden ist. Das führt stets zu Kompromissen für den Aufstellungsort des Thermometers, man kann ihn kaum frei wählen, das Thermometer hängt ja trotz Batteriebetriebs an einem Kabel. Man muß also meist immer noch zum Thermometer laufen, um es abzulesen.

Dazu kommen stets mechanische und optische Probleme bei der Verlegung von Kabeln, und es war bisher auch ohne größeren Aufwand kaum möglich, etwa die aktuelle Temperatur des Gartengewächshauses in die Wohnung zu übertragen.

Erst mit der Liberalisierung der Bestimmungen des Fernmeldegesetzes und der

Freigabe neuer Frequenzbereiche für die allgemeine Nutzung sind drahtlose Informationsübertragungen auch über größere Strecken möglich geworden - zwar zum Leidwesen der aktiven Funkamateure, an deren Monopolstellung im Äther damit ein wenig gekratzt wurde, jedoch zur Freude vieler anderer, die endlich auch ohne Lizenz und umständliche Genehmigungsverfahren Nachrichten und Daten drahtlos übertragen dürfen - freilich in Leistung und damit Reichweite stark eingeschränkt, aber für viele Zwecke völlig ausreichend.

Während die ersten Anwendungen auf diesem Gebiet sich noch im 37 MHz-Bereich bewegten, so die erste Generation von Funkkopfhörern und Funkboxen, nutzt man heute den noch relativ störungsfreien, etwas lax LPD-Bereich genannten Frequenzbereich um 433 MHz. Hier darf man seit einiger Zeit genehmigungsfrei Sprechfunk- und Datenverkehr aufnehmen. Daraus entstand schnell ein ganz neues Geräteangebot für alle, die sich über kurze Entfernungen (die Ausgangsleistung der Sen-

der ist auf 10 mW begrenzt) verständigen möchten, ob dies nun beim Errichten einer Antennenanlage oder für die Sprechfunkverbindung innerhalb eines Grundstücks oder einer Messehalle usw. erfolgt - die LPD-Technik macht es möglich.

LPD heißt nichts anderes als **Low Power Device** und meint damit Funktechnik mit geringer Ausgangsleistung und Reichweite. Das Innenleben solcher Geräte ist entsprechend den Wellenlängen des 433 MHz-Bereichs kompakt, und es sind bei zahlreichen Anwendungen nicht einmal mehr von außen zu sehende Antennen notwendig.

Genau auf dieser Technik baut auch das neue Funkübertragungssystem von ELV auf, das aus einer ganzen Palette verschiedener Empfänger und Sender, sowohl für AM als auch für FM, besteht und unterschiedliche Empfangsreichweiten ebenso ermöglicht wie die universelle Übertragung von Schaltsignalen oder Telemetriedaten.

Die Übertragung erfolgt auf der Sendefrequenz 433,92 MHz mit einer äquivalenten Sendeleistung von 1 mW. Als Antennen dienen lediglich jeweils eine in die äußerst kompakt ausgeführten Baugruppen von Sender und Empfänger integrierte Leiterschleife. Die Technik dieser universell einsetzbaren Baugruppen haben wir in dem „ELVjournal“ 4/96 und 5/96 bereits ausführlich vorgestellt.

Telemetrie praktisch

Unter das Stichwort Telemetrie fällt auch das ELV-Funkthermometer. Hier werden die in ein digitales Datenformat gewandelten Temperaturdaten per Funk an einen Empfänger übertragen, der sich bis zu 30 m vom Sender entfernt befinden kann.

Er gibt die demodulierten Daten an die Auswerte-, Decodier- und Anzeigeeinheit weiter. Diese wiederum sorgt für die gleichzeitige Anzeige von Innen- und Außentemperatur auf einem LC-Display mit 11 mm hohen Ziffern.

Doch hier erfolgt nicht nur die Anzeige der aktuellen Temperaturen. Damit wäre ein solch komplexer Prozessor, wie er im Funkthermometersystem zur Anwendung kommt, noch nicht ausgelastet. Er registriert auch über einen vom Nutzer bestimmten Zeitraum die jeweils niedrigsten und höchsten Temperaturen und gibt diese auf Tastendruck aus. Dieser Temperaturspeicher ist jederzeit löschtbar, sofort beginnt der Prozessor dann mit der erneuten Datensammlung, um wiederum Minimal- und Maximaldaten auszuwerten.

Der Empfänger ist im Haus ebenso beliebig platzierbar wie der Sender etwa an einer Außenwand, im Gewächshaus, in einem Kühlraum etc. Die Reichweite beträgt dabei im Freien bis zu 30 m. Sie sinkt

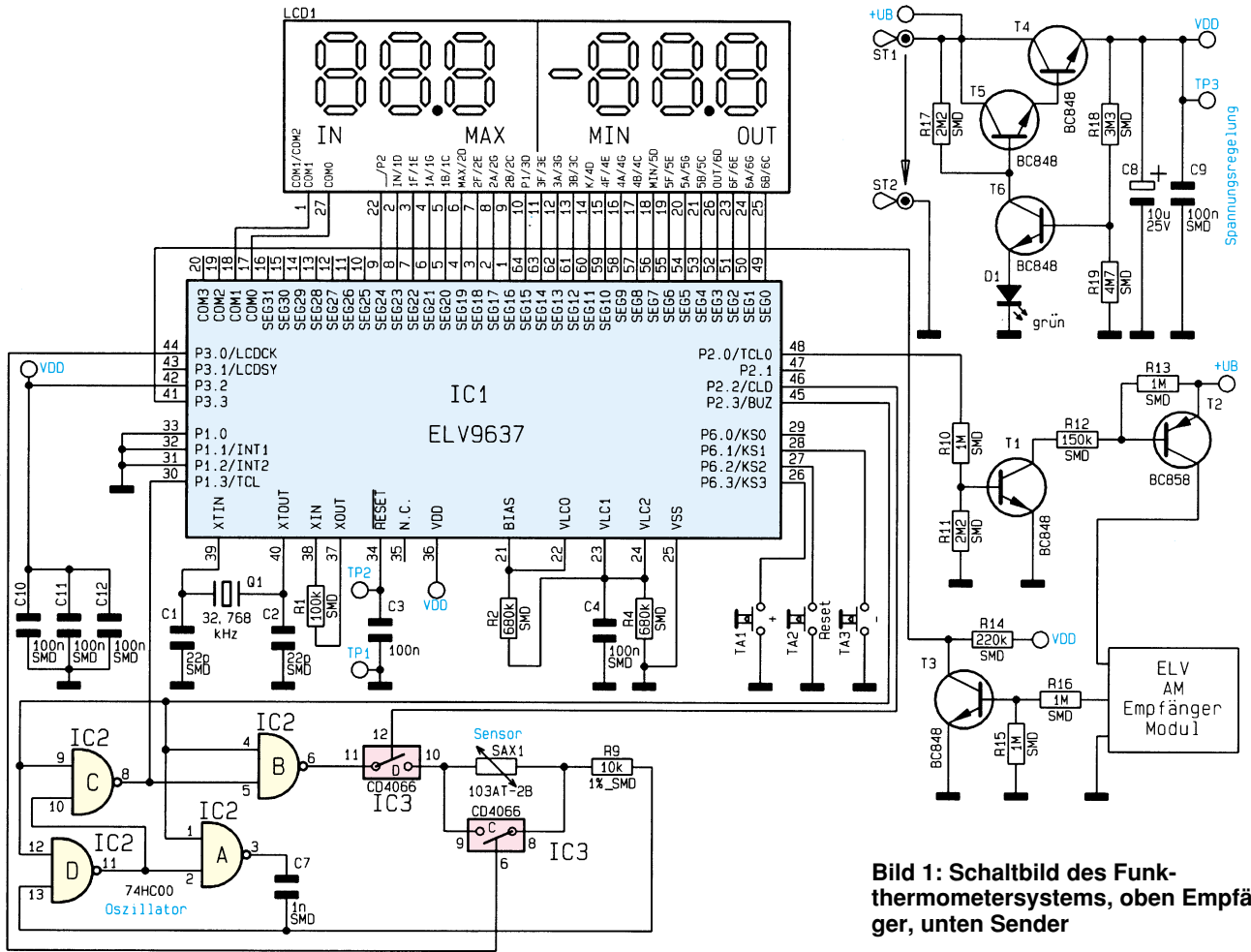


Bild 1: Schaltbild des Funkthermometersystems, oben Empfänger, unten Sender

bei der Datenübertragung durch Wände und Decken entsprechend dem eingesetzten Baumaterial. In Gebäuden sind je nach Bauausführung bis zu zwei Stockwerke mit der geringen Sendeleistung von 1 mW überbrückbar. Lediglich reine Stahlbetonbauten mit dichtbewehrten Decken- und Wandkonstruktionen sowie die unmittelbare Nähe von stark störenden Computeranlagen, Elektromotoren und Funkanlagen können den Empfang einschränken bzw. unmöglich machen. Dies gilt jedoch auch allgemein für funkgestützte Technik wie Radioempfang oder das Mobiltelefon.

Suchen und finden

Da es heute im Äther recht turbulent zugeht, zumal im dicht belegten LPD-Bereich, mußte man eine Möglichkeit finden, um die gewünschten Daten möglichst ungestört übertragen zu können. Dies wurde gleich mit mehreren Maßnahmen erreicht.

Zum einen erfolgt die Datenübertragung in einem von der im Prozessor integrierten Software kontrollierten, speziellen Datenpaket.

Doch damit nicht genug. Die fehlerfreie Übertragung wird durch die Software ständig überwacht. Dabei dienen mehrere Überprüfungsalgorithmen, wie die Durchführung von Quer- und Längsparity-Vergleichen, der exakten Kontrolle des Datenpakets. Sind die Daten unvollständig oder verstümmelt am Empfänger angekommen, so wartet der Empfangs-Prozessor auf die nächste Datenübertragung. Diese findet stets dreimal statt.

Kommt es dann immer noch nicht zur exakten Datenübertragung, verbleibt der Empfangsprozessor in Wartestellung, d. h., er zeigt weiterhin die bisher empfangene Temperatur an und wartet auf die nächste Datenübertragung vom Sender. Gestörte Datenübertragungen werden im Display angezeigt, so daß der Nutzer stets im Bilde über den Zustand des Systems ist.

Zur weiteren Abfrage der Sendedaten dienen ein ausgeklügeltes Zeitregime und Synchronisationsvorgänge zwischen Sender und Empfänger.

Einer für alles

Schauen wir uns einmal das Schaltbild des Systems an, das in Abbildung 1 zu sehen ist. Sowohl im Sender als auch im Empfänger findet man den maskenprogrammierten Prozessor KS56C220. Dieser Prozessor übernimmt in Zusammenarbeit mit der externen Beschaltung, die angesichts des Funktionsumfangs des Systems bemerkenswert übersichtlich ist, vielfältige Aufgaben. Zum einen führt das System die AD-Wandlung des vom Temperatursensor kommenden Spannungssi-

gnals durch und zum anderen das ausgeklügelte Senderegime, auf das wir noch näher eingehen. Zusätzlich erfolgt die Ausgabe der digitalisierten und mit Prüfdaten versehenen Temperaturdaten an das Sendemodul. Die Betriebsspannung für den Digitalteil des Sendesystems wird durch die Stabilisierungsschaltung mit T 1, T 2 und T 3 bereitgestellt. Das Sendemodul ist direkt an die 9V-Blockbatterie angeschlossen. Durch seine fast vernachlässigbare Ruhestromaufnahme von weniger als 10 nA ist dies möglich, ohne die Lebensdauer der Batterie zu beeinträchtigen.

Der Empfänger ist ebenfalls mit diesem Prozessor bestückt, der seine Daten vom AM-Empfängermodul über eine mit T 3 aufgebaute Pufferstufe erhält, dessen ausführliche Beschreibung Sie im „ELVjournal 4/96“ auf den Seiten 14 - 16 finden. Als äußere Beschaltung finden wir im wesentlichen wie auch beim Sender die Steuerung und um den im Thermometergehäuse integrierten Innentemperatursensor, die Stromversorgung um T 4, T 5 und T 6 und die äußerst minimale Peripherieschaltung des Prozessors. Dazu kommt die Ansteuerung der sechsstelligen LC-Anzeige mit den Symbolanzeigen für IN/OUT/MIN/MAX.

Um den Prozessor in den Empfangspausen vor Störeinflüssen zu schützen und die Stromaufnahme des Gesamtgerätes zu senken, wird das Empfängermodul in dieser Zeit durch T 1 und T 2 von der Betriebsspannung getrennt.

Sparsam

Um eine möglichst lange Lebensdauer der Batterien in Empfänger und Sender zu gewährleisten, erfolgt die Aktivierung der Temperatursensoren, die ja einen für unseren Einsatzzweck recht hohen Strombedarf aufweisen, nur in angemessenen Zeitabständen. So wird die Innentemperatur in einem Meßintervall von 16 s, die Außentemperatur dagegen alle 10 bis 11 Minuten (genau 640 s) abgefragt und im Display aktualisiert. Damit ist es möglich, daß der Sender nur eine durchschnittliche Stromaufnahme von 27 μ A und der Empfänger eine solche von 30 μ A aufweist. Dies ergibt eine Betriebslebensdauer der für beide Geräte eingesetzten 9V-Blockbatterien von 2 bis 3 Jahren.

Strenges Regime

Um eine möglichst störungsfreie und sichere Datenübertragung bei minimalem Stromverbrauch der ausschließlich batteriebetriebenen Geräte zu gewährleisten, wird neben der bereits erwähnten Software-Datenprüfung ein Zeitregime vorgegeben. Die Grundidee dieses Zeitregimes

kennt jeder, der eine DCF-Funkuhr betreibt. Diese nimmt nur zu Betriebsbeginn, ggf. bei Standortwechsel und zu genau definierten Zeiten (59. Minute jeder Stunde) für eine kurze Zeit (meist 1 min.) Kontakt zum Langwellensender Mainflingen auf. In dieser Zeit empfängt die Uhr das Datentelegramm des Senders. Zusätzlich erfolgt zu einem bestimmten Zeitpunkt am Tage eine Synchronisierung mit dem Sender und die Übertragung weiterer Daten wie Datumwechsel, Schaltjahrwechsel, Sommer- und Winterzeitumstellung. In der Zwischenzeit läuft die Uhr selbständig mit sehr genauem, internem Quarztakt.

Das ELV-Funkthermometersystem arbeitet ebenfalls nach einem strengen Zeitregime, jeweils für die Erfassung der Innen- und Außentemperatur in unterschiedlichen Intervallen.

Während die Innentemperatur alle 16 s für 120 ms abgefragt wird, erfolgt die Aussendung der Daten für die Außentemperatur alle 640 s. Dies dient zum einen der Batterieschonung des Sendeteils, und zum anderen ändert sich die Außentemperatur im Normalfall aufgrund der großen Luftmassen nur relativ langsam.

Ausgeglichener Empfang

Da es aber aufgrund der unterschiedlichsten Außentemperaturen, denen das Sendeteil ausgesetzt ist, zu einer Temperaturdrift der eingesetzten Baugruppen kommen kann (dies betrifft z. B. die Taktfrequenzerzeugung und damit auch die Sendezeiten des Sendeprozessors), muß zum exakten Empfang des Datenpakets zunächst eine Synchronisierung zwischen Sender und Empfänger stattfinden. Letzterer registriert z. B. die Verschiebung des Empfangszeitfensters aufgrund der Temperaturdrift des Senders. Hieraus und aus der Anzahl der vorherigen Empfangsstörungen berechnet der Empfangsprozessor das nächste Empfangszeitfenster.

Dieser Zeitrahmen wird dynamisch mit steigender Anzahl der Empfangsstörungen verbreitert, so daß der Sender auch bei längeren Empfangsstörungen nicht aus dem Zeitfenster driften kann. Dies alles samt der zur Übertragungssicherheit dreimal vorgenommenen Datenübertragung findet innerhalb einer Sendezeit von 200 ms statt. Die maximale Zeit-Drift beträgt dabei auch bei großen Temperaturschwankungen nur max. 1 s, so daß die Synchronisation bei normalen Empfangsbedingungen stets sicher funktioniert.

Zudem berechnet der Empfangsprozessor bei jedem ordnungsgemäßen Datenempfang alle Parameter neu und ist dann immer wieder mit dem Sender synchronisiert. Dabei findet eine Synchronisation nicht bei jeder Datenübertragung statt, son-

dern nur dann, wenn der Empfänger eine Sendezeitabweichung festgestellt hat und zu festen Zeiten nach längeren Empfangsstörungen. Eine Synchronisierung ist auch bei Inbetriebnahme und nach längeren Störungen erforderlich. Sie kann bei Bedarf auch von Hand durchgeführt werden.

Jedes Datenpaket wird vom Sender dreimal ausgesandt. Hat der Empfänger zum erwarteten Zeitpunkt (nach 640 s) keines der Datenpakete komplett empfangen, dann signalisiert er das im Display durch eine Blinkanzeige (Dezimalpunkt in der Außentemperaturanzeige).

Kann er auch nach dem sechsten Emp-

fer selbständig eine Neusynchronisation. Dabei bleibt er während eines kompletten Empfangsintervalls plus 1 s (für die Kompensation extremer Temperaturdriften), also für 641 s auf Empfang. Verlaufen drei Synchronisationsversuche nach je 21 h negativ, erfolgt eine Fehlermeldung im Display anstelle der Anzeige der Außentemperatur.

Der Empfänger stellt dann weitere Synchronisationsversuche ein, um die Batterie zu schonen. Der Empfänger nimmt zwar nur 2 mA während des Synchronisationsversuchs auf, dennoch würde dies bei dauerndem Betrieb schnell die 9V-Blockbat-

dann an jedem Tag um drei Stunden verschoben statt und umgeht damit periodische Störer.

Installation und Bedienung

Nach dem Einsetzen beider Batterien in die Geräte erscheinen im Display für die Außentemperatur drei versetzte waagerechte Balken. Bis zur ersten Synchronisation nach max. 11 min. sollte man Sender und Empfänger mit einem Abstand von 1 bis 2 m voneinander plazieren. Erscheinen beide Temperaturen im Display (Abbildung 2), kann der Sender an einer regengeschützten und nicht der direkten Sonneneinstrahlung ausgesetzten Stelle (z. B. unter einem Dachvorsprung mit dem Temperaturfühler nach unten montiert werden).

Der Empfänger wird nach Wunsch plaziert, z. B. am Tage im Wohnzimmer und in der Nacht im Schlafzimmer.

Die Abfrage der minimalen und maximalen Temperatur während eines durch den Nutzer bestimmten Zeitraums erfolgt



Bild 2:
Anzeige im normalen Betrieb. Links Innentemperatur, rechts Außentemperatur

Bild 3: Anzeige der MIN/MAX-Werte, hier für die Innentemperatur



Bild 4:
Anzeige im Synchronisationsmodus

fangsintervall, also etwa nach 3.840 s (sprich ca. 64 min) kein Datenpaket empfangen, so deutet ein Strich anstelle der Außentemperaturanzeige im Display darauf hin. Nach Beseitigung der Störung (manchmal ist es nur ein lokaler Störer wie ein elektrisches Gerät) wartet man dann entweder auf den nächsten störungsfreien Empfang oder startet eine manuelle Synchronisation. Bei der nächsten Aussendung wird der Empfänger dann automatisch neu synchronisiert, und das System arbeitet wieder stabil.

Störer umgangen

Ist auch nach 21 Stunden kein erneuter Empfang möglich, so startet der Empfän-

gerie entladen. Bevor man das System jetzt per Hand zwangssynchronisiert, sollte man die Ursache der Störung erforschen und beseitigen, um weiteren Empfangsausfällen vorzubeugen.

Warum Neusynchronisation nach 21 und nicht nach 24 Stunden? Da es, wie gesagt, bei elektromagnetischen Störungen innerhalb des Empfangsfeldes, bei Überschreitung der Maximalreichweite usw. zu Empfangsstörungen kommen kann, die meist innerhalb eines Tages zur gleichen Zeit oder periodisch stattfinden (es könnte ja z. B. eine Arztpraxis mit einem Kurzwellentherapiegerät im Nebenhaus arbeiten), wurde der Zeitraum zur automatischen Synchronisation mit 21 Stunden gewählt. Die automatische Synchronisation findet

mittels der Tasten MIN/MAX IN bzw. MIN/MAX OUT (Abbildung 3). Die Löschung des Speichers nimmt man mit der Taste CLEAR vor, während die entsprechende MIN/MAX-Temperatur angezeigt wird. Danach beginnt sofort der neue Erfassungszeitraum für den MIN/MAX-Speicher.

Will man eine Zwangssynchronisierung auslösen, so sind alle drei Tasten für etwa 3 s gleichzeitig zu betätigen. Nun versucht der Empfänger 641 s lang, den Sender zu finden. Dies wird durch drei versetzte waagerechte Balken (Abbildung 4) anstelle der Außentemperatur angezeigt. Findet der Empfänger während dieser Zeit den Sender, wird die Außentemperatur angezeigt, anderenfalls erscheint ein waagerechter Balken.

Weitere Bedienvorgänge sind nicht notwendig, das System arbeitet unter normalen Empfangsbedingungen automatisch.

Aufgrund des hohen Integrationsgrades der maskenprogrammierten Prozessoren und der aus Zulassungsgründen nur als Fertigmodule vertreibbaren Sende-/Empfangsmodule wird das Funkthermometersystem nur als betriebsfertiger Fertiggerätesatz angeboten. **ELV**



Trio-Würfel

Dieser neue, mit wenigen Bauelementen realisierte Trio-Würfel stellt 3 voneinander unabhängig betreibbare Würfel zur Verfügung. Die Schaltung ist besonders stromsparend realisiert, so daß in Verbindung mit der automatischen Endabschaltung eine lange Batteriebensdauer gewährleistet ist.

Allgemeines

Ein elektronischer Würfel ist auch heute noch nicht ganz alltäglich und wird für viel Aufmerksamkeit z. B. in einer gemütlichen Spielrunde sorgen. Des weiteren bietet er besonderen Komfort in der Bedienung, da nur ein Tippen auf die Starttaste genügt, und nach ca. 3 s steht das Würfelergebnis fest.

Bisher wurden elektronische Würfel fast immer nur in Einfachausführung angeboten, was den Einsatz bei Spielen, die eine größere Anzahl von Würfeln erfordern, erschwert. Der neue Trio-Würfel von ELV ist vielseitiger einsetzbar und stellt gleich 3 Würfel zur Verfügung.

Bedienung und Funktion

Die Bedienung des Trio-Würfels ist außerordentlich einfach. Unter jedem der drei

Würfel ist eine Starttaste angeordnet. Ein Tippen auf diese Taste startet den zugehörigen Würfel. Daraufhin leuchten alle 7 LEDs gleichzeitig auf, da die Schaltung alle 6 möglichen Würfelzustände mit einer Frequenz von ca. 600 Hz durchfährt, die aufgrund der Trägheit des menschlichen Auges nicht mehr wahrnehmbar ist.

Nach ca. 3 s stoppt der Würfel, und das Ergebnis wird angezeigt. Die Anzeige erfolgt für ca. 15 s, wonach sich der Würfel selbsttätig abschaltet und die Stromaufnahme der Schaltung dann in der Größenordnung der Selbstentladung der Batterie liegt.

Schaltung

Abbildung 1 zeigt die mit nur wenigen Bauelementen realisierte Schaltung des Trio-Würfels. Die einer 9V-Blockbatterie entnommene Versorgungsspannung wird zunächst durch C13 gepuffert und liegt an

den Emittern der Transistoren T1, T3, T5 an, die zunächst über die Widerstände R4, R14, R24 gesperrt sind. Sobald man eine der Starttasten (Start 1, Start 2, Start 3) betätigt, wird der entsprechende Elko C1/C5/C9 auf die 9V-Betriebsspannung aufgeladen.

Die weitergehende Beschreibung bezieht sich auf den ersten Würfel, da alle 3 Stufen identisch aufgebaut sind. Nach Aufladen von C1 durch Drücken der Starttaste „Start 1“ steuert der Transistor T2 den Transistor T1 durch. Damit erhalten sowohl IC2 als auch IC1 über die Diode D1 und R32 die Versorgungsspannung. Der H-Pegel an Pin 13 von IC1 startet den mit IC1 D realisierten RC-Oszillator. Dieser Oszillator schwingt auf einer Frequenz von ca. 600 Hz und taktet über R3 den Zähler IC2 des Typs CD4017. Bei diesem dekadischen Zähler mit decodierten Ausgängen würden ohne Resetbeschaltung (Pin 15) die Ausgänge Q0 bis Q9 nacheinander für jeweils

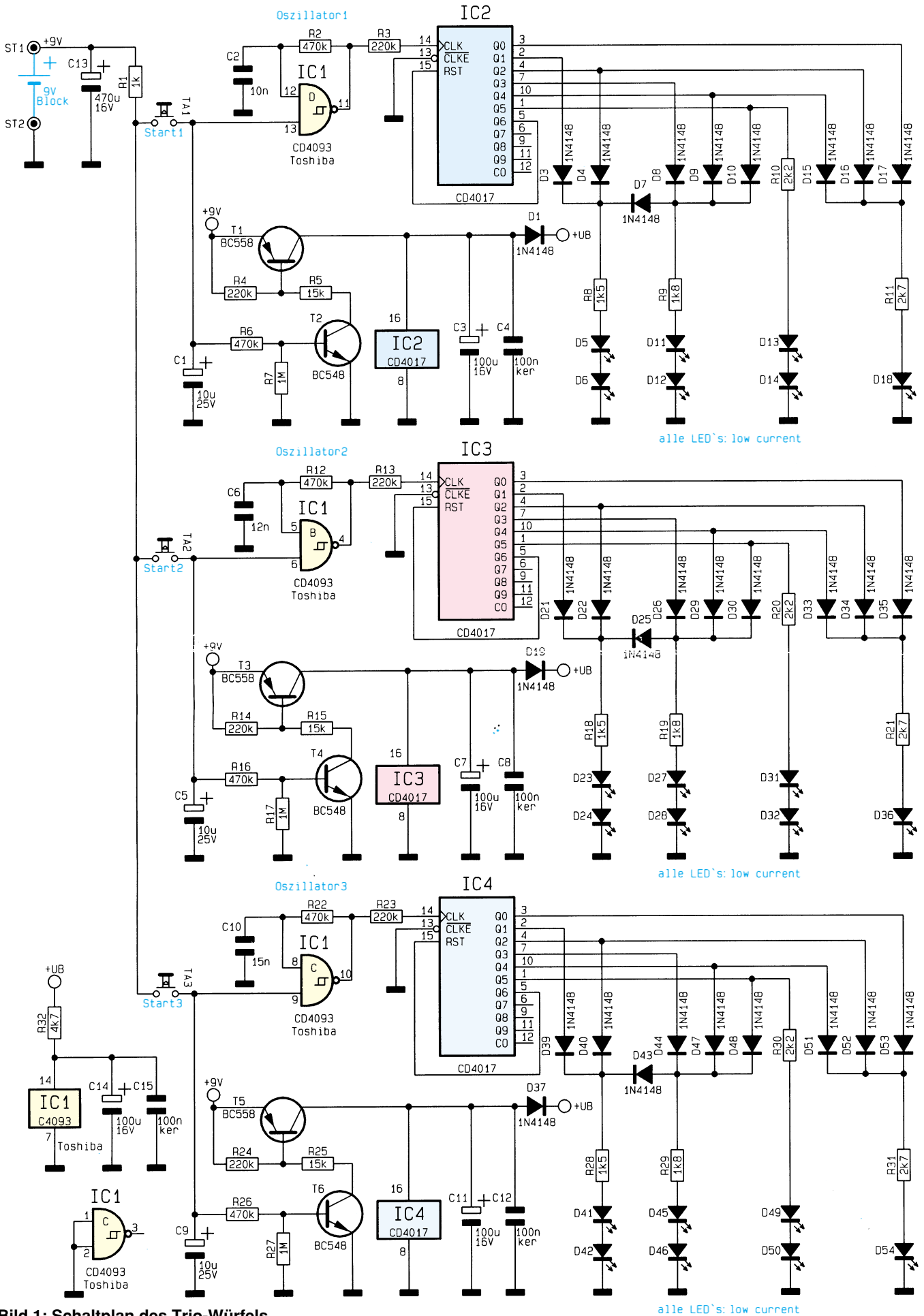


Bild 1: Schaltplan des Trio-Würfels

alle LED's: low current

Stückliste: Trio-Würfel

Widerstände:

1k Ω	R1
1,5k Ω	R8, R18, R28
1,8k Ω	R9, R19, R29
2,2k Ω	R10, R20, R30
2,7k Ω	R11, R21, R31
4,7k Ω	R32
15k Ω	R5, R15, R25
220k Ω .	R3, R4, R13, R14, R23, R24
470k Ω .	R2, R6, R12, R16, R22, R26
1M Ω	R7, R17, R27

Kondensatoren:

15nF	C10
10nF	C2
12nF	C6
100nF/ker	C4, C8, C12, C15
10 μ F/25V	C1, C5, C9
100 μ F/16V	C3, C7, C11, C14
470 μ F/16V	C13

Halbleiter:

CD4093/Toshiba	IC1
CD4017	IC2-IC4
BC558	T1, T3, T5
BC548	T2, T4, T6
1N4148	D1, D3, D4, D7-D10, D15-D17, D19, D21, D22, D25, D26, D29, D30, D33- D35, D37, D39, D40, D43, D44, D47, D48, D51-D53
LED, 3mm, low-current, rot	D5, D6, D11-D14, D18, D23, D24, D27, D28, D31, D32, D36, D41, D42, D45, D46, D49, D50, D54

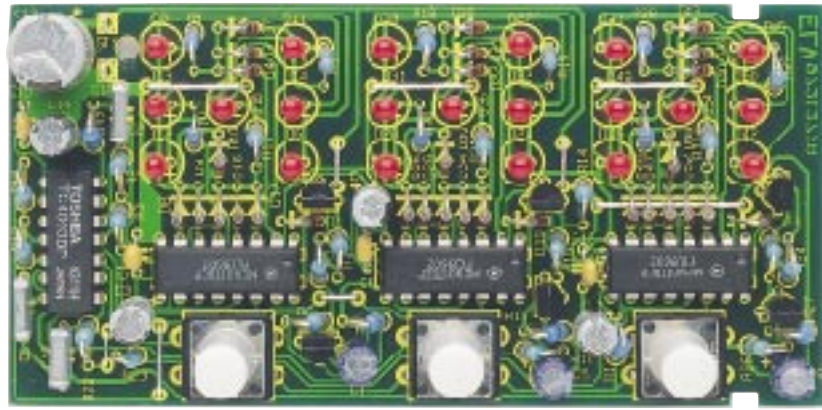
Sonstiges:

Miniatur-Druck-Taster, Tastknopflänge 4 mm	TA 1-TA 3
3 Tastknöpfe, 18mm	
1 Batterieclip	
1 Gehäuse	
10cm Silberdraht	

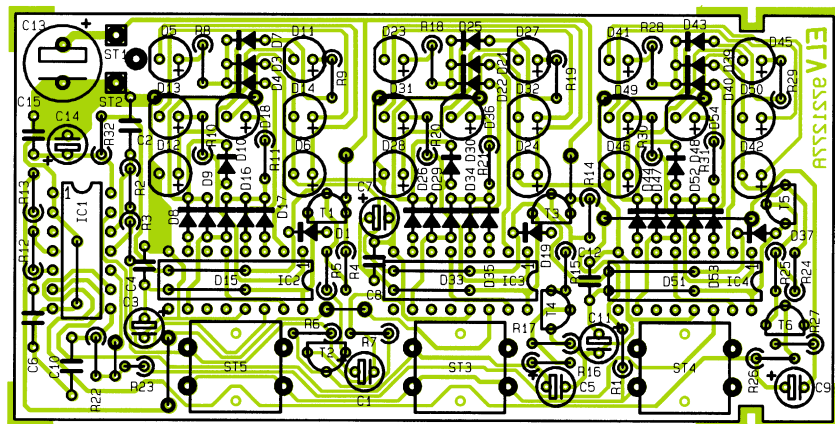
eine Taktperiode H-Pegel annehmen. Der Reseteingang Pin 15 ist in diesem Fall jedoch mit dem Ausgang Q6 verbunden, womit bei Erreichen des Zählerstandes 7 ein Reset erfolgt. IC 2 beginnt dann wieder von 0 an hochzuzählen.

Die decodierten Ausgänge sind auf die Diodenmatrix D3, D4, D7 bis D10 und D15 bis D17 geführt, so daß je nach Zählerstand die entsprechenden LEDs aufleuchten. Durch die Schwingfrequenz des Oszillators von ca. 600 Hz leuchten aufgrund der Trägheit des menschlichen Auges scheinbar alle LEDs gleichzeitig auf.

Über R6 und die Parallelschaltung von R7 und die Basis-Emitterstrecke von T2 entlädt sich C1. Ist die halbe Betriebsspan-



Ansicht der fertig bestückten Platine



Bestückungsplan des Trio-Würfels

nung unterschritten, stoppt der Oszillator IC1D, und der Zählerstand wird, wie vorher beschrieben, über die Diodenmatrix angezeigt. Nach weiteren 15 s ist der Elko C1 soweit entladen, daß T2 sperrt und die gesamte Schaltung stromlos wird.

Nachbau

Die gesamte Schaltungstechnik ist auf einer einseitigen, 54x109mm messenden Platine untergebracht.

Die Bestückung geht in gewohnter Weise anhand von Bestückungsplan, Stückliste und Platinenfoto vor sich. Zunächst folgt die Montage der Drahtbrücken, Dioden, Widerstände und Kondensatoren, wobei die Widerstände stehend montiert werden. Die Anschlußbeine der einzelnen Bauelemente sind von der Platinenoberseite her durch die entsprechenden Bohrungen zu schieben und unten leicht auseinanderzubiegen. Anschließend erfolgt das Verlöten von der Unterseite her. Das Kürzen der überstehenden Anschlußdrähte geschieht mit einem Seitenschneider, ohne dabei die Lötstellen selbst zu beschädigen.

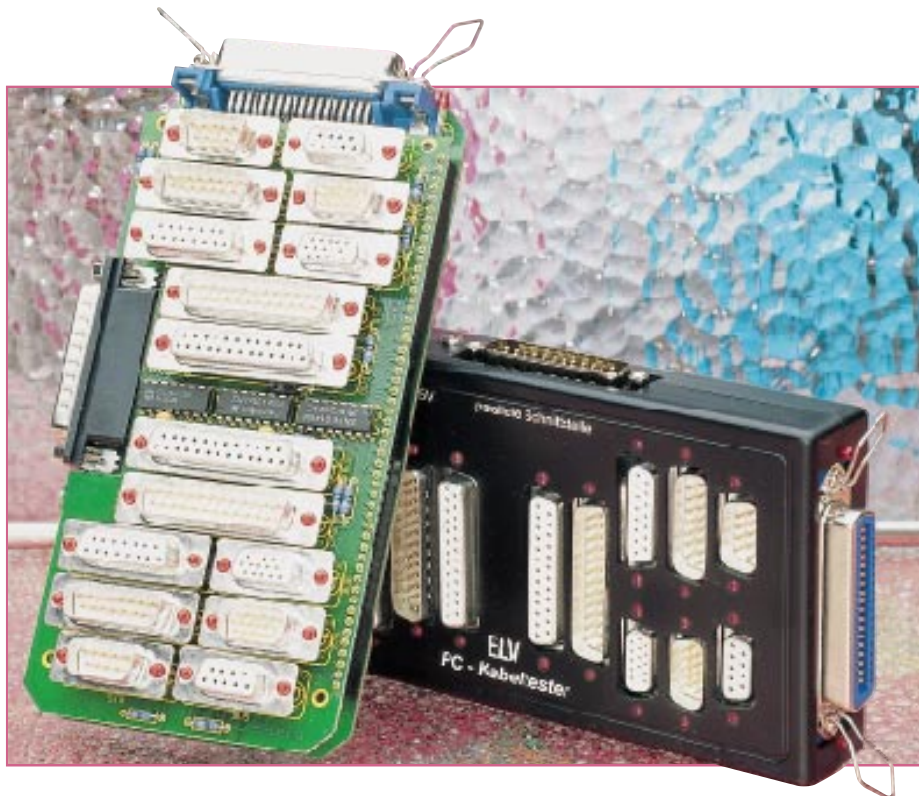
In gleicher Weise werden im Anschluß die restlichen Bauteile, wie Elkos (Polung beachten!), Taster sowie ICs montiert. Bei

der Montage der ICs ist darauf zu achten, daß die Markierung mit der des Bestückungsdruckes übereinstimmt. Die LEDs sind so zu verlöten, daß der Abstand von der Platinenoberfläche bis zum Gehäuse der LED 13,5mm beträgt.

Die Anschlußdrähte des 9V-Batterieclips werden von der Platinenoberseite her in die Löcher ST1 und ST2 eingeführt und verlötet. Dabei ist zu beachten, daß der Pluspol (rot) mit ST1 verbunden wird.

Alsdan erfolgt das Aufsetzen der 3 Tastkappen auf die Taster. An dieser Stelle sollten nochmals die korrekte Bestückung überprüft und etwaige Lötzinnreste entfernt werden. Jetzt kann ein erster Funktionstest erfolgen. Nach Anschluß einer 9V-Blockbatterie muß bei einem Tastendruck der entsprechende Würfel starten, nach ca. 3 s stoppen und nach weiteren 15 s ganz verlöschen.

Die fertiggestellte Platine wird jetzt in die Gehäuseoberschale eingesetzt, wobei die 2 seitlichen Aussparungen der Platine durch die Überstände des Gehäuses ausgefüllt werden. Die Batterie ist einzulegen, und die Gehäuseunterhalbschale wird von der Seite her eingeschoben, womit das Gehäuse verschlossen ist. Damit ist der Trio-Würfel fertiggestellt und kann bei vielen Spielen gute Dienste leisten. **ELV**



ELV-Kabeltester Teil 2

Nachdem wir uns im ersten Teil ausführlich mit der Bedienung und der Software des ELV-Kabeltesters befaßt haben, folgt nun im zweiten Teil die Schaltungsbeschreibung sowie der Nachbau dieses vielseitigen Testgerätes.

Funktionsprinzip

Den Kern des Gerätes bilden zwei 64-Bit Schieberegister, wobei das eine ein Datenwort an alle Buchsen und Stecker anlegt und das zweite Schieberegister daraufhin die Zustände aller Pins der Buchsen und Stecker einliest. Diese Schieberegister werden vom steuernden PC periodisch beschrieben und ausgelesen.

Der PC ermittelt anschließend aus den ausgegebenen Datenmustern und den zugehörigen eingelesenen Zuständen aller Pins die Verdrahtung des Kabels und zeigt diese auf dem Bildschirm grafisch an.

Die Anbindung an den PC erfolgt über die parallele Schnittstelle, womit die Anzahl der dann noch zur Verfügung stehenden I/O-Leitungen stark eingeschränkt wird. Deshalb erfolgt die Kommunikation zwischen PC und Interface mittels einer synchronen, seriellen Vollduplex-Verbindung, d. h., die Eingangs- und Ausgangsdaten werden gleichzeitig, seriell und taktgesteuert übermittelt.

Der Kabeltester nutzt die acht Datenbit-Leitungen D 0 bis D 7, die BUSY-Rückmeldeleitung sowie den GND-Anschluß des PC-Parallelports. Die acht Output-Leitungen des Ports sind folgendermaßen aufgeteilt:

- D 0 -Ladebefehl für das Eingangs-Schieberegister
- D 1 -Clocksignal zur synchronen Datenübertragung
- D 2 -Datenausgang für das Ausgangsschieberegister
- D 3 -Speichersignal für Auswahl-LEDs
- D 4 bis D 7 - Adressierung der Auswahl-LEDs

Die BUSY-Leitung der Parallelschnittstelle fungiert als Dateneingang.

Somit erfolgt die gesamte Kommunikation über eine absolut standardmäßige Parallelschnittstelle, ohne daß sie in irgendeiner Form außerhalb der Spezifikation betrieben wird, d. h. es sind auch keine Probleme bei älteren Rechnern zu erwarten.

Schaltung

Das zuvor erwähnte Ausgangsschieberegister wird durch acht 8-Bit-Schieberegister mit parallelen Ausgängen IC 4, IC 6, IC 8, IC 10, IC 12, IC 14, IC 16 und IC 18 des Typs 74HC 164 gebildet (Abbildung 1). Durch Kaskadierung dieser acht ICs ergibt sich somit ein 64-Bit-Schieberegister. Dieses erhält seine Daten an Pin 2 des IC 4 über den Schutzwiderstand R 6 und den Puffer IC 3 B vom Parallelport ST 10 (Bit D 2).

Parallel zu diesem Schieberegister exi-

stiert ein zweites 64-Bit-Schieberegister, das die Aufgabe hat, parallele Daten einzulesen. Aufgebaut ist es aus IC 5, IC 7, IC 9, IC 11, IC 13, IC 15, IC 17 und IC 19 des Typs 74HC 165. Auch diese ICs sind kaskadiert. Über den Datenausgang Pin 9 von IC 19 gelangen die eingelesenen Daten über den Schutzwiderstand R13 auf die BUSY-Leitung des Parallelports.

Alle Ein- und Ausgänge der beiden Schieberegister sind jeweils über eine Diode miteinander verbunden, mit einem zusätzlichen Pull-Up-Widerstand versehen und an die Pins der verschiedenen Buchsen und Stecker geführt.

Da die Ausgänge des Schieberegisters zur ordnungsgemäßen Funktion jeweils als Open-Kollektor-Ausgang ausgeführt sein müßten, dieser aber nicht vorhanden ist, wurde er durch die Diode und den Pull-up-Widerstand nachgebildet.

Die Buchsen und Stecker sind, wie aus Abbildung 2 ersichtlich, in zwei Gruppen parallelgeschaltet. Es kann somit aus jeder Gruppe nur eine Buchse bzw. ein Stecker gleichzeitig benutzt werden. Zur Kennzeichnung, welche Buchse/Stecker gewählt ist, sind jeder Buchse/Stecker zwei LEDs zugeordnet, die in den Schraubblöcken platziert sind.

Die Aktivierung der LEDs erfolgt durch die zwei Dekoder IC 1 und IC 2 vom Typ 74HC42 (Abbildung 2). Wegen der begrenzten Anzahl von Ausgabeleitungen des Parallelports wird das Datennibble für IC 2 im Latch IC 21 (74HC75) zwischengespeichert. Das Speichersignal gelangt über den Schutzwiderstand R 5 und den Puffer IC 3 A vom Parallelport ST 10 an die Pins 4 und 13 des IC 21.

Die Schutzwiderstände R 1 bis R 8 und R 13 sind erforderlich, um das Fließen höherer Ströme bei Anschluß des Interfaces an den PC zu verhindern, falls PC oder Interface nicht eingeschaltet sind.

An den Anschlüssen AGND und BGND, welche die Abschirmung der Buchsen/Stecker bilden, sind zum Schutz vor ESD je eine Transil-Schutzdiode D 97/D 98 sowie je zwei Schutzwiderstände R 47 bis R 50 vorgesehen.

Ein Steckernetzteil, das eine Nennspannung im Bereich von 8 V bis 15 V bei einem Strom von 100 mA liefert, realisiert die Stromversorgung des Interfaces. Über die Verpolungsschutzdiode D 99 und den Spannungsregler IC 20 wird aus dieser unstabilierten Spannung eine stabile 5V-Gleichspannung gewonnen.

Nachbau

In bewährter Weise beginnen wir den Nachbau mit der Bestückung der Widerstände der Grundplatine, gefolgt von den

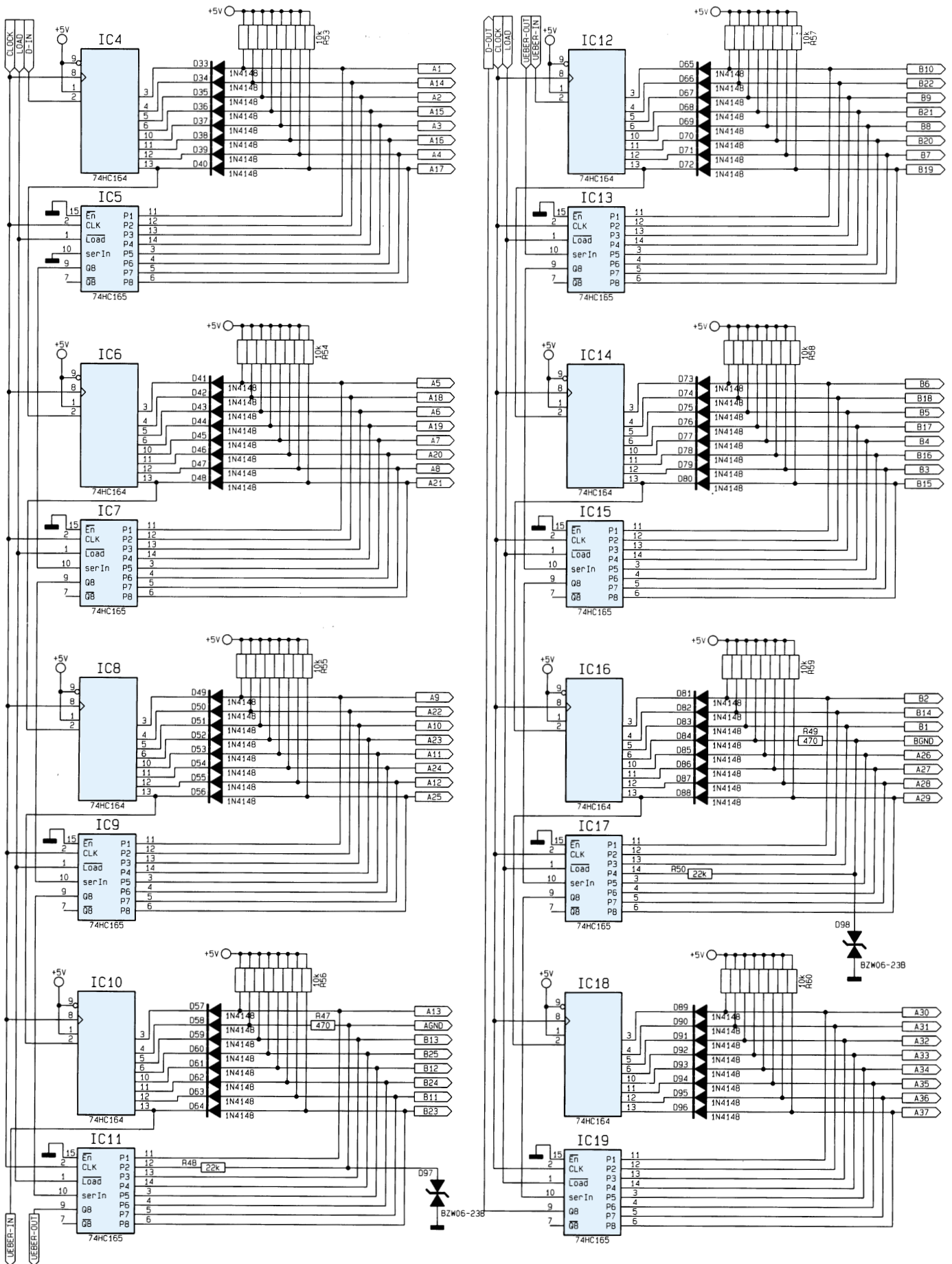


Bild 1: Paralleles 64-Bit Ein-/Ausgabe-Schieberegister

972167002A

PC-Technikkondensatoren und Dioden, wobei bei diesen auf korrekte Polung entsprechend Bestückungsdruck und Bestückungsplan zu achten ist.

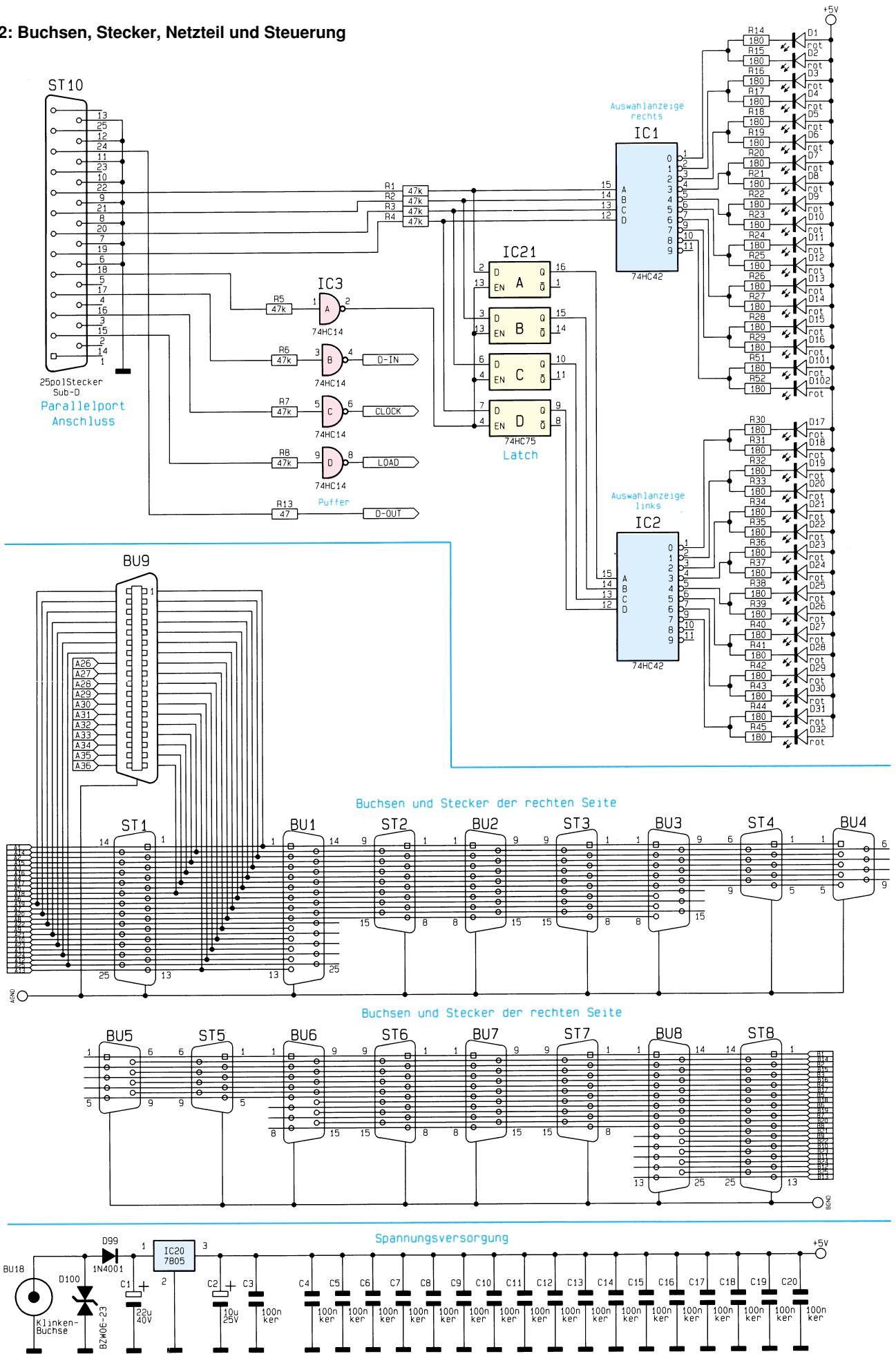
Nachdem diese Bauteile bestückt, ver-

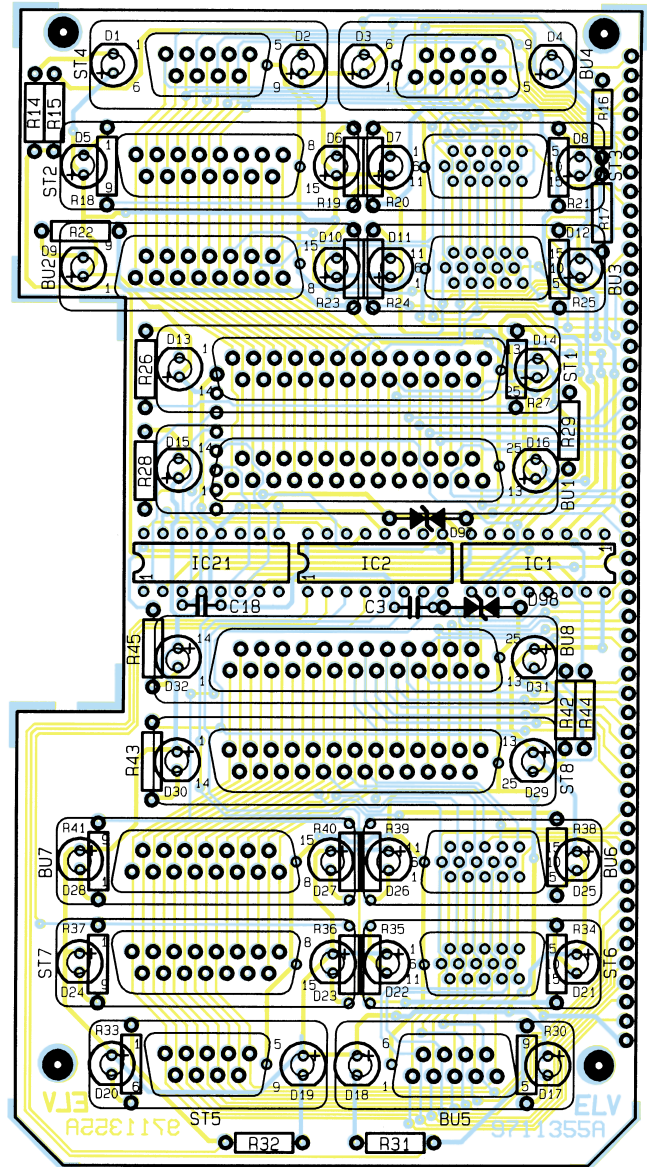
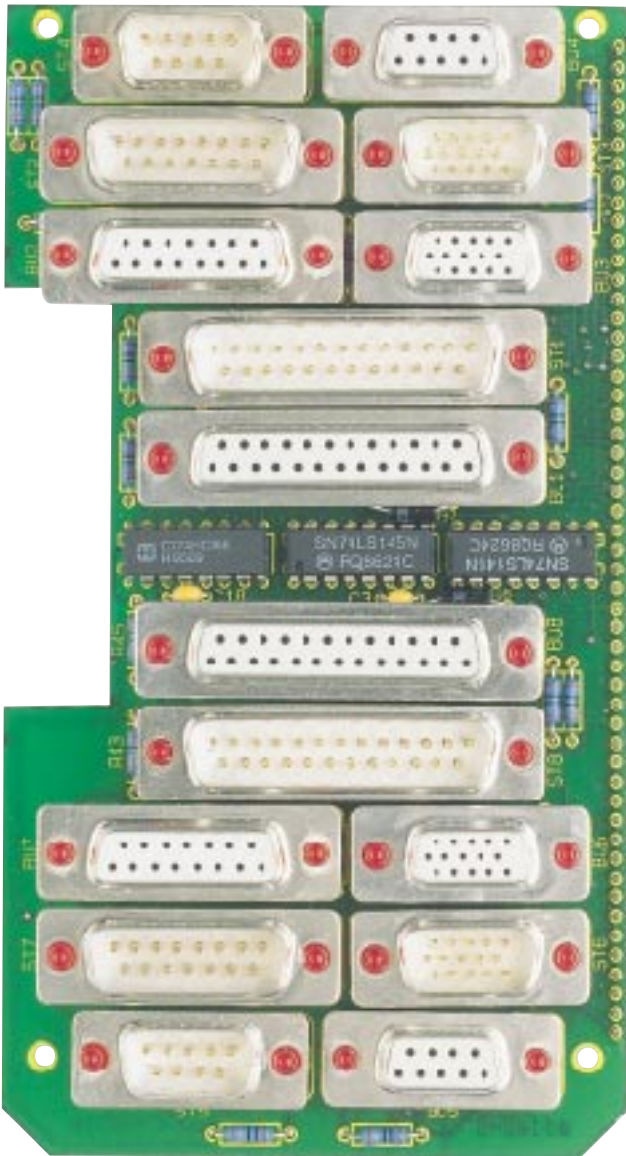
lötet und die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abgeschnitten sind, ohne die Lötstellen zu beschädigen, werden die Widerstandsarrays eingesetzt und verlötet. Hierbei muß die Markierung auf dem Ar-

ray (Punkt) mit der Markierung auf der Platine übereinstimmen.

Es folgt nun der Spannungsregler, der mit einer M3 x 6mm-Schraube und einer M3-Mutter auf der Platine befestigt wird.

Bild 2: Buchsen, Stecker, Netzteil und Steuerung





Fertig aufgebaute Buchsenplatine mit zugehörigem Bestückungsplan

Stückliste: ELV-PC-Kabeltester

Widerstände:

- 47Ω R13
- 180Ω R14-R45, R51, R52
- 470Ω R47, R49
- 22kΩ R48, R50
- 47kΩ R1-R8
- Array, 10kΩ R53-R60

Kondensatoren:

- 100nF/ker C3-C20
- 10µF/25V C2
- 22µF/40V C1

Halbleiter:

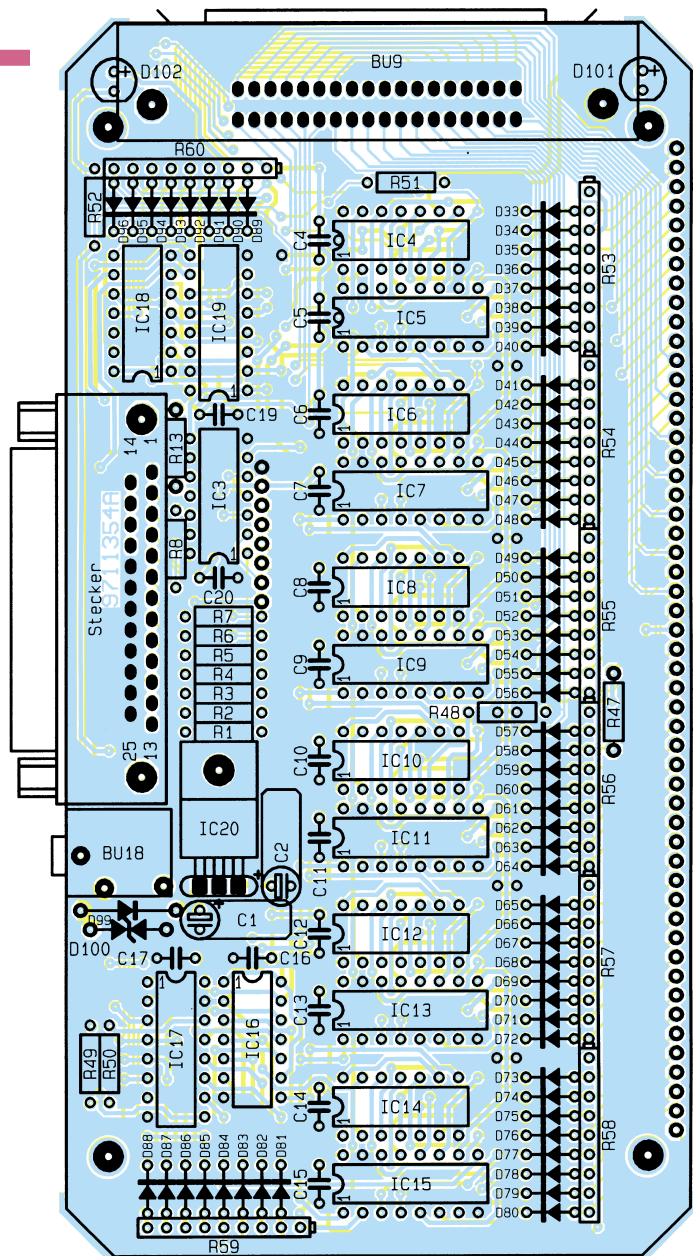
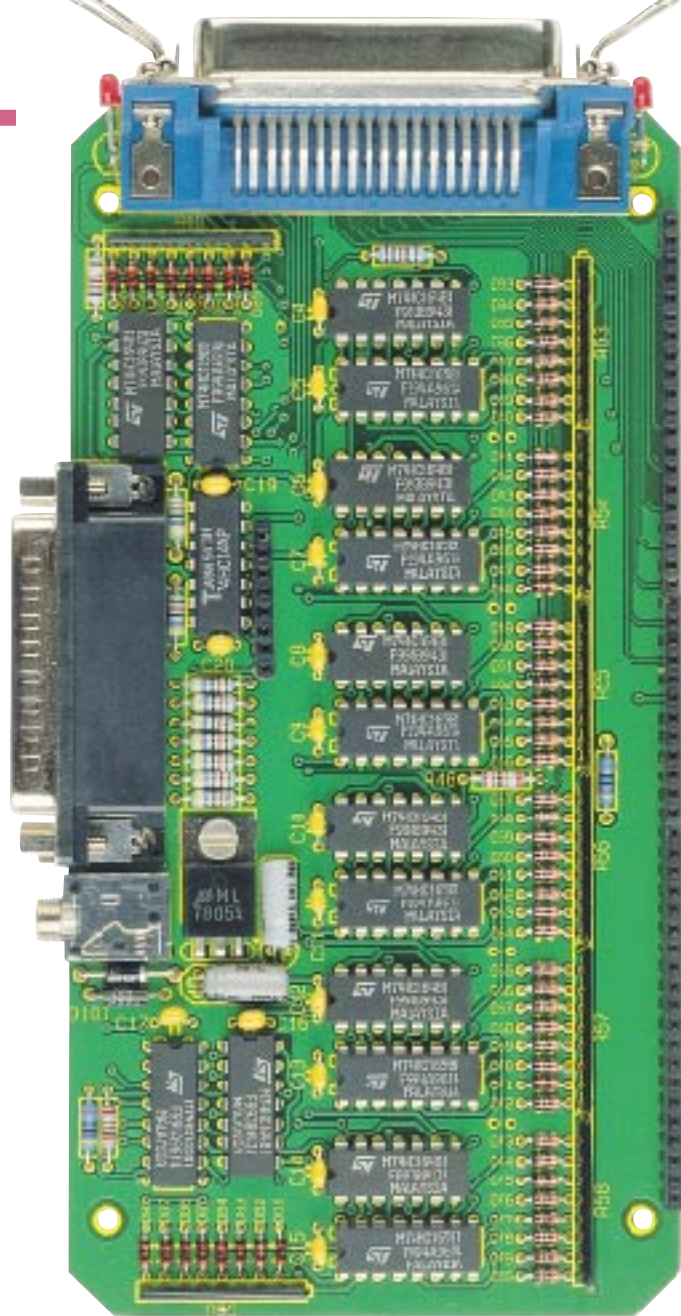
- 74HC145 IC1, IC2
- 74HC14 IC3
- 74HC164 IC4, IC6, IC8, IC10, IC12, IC14, IC16, IC18
- 74HC165 IC5, IC7, IC9, IC11, IC13, IC15, IC17, IC19
- 7805 IC20
- 74HC75 IC21

- 1N4148 D33-D96
- BZW06-23B D97, D98, D100
- 1N4001 D99
- LED, 3 mm, rot D1-D32, D101, D102

Sonstiges:

- SUB-D-Stiftleiste, 25polig, print, gerade ST1, ST8
- SUB-D-Buchsenleiste, 25polig, print, gerade BU1, BU8
- SUB-D-Stiftleiste, 15polig, print, gerade ST2, ST7
- SUB-D-Buchsenleiste, 15polig, print, gerade BU2, BU7
- SUB-D-Stiftleiste, 15polig, High-Density, print, gerade ST3, ST6
- SUB-D-Buchsenleiste, 15polig, High-Density, print, gerade BU3, BU6
- SUB-D-Stiftleiste, 9polig, print, gerade ST4, ST5
- SUB-D-Buchsenleiste,

- 9polig, print, gerade BU4, BU5
- Centronics-Einbaubuchse, 36polig, print, Sicherungsbügel .. BU9
- SUB-D-Stiftleiste, 25polig, print, abgewinkelt ST10
- Klinkenbuchse, 3,5 mm, mono, print BU18
- 2 Buchsenleisten, 1 x 20 polig, h= 5,5 mm
- 1 Buchsenleiste, 1 x 12 polig, h= 5,5 mm
- 1 Buchsenleiste, 1 x 8 polig, h= 5,5 mm
- 2 Stiftleiste, 1 x 20polig, gerade
- 1 Stiftleiste, 1 x 12polig, gerade
- 1 Stiftleiste, 1 x 8polig, gerade
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm
- 1 Mutter, M3
- 1 Gehäuse, bedruckt und gebohrt
- 1 SUB-D-Verbindungskabel, 25polig
- 1 Software PC-Kabeltester, 3,5" Diskette
- 20 cm Schaltdraht, blank, versilbert
- 4 Knippingschrauben 2,2 mm x 16 mm
- 4 Distanzrollen 2,2 mm x 8 mm
- 2 Schrauben für Centronicsbuchse



Fertig aufgebaute Basisplatine mit zugehörigem Bestückungsplan

Dazu sind seine Anschlüsse entsprechend abzuwinkeln.

Die beiden Elkos werden unter Beachtung der richtigen Polarität liegend bestückt. Auch hier winkelt man deren Anschlüsse vor dem Bestücken ab, um mechanische Spannungen zu vermeiden.

Nun sind noch die ICs einzusetzen und zu verlöten. Hierbei ist erstens auf die korrekte Einbaulage und zweitens bei den Typen 74HC164 auf korrekte Position zu achten, da sich neben dem IC zwei Durchkontaktierungen befinden, die leicht als Anschluß für das IC angesehen werden könnte.

Anschließend werden die 5,5 mm hohen, einreihigen Buchsenleisten, die Centronics-Buchse, die Klinkenbuchse sowie die 25polige, abgewinkelte Sub-D-Stiftleiste eingesetzt und verlötet. Die Centronics-Buchse ist vor dem Verlöten mit der Platine zu verschrauben. Die beiden LEDs sind hier so einzusetzen, daß sie später seitlich aus dem Gehäuse ragen. Zur Justage setzt man die Platine probeweise in die

untere Gehäusehalbschale ein und ermittelt dann bei ins Gehäuse eingesetzter LED die notwendige Anschlußlänge zur Abwinkelung der LED-Anschlüsse.

Der Aufbau der Grundplatine ist damit abgeschlossen, und die Bestückung der Buchsenplatine kann jetzt in Angriff genommen werden. Hierbei ist unbedingt die Reihenfolge der Bestückung einzuhalten.

Wir beginnen mit dem Einsetzen der Widerstände und Kondensatoren. Anschließend werden die ICs und die Transildioden bestückt und verlötet.

Nun sind die Stiftleisten von der Lötseite her einzusetzen und von der Bestückungsseite aus anzulöten. Zur besseren Justage können die beiden Platinen dabei zusammengesteckt werden.

Es folgt die Bestückung der LEDs, die einzusetzen, aber noch nicht zu verlöten sind.

Die Buchsen und Stecker sind nun in der Art vorzubereiten, daß an der Unterseite jeder Buchse/Steckers seitlich am Gehäuse ein ca. 1cm langer Draht für die Masse-

verbindung anzulöten ist. Dazu ist ein Vergleich mit dem zugehörigen Aufdruck auf der Platine zur Ermittlung der richtigen Seite hilfreich.

Sind alle Buchsen/Stecker mit Drahtenden versehen, können die Sub-D-Buchsen/Stecker eingebaut und verlötet werden. Die LEDs sind nun so hoch zu schieben, daß sie durch die Befestigungslöcher in den Buchsen/Steckern ragen und anschließend zu verlöten. Der Aufbau der Buchsenplatine ist damit ebenfalls abgeschlossen, und es kann nun die Montage des Gerätes erfolgen.

Dazu werden nach Kontrolle beider Platinen auf etwaige Bestückungs- oder Lötfehler die Platinen zusammengesteckt und mittels vier Knippingschrauben 2,2 mm x 16 mm und vier 8mm-Distanzrollen, die zwischen den beiden Platinen einzusetzen sind, in der Unterhalbschale befestigt. Nach Aufsetzen und Festschrauben der Oberhalbschale ist das Gerät fertiggestellt und kann seinem bestimmungsgemäßen Einsatz zugeführt werden. **ELV**



Faszination Röhre Teil 2

Nachdem wir uns im ersten Teil unserer Serie vor allem mit der Historie der Röhrentechnik befaßt haben, vertiefen wir im zweiten Teil den Exkurs in die interessante Technik der Elektronenröhren, deren Aufbau, ihre Wirkungsweise gefolgt von ersten praktischen Experimenten.

Langer Weg zum richtigen Material

Wie im ersten Teil der Artikelserie beschrieben, sind für die Funktion der Elektronenröhre zwei physikalische Effekte entscheidend:

- Austritt von Elektronen aus erhitzten Metallen und Metalloxiden und
- die gesteuerte Bewegung der ausgetretenen Elektronen im Vakuum.

Obwohl die Leitungselektronen in den Metallen frei beweglich sind, sind sie normalerweise nicht imstande, aus einer kalten Katode auszutreten. Wird diese jedoch erhitzt, können einige Elektronen aus ihr austreten.

Dabei ist es keinesfalls egal, welches Metall für die Katode eingesetzt wird.

Durchläuft ein Elektron ein elektrisches Feld mit der Potentialdifferenz von U , hat es eine Endgeschwindigkeit von

$$v = 594\sqrt{U} \text{ [km/s]} \quad (1)$$

Dabei wird die Eintrittsgeschwindigkeit als Null angenommen.

Im praktischen Gebrauch wird die Elektronengeschwindigkeit häufig nicht in km/s, sondern durch die Volt-Zahl der durchlaufenen Potentialstrecke angegeben. Das heißt, die „Geschwindigkeit 1V“ entspricht der Geschwindigkeit nach dem Durchlaufen einer Potentialstrecke von 1 V.

Zwei Begriffe spielen bei der Charakterisierung des Elektronenaustritts aus erhitzten Metallen eine wichtige Rolle: die sogenannte Temperaturspannung und die Austrittsspannung. Die Temperaturspan-

nung kennzeichnet die bis zur höchstzulässigen Erhitzung des Katodenmaterials erreichbare Geschwindigkeit der Elektronen, während die Austrittsspannung die zur Freigabe der Elektronen (zum Austritt aus der Katode) erforderliche Geschwindigkeit definiert.

Um eine einheitliche Berechnungsgrundlage zu erreichen, wird diese Temperaturspannung genannte Größe ebenfalls in eine Spannung umgerechnet - die Temperaturspannung. Sie wird als Mittelwert des Verhaltens der Elektronen im jeweiligen Material, abhängig von dessen zulässiger Höchsttemperatur, ermittelt.

Wie jetzt einfach in Beziehung zu bringen ist, unterliegen die Temperaturspannung und die Austrittsspannung einer starken Wechselwirkung. Je geringer die Aus-

	zulässige Temperatur T in °C	Temperaturspannung E _t in V	Austrittsspannung E _o in V
Wolfram	2300	0,21	4,5
thorisiertes Wolfram	1950	0,17	2,6
Bariumoxid	1160	0,1	1,1

Tabelle 2: Temperaturspannung und Austrittsspannung einiger Katodenmaterialien

trittsspannung ist, desto geeigneter ist naturgemäß das Katodenmaterial für einen effektiven Elektronenaustritt.

Die Tabelle 2 listet für einige Katodenmaterialien die durch die Erhitzung bis zur zulässigen Temperatur erreichbare Temperaturspannung und die erforderliche Austrittsspannung auf.

Es zeigt sich, daß die erforderliche Austrittsspannung durch die Temperaturspannung bei weitem nicht erreicht wird. Die geringste Differenz herrscht hier noch bei Bariumoxid. Trotz dieser ungünstigen Verhältnisse treten wegen der statistischen Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen (s. o.) doch „einige“ aus der Katode aus. Wenn auch die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Elektronen mit übergroßer Geschwindigkeit relativ gering ist, reicht deren Menge bei der außerordentlich großen Anzahl freier Elektronen im Metall aus, einen Elektronenstrom zur Anode zu ermöglichen, der das Funktionieren der Elektronenröhre möglich macht.

Wie aus Tabelle 2 ersichtlich, liegen Austrittsspannung und Temperaturspannung bei Bariumoxid am dichtesten beieinander. Aus diesem Grunde wird insbesondere bei Empfängerröhren Bariumoxid bevorzugt als Katoden- bzw. Emitter-Material eingesetzt.

Anode, Katode, Gitter...

So kompliziert die physikalische Funktion der Elektronenröhre klingt, die praktische Realisierung gestaltet sich dennoch recht übersichtlich.

Den prinzipiellen Aufbau einer Elektronenröhre kann man gut am Beispiel einer zerlegten Empfängerröhre demonstrieren (Abbildung 4). Die Teile {1 - 10} sind im betriebsfähigen Zustand der Röhre in der Reihenfolge {1 - 6} ineinandergeschoben und durch Glimmerscheiben {8, 9} gehalten.

Dabei ist {1} der Heizer, der für die unterschiedlichsten Heizspannungen und Heizarten (Parallel- oder Serienheizung) ausgelegt sein kann, wie man aus der Röhrenschlüssel-Tabelle im ersten Teil unserer Artikelserie sieht.

Bei direkt geheizten Röhren ist der Heizfaden direkt mit dem emittierenden Material beschichtet und bildet damit auch gleichzeitig die Katode. Direkt geheizte Röhren hatten ihre Bedeutung vorwiegend in batteriebetriebenen Geräten wie Kofferradios (Miniaturserie D ... 96) oder Hörgeräten (Subminiaturserien D ... 67).

Dagegen befindet sich das emittierende Material bei indirekt geheizten Röhren auf

einem Nickelröhrchen {2} - der Katode, in die der Heizer {1} eingeschoben ist. Fast alle Empfängerröhren sind indirekt geheizt.

Die Anode {6} ist als Rohr mit je nach Leistungsanforderung unterschiedlichsten Durchmessern und verschiedenen Querschnittsformen (reine Kreisfläche, Ovale, Rechtecke, Vielecke) ausgeführt. Sie ist außen um Heizer und Katode herumgeführt.

Positioniert man zwischen {2} und {6} das Teil {3} - das Steuergitter -, so erhält man eine steuerbare Röhre, die Triode. Werden nun die Elektrode {4} - das Schirmgitter - und die Elektrode {5} - das Bremsgitter - montiert, bildet die Konfiguration eine Tetrode bzw. Pentode. Die Gitter sind als Wendeln unterschiedlicher Durchmesser und Querschnittsformen sowie unterschiedlicher Steigung ausgeführt.

Bei einer Diode fehlen die Gitter {3} bis {5}. Sie wird heute noch zur Gleichrichtung der Netzspannung in High-End-Verstärkern und früher zur HF-Gleichrichtung sowie zur Hochspannungsgleichrichtung in Fernsehgeräten eingesetzt.

Gleich welche Konfiguration eine Röhre besitzt, stets werden die Einzelteile durch die Glimmerscheiben {8, 9} maßhaltig mit geringsten Toleranzen auf Abstand gehalten und mechanisch stabilisiert.

Alle Teile sind in einem evakuierten Glaskolben eingeschmolzen. Die Kontaktierung erfolgt über in den sog. Preßsteller eingeschmolzene Kontaktstifte {10} und in einigen Fällen (z. B. Hochspannungsgleichrichter) über zusätzliche, großflächige Kontakte.

Die unterschiedlichen Eigenschaften für die verschiedenen Einsatzgebiete, z. B. als NF-Leistungsröhre, HF-Verstärker-röhre, Mischröhren etc. werden neben einigen Materialvariationen durch die Größen der Elektroden, deren Abstände untereinander, die Steigung der Gitterwendeln, der Form und Größe der Anoden usw. erreicht. Dabei bleibt der Grundaufbau jedoch immer erhalten.

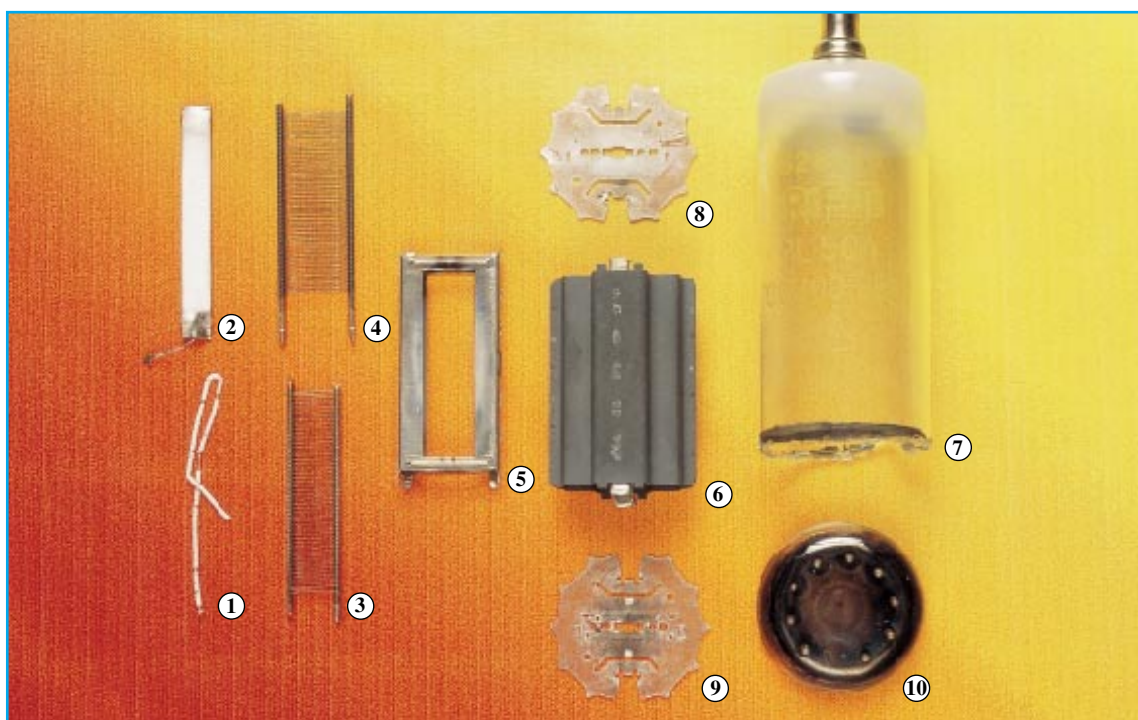


Bild 4: Die Bestandteile einer Elektronenröhre. Bezeichnungen der Einzelteile siehe Text.

Diode, Triode, Tetrode, Pentode...

Wie bereits beschrieben, arbeiten alle Elektronenröhren auf der Basis der Emission von Elektronen aus der geheizten Katode und der Steuerung des Elektronenstroms durch elektrische Felder, die durch die beschriebenen Elektroden, Gitter und Anoden, und deren Spannungen gegenüber der Katode erzeugt werden.

Dabei ergeben sich je nach Einsatzzweck des Systems unterschiedliche Funktionen.

Da wäre zunächst die **Diode**. Sie besteht lediglich aus Heizer, Katode und Anode. Ihre Kennlinie, die sich aus der Wirkung der Anodenspannung auf den Elektronenstrom ergibt, ist in Abbildung 5 dargestellt. Diese Kennlinie ist experimentell mit der Schaltung in Abbildung 6 zu ermitteln.

Deutlich erkennt man in der Kennlinie die Wirkung der Anodenspannung. Der Anodenstrom steigt stetig mit steigender, positiver Anodenspannung, bis ein Sättigungswert erreicht ist, d. h., alle emittierten Elektronen erreichen die Anode und die Katode ist nicht mehr in der Lage, noch weitere Elektronen abzugeben. Die Höhe dieses Sättigungsstroms ist vom Heizstrom und damit von der Katodentemperatur abhängig und steigt mit ihr (Abbildung 5).

Wechselt die Anodenspannung ihre Polarität (negativ), so hört der Stromfluß (fast) schlagartig auf, da physikalisch bedingt, ein Elektronenstrom nur von Minus nach Plus erfolgt. Einige Elektronen weisen zwar eine so hohe kinetische Energie auf, daß sie auch gegen eine negative Anodenspannung gewissermaßen „anlaufen“ können, diese Erscheinung finden wir in Röhrenkennlinienfeldern als Anlaufstrom wieder.

Die Wirkung eines solchen Röhren- (Dioden-) Systems als Gleichrichter für Wechselspannungen läßt sich nun leicht herleiten: Ein Strom durch die Röhre fließt nur, wenn die Anode positives Potential führt. So wird die positive Halbwelle der Wechselspannung durchgelassen und die negative Halbwelle gesperrt. Es entsteht eine pulsierende Gleichspannung, die später durch einen Kondensator zur rechten Gleichspannung geglättet wird.

Legt man nun zwischen Anode und Katode ein Gitter, so entsteht die **Triode**, deren Grundbeschriftung in Abbildung 7 gezeigt ist. Das Gitter soll den Elektronenstrom definiert steuern.

Bei der Triode wirken gleich zwei Elektroden auf den Elektronenstrom ein: Dies ist zum einen die Anode wie bei der Diode beschrieben und zum anderen das Gitter mit seiner Gitterspannung. Da es sich im Verhältnis zur Anode näher an der Katode befindet, ist naturgemäß seine Steuerwirkung auf den Elektronenstrom deutlich höher und es sind wesentlich geringere

Spannungen zur Beeinflussung des Elektronenstroms erforderlich.

Sie merken, wir kommen langsam zum Thema Verstärkung. Durch eine geringe Spannung am Gitter ist der Stromfluß zwischen Katode und Anode direkt steuerbar.

Legt man an das Gitter eine positive Spannung gegenüber der Katode, so verstärkt es, wie die Anode, den Elektronenstrom. Ist das Gitter umgekehrt jedoch mit einer gegenüber der Katode negativen Spannung beaufschlagt, bremst es den Elektronenstrom, da es die „Sogwirkung“ der Anode je nach Ansteuerung ganz oder teilweise aufhebt.

Die beiden steuernden Spannungen von Gitter und Anode werden unter dem Begriff resultierende Steuerspannung zusammengefaßt:

$$U_{st} = U_s + D \cdot U_a \quad (2)$$

Dabei wirkt die Gitterspannung voll und die Anodenspannung mit dem Faktor $D < 1$. Den Faktor D nennt man den Durchgriff, er besagt, daß nur die Feldanteile der Anode wirksam werden, die durch die „Gittermaschen“ in den Katodenraum auf die Elektronenwolke durchgreifen.

Der dabei fließende Anodenstrom wird wie folgt beschrieben:

$$I_a = K(U_g + D \cdot U_a)^{3/2} \quad (3)$$

Damit kommt ein Stromfluß zustande, wenn gilt:

$$U_g + D \cdot U_a > 0 \quad (4)$$

Bei positiver Gitterspannung tritt jedoch ein Gitterstrom auf, d.h., der gesamte Katodenstrom teilt sich in einen Stromfluß über das Gitter und einen solchen über die Anode auf. In der Praxis ist dies unerwünscht, wie wir bei der Behandlung der Verstärkung mit Röhren und der bei der Verstärkung auftretenden Verzerrungen erfahren werden. Hier sei nur anzumerken, daß man Verstärkerröhren, wie z. B. die beschriebene Triode stets mit negativer Gitterspannung betreibt, wenn es sich um Verstärkerbetrieb handelt.

Führt man zwischen Steuergitter und Anode ein weiteres Gitter, das Schirmgitter, ein, so erhält man die Tetrode, bekannter unter dem Begriff Schirmgitterröhre (Abbildung 8).

Das Schirmgitter wird meist mit einer konstanten, positiven Spannung betrieben. Es verringert die Steuerwirkung der Anode, es schirmt sie ab.

Die Gleichung (5) beschreibt die Verhältnisse analog der Gleichung (2) für die

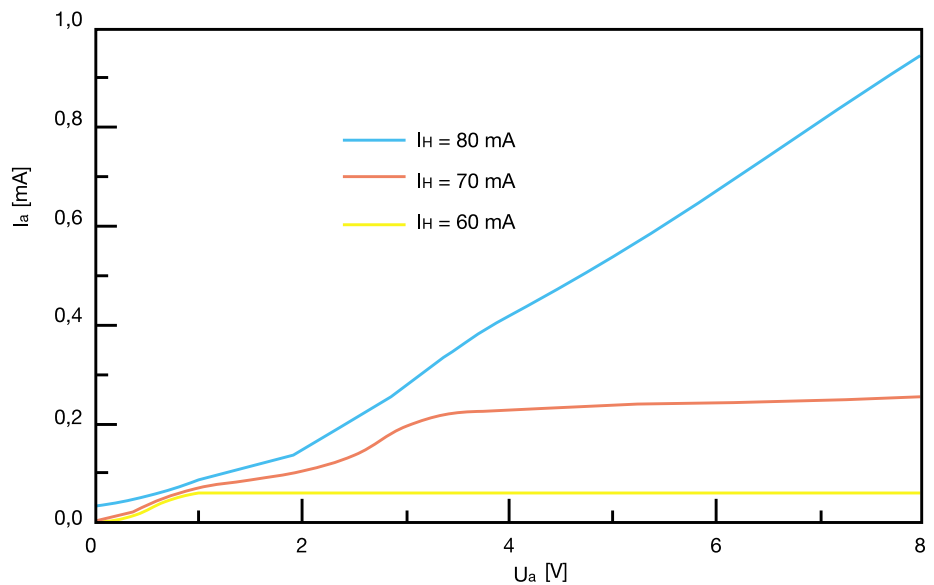


Bild 5: Diodenkennlinie mit Oxidkatode für verschiedene Heizströme

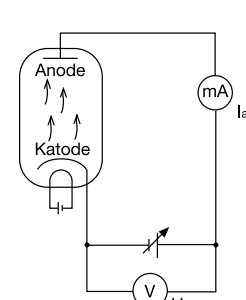


Bild 6: Mit dieser Schaltung ist die Aufnahme der Kennlinie nach Bild 5 möglich.

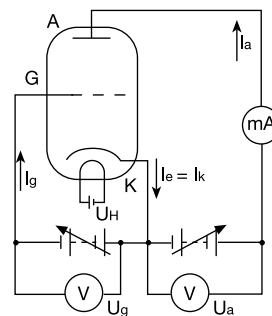


Bild 7: Grund- und Meßbeschriftung einer Triode

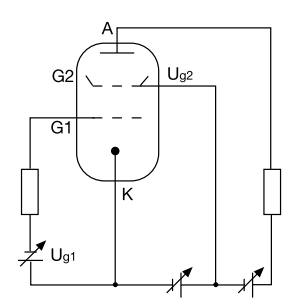


Bild 8: Grund- und Meßbeschriftung einer Tetrode. G1 - Steuer-gitter; G2 - Schirmgitter

Triode. Wir werden gleich erkennen, daß sich die Kennlinienverläufe von Triode und Tetrode sehr stark unterscheiden.

Analog zur Triode kann man auch hier wieder eine resultierende „Steuerspannung“ einführen:

$$U_{st} = U_{g1} + D_1 \cdot U_{g2} + D_1 \cdot D_2 \cdot U_a \quad (5)$$

Dabei ist D_1 der Durchgriff des Schirmgitters durch das Steuergitter und D_2 der Durchgriff der Anode durch das Schirmgitter. Da sowohl D_1 als auch $D_2 < 1$ sind, kann als Produkt von $D_1 \cdot D_2$ leicht ein Ergebnis $\leq 0,01$ entstehen. Das bedeutet, daß der Einfluß der Anodenspannung auf den Anodenstrom (Steuerwirkung der Anode) vernachlässigbar ist. Bei konstant gehaltener Schirmgitterspannung erfolgt die Steuerung des Anodenstroms praktisch nur durch die Gitterspannung. Der Gesamtstrom teilt sich auf in den Schirmgitterstrom und den Anodenstrom. Für $U_a = 0$ fließt der gesamte Strom in das Schirmgitter.

Beim Betrieb einer Tetrode ergibt sich ein entscheidendes Problem. Die auf die Anode auftreffenden Elektronen haben eine so hohe kinetische Energie, daß sie in der Lage sind, Elektronen aus der Anode herauszulösen. Diese Sekundärelektronen können, falls die Schirmgitterspannung höher als die Anodenspannung ist, zum Schirmgitter fließen. Das geschieht dann, wenn bei einer „Aussteuerung“ der Röhre mit Wechselspannung der Augenblickswert der Anodenspannung unter die Schirmgitterspannung fällt. In diesem Augenblick treten wiederum starke Verzerrungen auf.

Um diesen unerwünschten Effekt zu vermeiden, führte man ein weiteres Gitter, das Bremsgitter, ein und erhielt so ein Pentodensystem (Abbildung 9). Das Bremsgitter ist hier meist mit der Katode verbunden, hat also deren Potential. Die Primärelektronen, die den gewünschten, in Richtung Anode fließenden Strom hervorrufen, können sehr einfach die durch das Bremsgitter gebildete Potentialsenke überwin-

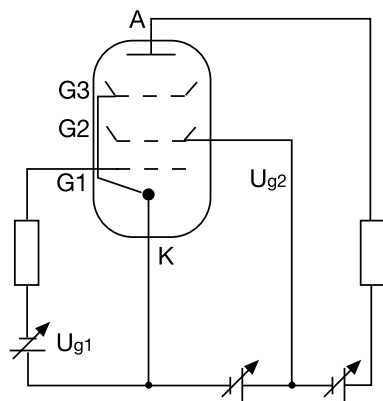


Bild 9: Grund- und Meßbeschaltung einer Pentode. G1 - Steuergitter; G2 - Schirmgitter; G3 - Bremsgitter

den. Die Sekundärelektronen jedoch werden, da sie keine hohe kinetische Energie besitzen, durch das Bremsgitter daran gehindert, zum Schirmgitter zu gelangen.

Von den beschriebenen vier Röhrenarten haben heute speziell in der High-End-NF-Verstärkertechnik und in Bühnenverstärkern Trioden und Pentoden eine Bedeutung. Die Tetrode ist in Sendeanlagen sehr hoher Frequenz, z. B. in Richtfunkanlagen, anzutreffen.

Wir wollen uns jedoch auf unsere Verstärkerprojekte vorbereiten und uns darum in der Folge schwerpunktmäßig mit den Trioden und Pentoden beschäftigen.

Daten, Kennlinien, erste Versuche

Wer Schaltungen mit Röhren entwerfen, aufbauen und prüfen will, kommt nicht umhin, sich vor allem mit einer der wichtigsten Aussagen zum Bauelement Elektronenröhre zu beschäftigen - dem Kennlinienfeld. Hier werden die wichtigsten Abhängigkeiten, nämlich die des Anodenstroms von der Anodenspannung und die des Anodenstroms von der (Steuer-)Gitterspannung anschaulich grafisch dargestellt und eindeutig das Verhalten der Röhre beschrieben.

Nach Gleichung (3) ist z. B. für die Triode der Anodenstrom eine Funktion der Gitterspannung und der Anodenspannung:

$$I_a = f(U_g, U_a) \quad (6)$$

Bei der grafischen Darstellung wählt man die Form von Kennlinienfeldern mit jeweils zwei Variablen und einem Parameter:

$$I_a = f(U_g) \mid U_a = \text{const}$$

und

$$I_a = f(U_a) \mid U_g = \text{const}$$

Die Abbildungen 10 und 11 zeigen für die Röhre EL 34, als Triode geschaltet, die I_a/U_{g-} und die I_a/U_a -Kennlinienfelder.

Vergleicht man das vorliegende Kennlinienfeld mit dem Kennlinienfeld einer idealen Triode, wie es durch die Gleichung (3) beschrieben wird, ergeben sich gewisse Abweichungen. Sie sind darin begründet, daß das Raumladungsgesetz nicht exakt erfüllt wird, daß das Anlaufgebiet vorhanden ist, und daß der Durchgriff nicht exakt eine konstruktiv begründete Konstante darstellt, sondern sich geringfügig mit den Betriebsverhältnissen ändert. Für die praktische Arbeit mit den Kennlinienfeldern ist dies jedoch nicht von Bedeutung, da man hier nicht von den theoretischen Werten, sondern ohnehin von den selbst ermittelten oder von den Röhrenherstellern bereitgestellten Kennlinienfeldern ausgeht.

Für die Übertragungseigenschaften der Röhren haben die Abweichungen der realen Kennlinien von den theoretischen al-

erdings eine Bedeutung, insbesondere deswegen, weil die später beschriebenen Röhrenkenngrößen in der Praxis arbeitspunktabhängig sind.

Die Abbildungen 12 und 13 zeigen wie die Abbildungen 10 und 11 die entsprechenden Kennlinienfelder der EL 34, nun als Pentode geschaltet. Sofort fällt der völlig andere Kennlinienverlauf im Vergleich zur Triode auf. Der Anodenstrom (I_a/U_a -Kennlinienfeld) ist ab einem gewissen, noch relativ geringen Wert der Anodenspannung nahezu unabhängig von dieser. Außerdem kommt ein weiterer Parameter, die Schirmgitterspannung, hinzu. Nach Gleichung (5) gilt:

$$I_a = f(U_{st}) = f(U_{g1} + D_1 \cdot U_{g2} + D_1 \cdot D_2 \cdot U_a) \quad (7)$$

Diese Gleichung erklärt, daß der Anodenstrom kaum von der Anodenspannung abhängt, weil $D_1 \cdot D_2 \ll 1$ ist. Auch die Wirkung der Schirmgitterspannung auf den Anodenstrom ist wegen des kleinen Wertes von D_1 nicht so groß wie von U_{g1} .

Im Kennlinienfeld I_a/U_g liegen entsprechend die Kennlinien nahezu übereinander, während bei der Triode ein echtes Kennlinienfeld vorhanden ist.

Die beschriebenen Kennlinienfelder werden die wesentliche Grundlage für die Ermittlung der Röhrenkennwerte sowie der Schaltungsdimensionierung bilden.

Die Röhrenkennwerte

Um das Verhalten der Röhren bei der Aussteuerung mit Wechselspannungen berechnen zu können, hat man vier Röhrenkennwerte festgelegt. Wegen der Beziehung (6) kann man Differentialquotienten von je 2 Variablen bei Konstanzhaltung der dritten Variablen bilden. In der Praxis wird der Differentialquotient durch den Differenzenquotienten ersetzt. So erhält man für die vier Kenngrößen folgende Definitionen:

Steilheit:

$$S = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \right| U_a = \text{const} \quad (8)$$

Für die EL 34, als Triode geschaltet, erhält man so z. B. für $U_a = 250$ V im Bereich der Gitterspannung um 15 V:

$$S = \frac{22,4 \text{ mA}}{2,5 \text{ V}} = 8,95 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Verstärkungsfaktor und Durchgriff:

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \right| I_a = \text{const} \quad (9)$$

$$D = \left. \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \right| I_a = \text{const} \quad (10)$$

Dabei ist

$$\mu = \frac{1}{D} \quad (11)$$

Als Beispiel ergibt sich wiederum für

die EL 34, als Triode geschaltet:

$$\mu = \frac{29 \text{ V}}{2,5 \text{ V}} = 11,6 \quad \text{für } I_a = 100 \text{ mA}$$

und
$$D = \frac{1}{\mu} = 0,086 = 8,6\%$$

Innenwiderstand:

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \right|_{U_g = \text{const}} \quad (11)$$

Für den oben betrachteten Fall der EL 34 erhält man einen Wert von:

$$R_i = \frac{25 \text{ V}}{22,4 \text{ mA}} = 1,11 \text{ k}\Omega$$

Es ist zu beachten, daß die Röhrenkennwerte nicht konstant, sondern arbeitspunkt-abhängig sind und die Δ -Werte zur Kenn-datenbestimmung klein gewählt werden müssen.

Bildet man das Produkt aus S , D und R_i , erhält man die innere Röhrengleichung, auch als Barkhausengleichung bekannt:

$$S \cdot D \cdot R_i = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \cdot \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \cdot \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = 1$$

$$S \cdot D \cdot R_i = 1 \quad (12)$$

In den Röhrentabellen werden die Kenn-daten meist nur für einen Arbeitspunkt angegeben, der den speziellen Einsatzfall der Röhre definiert. Aus den Kennlinien-feldern kann man entsprechend den Gleichungen (8) bis (11) die gewünschten Werte für jeden Arbeitspunkt ermitteln.

Die Verstärkerwirkung einer Röhre ist umso größer, je größer S und je kleiner D ist. Dabei hängen die Werte von der Kon-struktion der jeweiligen Röhre ab (Kato-denfläche, Abstand zwischen Gitter und Katode, Gitterkonstruktion usw.).

Da sich die Forderungen an die Kon-struktion einer Röhre aber teilweise entgegengesetzt verhalten, muß stets ein Kompromiß gefunden werden, der sich nach dem vorgesehenen Einsatzfall richtet. So werden an die Konstruktion einer HF-Mi-scher-Röhre andere Anforderungen gerichtet als an die einer NF-Endstufenröhre.

Es wird praktisch - Hochspannung

Aus den verschiedensten Gründen kann es erforderlich sein, die Kennlinie einer bestimmten Röhre selbst zu ermitteln. Diesem Zweck soll die Schaltung in Abbildung 13 dienen, denn erst das eigene Experiment läßt das Verständnis für die „Faszination Röhre“ erahnen.

Sicherheitshinweise

Bevor wir uns dem praktischen Teil zuwenden, wollen wir Ihnen zunächst an dieser Stelle einige wesentliche Sicherheitshinweise beim Aufbau und Umgang mit Röhrenschaltungen geben. Darüber hinaus sind die entsprechenden VDE-Be-

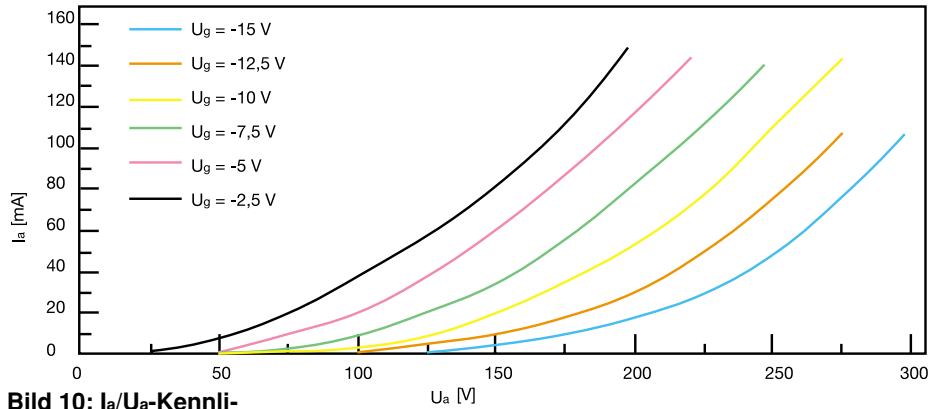


Bild 10: Ia/Ua-Kennlinie der Leistungs-röhre EL 34, als Triode geschaltet

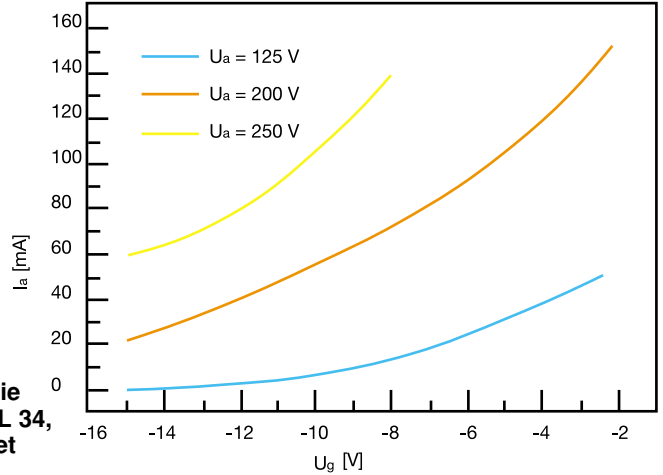


Bild 11: Ia/Ug-Kennlinie der Leistungs-röhre EL 34, als Triode geschaltet

Bild 12: Ia/Ua-Kennlinie der Leistungs-röhre EL 34, als Pentode geschaltet

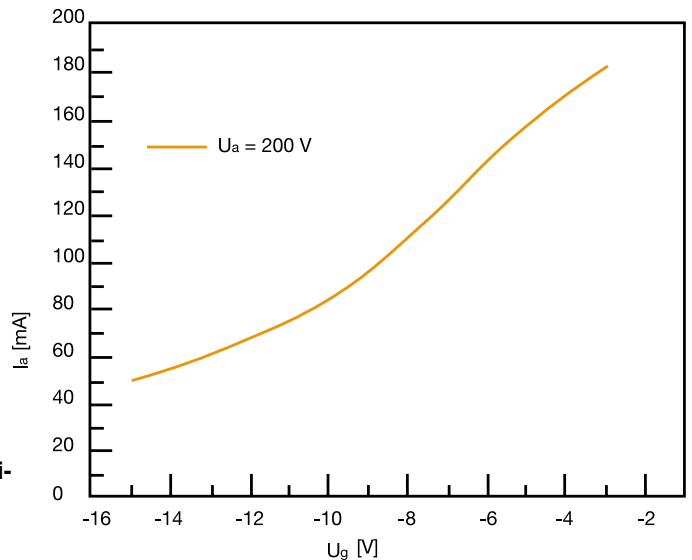
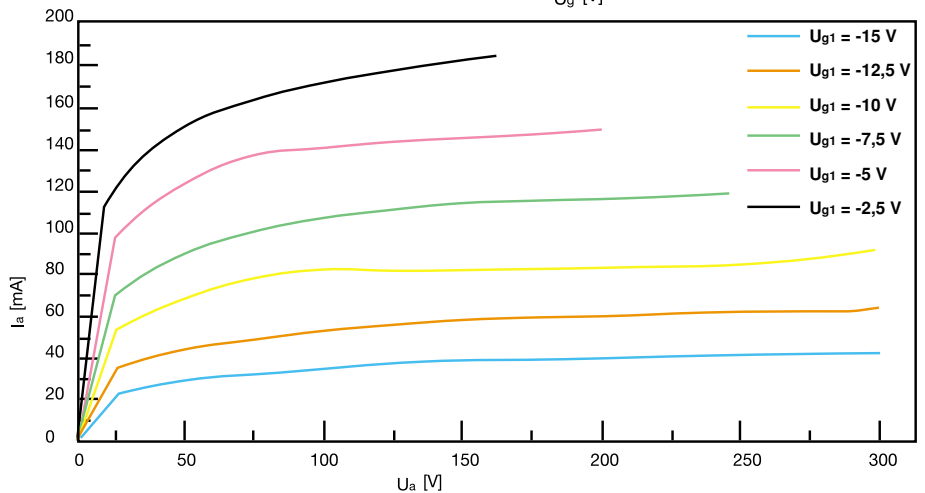


Bild 13: Ia/Ug-Kennlinie der Leistungs-röhre EL 34, als Pentode geschaltet

stimmungen sowie die einschlägigen relevanten Sicherheitshinweise unbedingt zu beachten. Der Umgang mit Röhren ist aufgrund der für den Betrieb erforderlichen hohen und damit lebensgefährlichen Spannungen ausschließlich Profis vorbehalten, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind.

Äußerste Vorsicht ist bei jeder Röhrenschaltung wegen der lebensgefährlich hohen Spannungen geboten, die hier notwendig sind. Diese Spannungen dürfen erst nach vollständiger Verkabelung der gesamten Schaltung einschließlich aller Zuführungs- und Meßleitungen und abschließender Überprüfung des Aufbaus angelegt werden, d. h. die Schaltung muß berührungssicher ausgeführt sein, entsprechend dürfen keine spannungsführenden Teile berührbar sein.

Die Verbindungsleitungen zwischen Schaltung und Netz- bzw. Meßgeräten müssen ausreichend spannungsfest und als VDE-gerechte Sicherheitsmeßleitungen (keine berührbaren blanken Teile) ausgeführt sein.

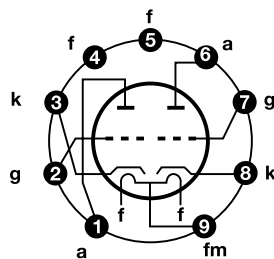
Lebensgefährlich wären hier „fliegende“ Aufbauten. Sichern Sie auch alle Geräte und Leitungen gegen Herabfallen und Berührung.

Die Fassungen für die zu untersuchenden Röhren müssen fest in ein allseitig isoliertes Gehäuse montiert werden, sorgfältig gelötete, isolierte Leitungen führen zu Sicherheitsmeßbuchsen.

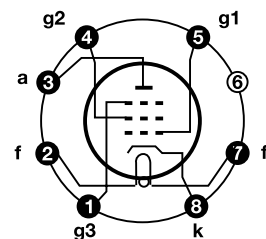
Die Sockelschaltungen einiger in unseren Experimenten und Anwendungsschaltungen eingesetzter Röhren sind in der Abbildung 15 zu sehen.

Die Zuordnung der Anschlüsse:

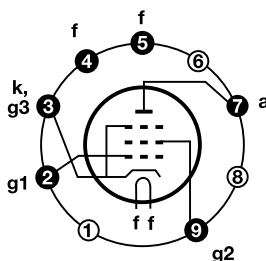
- f - Heizung
- k - Katode
- a - Anode
- g1 - Steuergitter
- g2 - Schirmgitter
- g3 - Bremsgitter



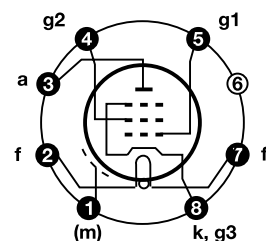
ECC 81, ECC 82, ECC 83, 12AX7, 7025, 6681, 12DW7, 7247



EL 34



EL 84



6L6, 6V6, 6550, KT88

Bild 14: Sockelschaltungen ausgewählter, gebräuchlicher Röhren

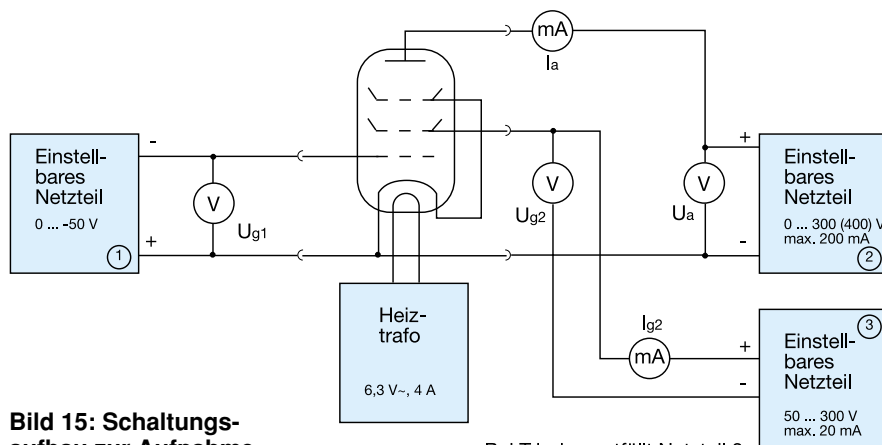


Bild 15: Schaltungsaufbau zur Aufnahme von Röhrenkennlinien

Bei Trioden entfällt Netzteil 3 und die zugehörigen Meßgeräte

Welchen Röhrentyp Sie für die ersten Experimente wählen, bleibt Ihnen überlassen. Zweckmäßigerweise beginnt man mit einer Triode, etwa einer ECC 81, 82 o. ä.

Man kann sein Experimentierboard auch mit mehreren Röhrensockeln versehen, um verschiedene Röhren testen zu können.

Als Meßgeräte kommen normale Analog- oder Digitalmultimeter zum Einsatz, wobei auch hier auf die zulässigen Höchstspannungen und auf den Berührungsschutz sowie vorschriftsmäßige Isolation zu achten ist.

Als Netzgeräte sollten nach Möglichkeit nur industriell hergestellte Geräte zum Einsatz kommen, die ebenfalls entsprechende Sicherheit gewährleisten.

Erst mit einem solchen Equipment, das sicheres Experimentieren möglich macht, können eigene Versuche beginnen.

Die erste eigene Kennlinie

Auch, wenn es sehr theoretisch klingt, ohne ein solches Experiment durchgeführt zu haben, sollte man keine Röhrenschaltung auf- oder nachbauen. Denn hier ist es fast noch wichtiger als in der Halbleitertechnik, überlegt zu handeln und Wechselwirkungen zu kennen. Dazu kommt die praktische Erfahrung im Umgang mit der nun einmal nicht ungefährlichen Technik.

Nach sorgfältigem Aufbau der Meßschaltung sind die Spannungen nun in folgender Reihenfolge einzuschalten:

1. Negative Gitterspannung, immer zunächst den höchsten Wert einstellen
2. Heizspannung
3. Anodenspannung
4. Bei Bedarf Schirmgitterspannung

Will man nun das Kennlinienfeld $I_a = f(U_a)$ (mit U_g als Parameter) ermitteln, wird, mit der höchsten negativen Gitterspannung (ca. -50 V) beginnend, durch schrittweises Erhöhen der Anodenspannung der zugehörige Anodenstrom notiert.

Danach stellt man U_a wieder zurück auf 0 V, wählt den nächsten Wert für die Gitterspannung, erhöht wieder schrittweise die Anodenspannung usw.

Beachten Sie dabei, daß das Produkt $U_a \cdot I_a = P_a$ den für die Röhre angegebenen Wert, den man einschlägigen Röhrentabellen entnimmt, nicht übersteigen darf. P_a beträgt z. B. für die ECC 82 2,5 W.

Nachdem man das komplette Kennlinienfeld ermittelt hat, können nun die Werte für S, D und R_i nach den vorangegangenen Ausführungen bestimmt werden.

Damit ist unsere erste praktische Begegnung mit der Elektronenröhre absolviert.

In der nächsten Ausgabe erfolgt der Einstieg in die praktische Schaltungsdimensionierung - heben Sie also Ihr Experimentierboard auf...



NF-Signalverfolger

Ausgestattet mit einem empfindlichen Vorverstärker, VU-Meter und eingebautem klirrarmem Pegeltongenerator wird dieser Signalverfolger im Audio-Geräteservice schnell zu einem nützlichen und vielseitig einsetzbaren Hilfsmittel.

Allgemeines

Zur schnellen Fehlersuche im Bereich der Audiotechnik gehört der NF-Signalverfolger nach wie vor zu den wichtigsten Hilfsmitteln in der Service-Werkstatt. Wie der Name schon sagt, ist die wesentliche Aufgabe des NF-Signalverfolgers die akustische Signalverfolgung innerhalb eines Audiogerätes.

Dazu ist am Eingang des Prüflings ein Audiosignal anzulegen, wobei es sich sowohl um veränderbare Signale, wie z. B. Sprache und Musik, als auch um Konstant-signale (Sinus-Dauerton) handeln kann.

Da für die Fehlersuche im allgemeinen Konstantsignale besser geeignet sind, ist im ELV-Signalverfolger SV 7000 zusätzlich ein klirrarmer Pegeltongenerator eingebaut, der 4 markante Sinusfrequenzen für die Einspeisung in das zu testende Audiogerät liefert. Der Ausgangspegel des Generators ist sowohl kontinuierlich als auch in exakt definierten Abstufungen einstellbar, so daß mit dem SV 7000 genaue Pegelmessungen möglich sind.

Bei der Fehlersuche wird in der Regel der Sinus-Dauerton des Generatorteils dem Eingang des Prüflings zugeführt und mit einer Prüfspitze das Signal an den einzelnen Stufen des zu testenden Gerätes abgetastet.

Je nach Verstärkung und Stufe können hierbei sehr unterschiedliche Signalpegel auftreten. Daher ist zur Anpassung an die unterschiedlichen Eingangssignale beim SV 7000 die Empfindlichkeit des Eingangsvorverstärkers in einem sehr weiten Bereich veränderbar.

Es ist sowohl eine Verstärkung bis hin zu 60 dB (1000fach) als auch eine Abschwächung des Signals in der gleichen Größenordnung möglich.

Für die Qualitätsbeurteilung eines NF-Signals ist eine möglichst konstante Ausgangslautstärke unabhängig von der Eingangsmessgröße sinnvoll. Dazu ist der SV 7000 mit einer ALC (Automatic Loudness Control) ausgestattet. Die zuschaltbare ALC regelt nun unabhängig vom Eingangssignalpegel die Lautstärke des Lautsprecherausgangs auf einen konstanten Wert.

Die Signalwiedergabe erfolgt wahlweise über den eingebauten Lautsprecher oder über eine extern anschließbare Lautsprecherbox. Beim Anschluß eines externen Lautsprechers wird der Innenlautsprecher automatisch abgeschaltet.

Ein Entzerrer für magnetische Tonabnehmer und ein VU-Meter mit 10 Leuchtdioden zur Pegelmessung runden die Funktionsvielfalt des SV 7000 ab. Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt über einen eingebauten Netztransformator direkt aus dem 230V-Netz.

Bedienung

Mit dem auf der Frontplatte links unten angeordneten Druckschalter wird der Signalverfolger eingeschaltet. Die Frontplatte des SV 7000 teilt sich im wesentlichen in die Funktionsblöcke Signalverfolger und Pegelton-Generator auf.

Betrachten wir zuerst den Pegelton-Generator, dessen Bedienelemente aus einem Poti und 2 vierstufigen Schiebeschaltern bestehen und auf der rechten Seite der Frontplatte zu sehen sind.

Ausgegeben wird der Pegelton an zwei Cinch-Buchsen gleichzeitig, so daß für Vergleichsmessungen die beiden Kanäle eines Stereogerätes gleichzeitig zu versorgen sind.

Die Ausgangsfrequenz des klirrarmlen Pegelton-Generators ist mit dem obersten Schiebeschalter in 4 Stufen einstellbar.

Der Ausgangspegel, d. h. die Ausgangsamplitude des Sinussignals, wird mit dem darunter angeordneten Schiebeschalter in festen dB-Abstufungen und zusätzlich mit einem Einstellpoti stufenlos eingestellt.

Am Rechtsanschlag befindet sich das Poti in der kalibrierten Stellung, so daß dann bei der Schalterstellung 0 dB der Normpegel von 775 mV ausgegeben wird. Am Poti-Linksanschlag hingegen erfolgt eine Signaldämpfung um ca. 20 dB.

Kommen wir nun zu den Bedienelementen des eigentlichen Signalverfolgers. Zwei Eingangsbuchsen stehen zum Anschluß von Stereogeräten oder einer Tastspitze und einem Referenzsignal zur Verfügung. Die Kanalauswahl erfolgt mit dem darüber befindlichen Schiebeschalter.

Mit einem weiteren Schiebeschalter kann anstatt der ausgewählten Eingangsbuchse der Ausgang des Pegelton-Generators auf den Eingang des Signalverfolgers gelegt werden.

Je nach Eingangssignalamplitude ist eine Dämpfung oder eine Verstärkung erforderlich, wobei die Auswahl mit dem zugehörigen Schiebeschalter erfolgt. Sowohl die Dämpfung als auch die Verstärkung ist mit dem darunter befindlichen Drehschalter in 20 dB Abstufungen von 0 bis 60 dB einstellbar.

Das Einstellpoti „Anzeige“ und der darüber befindliche Schiebeschalter gehören

zu dem mit 10 Leuchtdioden realisierten VU-Meter des SV 7000. Während in der Schalterstellung „Kalibriert“ sich die Anzeige des VU-Meters auf den NF-Normpegel von 775 mV (0 dB) bezieht, ist für relative Verstärkungsmessungen in der unteren Schalterstellung die Anzeige des VU-Meters mit dem Poti einstellbar.

Zwei weitere Schiebeschalter dienen zum Ein- und Ausschalten des Entzerrers und der automatischen Lautstärkeregelung (ALC).

Letztendlich ist mit dem Lautstärkepoti die Wiedergabelautstärke sowohl des internen - als auch des eventuell externen an der 3,5mm-Klinkenbuchse angeschlossenen Lautsprechers einstellbar.

Schaltung

Zur besseren Übersicht wurde die Schaltung des SV 7000 in vier Teilschaltbilder, die jeweils für sich eine Funktionseinheit bilden, wie folgt aufgeteilt:

- Bild 1: Meßverstärker
- Bild 2: Hauptschaltbild
- Bild 3: Pegelton-Generator
- Bild 4: Netzteil

Meßverstärker (Bild 1)

Der in Abbildung 1 dargestellte Meßverstärker hat einen Dynamikumfang von insgesamt 120 dB. Sowohl eine Verstärkung als auch eine Dämpfung von 0 bis 60 dB sind einstellbar.

Zur Zuführung eines Stereo-Signals dienen die beiden Cinch-Buchsen BU 1 und BU 2, wobei die Kanal-Auswahl mit Hilfe des Umschalters S 2 erfolgt. Über die zur galvanischen Entkopplung dienenden Kondensatoren C 9, C 52 gelangt das Signal auf

den mit IC 3 A aufgebauten invertierenden Verstärker.

Für die weitere Beschreibung gehen wir nun davon aus, daß R1, R 3 über S 3 mit dem invertierenden Eingang des OPs verbunden ist. Des weiteren sollen zunächst bei S 5 A die Kontakte 2 und 3 und bei S 5 B die Kontakte 5 und 6 verbunden sein.

Die Verstärkung der ersten Stufe ist nun abhängig vom Gegenkopplungswiderstand, der in dieser Schalterstellung mit S 4 A umschaltbar ist. Während die Verstärkung +10 dB beträgt, wenn R 5 im Rückkopplungszweig liegt, besteht mit R 8 im Rückkopplungszweig nur noch eine 0,00316fache Verstärkung, d. h. eine Signaldämpfung um 50 dB.

Die Verstärkung ist grundsätzlich +10 dB, wenn bei S 5 A die Anschlüsse 1 und 2 verbunden sind. In dieser Schalterstellung ist der Vierfach-Umschalter S 4 A nicht mehr wirksam.

Mit dem Umschalter S 3 kann anstatt des vom Prüfling kommenden Eingangssignals auch das Ausgangssignal des Pegeltongenerators auf den Eingang des Meßverstärkers geschaltet werden.

Die zweite mit IC 3 B aufgebaute Stufe des Meßverstärkers arbeitet in der gleichen Weise. Auch hier ist die Verstärkung des invertierenden Verstärkers vom Widerstandswert im Rückkopplungszweig abhängig, die je nach Schalterstellung von S 4 B zwischen -10 dB und +50 dB (316,2fach) liegen kann. Über die an S 4 C angeschlossenen Leuchtdioden D 8 bis D 11 erfolgt die Anzeige der jeweils aktivierten Verstärkungs- bzw. Dämpfungsstufe.

Das in der Amplitude den individuellen Gegebenheiten angepaßte NF-Signal wird

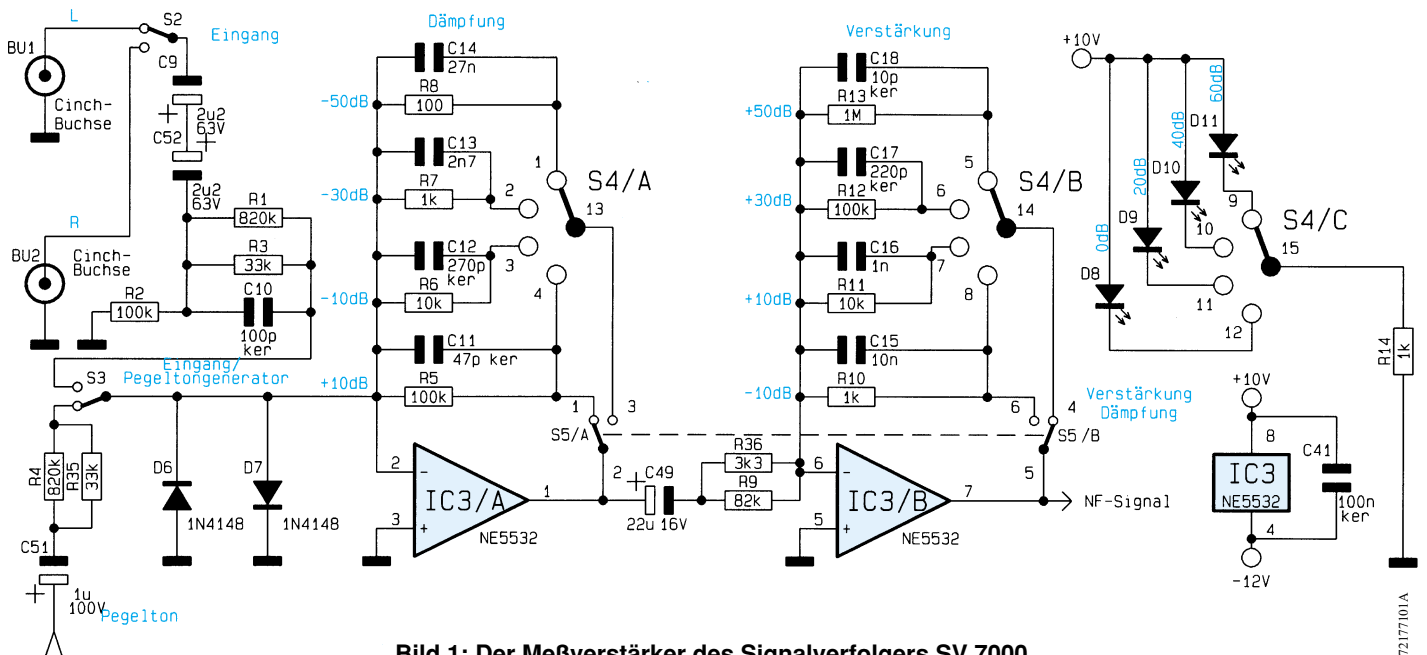


Bild 1: Der Meßverstärker des Signalverfolgers SV 7000

für die weitere Verarbeitung grundsätzlich von IC 3 B, Pin 7 abgenommen.

Hauptschaltbild (Bild 2)

Das in Abbildung 2 dargestellte Hauptschaltbild des SV 7000 zeigt den Entzerrer für magnetische Tonabnehmer, die automatische Lautstärkeregelung, das VU-Meter und die NF-Endstufe.

Das vom Meßverstärker kommende NF-Signal gelangt über C 21 auf den Eingang des Entzerrer-Verstärkers und auf den Umschalter S 10. Je nach Stellung des Schalters S 10 wird nun das Ausgangssignal des Entzerrers oder das direkt vom Meßverstärker kommende Signal auf den Pluspol des zur Entkopplung dienenden Elkos C 22 gegeben.

Der Entzerrer nimmt eine normgerechte, frequenzabhängige Verstärkungsanpassung für magnetische Tonabnehmersysteme vor, die in der Reparaturpraxis bei älteren Anlagen noch zu finden sind. Während bei 1 kHz die Verstärkung 0 dB beträgt, erfolgt bei 20 Hz eine Verstärkung

von 20 dB und bei 20 kHz eine Dämpfung von 20 dB.

Vom Minuspol des Elkos C 22 kommt das NF-Signal dem VU-Meter zur Pegelmessung, der ALC und dem Schalter S 9 an Anschluß 1 zugeführt.

Auf den Anschluß 3 des Umschalters gelangt das Ausgangssignal der Aussteuerungsautomatik. Je nach Schalterstellung wird entweder das unveränderte NF-Signal oder das vom Pegelregler kommende Signal über R 40 auf das Lautstärkepoti gegeben.

Der Pegelregler wurde mit dem 2fach-Operationsverstärker IC 5, dem selbstsperrenden Feldeffekttransistor T 1 und den zugehörigen externen Komponenten realisiert.

Die Verstärkung des mit IC 5 A aufgebauten nicht invertierenden Verstärkers ist vom Gegenkopplungswiderstand R 22, von der Reihenschaltung aus R 20 und dem Drain-Source-Widerstand des Feldeffekttransistors T 1 abhängig. Je weiter der FET durchsteuert, desto größer ist die Verstär-

kung, die bei voll ausgesteuertem FET ca. 20 dB beträgt. Bei gesperrtem FET hingegen wird das Signal voll gegengekoppelt, so daß wir eine Verstärkung von 1 erhalten.

Das Ausgangssignal von IC 5 A gelangt über C 25 auf einen weiteren mit IC 5 B aufgebauten nicht invertierenden Verstärker, dessen Ausgangssignal mit D 13 auf die Schaltungsmasse geklemmt wird.

Nach der Gleichrichtung mit D 12 erhalten wir dann eine zum Signalpegel proportionale negative Steuerspannung, die über R 24 auf das Gate des Feldeffekttransistors gelangt.

Am Ausgang von IC 5 A wird durch den Pegelregler die Signalamplitude im Rahmen des Regelbereiches auf einen konstanten, von der Eingangsamplitude unabhängigen Wert gehalten.

Die NF-Endstufe zur Ansteuerung eines Lautsprechers wurde mit dem integrierten Baustein TDA 2822 M realisiert. Dieser in Brückenschaltung arbeitende Chip benötigt nur eine sehr geringe externe Beschaltung und kann bis zu 2 W an 16 Ω liefern.

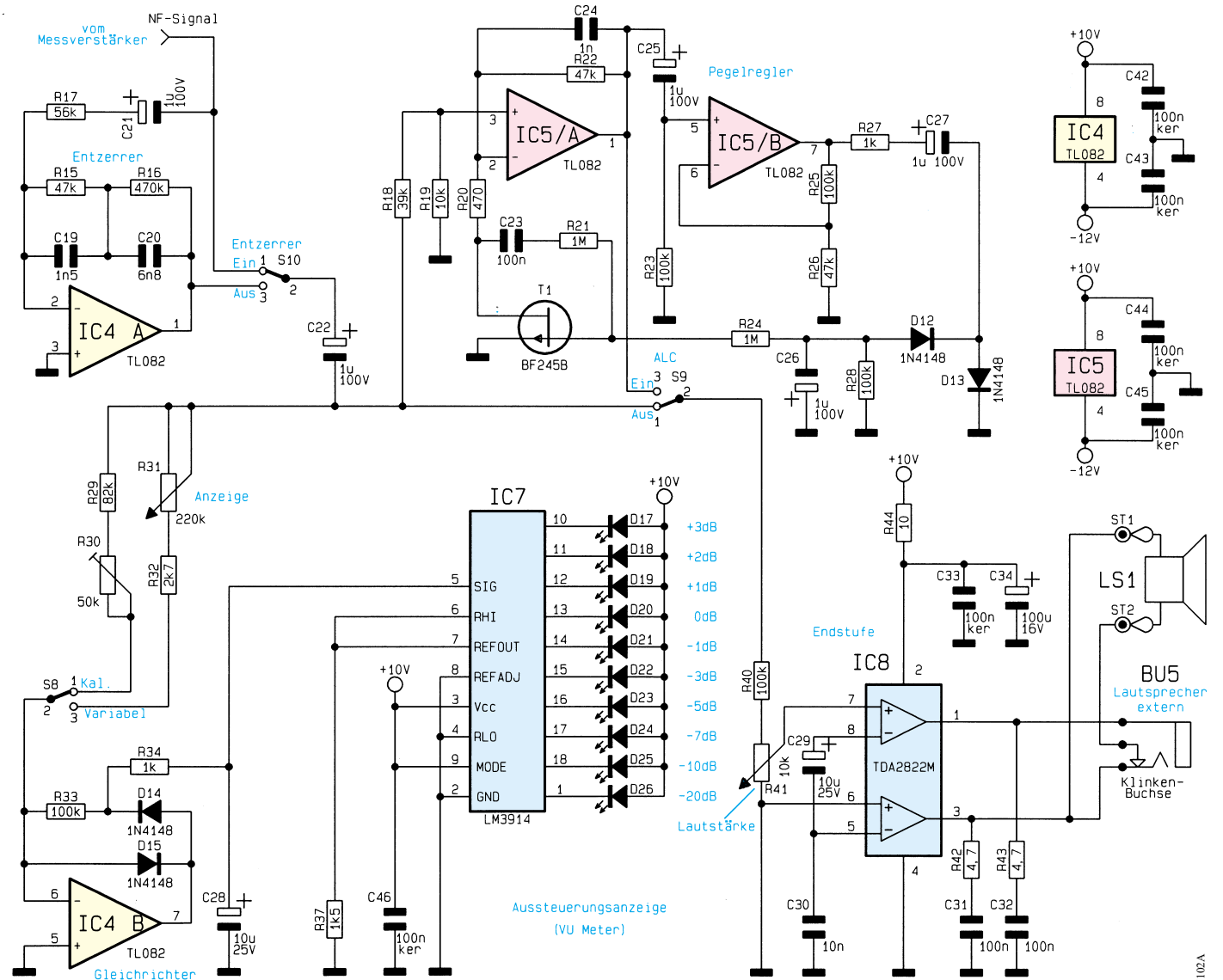


Bild 2: Das Hauptschaltbild zeigt den Entzerrer, den Pegelregler, das VU-Meter und die NF-Endstufe des SV 7000

972177102.A

Neben dem an ST 1 und ST 2 angeschlossenen Lautsprecher besteht auch die Möglichkeit, eine externe Lautsprecherbox an der 3,5mm-Klinkerbuchse BU 5 anzuschließen.

Zur Pegelmessung ist im SV 7000 ein VU-Meter (Volume-Unit-Meter) eingebaut, dessen Anzeigebereich von -20 dB bis +3 dB reicht. Das VU-Meter kann wahlweise im kalibrierten oder im variablen Mode arbeiten.

Während im kalibrierten Mode 0 dB bei 775 mV am Eingang des Signalverfolgers angezeigt wird, ist der variable Mode für relative Verstärkungsmessungen vorgesehen. Hier kann bei nahezu jedem Eingangssignalpegel die Anzeige mit dem Poti „Anzeige“ (R 31) verändert werden.

Um z. B. einen 10 dB Verstärker zu überprüfen, wäre es sinnvoll, die Anzeige auf -10 dB einzustellen. Bei einem 30dB-Verstärker wäre dann bei der gleichen Einstellung zusätzlich eine Dämpfung von -20 dB am Meßverstärker erforderlich.

Doch nun zur genaueren Funktionsweise

der Schaltung. Die mit IC 4 B aufgebaute Schaltung arbeitet als Präzisions-Halbwellengleichrichter, dessen Verstärkung von der Dimensionierung der Widerstände R 29 bis R 33 abhängig ist.

Der Filterelko C 28 wird über R 34 aufgeladen und über die Reihenschaltung R 33, R 34 entladen. Aufgrund der vorliegenden Dimensionierung erhalten wir somit einen Spitzenwertgleichrichter.

Das gleichgerichtete NF-Signal wird direkt dem Eingang (Pin 5) des in IC 7 integrierten Anzeigebausteins des Typs LM 3914 zugeführt.

Chipintern erfolgt der Vergleich der gleichgerichteten NF-Spannung mit den Referenzspannungen eines integrierten logarithmischen Spannungsteilers, dessen Fußpunkt (Pin 4) an der Schaltungsmasse und dessen oberer Abgriff (Pin 6) an einer chipinternen Referenzspannung (Pin 7) von 1,25 V liegt.

Der durch die 10 Leuchtdioden fließende Konstantstrom wird von der Belastung der Referenzspannungsquelle und somit vom Wert des Widerstandes R 37 bestimmt.

Pegeltongenerator (Bild 3)

Die Schaltung des im Signalverfolger integrierten Pegeltongenerators ist in Abbildung 3 zu sehen. Um eine möglichst klirrarmer Sinusschwingung zu erhalten, arbeitet die Schaltung als Wien-Robinson-Generator. Nur bei einer einzigen Frequenz wird die Phasenverschiebung des im Mitkopplungszweig liegenden Hochpasses (C 36, R 61 - R 66) durch den mit C 50 und R 67 bis R 72 aufgebauten Tiefpaß aufgehoben. Bei dieser Frequenz ist dann die Phasenbedingung erfüllt, und der Generator schwingt. Durch Umschalten der Widerstände im Hochpaß und im Tiefpaß (S 6) sind vier markante Audiofrequenzen selektierbar.

Die Verstärkung und somit die Signalamplitude ist mit R 46 einstellbar, wobei die 12V/20mA-Glühlampe zur Arbeitspunktstabilisierung dient.

Das an Pin 1 anstehende Sinussignal wird über R 38, R 53 auf einen mit IC 9 B aufgebauten invertierenden Verstärker gekoppelt.

Durch Verändern des Widerstandes im

Gegenkopplungszweig ist die Verstärkung bzw. die Dämpfung des Sinussignals in vier Stufen schaltbar. Des Weiteren ist mit Hilfe des Potis R 38 eine stufenlose Veränderung der Ausgangsamplitude möglich.

Ausgekoppelt wird das Signal des Pegeltongenerators jeweils über einen 1 kΩ Widerstand (R 59, R 60) an BU 3 und BU 4.

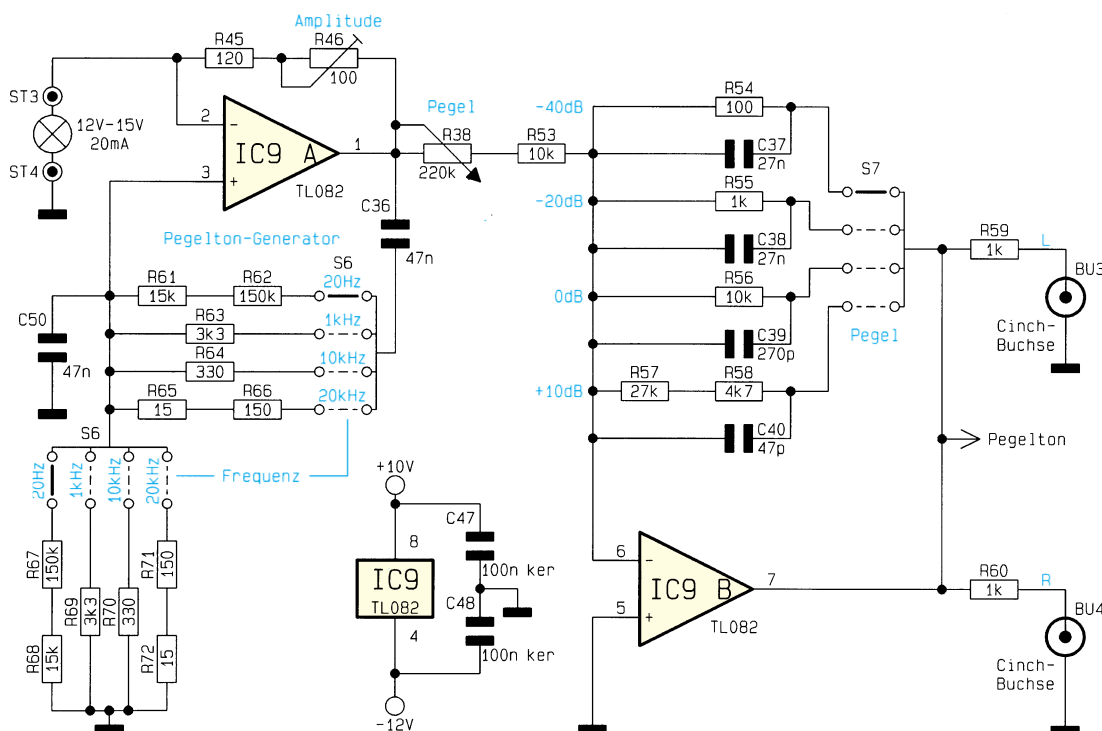


Bild 3: Schaltbild des Pegeltongenerators

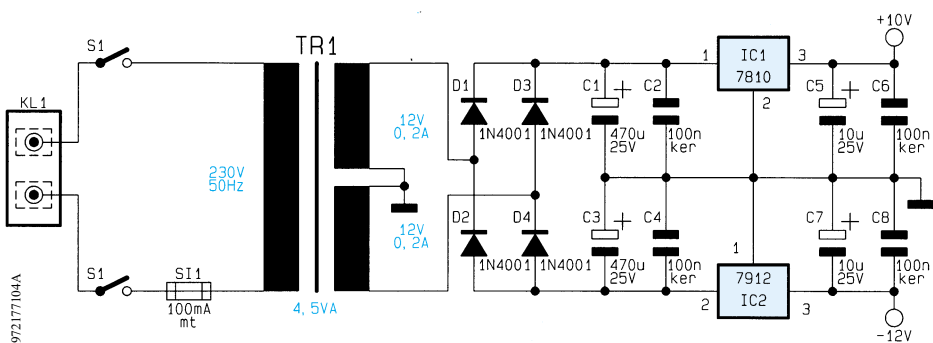


Bild 4: Schaltbild des Netzteils

Netzteil (Bild 4)

Das sehr einfach gehaltene Netzteil des SV 7000 ist in Abbildung 4 dargestellt. Die von der 2poligen Schraubklemme KL 1 kommende 230V-Netzwechselspannung gelangt über den 2poligen Netzschalter S 1 und die Schmelzsicherung SI 1 auf die Primärwicklung des Netztransformators.

Die beiden Sekundärwicklungen des Netztrafos versorgen zwei mit D 1 bis D 4 aufgebaute Mittelpunkt-Zweweggleichrichterschaltungen, wobei die positive Spannung mit C 1 und die negative Spannung mit C 3 gepuffert wird.

Am Ausgang der Festspannungsregler IC 1 und IC 2 stehen dann die stabilisierten Spannungen von +10 V und -12 V zur Verfügung.

Den Nachbau dieses interessanten Audio-Meßgerätes beschreiben wir ausführlich im zweiten, abschließenden Teil dieses Artikels.



Digitale Ein-/Ausgabebaugruppe für die ELV-DSP50-Karte Teil 6

Für die ELV-DSP50-Karte entwickelt, verfügt diese Zusatzbaugruppe über 8 digitale Ausgänge mit jeweils 250 mA Strombelastbarkeit, 8 opto-isolierte Eingänge sowie die Anschlußmöglichkeit von 4 Sendern und 4 Empfängern für Kunststoff-Lichtwellenleiter.

Allgemeines

Die einfachste zu realisierende Anwendung für den DSP ist die schnelle Verarbeitung digitaler Signale. Zu diesem Bereich gehören unter anderem die Wegmessung über incrementale Geber oder eine Drehzahlmessung, welche aufgrund der Prozessorleistung auf mehreren Kanälen gleichzeitig erfolgen kann.

Um diese Aufgabe zu lösen, haben wir für das DSP-Board eine digitale Ein-/Ausgabekarte entworfen, die über 8 digitale Ausgänge mit jeweils 250 mA Belastbarkeit, 8 opto-isolierte Eingänge sowie optional 4 Sender und 4 Empfänger für Kunststoff-Lichtwellenleiter verfügt.

Anhand dieser Erweiterungskarte wollen wir auch die ersten Beispiele zur Programmierung des DSP vorstellen. In diesem Artikel werden dafür nur die hardwarebezogenen Teile dargestellt, während das Gesamtprogramm über alle E/A-Funktionen in einem Datenloggerprogramm zusammengefaßt wird, auf der DSP-Tool-Disk enthalten ist.

Die Schaltung der E/A-Karte

Die in Abbildung 1 dargestellt E/A-Karte wird über den DSP-Bus-Anschluß (Extender) mit dem DSP-Prozessor verbunden. Benötigt werden von den Signalen des 64poligen Anschlusses der Datenbus, die

I/O-Select-Signale und die Lese-/Schreibleitung.

Die digitalen Ein- und Ausgänge werden über zwei Flachbandleitungen von dieser Karte mit den beiden 9poligen Sub-D-Buchsen der DSP50-Karte verbunden. Der Anschluß der Kunststoff-Lichtwellenleiter (4 Sender, 4 Empfänger) erfolgt über eine zusätzliche kleine Leiterplatte, die an einem PC-Slotblech befestigt ist. Die Verbindung der kleinen Platine am Slotblech mit der E/A-Karte erfolgt ebenfalls über ein Flachbandkabel.

Die digitale Ausgabe

Bei der digitalen Ausgabe haben wir uns für einen Ausgang mit mittlerer Leistung entschieden, so daß z. B. kleine Schrittmotoren direkt steuerbar sind. Gesteuert wird der 8fach-Open-Drain-Ausgang der E/A-Karte durch eine Datenausgabe auf dem Port 1 des DSP, wobei die unteren 8 Bit in den Puffer geladen werden.

Die 8 zur Verfügung stehenden Open-Drain-Ausgänge sind jeweils mit 250 mA belastbar, wobei Spannungen bis zu 36 V zulässig sind.

Diese Ausgänge können somit direkt für die Ansteuerung von Relais, Anzeigen oder ähnlichem dienen. Bei voller Stromauslastung ist eine entsprechende Dimensionierung der Anschlußleitung zu beachten.

Zur Ansteuerung einer nachgeschalteten Logik sind die Ausgänge mit Pullup-

Widerständen zu beschalten. Da die Flankensteilheit der Treiberausgänge im Bereich bis zu 1 μ s liegt, sind Schmitt-Trigger-Eingänge bei der nachfolgenden Logik sinnvoll.

Wie bereits erwähnt, erfolgt die Datenausgabe an Port 1 des DSP.

Die digitale Eingabe

Die digitale Dateneingabe erfolgt galvanisch getrennt über Optokoppler, ebenfalls mit 8 Bit Breite.

Über Kodierbrücken (Jumper) können die Eingänge im passiven oder aktiven Mode arbeiten (Abbildung 2).

Betrachten wir zunächst den passiven Mode, d. h. die Leuchtdioden der Eingangsoptokoppler werden direkt mit einem Strom beaufschlagt, der zwischen 5 und 10 mA liegen sollte. Dazu sind die Kodierbrücken der identisch aufgebauten Eingangskanäle entsprechend Abbildung 2 a zu stecken. Die Werte der Eingangswiderstände richten sich nach der Betriebsspannung des Steuersignals. Bei 5 V Eingangssignal ist als Gesamtwiderstand für jeden Kanal mit etwa 150 Ω einzusetzen.

Öffnet man den Kodierstecker JP 26 (von COM nach GND), so sind die Eingänge von der DSP-Karte und somit auch vom PC völlig isoliert. Im aktiven Mode werden die Kodierstecker entsprechend Abbildung 1 b gesteckt, wobei keine galvanische Trennung zwischen der DSP-Karte und den 8 Eingängen besteht.

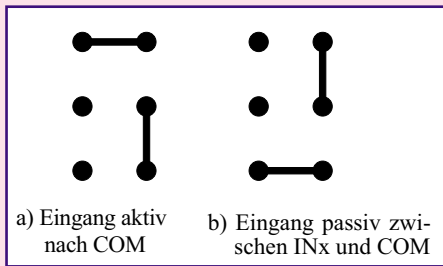


Bild 2: Betriebsmode der Optokoppler-Eingänge

Zur Versorgung der Eingangsschaltungen ist mit JP 25 +5V oder +12V auszuwählen. Der Strom fließt durch die Leuchtdioden, wenn der entsprechende Eingang (IN 1 bis IN 8) nach Masse gezogen wird. In diesem Betriebsmode ist die Kodierbrücke JP 26 unbedingt zu stecken.

Die Ausgänge der Optokoppler IC 7, IC 8 werden parallel auf ein Register (IC 5) und einen Puffer (IC 4) geführt. Während die Daten über den Puffer direkt zum Rechner gelangen und hier die geraden Bitpositionen belegen, übernimmt das Register die Daten mit der steigenden Flanke des Lesesignales, also am Ende des Lesevorganges.

Die damit auf den ungeraden Bitpositionen hinterlegten Daten stellen beim Lesen der Digitaleingänge die Belegung der vorhergehenden Abfrage dar, was für den Incremental-Algorithmus günstig zu verwenden ist.

Die Eingabe in den DSP erfolgt sortiert mit 16 Bit Breite auf den Port 0 des DSP.

Die Ein-/Ausgänge über Lichtwellen-Leiter und die Steuerbits

Für die weitere Kommunikation mit der

Außenwelt besteht die Möglichkeit, Kunststoff-Lichtwellenleiter einzusetzen.

Dazu sind an der Leiterplatte 4 LWL-Sender und 4 LWL-Empfänger anschließbar. Die Sende- und Empfangsmodule befinden sich auf einer abgesetzten Leiterplatte, die an einem Slotblech befestigt wird.

Mit der Opto-Schnittstelle ist die Realisierung eines 3-Draht-Interface für Ein- und Ausgabe oder ein bidirektionaler Betrieb über 4 Leitungen möglich. Im weiteren Verlauf dieser Artikelserie wird das Opto-Interface noch im Zusammenhang mit einem abgesetzten AD-Wandler zur potentialfreien Messung von Spannungen eingesetzt.

Die Leiterplatte wurde für universelle Einsatzzwecke an der DSP50-Karte konzipiert. Je nach Einsatz ist daher nicht die vollständige Bestückung der Platine erforderlich.

6 Kodierstecker (Jumper) am Bus-Leistungstreiber IC 2 dienen zur Einstellung von Steuerinformationen. Des weiteren sind am Ausgang des 8Bit-D-Zwischenspeichers IC 1 4 LEDs zur Statusanzeige vorhanden, die zusammen mit den Lichtwellenleiter-Modulen einen Port belegen. Der hierfür verwendete Port 2 hat damit die in Abbildung 3 dargestellte Gesamtbelegung.

Die Opto-Modul-Platine

Wie schon erwähnt, befinden sich die Sender und Empfänger für den Anschluß der Kunststoff-Lichtwellenleiter auf einer eigenen abgesetzten Platine. Die Verwendung der Kunststoff-LWL, dessen Schaltung in Abbildung 4 zu sehen ist, hat be-

sonders im Hinblick auf die elektromagnetische Verträglichkeit große Vorteile, da keine elektrischen Signale außerhalb des PCs gelangen. Das ausschließlich innerhalb des PCs zu verlegende Flachbandkabel führt nur geringe Signalströme und ist durch seine Anschlußbelegung (zwischen jeder Signalleitung liegt eine Masseleitung) gut geschirmt.

Auf der kleinen Modul-Platine sind neben den 4 optischen Sendern OT 1 bis OT 4 und den 4 optischen Empfängern (OR 1 bis OR 4) noch ein 4fach UND-Gatter, 4 Transistoren, 5 Kondensatoren und wenige passive Widerstände (R 1 bis R 16) vorhanden.

Das für eine spätere Baugruppe benötigte schnelle serielle Interface auf Lichtwellen-Leiter-Basis dient z. B. zur Ansteuerung eines abgesetzten Analog-Digital-Umsetzers. Für diese Anwendung sind dann 3 optische Sender und 1 optischer Empfänger zu bestücken.

Einsatz zur Auswertung von inkrementalen Gebern

Die digitale Wegmessung erfolgt heute allgemein mittels inkrementaler Geber. Diese erzeugen bei einer Bewegung zwei phasenversetzte Rechtecksignale, wodurch man außer dem zurückgelegten Weg auch die Bewegungsrichtung bestimmen kann. Im Gegensatz zur Hardwareauswertung dieser Signalfolgen hat man bei der Softwareversion die Möglichkeit, unterschiedliche Algorithmen einzusetzen. Um eine Lösung zu erarbeiten, ist in Bild 5 der Signalverlauf eines Gebers dargestellt.

Die einfachste Form der Auswertung stellt die Abfrage der digitalen Eingänge auf Veränderung und die anschließende Auswertung der veränderten Flanke dar. Da diese Methode ein relativ langes und damit langsames Programm ergibt, wollen wir uns mit der Impulsauswertung über eine Tabelle befassen.

In der Hardware hatten wir vorbereitend für diese Anwendung bereits die erforderlichen Bits mit der „Belegung der vorhergehenden Abfrage“ vorgesehen. Diese ersparen uns sehr viel Programm, da die Umspeicherung des aktuellen Wertes auf den alten Wert und die Überlagerung von altem und neuem Wert entfällt. Wir haben die sich ergebenden Kombinationen in Tabelle 1 dargestellt.

In den Tabellen sind die Ausgangsbelegungen für ein Doppelscanning eingetragen, was bedeutet, daß je Impulsperiode zwei Zählschritte generiert werden. Setzt man in jeder Tabelle den unteren Ausgabewert auf 0, so entsteht ein Einfachscanning. Man erhält vier Zählschritte je Periode, wenn alle Werte einer Tabelle auf jeweils den gleichen Wert gesetzt werden. Durch eine einfache Manipulation der Ta-

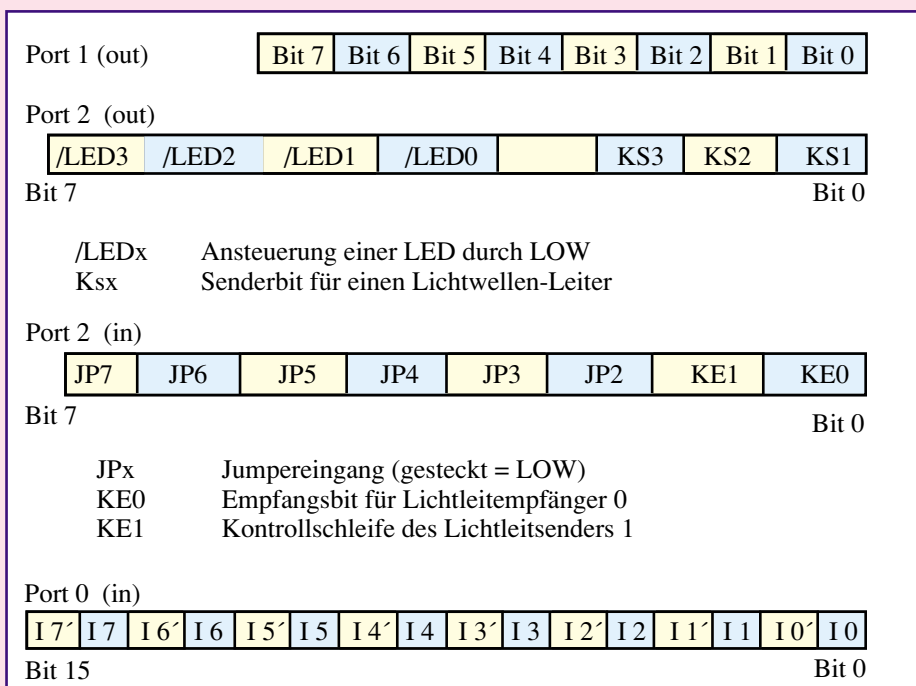


Bild 3: Portbelegung des DSP

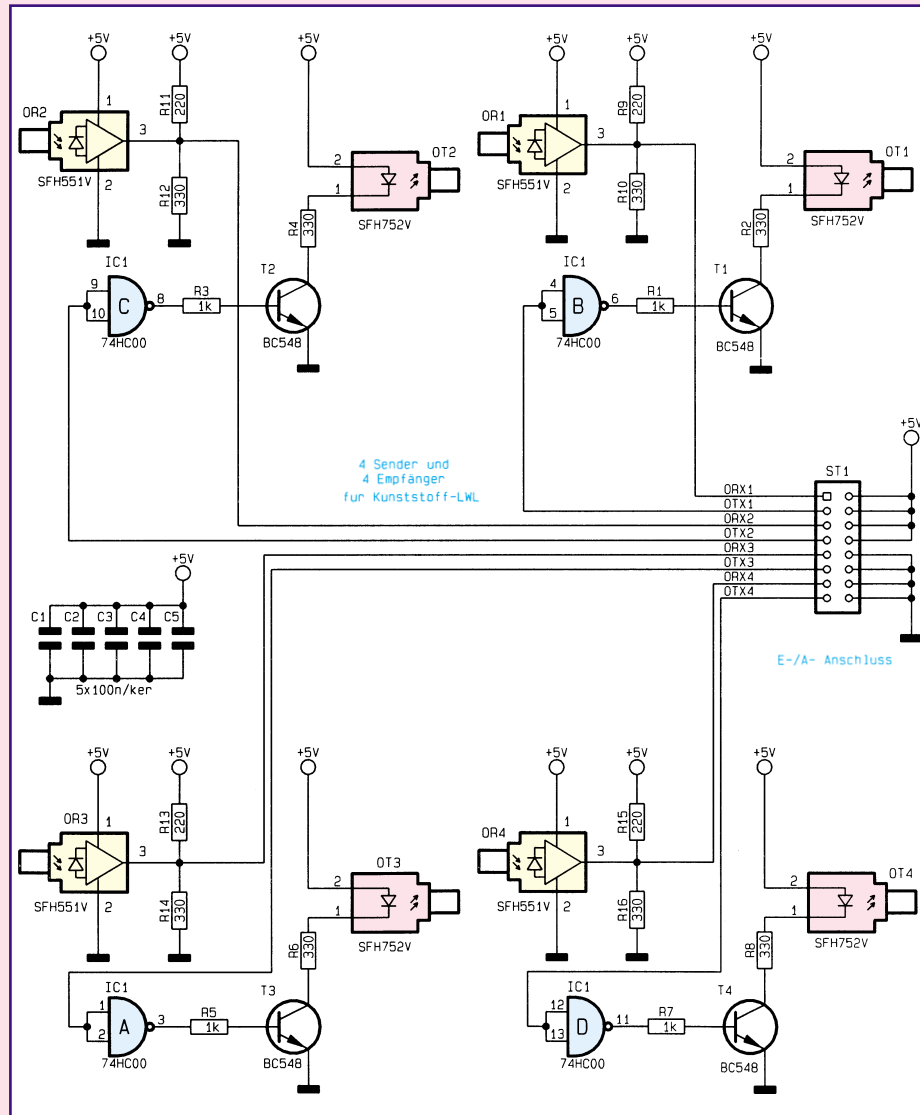


Bild 4: Schaltbild der Opto-Modul-Platine

belle lässt sich also die Auflösung ändern.

Alle acht hier nicht vorkommenden Belegungen entstehen durch Fehlschaltungen (z. B. Kontaktprellen), im Fall einer Richtungsumkehr oder wenn keine Veränderung eingetreten ist. Sie ergeben keine Reaktion und damit den Ausgabewert 0.

Die Umsetzung in ein Programm ist damit sehr einfach: Mit den anliegenden Daten einer Signalgruppe von 4 Bit wird

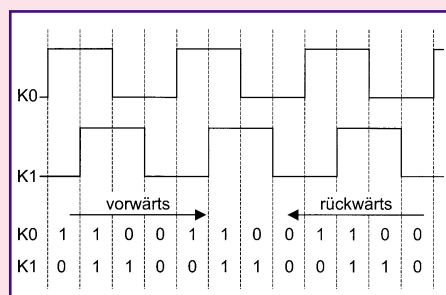


Bild 5: Impulsfolge bei inkrementalen Gebern

eine Tabelle adressiert und deren Inhalt zum Zähler addiert. Es ergibt sich damit ein recht einfaches Programm zur Auswertung (Tabelle 2).

Betrachtet man die Ausführungszeit, so benötigt man für die Auswertung einschließlich Aufruf etwa 50 Takte. Schreibt man die Ergebnisse in ein byteweises Dualport-RAM, so werden für die Datenübertragung weitere 70 Takte benötigt. Ein Auswertezyklus dauert damit 3 µs. Um sicher zu sein, daß alle Änderungen der Eingänge erfaßt werden, ist es empfehlenswert, die Periode des Eingangssignales mindestens 8mal abzutasten. Das ergibt dann eine minimale Periodendauer am Eingang von 24 µs. Beim Doppelscanning in unserem Beispiel sind das etwa 83000 Zähl-schritte je Sekunde und Kanal.

Da das Ergebnis aber nicht mit einer Aktualisierungsgeschwindigkeit von 333333 Datensätzen/s benötigt wird, kann man durch eine Verteilung und Reduzie-

rung der Datenübertragung die effektive Abtastrate noch erhöhen.

Zum Test des Programms sind die Eingänge paarweise mit Tastenschaltern zu beschalten. Durch Betätigen der Tasten in unterschiedlicher Reihenfolge läßt sich der Zählvorgang erreichen. Für Testzwecke ist auch die Mechanik einer ausgedienten Maus geeignet, deren Lichtschrankensignale über Gatter zur Ansteuerung dienen. Es ergibt sich damit eine Bewegungsanzeige in zwei Achsen.

Einsatz zur Drehzahlmessung

Die Bestimmung einer Drehzahl aus den Eingangsimpulsen gestaltet sich etwas einfacher. Eigentlich müßten wir dazu eine Frequenzmessung durchführen, das heißt die Impulse je Sekunde zählen. Da der DSP aber über keinen Zählereingang verfügt, lösen wir das Problem über eine Zeitmessung. Dazu initialisieren wir den internen Timer - im Programmbeispiel auf 20µs-Interrupts - und inkrementieren bei jedem Interrupt ein Zählregister für jeden Meßkanal. Das Hauptprogramm überprüft die Eingangsleitungen auf einen 0-1-Flankenwechsel, was sich durch das mit anliegende „alte“ Bit sehr einfach gestaltet. Ist ein Flankenwechsel aufgetreten, so wird der Zählerwert abgelegt und der Zähler zurückgestellt.

Das Ergebnisregister enthält damit die Periodendauer des Eingangssignales mit $P = \text{Registerinhalt} * 20\mu\text{s}$. Unter Berücksichtigung der Impulse (Signalperioden) des Sensors je Umdrehung kann das Ergebnis in Umdrehungen/Minute umgerechnet werden. Der Arbeitsbereich der Drehzahlmessung läßt sich durch eine Änderung des Timerwertes beeinflussen. Sollte ein größerer Arbeitsbereich erforderlich sein, so müssen die Zählregister auf 32 Bit Datenbreite umgestellt werden, so wie es im Incremental-Programm erfolgte.

Tabelle 1: Kombination eines inkrementalen Gebers

Vorwärtsbewegung

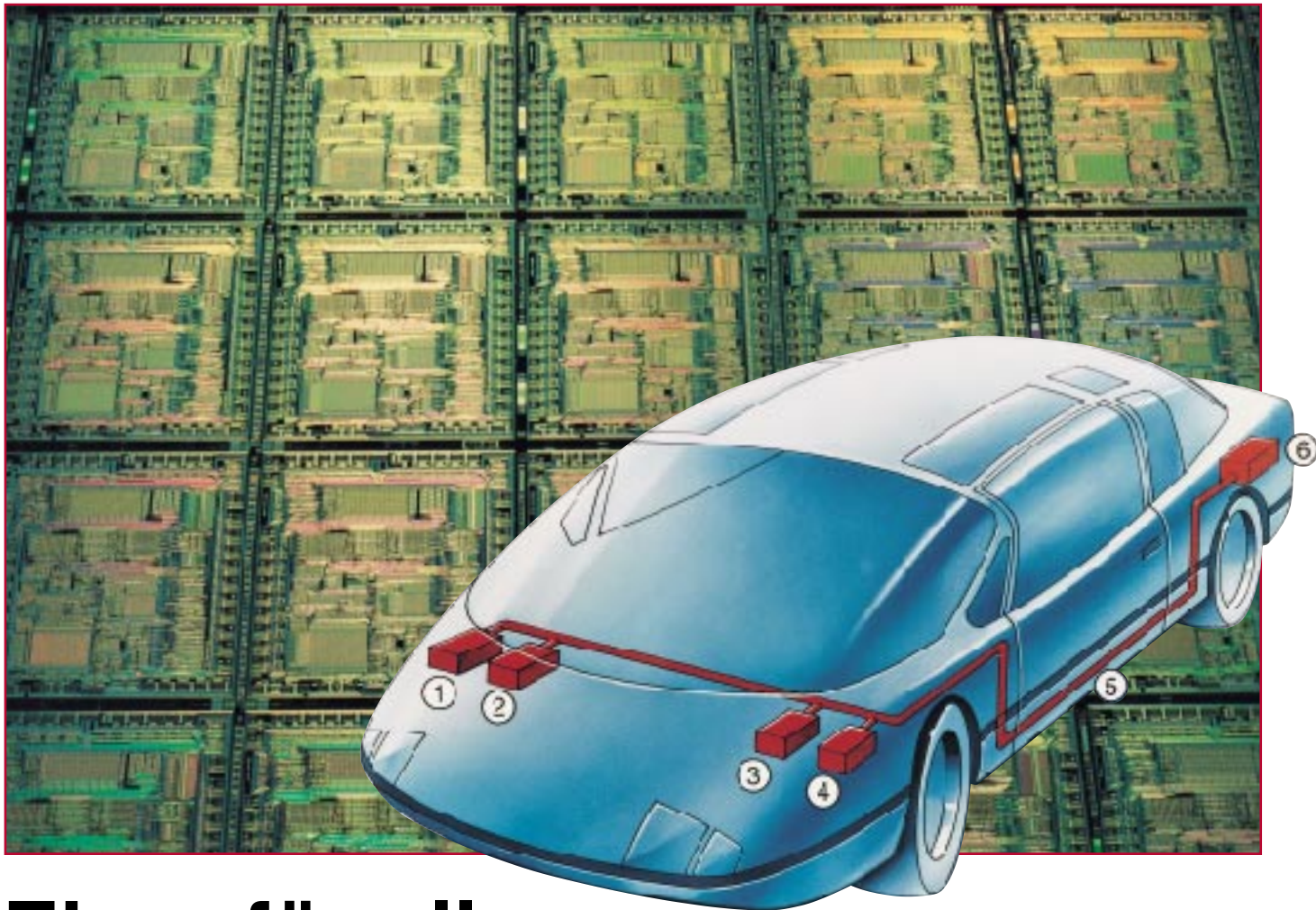
K3**	K2*	K1**	K0*	Kodierung	Ausgabe
0	0	0	1	01h	0
0	1	1	1	07h	+1
1	1	1	0	0eh	0
1	0	0	0	08h	+1

Rückwärtsbewegung

K3**	K2*	K1**	K0*	Kodierung	Ausgabe
0	0	1	0	02h	0
0	1	0	0	04h	-1
1	1	0	1	0ch	0
1	0	1	1	0bh	-1

* direkter Eingang

** verzögerter Eingang



Einer für alle - Kahlschlag im Kabelbaum

Fahrzeugverkabelungen messen heute nach Kilometern verlegten Kabels. Nicht nur das Gewicht, sondern auch die Komplexität der Verkabelung wächst ständig. Daß auch hier modernste, ständig erweiterbare Multiplex- und Bustechnik zur Minimierung des Aufwands beitragen kann, zeigt unser Artikel. Ganz speziell widmen wir uns dem CAN-Bus.

„Kahlschlag im Kabelbaum“ - treffender als Bosch seine Kampagne gegen ausufernde Kabelbäume in Kraftfahrzeugen nennt, kann man den zukünftigen Trend zur Multiplexverkabelung, zum Datenbus statt Kabelstrang, kaum bezeichnen.

Bis zu 2.000m Kabel mit einem Gewicht von bis zu 100 kg sind heute in einem modernen PKW verbaut, mit steigender Tendenz. Zahlreiche elektrische Helfer und neue Elektronikkomponenten erfordern immer umfangreichere Verkabelungen. Dazu kommen Platzierungsprobleme im Fahrzeug, die wiederum nur durch enorme

Zunahme von Leitungen gelöst werden können.

Ein Beispiel ist die Unterbringung des Sicherungsverteilers an wartungsfreundlicher Stelle und dessen Verbindung mit der meist innerhalb der Fahrgastzelle platzierten Bordelektronik. Besonders drastisch wirkt sich dies in voll ausgestatteten Fahrzeugen aus. Die Zeiten der rund um den Sicherungsverteiler im Motorraum oder unter dem Armaturenbrett untergebrachten Bordelektrik sind seit der Einführung komplexer, spezialisierter Elektronikkomponenten vorbei. Die relativ empfindli-

chen und sehr teuren Elektronikbaugruppen müssen möglichst vor Witterungseinflüssen und unbefugtem Zugriff geschützt sein. Armdicke Kabelstränge quer durch das ganze Auto sind das Ergebnis.

Hohe Ausfallraten

Entsprechend hoch sind die Fahrzeugausfälle durch Störungen der Fahrzeugelektrik. Pannendienste verzeichnen parallel zur steigenden Ausstattung mit Bordelektrik und -elektronik eine ständig steigende Tendenz von Elektrikausfällen.

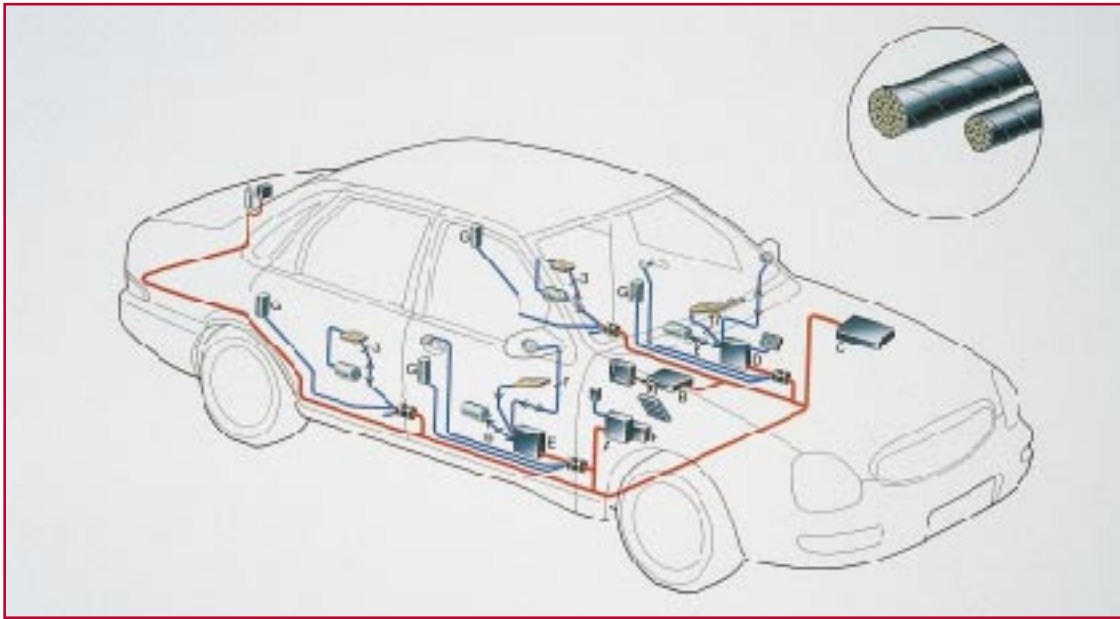


Bild 1: Im Ford-Multiplexsystem werden die Daten zwischen den einzelnen Steuermodulen, Schalteinheiten und Stellgliedern über Zweidrahtleitungen übertragen. Der herkömmliche Kabelbaum entfällt weitgehend (Grafik: Ford).

Siemens konstatiert in einer Studie den Ausfallanteil der Bordnetzverkabelung am Gesamtanteil des Ausfalls von Elektrikkomponenten mit 40%.

Entsprechend mühsam und damit teuer wird die Fehlersuche im Kabelwirrwarr.

Schließlich sind solche Kabelmonster, wie sie z. B. BMW zwischen Rücksitzbank und Armaturentafel verbaut, heute ein bedeutender Kostenfaktor im Fahrzeugbau. Sie sind sehr teuer in der Herstellung, bei der Wartung und stellen durch ihr Gewicht bei der heutigen Tendenz zum Leichtbau ebenfalls ein Problem dar. Da nutzt der gewichtsmäßig abgespeckte Alumotor oder das Alu-Fahrgestell wenig, wenn gleichzeitig das Gewicht durch bessere Ausstattung der Bordelektrik steigt.

Dazu kommt, daß die meisten Fahrzeuge Dutzende von Kilo ungenutzten Kabels mit sich herumschleppen, denn die Hersteller verlegen oft komplette Kabelbäume, z. B. in die Türen, obwohl z. B. das Fahrzeug nicht mit elektrischen Fensterhebern oder elektrischer Spiegelverstellung ausgeliefert wird, vorbehaltlich der Nachrüstung dieser Komponenten. Sehen Sie einmal unter Ihre Armaturentafel, wie viele unbenutzte und unbelegte Stecker und Buchsen dort liegen.

Buskonzept - die Lösung

Einen Ausweg aus diesem Dilemma haben führende Entwickler von Autoelektriksystemen wie Bosch und Siemens bereits vor vielen Jahren präsentiert. Die Autoindustrie setzte diese Lösungen in der Vergangenheit jedoch bisher nur zögerlich und partiell in der Oberklasse ein. Erst ab 1996 beginnt eine breitere Einführung von Buskomponenten in der Fahrzeugelektronik.

Während die Siemens-Lösung der Zentralisierung und Zusammenfassung von mehreren Elektronikbaugruppen mit ihren Schalt- und Sicherungsorganen bisher eher Fuß gefaßt hat, kommt die Idee des busorientierten Bordnetzes, wie sie z. B. Bosch entwickelt hat, nur zögerlich, etwa bei BMW, Ford und Mercedes Benz zum Einsatz.

Aber gerade diese Lösung birgt die Zukunft des Kfz-Bordnetzes in sich. Der Schlüssel zum Erfolg heißt hier Informationsverteilung statt Stromverteilung.

Da waren's nur noch vier

Die Idee ist bestechend einfach: Man lege zu den Punkten im Fahrzeug, an denen sich eine Ansammlung elektrischer Geräte befindet, z. B. in die Tür, zum Heck, zu den diversen Steuergeräten, nur noch jeweils vier Adern. Zwei sorgen für den Energietransport quer durch das gesamte Fahrzeug und zwei für den seriellen Informationstransport zu den einzelnen Elementen bzw. für den Informationsaustausch zwischen diesen.

Die Idee stammt eigentlich aus der Computerbranche. Auch hier werden große Datenmengen über serielle Verbindungen und entsprechende Protokolle, z. B. Ethernet, I²C oder CAN ausgetauscht.

Und eben das CAN-Prinzip faßt in der Fahrzeugverkabelung zunehmend Fuß. CAN bedeutet nichts anderes als Controller Area Network und kennzeichnet ein inzwischen zum Teil international genormtes Übertragungsprotokoll für den Informationsaustausch auf Zweidrahtleitungen. CAN ist als Norm für Kommunikations-Bussysteme in der industriellen Meß- und Steuerungstechnik bereits weit verbreitet.

Ein solches Verfahren ist für die Kraft-

fahrzeugbauer geradezu revolutionär. Prognosen sprechen von ganzen 800g Kabelbaum im Auto - ein dünnes Lichtleiterkabel, und alle Informationen sind verteilt.

Und wie in der Computertechnik, sitzen an den, natürlich genormten, Schnittstellen intelligente Schnittstellenkonverter, die die Informationen aufbereiten und die Elektrikkomponenten ansteuern.

Genormte Schnittstellen sind unabdingbar für die Funktion eines solchen Systems. So kann sich jeder Komponentenlieferant darauf verlassen, einen bestimmten Steckverbinder mit einem genau definierten Datenprotokoll im Fahrzeug vorzufinden.

Ein Controller direkt z. B. in der Tür, entschlüsselt bzw. verschlüsselt die CAN-Signale und verteilt sie an die elektrischen bzw. mechanischen Baugruppen.

So sorgt z. B. beim aktuellen Ford Scorpio mit Teil-Multiplexverkabelung ein Controller in der Fahrertür sowohl dafür, daß Fensterheber und Zentralverriegelung angesteuert werden als auch für Rückmeldungen und die Steuerung der Außenspiegel, der Sitzverstellung usw. (Abbildung 1).

Sicher wird mancher einzuwenden haben, daß ein derartiges System aufgrund der zahlreichen elektronischen Komponenten teuer und störanfällig sein muß.

CAN - sicher und preiswert

Beides trifft jedoch nicht zu. CAN-Controller können heute schon so preiswert und in großen Mengen produziert werden, daß ihr Preis deutlich unter dem eines Stücks herkömmlichen Kabels liegt. Denn die meisten Applikationen erfordern keinen lokalen Rechneraufwand, sondern nur eine Umsetzung der Daten in Steuersignale und umgekehrt, so daß hier einfache I/O-Ein-

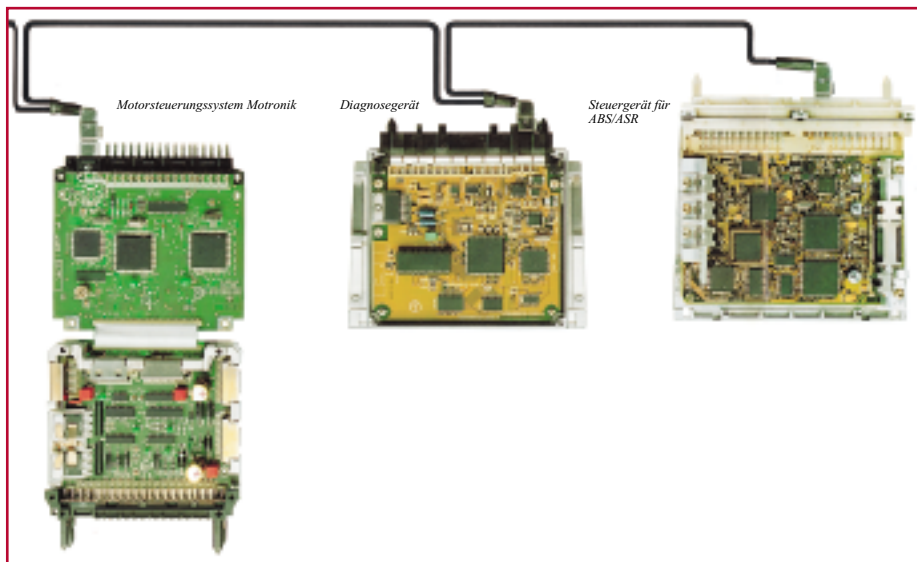


Bild 2: Das CAN-System ermöglicht die Verbindung unterschiedlicher elektronischer Steuergeräte über einen seriellen Datenbus (Grafik: Bosch).

heiten, sog. SLIO (Serial Linked I/O) zum Einsatz kommen können. Dem Thema Störanfälligkeit begegnen die Softwareentwickler durch ständige Busabfragen und Rückmeldungen, ob der definierte Zustand am Verbraucher herrscht. So überprüfen sich bei Ford z. B. die Multiplex-Module ständig selbsttätig und kommunizieren per Rückkopplung miteinander.

Sicherheitsrelevante Signale, wie z. B. das Schließen der elektrisch betätigten Fenster oder der Zentralverriegelung, werden vom System alle 100ms erneut überprüft. So kann es praktisch nie zu Fehlfunktionen, etwa der selbständigen Öffnung der Zentralverriegelung kommen.

Nun können geplagte Computeranwender aufgrund ihrer eigenen Erfahrungen ein in der Computerwelt gängiges Szenario auch bei CAN befürchten: Eine lineare Busstruktur sorgt immer einmal für eine „Verstopfung“ des Busses, d. h., bestimmte Prozesse blockieren den Bus und andere

Prozesse werden solange abgewiesen, bis der Bus wieder ein Zeitfenster zur Verfügung stellen kann.

Was im betrieblichen Netzwerk nur zur Verzögerungen der Datenübertragung führt, kann im Kraftfahrzeug tödliche Folgen haben. Ist der Bus wohl gerade damit ausgelastet, alle Türverriegelungen abzufragen, gleichzeitig wird ein Fenster geöffnet etc. und in diesem Moment muß das ABS blitzschnell eingreifen, findet aber kein Zeitfenster auf dem Bus... - nicht vorzustellen!

Die Entwickler solcher Systeme bauen hier vor. Einmal durch geschicktes Zeitmanagement auf dem Bus ähnlich dem in der landläufigen Computertechnik und einmal durch Trennung in einen sogenannten „schnellen“ Steuergerätebus, der in Echtzeit arbeitet, und einen „langsamen“ Karosserie-Bus als Multiplexanwendung

Während ersterer leistungsfähiger (und teurer) im Datendurchsatz ausgelegt ist - er hat Übertragungsraten von bis zu 1 MB/

zu realisieren - kann es auf dem Karosseriebus etwas „gemächlicher“ zugehen. Hier sind Datenübertragungsraten von bis zu 100kB/s zu bewältigen. Entsprechend preiswerter, können, wie gesagt, die CAN-Bausteine auf diesem Bus ausfallen. Sie werden „basicCAN“ genannt, sind jedoch in ihrem Protokoll kompatibel zum „Voll-CAN“ und somit beliebig im System integrierbar.

Leser, die mit Apple Macintosh-Rechnern arbeiten, können dies leicht nachvollziehen. Während ein Ethernet-Anschluß den Datentransfer enorm schnell macht, zuckelt die langsame Apple-Talk-Schnittstelle gemütlich vor sich hin. Beide sprechen aber die gleiche Sprache für den Rechner: Apple-Talk.

Dazu kommt ein weiterer Bus, der immer mehr an Bedeutung gewinnen wird, der Kommunikationsbus. Über diesen laufen alle Komponenten des Kommunikationsbereiches wie Radio, Telefon, Navigationssystem und Fahrerinformationssystem. Auch hier genügt ein relativ „langsamer“ Bus wie der Karosseriebus.

Vernetzt und intelligent

Der Steuerbus sorgt für die Vernetzung der Steuergeräte von Motor und Fahrwerk mit ihren Stellgliedern und Sensoren sowie der Steuergeräte untereinander (Abbildung 2 und Titelbild). Denn zunehmend sind die Steuergeräte bereits untereinander beeinflussbar. So wirkt das ABS vielfach schon direkt auf die Motorsteuerung (z. B. automatische Schlupfregelung) ein. Giersensoren wiederum wirken auf mehrere Steuergeräte gleichzeitig, um ein Ausbrechen des Fahrzeugs zu verhindern. Was sich in solch einem Fall auf dem CAN-Bus abspielt, kann man sich leicht ausmalen. Deshalb sind die Fahrzeugelektroniker einen ganzen Schritt weiter gegangen als die Computerindustrie.

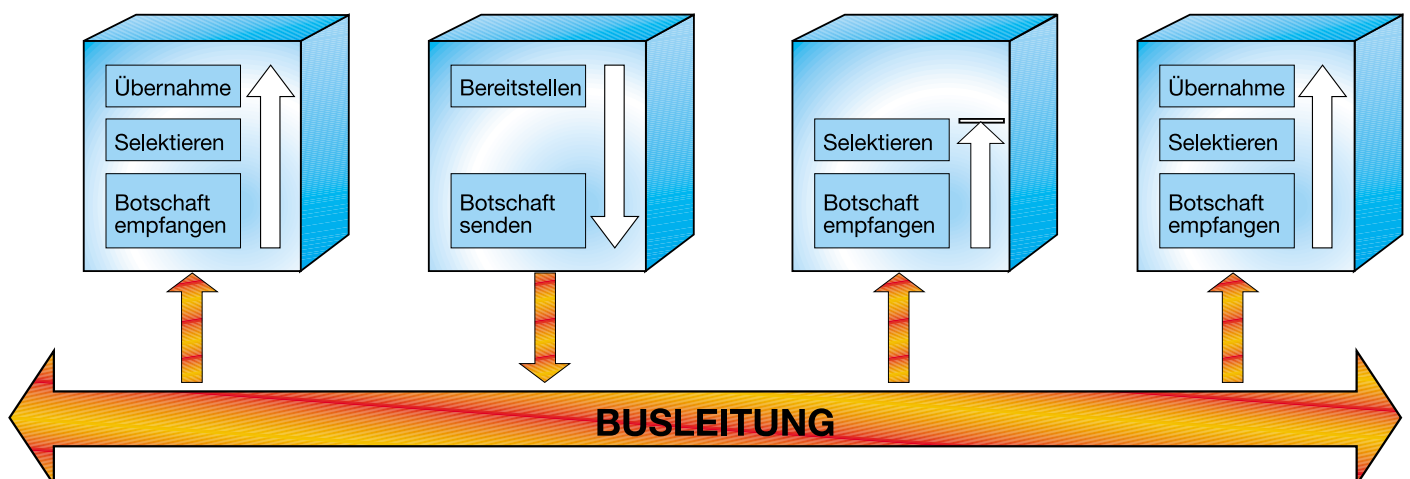


Bild 3: Jeder CAN-Controller am Bus erkennt die für ihn relevanten Informationen aus dem Bussignal selbständig, eine herkömmliche Adressierung entfällt. (Quelle: Bosch)

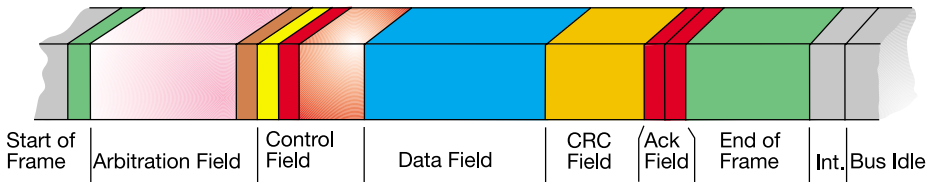


Bild 4: Aufbau des CAN-Datenübertragungsformats (Quelle: Bosch)

Während ein PC durch einen einfachen Bildschirmschoner schon einmal in der Datenübertragung gestört werden kann, setzt das CAN-Protokoll Prioritäten, die Busarbitration.

Durch Trennung der Informationswege werden Störungen und Buskollisionen vermieden. Dazu kommt die objektorientierte Datenübertragung, d. h., die Daten werden nicht an eine bestimmte Adresse im Netz übertragen, sondern sie enthalten eine Kodierung (Identifizier) über ihren Zweck, den der betreffende CAN-Baustein am Bus erkennt und so seine Informationen erhält (Abbildung 3). So werden Adresskonflikte und Timingprobleme sehr sicher vermieden.

Und letztendlich sind im CAN-Protokoll Schutzmechanismen gegen falsche und unvollständige Datenübertragung wie mehrfache CRC-Prüfung und Überwachung des Nachrichtenformats mit mehrfacher Wiederholung bei Datenfehlern eingebaut.

Aus dieser intelligenten Netzstruktur des CAN heraus ist es möglich, am Netz mehrere gleichberechtigte Controller im sog. Multi-Master-Betrieb zu betreiben. Fällt einer der Controller aus, beeinträchtigt er nicht die Funktion des Gesamtnetzes. Sein Ausfall wird über Fehlerbits im CAN-Datenpaket zwar registriert (und irgendwo gespeichert oder angezeigt), er führt aber, anders als z. B. manches Computernetzwerk, nicht zum Kollaps des Gesamtsystems.

Nichts geht verloren

Durch ein spezielles, zerstörungsfreies Buszugriffsverfahren ist geregelt, daß bei gleichzeitigem Zugriff mehrerer Botschaften mit hoher funktionaler Wichtigkeit diejenige übertragen wird, die der Anwender als die mit der höchsten Priorität definiert hat. Gleichzeitig wird durch effiziente Ausnutzung der Buskapazität dafür gesorgt, daß im Kollisionsfall die Daten mit der niedrigeren Priorität übertragen werden, sobald Kapazität frei ist. Sie werden also weder zurückgewiesen noch auf dem Bus verstümmelt, wie dies eine Eigenart z. B. des Ethernet ist.

Wie die Übertragung funktioniert, zeigt uns ein genauer Blick auf das CAN-Übertragungsformat.

CAN intern

Für die Übertragung auf dem Bus wird ein Datenrahmen aufgebaut, der aus sieben Bitfeldern besteht (Abbildung 4).

Die Übertragung beginnt mit dem **Start of Frame**. Dieses Feld markiert den Beginn einer Botschaft und synchronisiert alle Stationen am Bus.

Das darauf folgende **Arbitration Field** enthält den Identifizier der Botschaft und das RTR-Bit. Während der Übertragung dieses Feldes überprüft der Sender bei jedem Bit, ob er noch sendeberechtigt ist oder ob eine andere Station mit höherer Priorität sendet. Je nach gewähltem Botschaftsformat hat der Identifizier eine Länge von 11 oder 29 Bit (erweitertes Format). Das RTR-Bit entscheidet, ob es sich bei der Botschaft um einen Data Frame oder einen Remote Frame handelt, vereinfacht gesagt, hier ist die Richtung der Datenübertragung verschlüsselt.

Das **Control Field** enthält den Code für die Anzahl der eigentlichen Datenbytes im **Data Field**, das nun folgt. Es enthält bis zu 8 Byte. Eine Botschaft mit der Datenlänge Null kann zur Synchronisation verteilter Prozesse dienen.

Das **CRC-Field** enthält ein Rahmensicherungs- und Erkennungswort zur Erkennung von etwa auftretenden Übertragungsstörungen.

Im **Ack Field** befindet sich ein Bestätigungssignal aller Empfänger, die die Botschaft fehlerfrei erhalten haben.

Schließlich markiert **End of Frame** das Ende der Botschaft. Nach einem kurzen **Inter Frame Space**, quasi einer Freihaltzone, ist der Bus frei für den nächsten Datenrahmen.

Daneben gibt es noch das erweiterte Format, das eine Identifizier-Erweiterung um 18 Bit und in bestimmten Konfliktfällen eine erweiterte Prioritätenerkennung zuläßt. Beide Formate können auf einem Bus koexistieren.

Total unter Kontrolle

Wie bereits angedeutet, verfügt CAN über eine Reihe von Kontrolleinrichtungen zur Störungserkennung:

Da wäre einmal die bereits erwähnte **CRC-Prüfung**, die für die CAN-üblichen kurzen Botschaften optimiert wurde.

Die **Buspegelüberprüfung** wird von jeder Station, die ein Bit sendet, vorgenommen. Wird anstelle des gesendeten Bitwerts ein anderer Bitwert auf dem Bus gefunden, dann liegt, von zwei Ausnahmefällen abgesehen, ein Fehler vor. Die Ausnahmefälle betreffen die Arbitrierung um den Buszugang, wenn mehrere Stationen gleichzeitig Botschaften senden wollen, und das Acknowledgement, bei dem empfangende Stationen durch ihr Bestätigungssignal im Ack Field den Buspegel verändern.

Die dritte Maßnahme ist das **Bit Stuffing bzw. Destuffing**. Das Bit Stuffing schreibt vor, daß während einer Übertragung eines Data Frame jeweils zwischen Start of Frame und dem Ende des CRC-Feldes maximal fünf aufeinanderfolgende Bit die gleiche Polarität haben dürfen. Im-

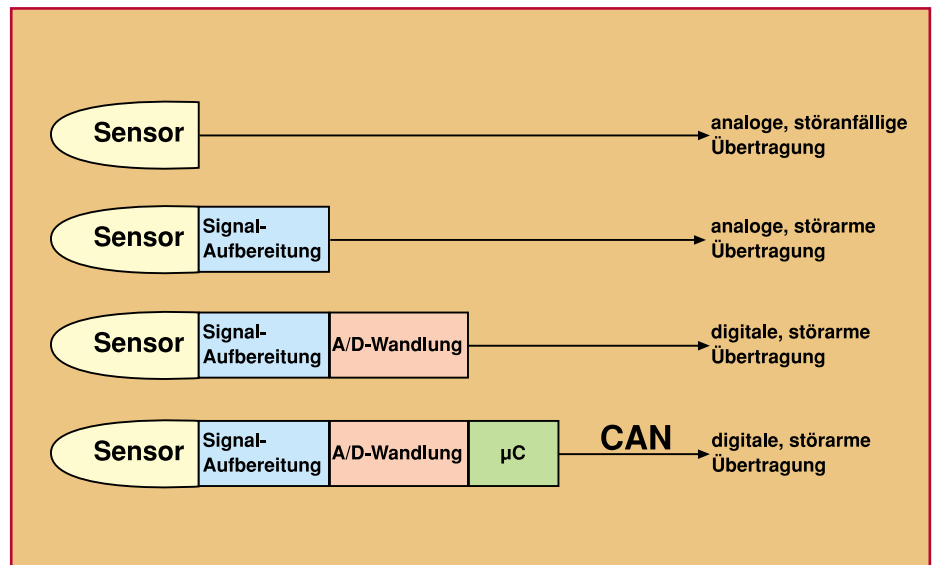


Bild 5: Zunehmend wird die Auswerteelektronik bis zum Mikrocontroller für die Bedienung des CAN im Sensor integriert. (Quelle: Bosch)

mer, wenn fünf gleiche Bit übertragen worden sind, wird vom Sender automatisch ein zusätzliches Bit entgegengesetzter Polarität in die Botschaftssequenz eingefügt (Stuffing). Die Empfänger eliminieren dieses zusätzliche Bit wieder (Destuffing).

Und schließlich greift als vierte Maßnahme die **Botschaftsrahmensicherung**. Das CAN-Protokoll enthält einige Bitfelder mit festem Format. Außerdem ist die Länge jedes Data Frame oder Remote Frame vom Protokoll in der Datenlängencodierung vorgegeben und damit überprüfbar. CAN-Bausteine führen eine Rahmensicherung durch, indem bei Formatverletzung die entsprechende Botschaft ungültig gemacht wird.

Stellt ein CAN-Controller eine Störung fest, so bricht er die laufende Übertragung durch das Senden eines Error Flag für alle anderen Stationen ab. Es verletzt gezielt die Stuffing-Regel oder die Formatvereinbarung. Auch bei lokalen Fehlern, die zunächst nur bei einer oder wenigen Stationen wirksam werden, wird die Botschaft für alle Stationen des Systems ungültig gemacht. Dadurch wird die systemweite Datenkonsistenz gesichert, es kommt nicht zum Systemkollaps.

Um das System bei einer fehlerhaften Station nicht anhaltend zu belasten, sieht das CAN-Protokoll Mechanismen vor, die Fehlersituationen analysieren. So erkennt eine Station ihre wahrscheinliche Fehlerhaftigkeit, wenn sie häufig Botschaften abbricht, bevor andere Stationen ebenfalls Fehler erkannt haben. Dies entlastet den Bus. Als erste Maßnahme sieht das Protokoll vor, zu verhindern, daß eine solche Station weiterhin Botschaften abbricht. Im Extremfall erfolgt die Selbstabschaltung der betreffenden Station.

Noch weniger Kabel

Um den Verkabelungsaufwand zwischen Sensoren, Elektronikeinheiten und Aktuatoren weiter zu senken, verfolgt man seitens der Elektronikhersteller Siemens und Bosch weitere, im Prinzip verwandte Optimierungslösungen.

Siemens zum Beispiel integriert mehrere Funktionsgruppen in einem kompletten Baustein (ISU - Intelligent Switching Unit). Hier werden erhebliche Mengen an Anschlußkabeln, Befestigungen, Gehäusen, Klemmen usw. eingespart. So erfordert eine komplexe Baugruppe der Bordelektronik, wie sie z. B. bei VW und BMW üblich ist, nur noch jeweils einen Anschluß für Betriebsspannung und Masse, die Leitungszahl von den Schaltern zur Elektronikbaugruppe kann durch elektronische Schaltungsmaßnahmen drastisch verringert werden:

Relais benötigen nur noch Kabel für den



Bild 6: Die erste Auto-HiFi-Kombination mit dem D2B-Bus. Steuerdaten und NF-Signale werden auf einem optischen Glasfaserbus übertragen, wie er auch bald als Fahrzeugelektrik-„Verkabelung“ Anwendung findet. (Foto: Becker).

Ausgangskontakt bzw. sind durch elektronische Lösungen in bestimmten Leistungsbereichen ganz substituierbar. Durch den Fortfall von Stecksockeln z. B. für Relais sind erhebliche Platzeinsparungen möglich. Konventionelle Sicherungen können durch elektronische Sicherungen und Strombegrenzungen ersetzt werden. Service und Fehlersuche werden vereinfacht, im Fehlerfall wird die ganze (teure) Baugruppe ausgetauscht. Kombiniert man ein solches System dann mit dem CAN-Bus, läßt sich leicht ausrechnen, was hier an fehlerträchtiger Verkabelungskapazität entfallen kann.

Die konsequente Verfeinerung der Leistungen, die der CAN-Bus bietet, zeigt Bosch mit seinem Cartronic-Konzept, das u. a. eine immer weitere Verlagerung von zugehörigen hochintegrierten Elektronikkomponenten örtlich direkt zu den Sensoren bzw. Aktuatoren vorsieht (Abbildung 5). Diese Elektronik bereitet die Daten an Ort und Stelle für die Übertragung durch den auch direkt hier befindlichen CAN-Controller auf, der über den CAN-Bus kommuniziert.

Auf der anderen Seite agiert ein Steuergerät, das die gesamte Soft- und Hardware für alle komplexeren Berechnungen und die übergeordnete Koordination aller Stelleneingriffe beherbergt. Lediglich CAN verbindet all diese Komponenten. Damit entfällt auch hier der Kabelbaum weitgehend.

Schneller entwickeln

Durch standardisierte Schnittstellen, Übertragungsprotokolle und Komponenten ist es daneben möglich, den Aufwand bei der Entwicklung neuer Fahrzeuge und deren Elektroniksysteme wesentlich zu senken. Da die Kommunikationssoftware Standard ist, sind bei Neuentwicklungen

nur noch speziell die jeweilige Funktion betreffende Softwarebausteine zu modifizieren, was die Entwicklungszeit deutlich verkürzt und die Entwicklung preiswerter macht.

Mit der universellen und kompatiblen CAN-Schnittstelle sind auch Erweiterungen und Nachrüstungen deutlich einfacher. Nur noch Stellelement, Schalter etc. mit integriertem CAN-Controller montieren, an Stromversorgung und CAN-Bus anschließen und fertig. Aufwendiges Verlegen von neuen Kabeln entfällt. Durch die Konzentration der Software in einem Zentralrechner sind Fehler schnell zu diagnostizieren und z. B. auch Softwarebausteine änderbar oder ergänzbar.

In Zukunft per Glas

Bleibt schließlich noch zu klären, wie denn der moderne Datenbus im Fahrzeug körperlich aussehen soll. Dabei haben sich zwei Varianten, deren Kombination denkbar ist, durchgesetzt. Während der CAN-Bus auf die extrem störsichere Zweidrahtübertragung von Signalen aufbaut, realisiert der modifizierte D2B-Bus (Domestic Digital Bus) die Datenübertragung auf optischer Basis, d. h. per Glasfaserkabel. Ein solches Glasfasersystem findet bei den neuen Mercedes Benz-Modellen von 1997 erste breite Anwendung.

Daß eine Glasfaser-Datenübertragung im Auto perfekt funktioniert, beweisen u. a. seit einiger Zeit schon einige Auto-HiFi-Hersteller (Abbildung 6), deren HiFi-Komponenten per optischer Schnittstelle nicht nur das NF-Signal übertragen, sondern auch die zur Steuerung der Komponenten erforderlichen Befehlssequenzen.

Angesichts solcher Ausblicke kann man eigentlich zukünftig nur „absturzfreie Fahrt“ wünschen!

Cass	Titel	Land	Jahr	Länge	Regie	Mitwirkende
80	2001 - Odyssee im Weltraum	GBR	1969	131	Stanley Kubrick	Kair Dullea, Gary Lockwood
44	2010 - Das Jahr, in dem wir ...	USA	1984	115	Peter Hyams	Roy Scheider, John Lithgow
204	a copy for a killing	USA	1991	90	Dick Lowry	James Farentino, Stephen Weber
203	a thousand heroes (Höllflug 232)	USA	1990	95	Lamont Johnson	Charlton Heston, Richard Thomas
115	Achterbahn (Rollercoaster)	USA	1976	114	James Goldstone	George Segal, Richard Widmark
148	Adventures in Babysitting	USA	1987	95	Chris Columbus	Elisabeth Shue, Maia Brewton
230	Alice's restaurant	USA	1969	106	Arthur Penn	Arlo Guthrie
56	Alien	GBR	1979	112	Ridley Scott	Sigourney Weaver, John Hurt
160	Aliens - Die Rückkehr	USA	1986	140	James Cameron	Sigourney Weaver, Michael Biehn
171	Am Anfang war das Feuer	FRA	1981	95	Jean Jacques Annaud	Everett McGill, Ron Pearlman
18	Andromeda - tödlicher Staub ...	USA	1971	125	Robert Wise	Arthur Hill, Davud Wayne
235	Annie Lennox: unplugged		1991	50		Anni Lennox
60	Archie & Harry	USA	1986	100	Jeff Kaneff	Kirk Douglas, Burt Lancaster
227	Ardennen	USA	1956	101	Robert Aldrich	Jack Palance, Eddie Albert
209	Atlantic City, USA	KAN	1980	101	Louis Malle	Burt Lancaster, Susan Sarandon
185	Bananas	USA	191	78	Woody Allen	Woody Allen
168	Batman	USA	1988	120	Tim Burton	Michael Keaton, Jack Nickolson
192	Batteries not included	USA	1987	101	Matthew Robbins	Hume Cronyn, Jessica Tandy
95	Beat Street	USA	1984	106	Stan Lathan	
108	Beverly Hills Copy II	USA	1988	95	Tony Scott	Eddie Murphy, Judge Reinhold

Videoverwaltung für Windows

Umfassende Verwaltung von Videocassetten und Videoaufnahmen mit besonders komfortabler und übersichtlicher Benutzeroberfläche

Allgemeines

In der Mehrzahl der Haushalte findet sich heute bereits neben dem Fernsehgerät auch ein Videorecorder. Hierdurch ist es jedem möglich, eine private Sammlung von Videoaufnahmen anzulegen. Dabei kann es sich um eigene Aufnahmen, z. B. aus dem Fernsehprogramm oder Aufnahmen mit einer Videokamera, aber auch um Kaufvideos handeln. Hierbei können u. a. VHS-, SVHS- und Hi8-Cassetten eingesetzt werden.

Unabhängig vom System entsteht dabei im Lauf der Zeit eine immer größere Sammlung an Videocassetten, durch die das Auffinden bestimmter Aufnahmen zunehmend schwieriger wird.

Damit der Überblick nicht vollkommen verloren geht, ist es sinnvoll, eine Kartei anzulegen, die in sortierter Form alle Informationen zu den Aufnahmen enthält. Für diese Arbeit bietet sich der Einsatz des häufig ebenfalls vorhandenen PCs an. Dieser erlaubt dabei nicht nur die Erfassung der Aufnahmen in einer Datenbank, sondern in der Regel auch die schnelle Suche nach beliebigen Cassetten und den Ausdruck von Informationen.

Für die PC-gestützte Verwaltung von Videocassetten und Videoaufnahmen wurden bereits viele Programme geschrieben. Doch häufig leiden diese Programme unter fehlenden Angaben in den Datensätzen, mangelnder Übersichtlichkeit, fehlender Flexibilität oder komplizierter Handhabung durch ein nicht vollständig durchdachtes Konzept.

Die hier vorgestellte Videoverwaltung für Windows bietet die Lösung für alle diese Probleme und ermöglicht so auf einfache und komfortable Weise die Verwaltung beliebiger Videoaufnahmen.

Bei dem Programm wurde besonderer Wert auf große Übersichtlichkeit und flexible Steuerung gelegt. Dies ist eine Grundvoraussetzung für den erfolgreichen Einsatz einer Software und ermöglicht sowohl dem Einsteiger als auch dem Profi die schnelle Erfassung und Suche aller benötigten Informationen.

Die wichtigsten Leistungsmerkmale der Videoverwaltung für Windows sind:

- Verwaltung beliebig vieler Datenbanken
- beliebig viele Einträge pro Datenbank
- Sortierung nach Titel oder Cassetten-Nummer
- freie Gestaltung der Listen (Felder,

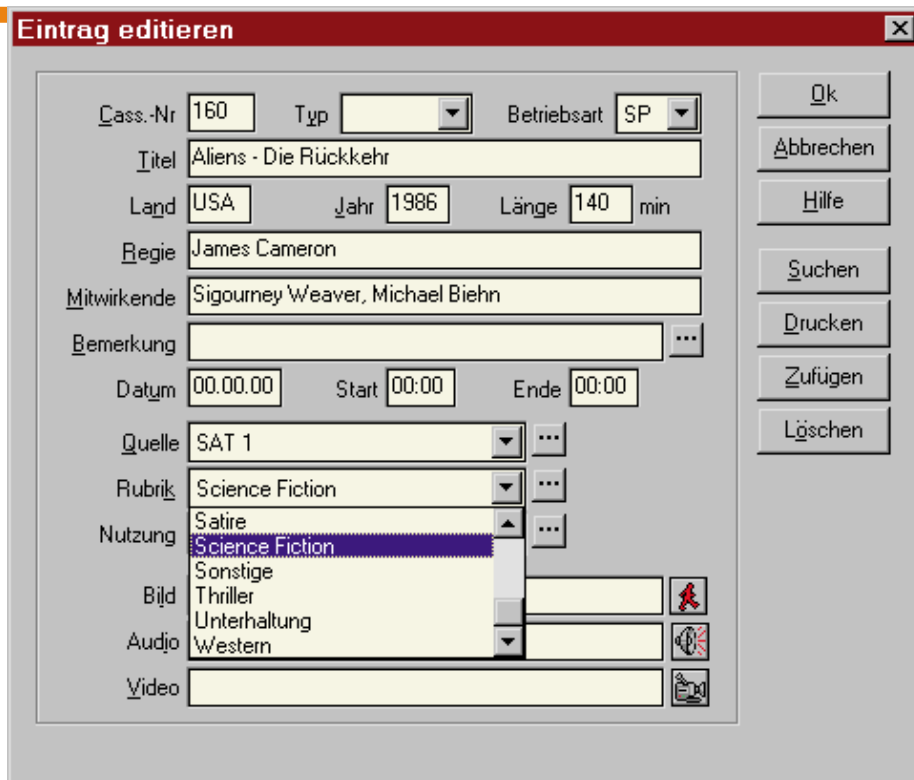
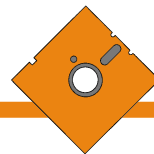
- Bezeichnungen, Breite)
- kaskadierte Suche (wiederholte Suche im letzten Suchergebnis)
- Ermittlung der Restzeit
- Kurzlisten für Rubriken, Quellen, Bemerkungen, Cassettypen usw.
- Multimedia-Unterstützung: Bild (BMP), Audio (WAV), Video (AVI)
- Symbolleiste für den schnellen Aufruf der wichtigsten Funktionen
- Tastenkombination für die wichtigsten Funktionen
- Popup-Menü mit den wichtigsten Funktionen (rechte Maustaste)
- übersichtlicher Aufbau

Listen

Nach dem Start der Videoverwaltung werden die Informationen in der aktuellen Datenbank zunächst in Form einer Liste auf dem Bildschirm ausgegeben.

Die Liste liefert dabei sofort einen schnellen Überblick über alle wichtigen Daten. Die Informationen werden hierbei in einzelnen Spalten, z. B. für den Titel, den Regisseur, das Jahr usw., ausgegeben.

Die Reihenfolge, die Breite und die Bezeichnung der Spalten läßt sich vollkommen frei wählen. Darüber hinaus ist es



- Startzeit der Aufnahme auf der Cassette
- Stoppzeit der Aufnahme auf der Cassette
- Nutzung, z. B. ab 16 Jahre
- Name einer Grafikdatei (BMP)
- Name einer Audiodatei (WAV)
- Name einer Videodatei (AVI)

Über das Editierfenster lassen sich auf einfache Weise weitere Einträge zufügen sowie vorhandene Einträge löschen oder drucken.

Schließlich kann über eine flexible Suchfunktion schnell zu dem gewünschten Eintrag gesprungen werden. Für die schnelle Erfassung und Suche von Aufnahmen enthält die Videoverwaltung sogenannte Kurzlisten für Rubriken, Quellen, Cassettypen und Bemerkungen.

Diese Listen können beliebig viele Einträge enthalten und lassen sich vollkommen frei anpassen. Bei der Eingabe von Aufnahmen wird der entsprechende Eintrag dann einfach aus der jeweiligen Kurzliste ausgewählt.

Multimedia

Die Videoverwaltung ermöglicht auf Wunsch auch die Unterstützung von Multimedia-Funktionen.

Hierdurch kann jeder Aufnahme eine Grafikdatei (z. B. eine Bitmapdatei von einem eingescannten Titelbild), eine Audiodatei (WAV) und eine Videodatei (AVI) zugeordnet werden. Durch die integrierten Anzeige- und Wiedergabelemente lassen

Bild 1: Editieren der Einträge

möglich, nicht benötigte Spalten durch einen einfachen Tastendruck auszublenden. Somit lassen sich auf einfache Weise sehr schnell individuelle Listen erstellen.

Die Einträge in der Datenbank können wahlweise nach dem Titel der Aufnahme oder der Cassetten-Nummer sortiert werden. Hierdurch lassen sich auch ohne Aufruf der Suchfunktion sehr schnell die gewünschten Einträge auffinden, wenn beispielsweise der Titel der Aufnahme, nicht jedoch die Cassetten-Nummer bekannt ist.

Datenbanken

Die Videoverwaltung ermöglicht das Anlegen mehrerer Datenbanken, um hierdurch beispielsweise getrennte Listen für unterschiedliche Bereiche (z. B. privat, beruflich usw.) oder unterschiedliche Personen zu verwalten. Die Erstellung oder das Wechseln einer Datenbank erfolgt dabei menügeführt.

Eingaben

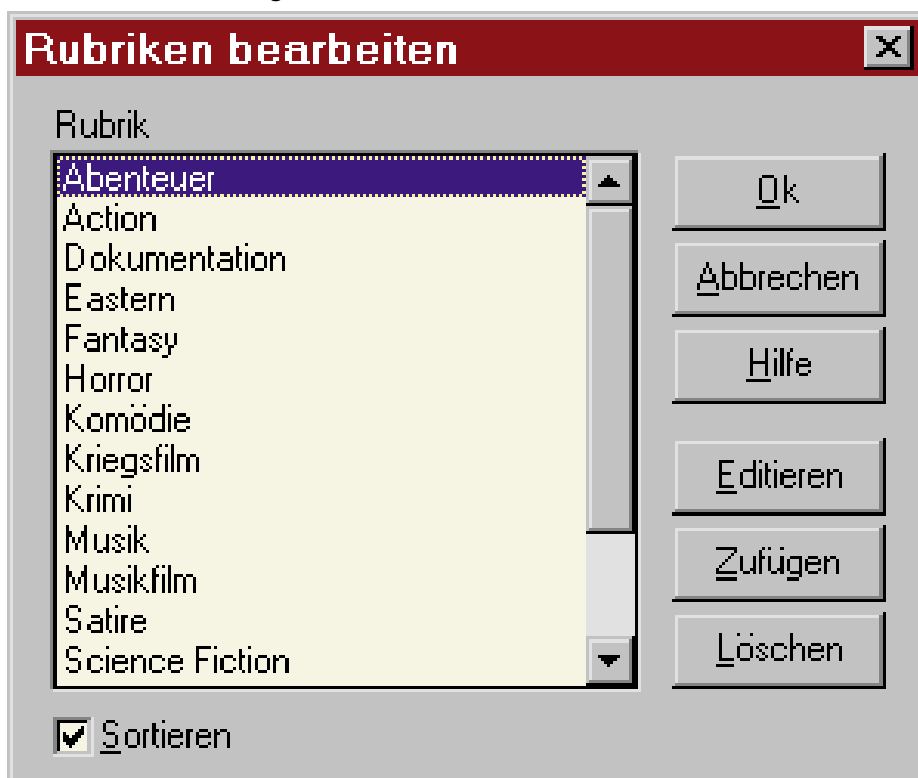
Für jede Aufnahme lassen sich auf komfortable Weise alle wichtigen Daten erfassen. Bei der Eingabe können viele Informationen, wie z. B. die Rubrik und der Cassettyp, sehr schnell aus Kurzlisten übernommen werden.

Im einzelnen stehen für die Eingabe folgende Felder zur Verfügung:

- Cassetten-Nummer
- Cassettyp, z. B. E-240
- Betriebsart des Recorders, z. B. Long-play (LP)

- Titel, z. B. „Forrest Gump“
- Land, z. B. „USA“
- Produktionsjahr
- Länge der Aufnahme in Minuten
- Regisseur
- Mitwirkende
- Bemerkungen, z. B. Widescreen
- Rubrik, z. B. Action, Thriller
- Quelle, z. B. ARD, RTL
- Datum der Aufnahme

Bild 2: Kurzlisten ermöglichen die schnelle Auswahl



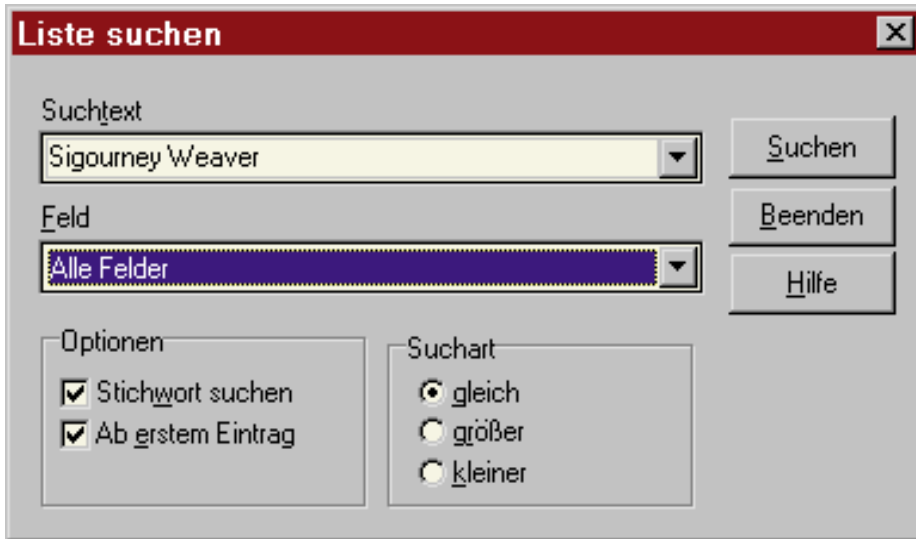
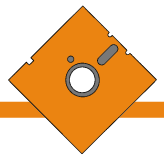


Bild 3: Flexible Suche in beliebigen Feldern

sich die Informationen dann durch einen einfachen Tastendruck sofort ausgeben.

Suchen

Zur optimalen Nutzung der erfaßten Aufnahmen enthält die Videoverwaltung eine flexible Suchfunktion, die das Auffinden beliebiger Informationen in jedem Feld ermöglicht.

Die Suchfunktion kann dazu verwendet werden, um den ersten passenden Eintrag aufzufinden oder eine Liste mit allen passenden Einträgen zu erstellen. Ein Liste könnte beispielsweise alle Aufnahmen einer bestimmten Rubrik, mit einem bestimmten Schauspieler oder ab einem bestimmten Jahr enthalten.

Die Videoverwaltung ermöglicht darüber hinaus die wiederholte Suche in dem jeweils letzten Suchergebnis (kaskadierte Suche). Hierdurch ist es ohne umfangreiche Eingaben sehr schnell möglich, das Suchergebnis immer weiter einzuzugrenzen, bis die Liste nur noch die gewünschten Einträge enthält. Durch die Funktion „Wiederherstellen“ läßt sich bei der wiederholten Suche auf Wunsch das jeweils letzte Suchergebnis wiederherstellen, wenn eine Suche nicht zu dem gewünschten Ergebnis geführt hat.

Das Ergebnis einer Suche kann auf Wunsch auch ausgedruckt werden. Für die Ausgabe auf dem Drucker lassen sich die Felder und deren Reihenfolge unabhängig von der Darstellung auf dem Bildschirm vollkommen frei wählen. So ist es schnell möglich, individuelle Listen auf dem Drucker zu erstellen.

Restzeit

Bei einer großen Anzahl an Videocassetten geht ohne eine komfortable und leistungsfähige Verwaltung irgendwann

zwangsläufig der Überblick verloren. Dann fehlt häufig auch die Information über die Ausnutzung der einzelnen Cassetten, um beispielsweise eine kurze Reportage aufzunehmen.

Die Videoverwaltung ermöglicht daher die automatische Analyse der vorhandenen Videocassetten, um so passende Cassetten mit der benötigten Restzeit zu ermitteln.

Zur Ermittlung der Restzeit wird dabei die Angabe des Cassettentyps, z. B. E-240, die Betriebsart (SP, LP) des Videorecorders und die Länge der Aufnahmen benötigt. Die Länge der Aufnahmen kann dabei durch die Start-/Stopp-Zeiten des Videorecorders oder die Dauer der Aufnahmen in Minuten eingegeben werden.

Durch die Eingabe der benötigten Restzeit, z. B. 90 Minuten und Start der Suche wird eine Liste mit allen in Frage kommenden Cassetten erstellt, die auf Wunsch auch ausgedruckt werden kann.

Installation

Die Installation der Videoverwaltung erfolgt auf einfache Weise über das Programm „Install“ von der Programmdiskette. Nach dem Start läßt sich das gewünschte Zielverzeichnis, z. B. „C:\ELV\VIDEO“ auswählen.

Daraufhin wird das Programm auf der Festplatte eingerichtet und automatisch eine neue Programmgruppe mit dem Namen „Video-Verwaltung“ angelegt. Die Programmgruppe enthält Verknüpfungen zu dem eigentlichen Programm, zu dem Handbuch und einem Konvertierungsprogramm für DOS-Datenbanken.

DOS-Datenbanken

Befindet sich in dem Zielverzeichnis die DOS-Version (ELV-DISK-PC) der Video-

verwaltung, dann wird die zuletzt bearbeitete Datenbank automatisch in das neue erweiterte Format der Windows-Version konvertiert.

Das Konvertierungsprogramm kann auch manuell aufgerufen werden, um auf diese Weise weitere DOS-Datenbanken zu konvertieren. Hierzu wird die entsprechende Datei einfach aus einer Liste ausgewählt und der Vorgang gestartet. Ein Balken zeigt dann den Fortschritt der Konvertierung an.

Start und Steuerung

Durch einen Doppelklick auf das Symbol der Videoverwaltung in der Programmgruppe oder Auswahl über das Startmenü von Windows 95 läßt sich das Programm starten. Nach der Ausgabe einer Startgrafik und dem Aufbau der Bildschirmmaske wird sofort der Inhalt der aktuellen Datenbank dargestellt.

Die Videoverwaltung zeichnet sich durch eine einheitliche und übersichtliche Gestaltung aus. Dies erleichtert die Handhabung des Programms erheblich. Die einzelnen Funktionen lassen sich dabei über das Menü, durch Tastenkombination, über die Symbolleiste sowie über ein Pop-up-Menü über die rechte Maustaste innerhalb der Liste aufrufen.

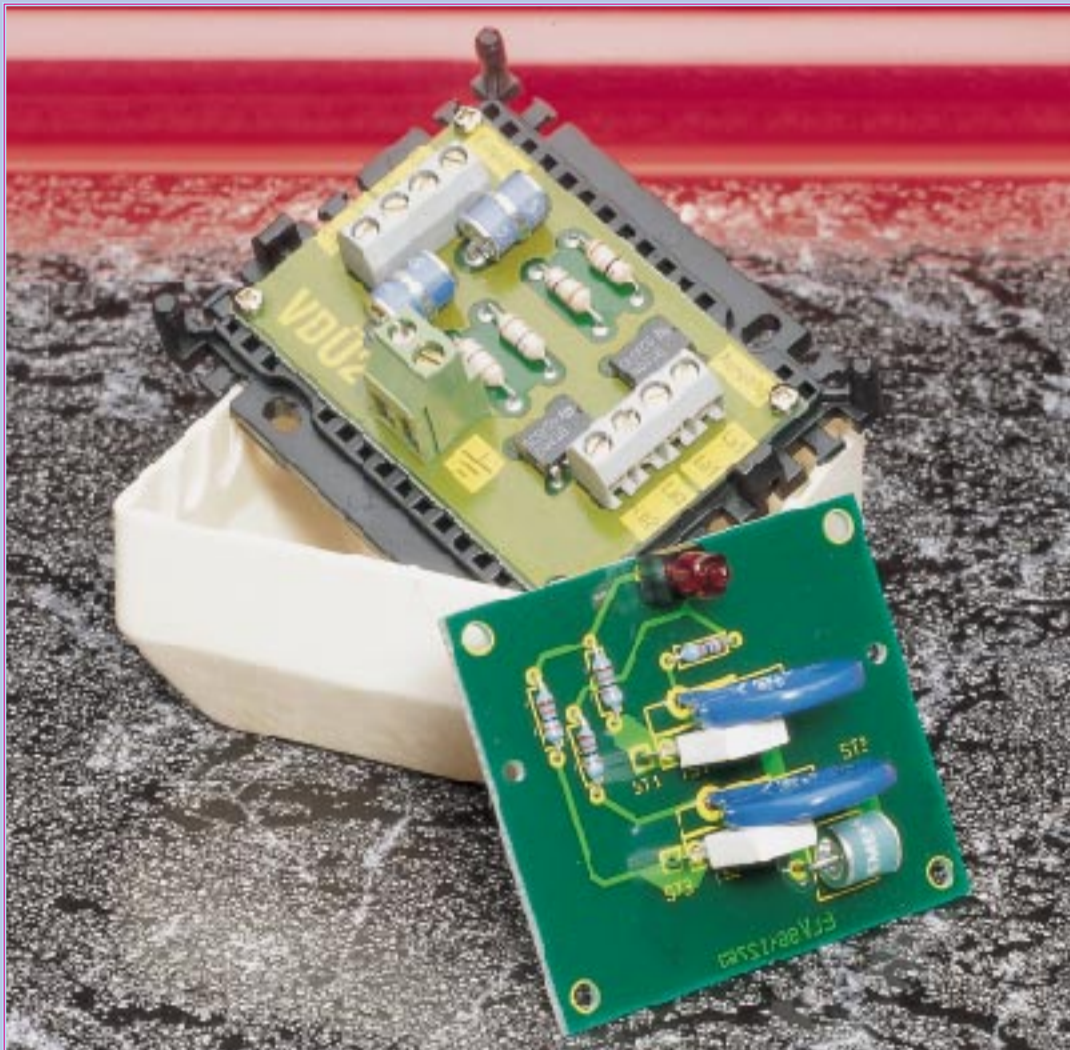
Hierdurch ist eine problemlose Steuerung mit der Tastatur und der Maus gewährleistet, wobei sich in der Praxis eine Mischung beider Eingabelemente als besonders effektiv erwiesen hat.

Bei der Erfassung von Videoaufnahmen erfolgt durch das Betätigen der Enter-Taste automatisch der Wechsel zum nächsten Eingabefeld. Hierdurch wird eine schnelle Eingaben der Daten möglich, ohne jeweils die Tabulator-Taste betätigen zu müssen, die aber natürlich auch weiterhin zur Verfügung steht.

Zur optimalen Steuerung und Nutzung aller Funktionen enthält die Videoverwaltung eine ausführliche Hilfefunktion. Eine umfangreiche Liste mit Schlüsselworten ermöglicht zusätzlich das schnelle Auffinden der benötigten Informationen. Die Hilfefunktion dient gleichzeitig als Handbuch für die Videoverwaltung.

Über die Funktion „Wechseln“ im Datemenü läßt sich sehr schnell die gewünschte Datenbank auswählen. Als Beispiel für die Möglichkeiten der Videoverwaltung wurde bei der Installation auch die Datenbank „DEMO.DBF“ mit zehn Einträgen eingerichtet, die auf diese Weise auswählbar ist.

Durch die einfache Handhabung und die umfangreichen Funktionen lassen sich durch die Videoverwaltung unter Windows sehr komfortabel beliebige Videoaufnahmen und Videocassetten verwalten. **ELV**



EMV - elektromagnetische Verträglichkeit Teil 22

Zwei in der Praxis bewährte Schaltungen für den Überspannungsschutz beschreibt der vorliegende Artikel.

Allgemeines

Nachdem im vorangegangenen Teil dieser Artikelserie Aspekte für das Schaltungsdesign von Überspannungs-Schutzschaltungen sowie konkrete Schaltungen erörtert wurden, folgen abschließend zwei in der Praxis bewährte Schaltungen. Die erste Schaltung, die an dieser Stelle vorgestellt wird, ist als universeller Blitzschutz für netzbetriebene Geräte einsetzbar, die zweite Schaltung dient als Überspannungsschutz für Telefonanlagen.

Universeller Blitzschutz

Diese Schaltung ist als universeller Blitzschutz für netzbetriebene Geräte vorgesehen und wird parallel zum Verbraucher geschaltet. Die Schaltung begrenzt sowohl Überspannungen zwischen L und N (symmetrische Überspannungen) als auch Überspannungen gegenüber Erde (unsymmetrische Überspannungen). Die am häufigsten vorkommenden Überspannungen sind auf Blitzeinschläge zurückzuführen und sind meist unsymmetrischer Art.

Schaltung

Überspannungen zwischen L und N werden über die Temperatursicherungen TS1 und TS2 durch die beiden in Reihe geschalteten Varistoren VDR 1 und VDR 2 auf einen Spitzenwert von ca. 800V begrenzt. Sind die Überspannungen gegen Erde gerichtet (unsymmetrisch) erfolgt die Begrenzung über VDR 1 und den Überspannungsableiter US 1 bzw. über VDR 2 und US 1. Ist die Überspannung größer als 470V, so zündet schlagartig US 1 und wird niederohmig gegen Erde. VDR1 bzw.

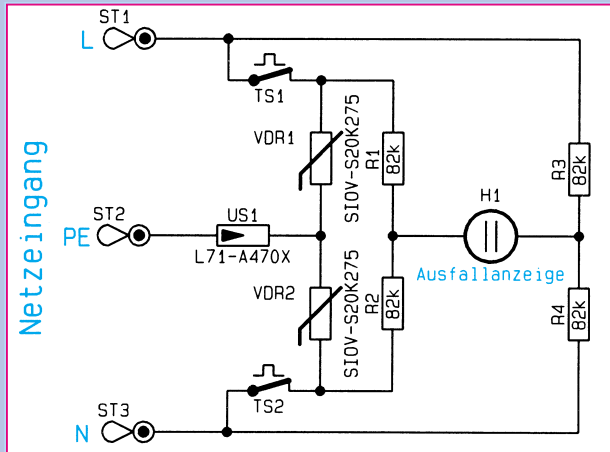


Bild 1: Schaltung des universellen Blitzschutzes

VDR2 begrenzen dann die Spannung auf ca. 390V.

Da sich die bei Varistoren ohnehin vorhandenen Leckströme bei großer Anzahl von Ableitungen erhöhen können, sind die Temperatursicherungen TS 1 und TS2 eingefügt. Diese sind thermisch mit VDR 1 und VDR 2 gekoppelt. Erwärmt sich einer der Varistoren unzulässig, löst die entsprechende Temperatursicherung aus und unterbricht den Kontakt. Dadurch ist die Brückenschaltung, bestehend aus R 1 bis R 4 nicht mehr abgeglichen, die Glimmlampe H 1 leuchtet und zeigt den Ausfall an.

Voraussetzung für eine sichere Funktion des Blitzschutzes ist eine möglichst niederohmige, induktivitätsarme Masseverbindung.

Nachbau

Die nur aus wenigen Bauelementen bestehende Schaltung des Blitzschutzes ist auf einer einseitigen 52 x 61 mm messenden Platine untergebracht. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise anhand von Bestückungsplan, Stückliste und Platinenfoto.

Zunächst sind die Widerstände R 1 bis R 4, der Überspannungsableiter US 1 sowie die Lötstifte ST 1 bis ST 3 zu bestücken. Die Glimmlampe H 1 wird auf dem beiliegenden Abstandshalter montiert.

Die Anschlußbeine der einzelnen Bauelemente sind von der Platinenoberseite her durch die entsprechenden Bohrungen zu schieben und unten leicht auseinanderzubiegen. Anschließend erfolgt das Verlöten von der Unterseite her. Das Kürzen der überstehenden Anschlußdrähte geschieht mit einem Seitenschneider, ohne dabei die Lötstelle selbst zu beschädigen.

Beim Einsetzen von TS 1 und TS 2, sowie VDR 1 und VDR 2 ist zu beachten, daß diese thermisch zu koppeln sind. Dazu werden zunächst die VDRs so eingelötet, daß sie auf der Platine aufliegen.

Die Thermosicherungen sind an der unbedruckten Seite mit etwas Wärmeleitpaste zu bestreichen. Jede Thermosicherung wird so montiert, daß die mit Wärmeleitpaste versehene Seite in Richtung VDR zeigt und die Thermosicherung großflächig am VDR anliegt. Eventuell ist ein seitliches Verbiegen erforderlich.

Achtung: Die Thermosicherungen sind sehr empfindlich gegenüber Erwärmung und werden gerade beim Verlöten leicht zerstört! Am besten ist es, wenn die Anschlußbeine während des Verlöten auf der Bestückungsseite mit einer Zange oder ähnlichem festgehalten und auf diese Weise gekühlt werden.

Überspannungsschutz für Telefonanlagen

Gerade für räumlich weit ausgedehnte Nachrichtennetze, wie z. B. das Telefonnetz, ist für die daran betriebenen Geräte (Telefone, Faxgeräte, Telefonanlagen, Anrufbeantworter usw.) ein effektiver Blitzschutz von entscheidender Wichtigkeit.

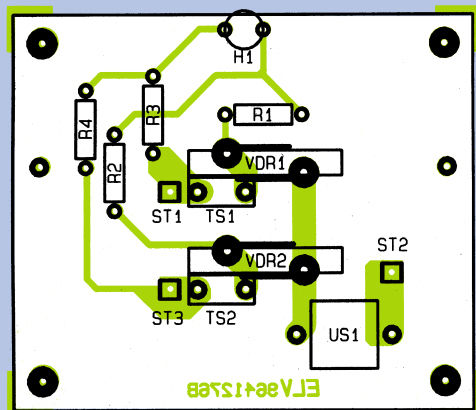
Die heutzutage technisch hochentwickelten und komplexen Telekommunikationsendgeräte sind empfindlich gegen Überspannungen. Diese Überspannungen entstehen im wesentlichen durch indirekte Blitzeinwirkungen.

Mittlerweile sind die meisten Endgeräte mit einem Überspannungsschutz für die Amtsleitungen ausgestattet, der aber lediglich für durchschnittliche Überspannungen, wie sie z. B. in Stadtgebieten auftreten, ausreicht. Werden diese Geräte aber in ländlichen Regionen betrieben, wo teilweise noch Freileitungen vorhanden sind, reicht der integrierte Schutz oftmals nicht aus.

Zwar schützt die an dieser Stelle vorgestellte Schaltung nicht vor einem direkten Blitzeinschlag, jedoch reduziert sie die Gefahr von indirekten Gewitterschäden erheblich.

Die Überspannungsschutzdose VDÜ 2 steht als Bausatz oder als BZT-zugelassenes Fertiggerät mit Allgemeiner Anschalte-Erlaubnis (AAE) zur Verfügung. Eine Installation des Fertiggerätes zwischen TAE-Dose und Endgerät darf also vom Fachpersonal vorgenommen werden. Für den Bausatz besteht keine Zulassung, sondern nur für die industriell gefertigten Fertiggeräte, obwohl zwischen Bausatz und Fertiggerät bei korrektem Aufbau technisch kein Unterschied besteht.

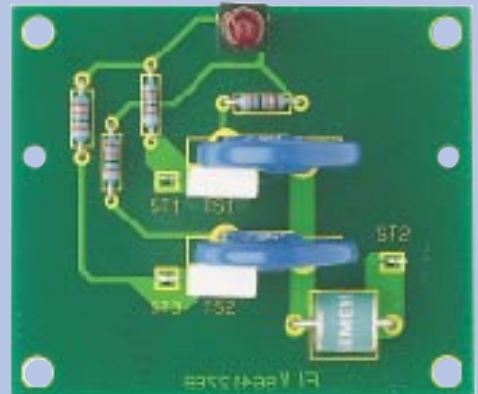
Die VDÜ 2 ist für den Schutz von Telefon-Nebenstellenanlagen konzipiert. Aufgrund dessen ist die VDÜ 2 mit 2 getrennten Ableitungen ausgestattet, so daß auch



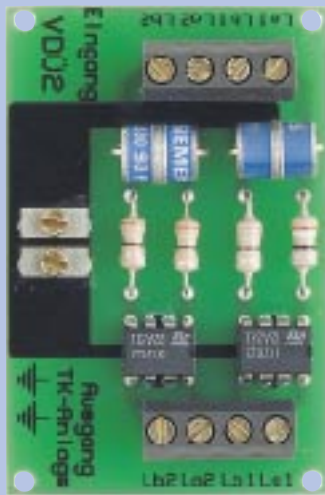
Bestückungsplan des universellen Blitzschutzes

Stückliste: ELV-Blitzschutz

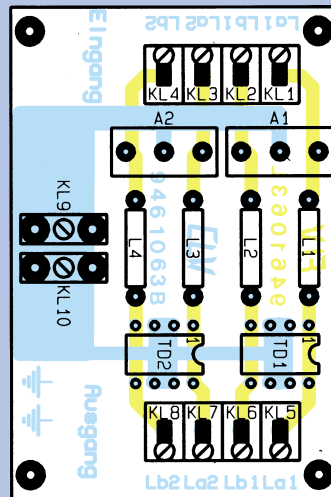
- Widerstände:
82kΩ R1-R4
- Sonstiges:
Überspannungsableiter,
L71-A470X US1
Thermo-Sicherung,
S-105, 105°C TS1, TS2
VDR,
SIOV-S20K275 VDR1, VDR2
Lötstifte mit Lötöse ST1-ST3
Glimmlampe, rot H1
1 LED-Abstandshalter, 5mm



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte des universellen Blitzschutzes



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte



Bestückungsplan des Überspannungsschutzes für Telefonanlage VDÜ 2

Stückliste: Überspannungsschutz für Telefonanlagen

Halbleiter:

Trisil-Diode, THBT200 ... TD1, TD2
3-Elektroden-Überspannungsableiter, T23-A230 A1, A2

Sonstiges:

Spule, 39µH L1 - L4
2 Schraubklemmleisten,
4polig, print
1 Schraubklemmleiste, 2polig, print
4 Knippingschrauben, 2,2 x 6,5 mm
1 Gehäuse

Nebenstellenanlagen mit 2 Amtsanschlüssen abgesichert werden können. Auf diese Weise sind alle an die Nebenstellen angeschlossenen Endgeräte geschützt. Voraussetzung für die sichere Funktion der VDÜ 2 ist eine möglichst niederohmige, induktivitätsarme Masseverbindung zwischen Dose und Potential-Ausgleichsschiene. Die Verbindung sollte so kurz wie möglich mit einem Querschnitt von 4 bis 6 mm² erfolgen.

Schaltung

In Abbildung 2 ist die Schaltung der VDÜ 2 dargestellt. Die nur aus wenigen

Bauelementen bestehende Schaltung ist für die Ableitungen 1 und 2 identisch aufgebaut. Bis auf die Induktivitäten L1 bis L4 besteht die Schaltung nur aus speziellen Überspannungsableitungselementen. Die Ableitung wird durch einen sogenannten zweistufigen Schutz, bestehend aus Grob- und Feinschutz erreicht. Der Grobschutz ist durch einen dreipoligen Überspannungsableiter (A1, A2) realisiert, dessen Funktion ausführlich im EMV-Grundlagen-Artikel Teil 20 erläutert wurde. Dieser Ableiter verhält sich wie ein spannungsabhängiger Schalter, der bei Überschreiten einer bestimmten Spannung, hier 230 V, innerhalb

von wenigen Nanosekunden niederohmig wird. Bei dem eingesetzten Typ handelt es sich um praktisch 2 in Reihe geschaltete Überspannungsableiter, bei denen der Mittelpol auf Erdpotential gelegt ist. Somit schließt dieser Ableiter sowohl positive als auch negative Überspannungen auf den Leitungen La1 bzw. La2 und Lb1 bzw. Lb2 gegen Erde kurz.

Der Feinschutz ist mit Hilfe der Längsinduktivitäten L1 bis L4 in Verbindung mit den bidirektionalen zweifach Trisil-Dioden TD1 bzw. TD2 realisiert. Mit diesen schnell ansprechenden Dioden erreicht man eine präzise Spannungsbegrenzung auf 200 V. Aufgrund der doppelten bidirektionalen Ausführung dieser Dioden werden positive und negative Überspannungen auf allen Leitungen begrenzt.

Nachbau

Aufgrund der nur wenigen Bauelemente ist der Nachbau schnell durchgeführt. Die Bestückung der 43 mm x 65 mm messenden, einseitigen Leiterplatte erfolgt exakt anhand von Bestückungsplan, Stückliste und Platinenfoto. Dies ist deshalb wichtig, da die hier vorliegende Leiterplatte aufgrund der Industrieausführung selbst keinen Bestückungsdruck besitzt.

Die Anschlußbeine der einzelnen Bauelemente sind von der Platinenoberseite her durch die entsprechenden Bohrungen zu schieben und unten leicht auseinanderzubiegen. Anschließend erfolgt das Verlöten von der Unterseite her. Das Kürzen der überstehenden Anschlußdrähte geschieht mit einem Seitenschneider, ohne dabei die Lötstellen selbst zu beschädigen.

Nachdem die Bestückung komplett ausgeführt wurde, ist an dieser Stelle nochmals die korrekte Bestückung zu überprüfen. Im Anschluß daran wird die Leiterplatte in das Gehäuseunterteil gesetzt und mit den beiliegenden 4 Knippingschrauben fixiert. Um das Gehäuse zu verschließen, ist der Gehäusedeckel aufzuklemmen. **ELV**

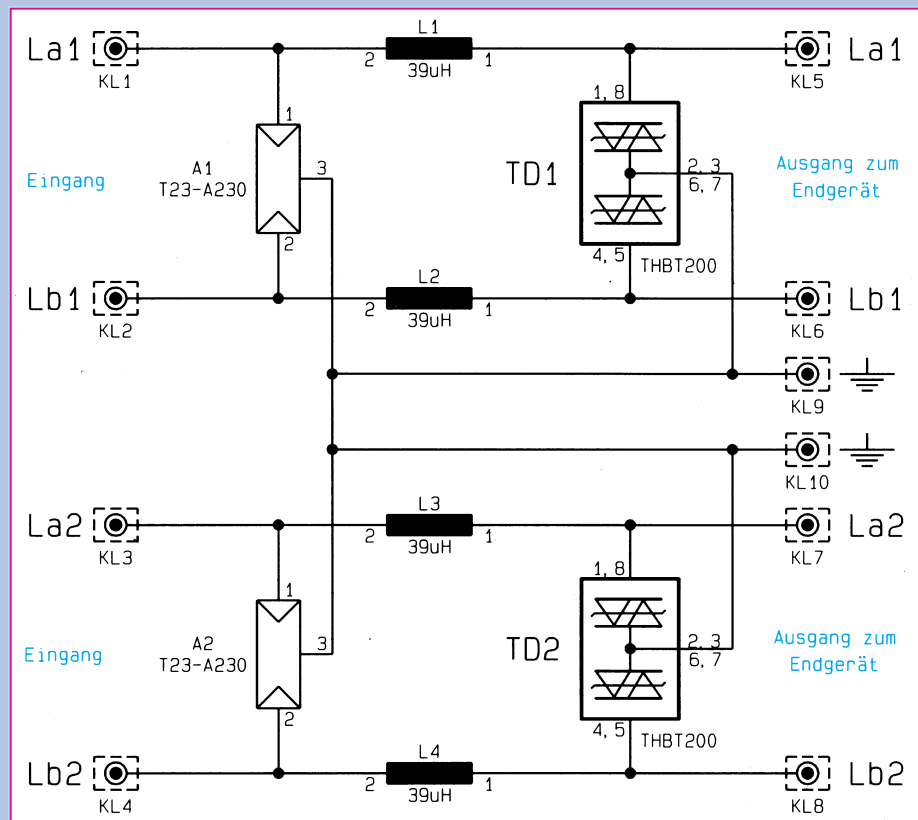
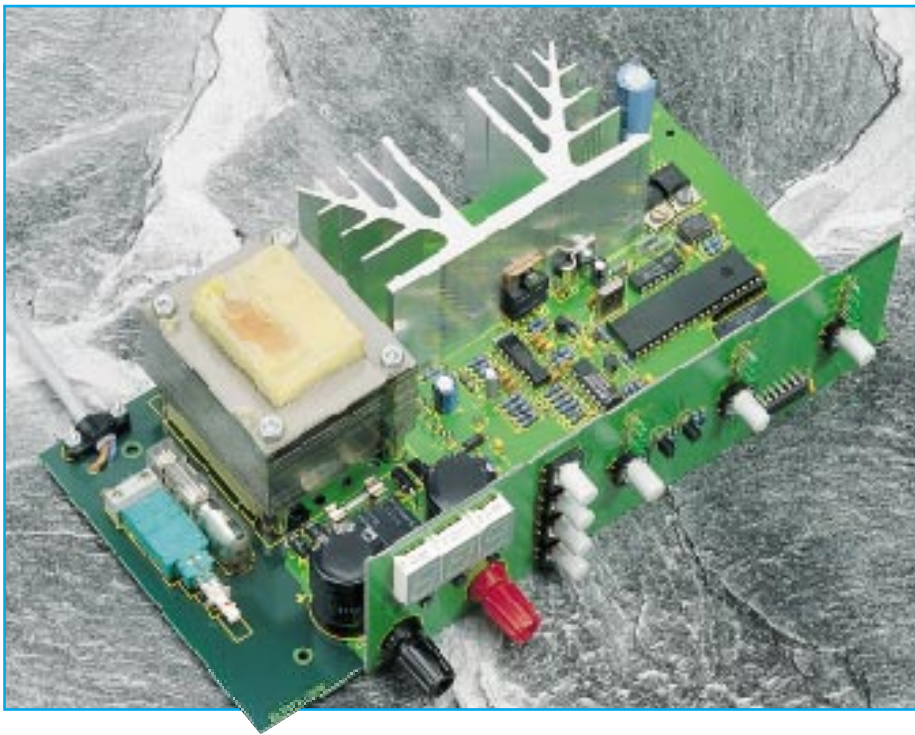


Bild 2: Schaltbild der Überspannungsschutzdose VDÜ 2



Akku-Lade- Meßgerät ALM 7003 Teil 2

Die analogen Schaltungskomponenten des Ladeteils, den praktischen Aufbau sowie den einfach durchzuführenden Softwareabgleich dieses innovativen Ladegerätes beschreibt der zweite und abschließende Teil dieses Artikels

Analogteil

Betrachten wir als nächstes die in Abbildung 2 dargestellten analogen Schaltungskomponenten des ALM 7003. Die Netzversorgungsspannung (230 V) wird an einer zweipoligen Netzschraubklemme (KL 1) zugeführt. Von hieraus gelangt die Netzwechselspannung über den zweipoligen Netzschalter S1 und die Schmelzsicherung SI1 auf die Primärwicklung des Netztransformators TR1. Sekundärseitig steht eine 2 x 8V-Wicklung mit Mittelanzapfung zur Speisung der gesamten digitalen und analogen Steuerelektronik sowie eine Leistungswicklung (9,7V/3,5A) zur Versorgung der Ladeendstufe zur Verfügung.

Nach der Mittelpunkt-Zweiggleichrichtung mit den Dioden D29 und D31 gelangt die positive unstabilierte Gleichspannung auf den Pufferelko C25 und auf Pin 1 des Festspannungsreglers IC12. Ausgangsseitig liefert IC12 eine stabilisierte Spannung von 5V, die direkt zur Versor-

gung sämtlicher digitaler Baugruppen des Gerätes dient.

Während die Schwingneigung des Reglers mit C26 verhindert wird, sind die Keramikcondensatoren C27 bis C30, C32, C33, C58 und C59 zur hochfrequenten Störrückblockung direkt an den Versorgungspins der einzelnen integrierten Schaltkreise angeordnet.

Über die mit D30 und D32 aufgebaute Mittelpunkt-Zweiggleichrichtung wird der Negativregler (IC13) versorgt. Die eingangsseitige Pufferung erfolgt mit C44. C48 dient zur Schwingneigungsunterdrückung. C46, C47, C49 und C54 sind auch hier direkt an die negativen Versorgungspins der einzelnen Schaltkreise positioniert.

Wie bereits erwähnt dient die zweite Sekundärwicklung zur Versorgung der Ladeendstufe, wobei die Spannung zunächst über die Schmelzsicherung SI2 auf den mit D33 bis D36 aufgebauten Brückgleichrichter gelangt.

In der eingezeichneten Relais-Stellung sind die beiden Puffer-Elkos C36 und C37 in Reihe geschaltet, und die Schaltung liefert etwa den halben Wert der Maximalspannung. Dadurch wird die Verlustleistung in der Ladeendstufe bei Akkus mit Nennspannungen unter 8,4 V erheblich reduziert.

Ab 8,4 V Nennspannung werden, vom Prozessor (Port 3.2) gesteuert, die Kontakte des Relais geschlossen. Die Schaltung arbeitet dann als Spannungsverdoppler. Je nach Zellenzahl des zu ladenden Akkus gelangen somit ca. 11 V oder ca. 22 V zur Ladeendstufe (Emitter T11).

Sowohl die Steuerung des Ladestromes als auch die Steuerung des Entladestromes erfolgen vom Prozessor, der an Port 3.5 ein pulswidenmoduliertes Signal liefert.

Mit Hilfe des Operationsverstärkers IC10B wird zunächst das PWM-Signal gepuffert. Anschließend erfolgt mit R55 und C17 eine Mittelwertbildung. Die durch Integration gewonnene, an C17 anstehende Steuergleichspannung (Sollwert) wird direkt dem nicht-invertierenden Eingang des mit IC8B aufgebauten Stromreglers zugeführt.

Der Stromregler vergleicht nun ständig den an Pin 6 (invertierender Eingang) anstehenden ladestromproportionalen Ist-Wert mit dem eingestellten Sollwert und steuert über den Treibertransistor T15 den Endstufentransistor T11.

Am Shuntwiderstand R53 erhalten wir einen stromproportionalen Spannungsabfall. Dieser Spannungsabfall wird über R52 auf den nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers IC10B gegeben, der eine ca. 26fache Verstärkung vornimmt. Die Ausgangsspannung gelangt über R11 auf den invertierenden Eingang des Reglers, so daß der Regelkreis geschlossen ist. Des Weiteren wird der Ist-Wert des Stromes über den mit IC6, IC8 und externen Komponenten aufgebauten AD-Wandler dem Mikrocontroller zugeführt.

Die Kondensatoren C13 bis C16 verhindern hochfrequente Störeinkopplungen auf die Operationsverstärker.

Mit Hilfe des Transistors T10 ist die Ladefunktion prozessorgesteuert (Port 3.4) abschaltbar.

Im Entlademodus erhalten wir am Shunt (R53) einen stromproportionalen Spannungsabfall mit umgekehrter Polarität als im Lademodus. Die Spannung wird mit dem als nicht-invertierenden Verstärker arbeitenden Operationsverstärker IC10C ca. 25fach verstärkt und über den AD-Wandler dem Mikrocontroller zugeführt. C53 dient zur Schwingneigungsunterdrückung, und C52 verhindert hochfrequente Störeinkopplungen auf den Meßverstärker.

Der Entladestromregler wurde mit Hil-

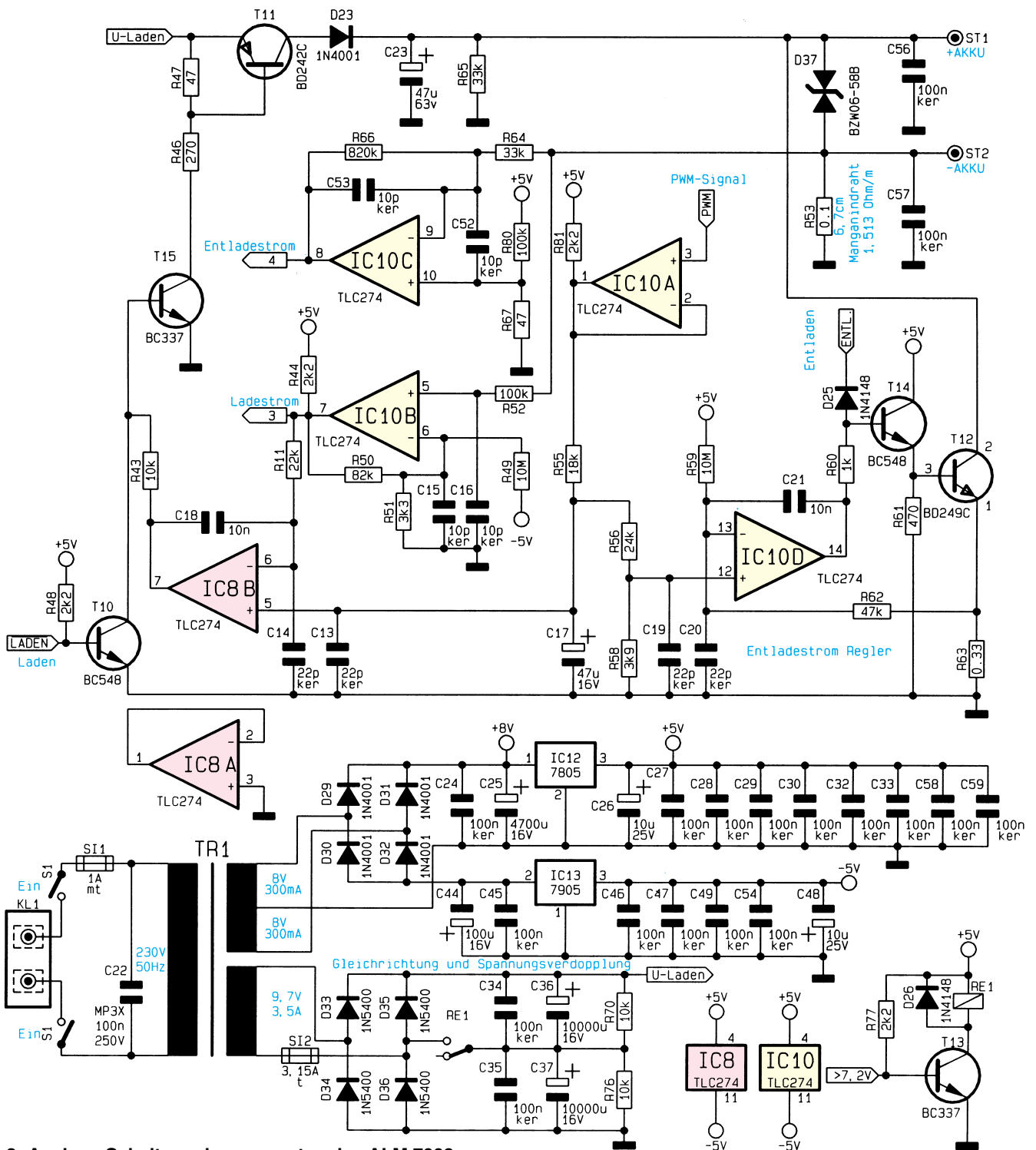


Bild 2: Analoge Schaltungskomponenten des ALM 7003

fe des Operationsverstärkers IC 10 D, T 14, T 12 und externen Komponenten realisiert. Dazu wird eine dem Entladestrom proportionale Meßspannung am Entladeshunt R 63 gewonnen und über R 62 dem nicht-invertierenden Eingang des für die Entladestromregelung zuständigen Operationsverstärkers IC 10 D zugeführt. Dieser dem Entladestrom proportionale Ist-Wert wird mit dem integrierten PWM-Signal am nicht-invertierenden Eingang verglichen.

Der Ausgang des OPs (IC 10 D) steuert über R 60 den Emitterfolger T 14 und dieser wiederum den Endstufentransistor T 12,

so daß der Regelkreis geschlossen ist. R 59 dient zur leichten Vorspannung des invertierenden OP-Eingangs und C 21 zur Schwingneigungsunterdrückung. Hochfrequente Störeinflüsse werden mit C 19 und C 20 verhindert. Vom Mikroprozessor (Port 3.3) ist der Entlademodus über die Diode D 25 deaktivierbar.

Nachbau

Durch den Einsatz von doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatten ist der praktische Aufbau des ALM 7003 sehr

übersichtlich und in wenigen Stunden zu bewerkstelligen.

Innerhalb des ALM 7003 konnte auf einen Hardware-Abgleich vollständig verzichtet werden. Für den softwaremäßig durchzuführenden Abgleich, der jederzeit ohne Eingriff in das Gerät, d. h. bei geschlossenem Gehäuse, durchführbar ist, werden ein möglichst genaues Multimeter (Strom, Spannung) sowie eine stabilisierte Gleichspannungsquelle (1 V, 17 V) benötigt.

Wichtig: Da innerhalb des Gerätes die

230V-Netzwechselfspannung frei zugänglich ist, weisen wir an dieser Stelle darauf hin, daß Aufbau und Inbetriebnahme nur von Fachleuten durchgeführt werden dürfen, die hierzu aufgrund ihrer Ausbildung befugt sind. Die einschlägigen VDE- und Sicherheitsvorschriften sind zu beachten.

Sämtliche aktiven und passiven Bauteile des ALM 7003 inklusive Netztransformator und Leistungskühlkörper finden auf zwei doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatten Platz. Mit Ausnahme der beiden Ausgangsbuchsen (Polklemmen) sind innerhalb des ALM 7003 keine Verdrahtungen erforderlich.

Wir beginnen den praktischen Aufbau mit der Frontplatte, wo neben den Bedien- und Anzeigeelementen nur wenige Bauteile zu bestücken sind. Die Bauteile sind entsprechend der Stückliste und des Bestückungsplanes einzulöten, wobei folgende Besonderheiten zu beachten sind:

- Die Kleinsignaltransistoren sind so tief wie möglich einzusetzen, d. h. die Gehäuseoberseite darf nicht weiter als die Oberseite der 7-Segment-Anzeige hervorstehen.
- Beim Einlöten der Printtaster ist eine zu große Hitzeentwicklung zu vermeiden.
- Die Leuchtdioden benötigen eine Einbauhöhe von 9 mm, gemessen von der LED-Spitze bis zur Platinenoberfläche.

Nachdem die Frontplatte so weit fertiggestellt ist, wenden wir uns der Basisplatte zu. Hier sind zuerst die niedrigsten Bauteile, d. h. die Metallfilmwiderstände, entsprechend der Stückliste und des Bestückungsplanes einzulöten.

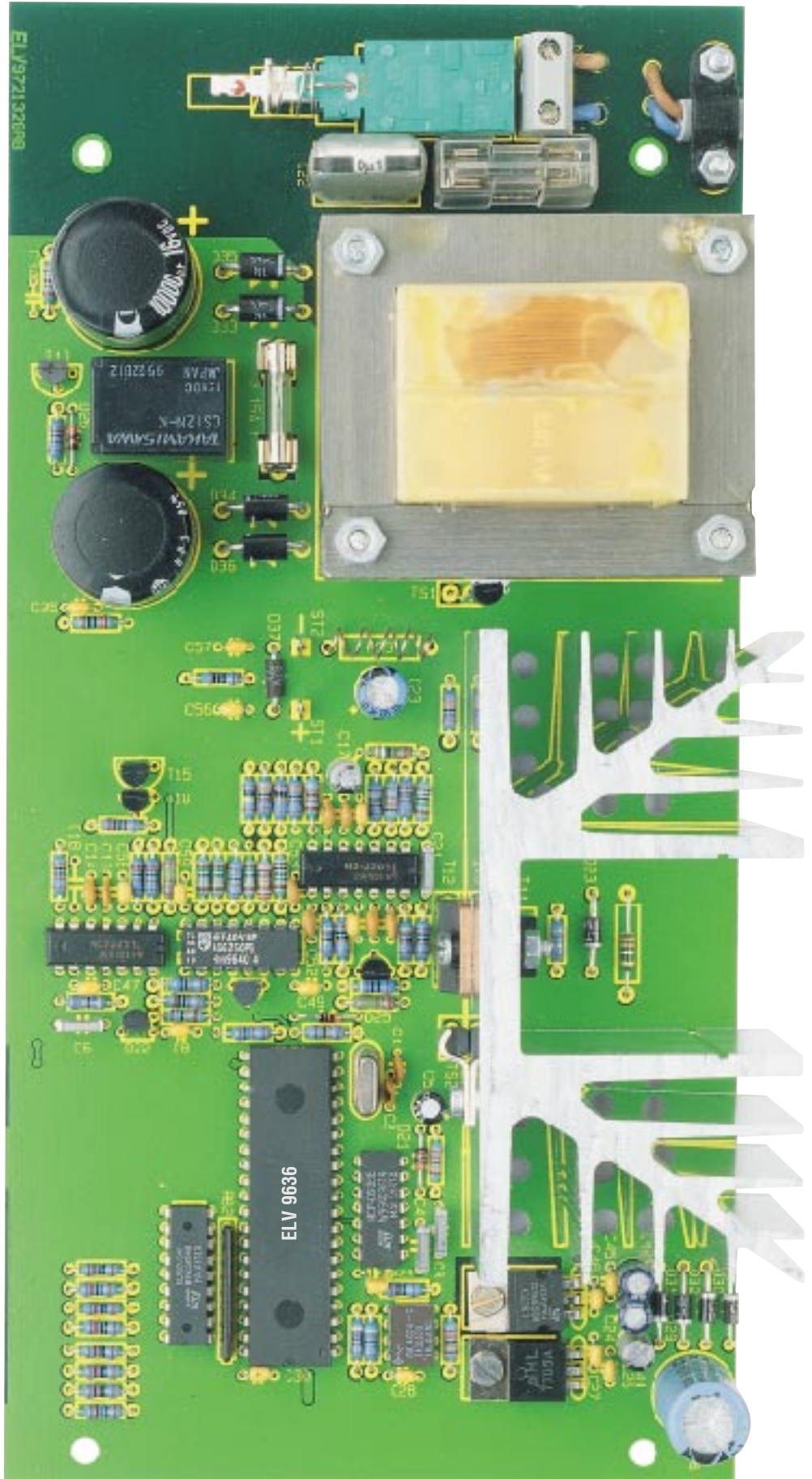
Danach folgen die Dioden unter Beachtung der korrekten Polarität, wobei D 23 sowie D 29 bis D 32 mit 5 bis 10 mm Abstand zur Platinenoberfläche zu bestücken sind.

Während die Keramik- und Folienkondensatoren mit beliebiger Polarität einzusetzen sind, handelt es sich bei den Elektrolytkondensatoren um gepolte Bauelemente. Üblicherweise ist der Minuspol gekennzeichnet.

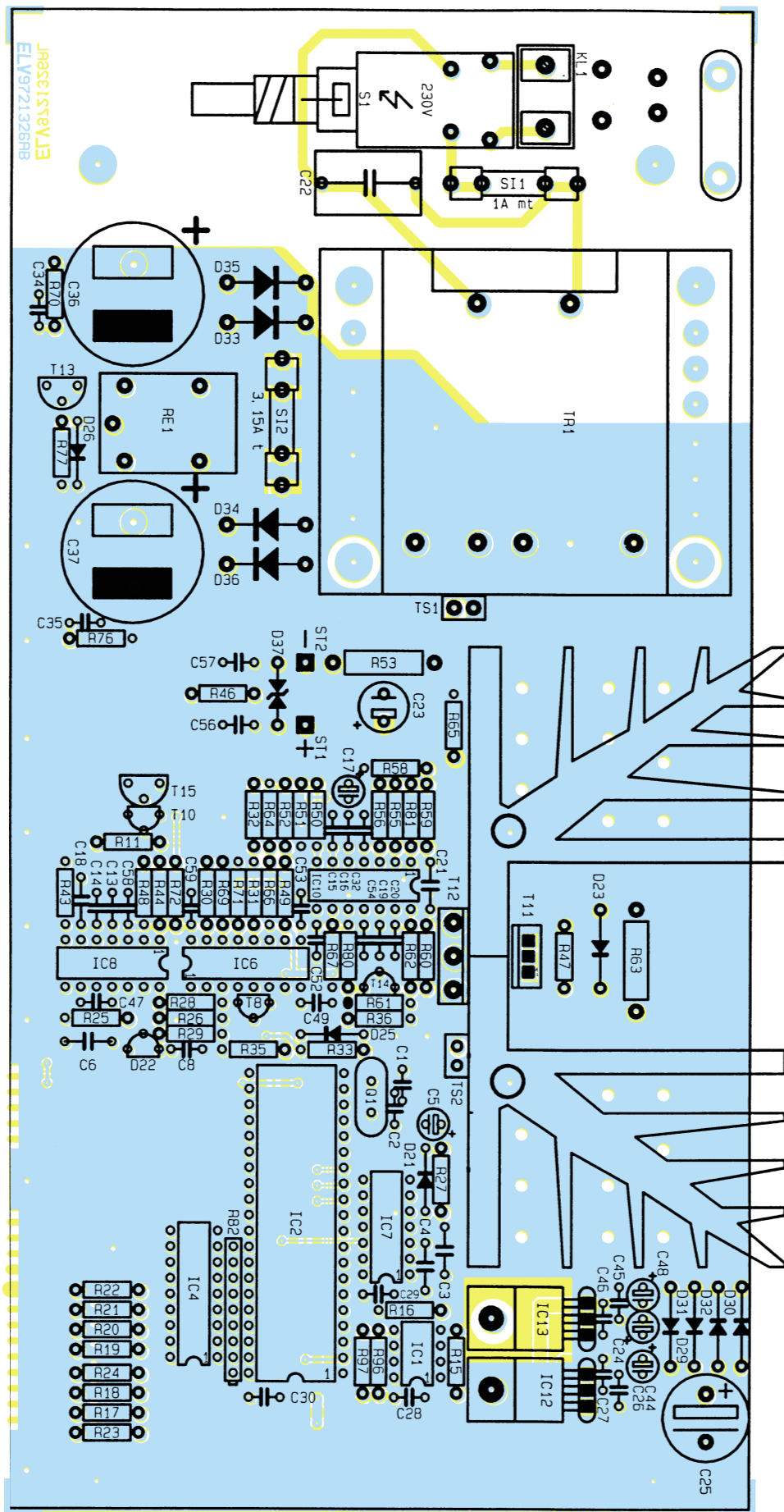
Die Spannungsregler IC 12 und IC 13 sind mit einer Schraube M 3 x 6 mm und zugehöriger Mutter liegend auf die Leiterplatte zu schrauben. Erst danach werden die IC-Anschlüsse verlötet.

Im nächsten Arbeitsschritt sind die integrierten Schaltkreise so einzulöten, daß jeweils die Gehäusekerben der ICs mit dem zugehörigen Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen.

Das Leistungsrelais (RE 1), der Netzschalter, die zweipolige Netzschraubklemmleiste und die beiden Platinensiche-



Fertig aufgebauete Basisplatte



Bestückungsplan der Basisplatine

runghalter werden mit ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Aus 7 cm Manganindraht mit 1,513Ω/m ist der Strom-Shunt R 53 herzustellen. Dazu sind auf dem Schaft eines M4-Bohrers 4 - 5 Windungen des Widerstandsdrahtes aufzubringen, so daß ein „Rastermaß“ von ca. 17 mm entsteht. Beim Einlöten der „Widerstandswendel“ an die dafür vorgesehene Stelle der Leiterplatte ist unbedingt darauf zu achten, daß keine Windung die Platinenoberfläche berührt (ca. 2 - 3 mm Abstand). Durch das Verlöten bleiben ca. 6,6-6,7 cm des Widerstandsdrahtes wirksam.

Aufgrund des softwaremäßigen Abgleichs ist für die Genauigkeit des ALM 7003 nicht der Absolutwert des Shunt-Widerstandes, sondern vielmehr der Temperaturkoeffizient (Temperaturdrift) entscheidend. Die hier verwendete Präzisions-Widerstandslegierung zeichnet sich durch einen sehr geringen Temperaturkoeffizienten (±10ppm im Temperaturbereich von 20°C bis 80°C) aus.

Kommen wir nun zum Netztransformator TR 1. Zur Montage sind zuerst 4 Schrauben M4x55 mm von unten durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu führen und auf der Bestückungsseite jeweils mit einer 15 mm langen vernickelten Messingdistanzhülse zu bestücken.

Darauf folgt der Trafo, dessen Anschlußpins exakt in die zugehörigen Lötäugen der Platine fassen müssen. Nach Anziehen der M4-Muttern auf der Trafooberseite werden die Anschlußpins sorgfältig festgelötet. Vor dem Einbau des Leistungskühlkörpers sind die beiden Leistungstransistoren und der Temperatursensor zu montieren, wobei zur elektrischen Isolation Glimmerscheiben und Isolierbuchsen dienen.

Zur besseren thermischen Kopplung werden die Glimmerscheiben vor der Montage auf beiden Seiten mit etwas Wärmeleitpaste bestrichen. Der Temperatursensor ist mit einer selbstschneidenden Schraube M3 x 6 mm und zugehöriger Metallschelle zu montieren.

Erst nach dem Festschrauben des Kühlkörpers mit zwei selbstschneidenden Schrauben erfolgt das Verlöten der Anschlußpins.

Die Anschlußbeinchen des am Netztrafo zu positionierenden Temperatursensors 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.

Nach Einsetzen der beiden Feinsiche-

ungen erhält die 1A-Netzversicherung als Berührungsschutz eine Kunststoffabdeckung.

Bei der 2adrigen 230V-Netzzuleitung wird die äußere Ummantlung auf 35 mm Länge entfernt, die Innenadern auf 5 mm Länge abisoliert und Aderendhülsen aufgezquetscht.

Alsdann ist eine Gummidurchführungstülle in die zugehörige Bohrung der Rückwand zu drücken und das Kabel von außen durchzuführen.

Mit einer Zugentlastungsschelle, 2 von unten einzusetzenden Schrauben M3x14mm und den zugehörigen Muttern erfolgt die Befestigung der Netzzuleitung auf der Platine. Die beiden Innenadern sind jeweils so durch zwei Bohrungen der Leiterplatte zu führen, daß ein versehentliches Lösen auszuschließen ist (siehe Platinenfoto). Die Leitungsenden werden in die 2polige Schraubklemmleiste geführt und verschraubt.

Nachdem nun beide Leiterplatten komplett bestückt sind, erfolgt die Verbindung miteinander. Zwei 1,3mm-Lötstifte, die von der Bestückungsseite mit der langen Seite voran durch die in der Frontplatine befindlichen Bohrungen zu führen sind, dienen dabei zur exakten Höhenausrichtung.

Wenn die zusammengehörenden Leiterbahnpaare fluchten und die Leiterplatten einen rechten Winkel zueinander bilden, erfolgt auf jeder Seite eine provisorische Punktlötung. Alsdann sind sämtliche Leiterbahnpaare und die Masseflächen unter Zugabe von ausreichend Lötzinn zu verlöten.

Die beiden Ausgangsbuchsen (Polklemmen) werden direkt in die bedruckte Frontplatte des ALM 7003 geschraubt und 1adrig isolierte Leitungsabschnitte von 90 mm Länge angelötet.

Der Mindestquerschnitt der Leitungen sollte dabei 0,75 mm² betragen. Nachdem die freien Leitungsenden durch die Bohrungen der Frontplatine geführt sind, wird die von der Plusklemme kommende Leitung an ST 1 und die von der Minusklemme kommende Leitung an ST 2 angelötet. Vor der ersten Inbetriebnahme ist eine gründliche Überprüfung hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler sinnvoll.

Die Metallschubstange des Netzschalters ist entsprechend Abbildung 3 anzufertigen und mit einem Kunststoff-Druckknopf sowie einem Kunststoff-Verbindungsstück zu bestücken. Das Verbindungsstück rastet dann auf dem Netzschalter ein.

Gehäuseeinbau

4 Schrauben M4 x 70 mm werden durch die Montagesockel der Gehäuseunterhalb-schale geführt und auf der Innenseite jeweils mit einer 1,5 mm dicken Polyamid-Scheibe bestückt.

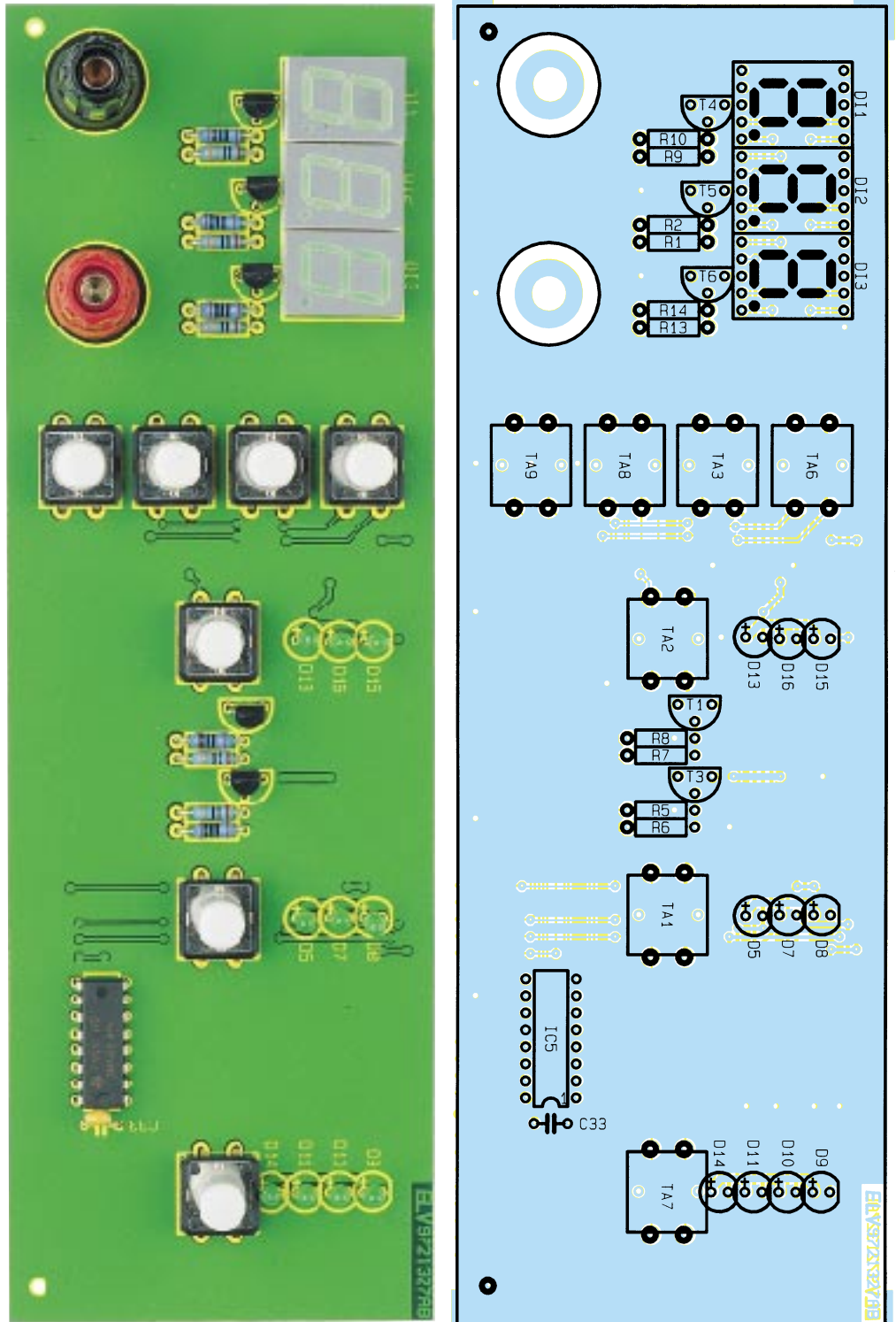
Danach ist über die Schraubenenden das komplette Chassis des ALM 7003 mit Front- und Rückplatte bis zum sicheren Einrasten abzusenken. Auf der Platinenoberseite folgt nun jeweils ein 60 mm lan-

ges Abstandsrollchen.

Im nächsten Arbeitsschritt ist die Gehäuseoberhalb-schale mit nach hinten weisendem Lüftungsgitter aufzusetzen und in jedem Montagesockel eine M4-Mutter einzulegen. Mit einem kleinen Schraubendreher werden nacheinander die Gehäuseschrauben ausgerichtet und von unten fest verschraubt.

Die Gummifüße sind in die Bohrungen der Fußmodule zu führen und auf der Innenseite bis zum Einrasten mit einer Zange anzuziehen.

Ansicht der fertig aufgebauten Frontplatine mit zugehörigem Bestückungsplan



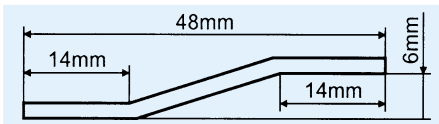


Bild 3: Schubstange des Netzschalters

Nach dem Einsetzen der Fußmodule sind die Abdeckmodule des Gehäuseoberteils einzusetzen (sofern kein weiteres ELV-7000er Gerät darauf gestellt werden soll) und die Abdeckzylinder in die nicht benötigten mittleren Montageöffnungen des Oberteils flächenbündig einzupressen.

Abgleich

Der softwaremäßige Abgleich des ALM 7003 ist ausgesprochen einfach und in wenigen Minuten zu bewerkstelligen.

Nach dem ersten Einschalten des Gerätes erscheint auf dem 4stelligen 7-Segment-Display die Anzeige U1. An den Ausgangsbuchsen (Polklemmen) ist zuerst eine möglichst genaue Gleichspannung von 1 V anzulegen.

Danach wird kurz die Taste „Eingabe“ betätigt. Auf dem Display erscheint nun die Anzeige U17. Die Spannung an den Buchsen des ALM 7003 ist jetzt auf exakt 17 V zu erhöhen und erneut die „Eingabetaste“ zu betätigen.

Zum Stromabgleich erscheint danach auf dem Display die Anzeige I0. Bei offenem ALM-Ausgang ist die „Eingabetaste“ zu drücken, worauf das Display 800 (mA) anzeigt. Der ALM-Ausgang ist über ein Amperemeter kurzzuschließen und der gemessene Stromwert auf dem Display einzustellen.

Nach Betätigung der Taste „Eingabe“ führt das ALM 7003 automatisch die Kalibrierung durch, und nach einigen Sekunden erscheint auf dem Display wieder die Anzeige 800. Zum Ausmessen der Regelparameter ist im letzten Abgleichschritt über das Amperemeter ein Strom in das ALM 7003 einzuspeisen. Als Stromquelle kann dabei ein beliebiges Netzgerät oder ein Akku dienen, sofern ein Strom von mindestens 1 A geliefert werden kann, wobei die Spannung zwischen 1 V und 40 V liegen darf. Der gemessene Stromwert ist wieder auf dem Display einzustellen.

Alsdann ist kurz die „Eingabetaste“ zu betätigen, womit der Abgleich des ALM 7003 bereits vollständig abgeschlossen ist.

Ein Neu-Abgleich des ALM 7003 ist jederzeit möglich. Um in den Abgleichmode zu gelangen, ist bei gedrückter „↑“- und „Start“-Taste das ALM 7003 einzuschalten.

Nach erfolgreich durchgeführtem Abgleich steht dem Einsatz dieses innovativen Ladegerätes mit zukunftsweisender Technologie nichts mehr entgegen. **ELV**

Stückliste: ALM 7003

Widerstände:

7cm Manganindraht, 1,513 Ω/m ...	R53
0,33Ω	R63
47Ω	R25, R47, R67
100Ω	R2, R6, R8, R10, R14
120Ω	R17-R24
270Ω	R46
330Ω	R1, R5, R7, R9, R13
470Ω	R61
1kΩ	R28, R35, R60
2,2kΩ	R44, R48, R77, R81
2,55kΩ	R36, R72
3,3kΩ	R51
3,9kΩ	R58
4,7kΩ	R96, R97
10kΩ	R26, R43, R70, R76
18kΩ	R55
22kΩ	R11
24kΩ	R56
33kΩ	R64, R65
47kΩ	R62
82kΩ	R50
100kΩ	R52, R80
150kΩ	R29, R30, R31, R69
180kΩ	R33, R71
220kΩ	R15, R16, R27
820kΩ	R66
1MΩ	R32
10MΩ	R59, R49
Array, 4,7kΩ	R82

Kondensatoren:

10pF/ker	C15, C16, C52, C53
18pF/ker	C1, C2
22pF/ker	C13, C14, C19, C20
10nF	C3, C4, C18, C21
100nF/ker	C8, C24, C27-C30, C32-C35, C45-C47, C49, C54, C56-C59
100nF/250V~/X2	C22
270nF	C6
2,2µF/63V	C5
10µF/25V	C26, C48
47µF/16V	C17
47µF/63V	C23
100µF/16V	C44
4700µF/16V	C25
10000µF/16V	C36, C37

Halbleiter:

FM2404	IC1
ELV9636	IC2
ULN2803	IC4
74LS145	IC5
CD4051	IC6
CD4093	IC7
TLC274	IC8, IC10
7805	IC12

7905	IC13
BC327	T1, T3-T6
BC548	T8, T10, T14
BD242C	T11
BD249	T12
BC337	T13, T15
1N4148	D21, D25, D26
LM385/2,5V	D22
1N4001	D23, D29-D32
1N5400	D33-D36
BZW06-58B	D37
DJ700A, grün	DI1-DI3
LED, 3mm, grün	D5, D7-D11, D13-D16

Sonstiges:

Quarz, 11,0592MHz	Q1
Taster, B3F-4050	TA1-TA3, TA6-TA9
Temperatursensor, SAA965	TS1, TS2
Trafo, 2 x 8V/300mA,	
1 x 9,7V/3,5A	TR1
Netzschraubklemmleiste, 2polig .	KL1
Relais, 5V, 1 x um	RE1
Sicherung, 1A, mittelträge	SI1
Sicherung, 3,15A, träge	SI2
Lötstifte mit Lötöse	ST1, ST2
Shadow-Netzschalter	S1
1 Adapterstück	
1 Verlängerungsachse	
1 Druckknopf für Netzschalter	
7 Tastkappen, 10mm	
2 Platinensicherungshalter (2 Hälften)	
1 Sicherungsschutzkappe	
1 Präzisions-IC-Fassung, 40polig	
1 Kühlkörper, SK88, gebohrt	
1 Sensorschelle 4mm	
1 Glimmerscheibe, TOP-66	
1 Glimmerscheibe, TO-3P	
2 Isolierbuchsen	
3 Aluschrauben, M3 x 6mm	
2 Zylinderkopfschrauben M3 x 6mm	
1 Zylinderkopfschrauben M3 x 16mm	
4 Zylinderkopfschrauben M4 x 45mm	
2 Zylinderkopfschrauben M3 x 14mm	
5 Mutter, M3	
4 Mutter, M4	
4 Metall-Abstandshalter, M4 x 15mm	
1 Netzkabel, 2adrig, grau, rund	
1 Zugentlastungsschelle	
1 Polklemme, 4mm, rot	
1 Polklemme, 4mm, schwarz	
10cm Schalllitze, 1,5mm ² , rot	
10cm Schalllitze, 1,5mm ² , schwarz	
1 Netzkabel-Durchführungsstülpe	
5cm Silberdraht	
1 Tube Wärmeleitpaste	
2 Aderendhülsen für 0,75mm ²	
2 Lötstifte 1,3mm	

Steckverbinder - Modellbau -

Ogleich in der Welt der Modell-Funkfernsteuerungen bezüglich der Signalübertragung zwischen Empfänger und Stellgliedern, (z. B. Servos) weitgehende Übereinstimmung herrscht, so hat doch jeder der führenden Hersteller ein eigenes Steckverbindersystem entwickelt.

Prinzipiell ist es aber möglich, eine Fernsteueranlage auch aus Komponenten verschiedener Hersteller zusammenzustellen, sofern man die Steckverbinderbelegung der Einzelbausteine kennt.

Unser Datenblatt zeigt Bauformen und Belegungen von Servo- und Empfängersteckverbindern sowie von Akku- und Spezialsteckverbindern der Modellfernsteuertechnik.

Bereits ein Blick auf das Anschlußfeld von Fernsteuerempfängern zeigt, wie unterschiedlich die Steckverbindersysteme diverser Hersteller ausgebildet sind. Es gibt sowohl Buchsen- als auch Steckeranschlüsse, drei- und vierpolige Empfängerstecker- bzw. -buchsen.

Bei aller Verwirrung ist jedoch eines bei fast allen Fernsteuersystemen gleich - die Polarität des Empfänger Ausgangssignals. Dieses besteht zumeist aus positiven Impulsfolgen.

Zur Anpassung von Komponenten un-

terschiedlicher Impulspolarität sind Impulsinverter einsetzbar.

Zur Selbstherstellung von Adaptern zwischen verschiedenen Fernsteuersystemen kann man entweder auf fertig konfektionierte Adapter zurückgreifen oder diese selbst herstellen. Dabei ist besonders sorgfältig vorzugehen, um die Zerstörung von Elektronikkomponenten wirksam zu verhindern. Die Farbgebung der Verbindungsadern der einzelnen Steckersysteme ist uneinheitlich, die meisten Hersteller halten jedoch die Farben Schwarz, Blau oder

Braun für Minus, Rot für Plus und eine dritte Farbe (Gelb, Weiß, Violett oder Orange) für die Signalleitung ein. Deshalb ist nach der Selbstherstellung eines Adapters eine Nachprüfung durch Messen unabdingbar. Bei Akkukabeln fehlt bei sonst baugleichem Steckverbinder die Signalleitung.

Wir nennen hier nur den jeweiligen Urheber bzw. Haupthersteller des Steckverbindersystems. Durch zahlreiche Lizensierungen, Nachbauten und kooperierende Hersteller kommt es mitunter zu Baugleichheiten.

1. Servo-Anschlußkabel

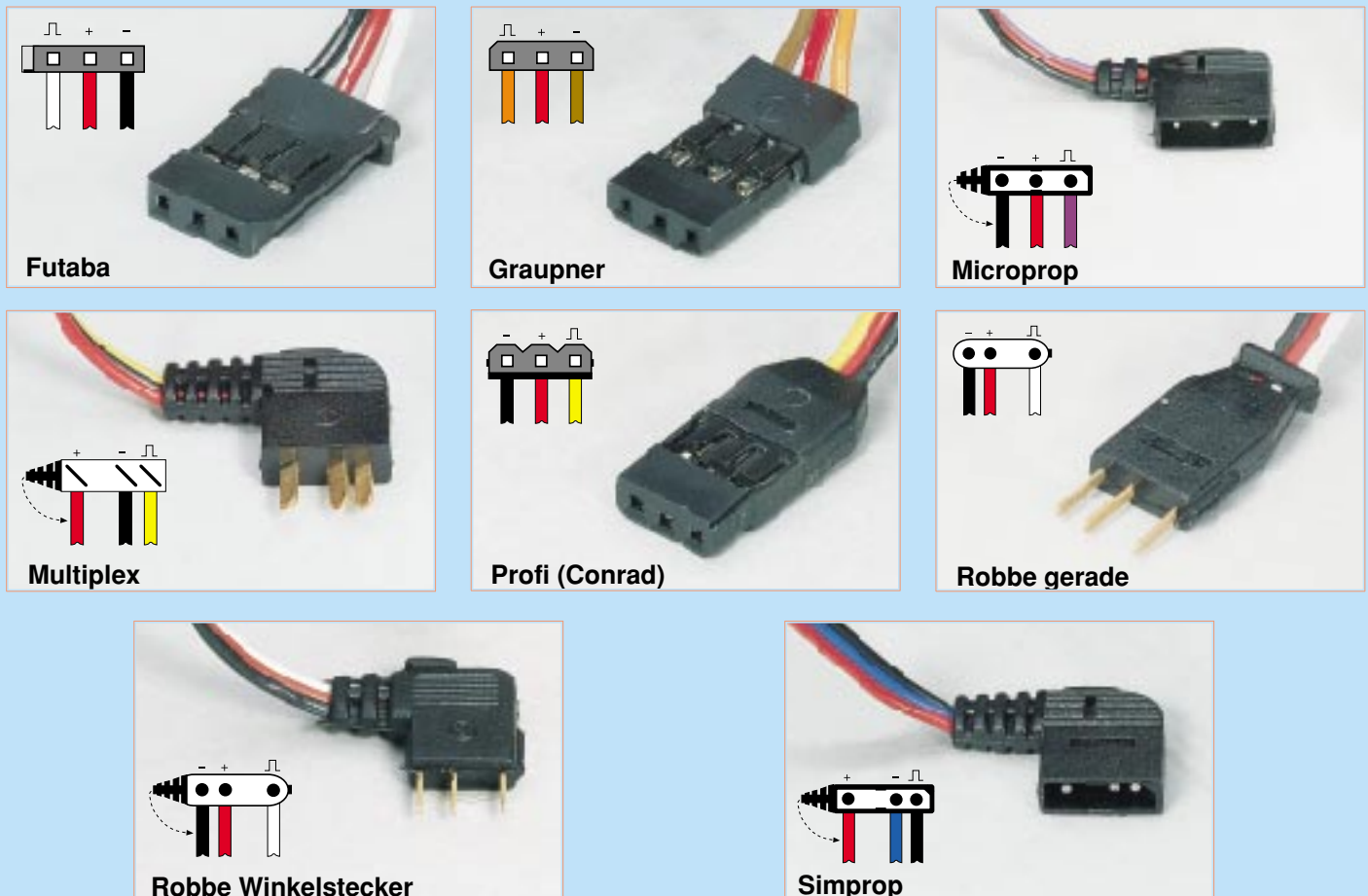


Bild 1: Kontaktbelegung, Ansicht und Leitungsfarben von Servo-Anschlußkabeln

2. Servo-Buchsen/Stecker

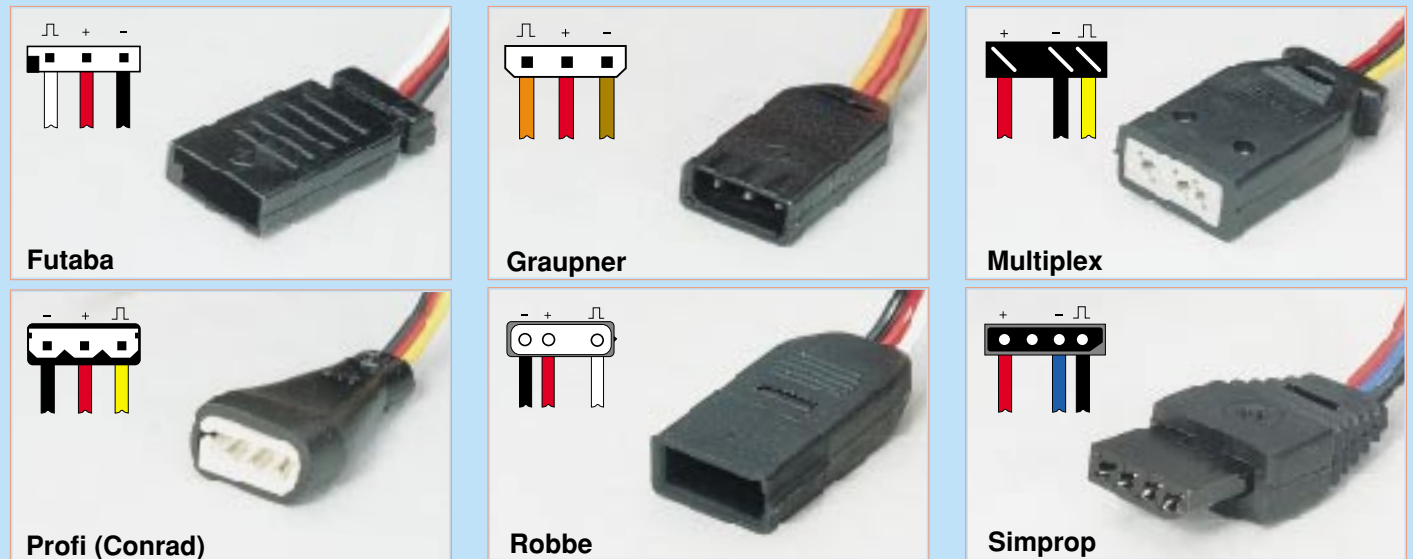


Bild 2: Kontaktbelegung, Ansicht und Leitungsfarben von Servo-Buchsen/Steckern als Gegenstücke zu den Servokabeln

3. Akku-Buchsen/Stecker

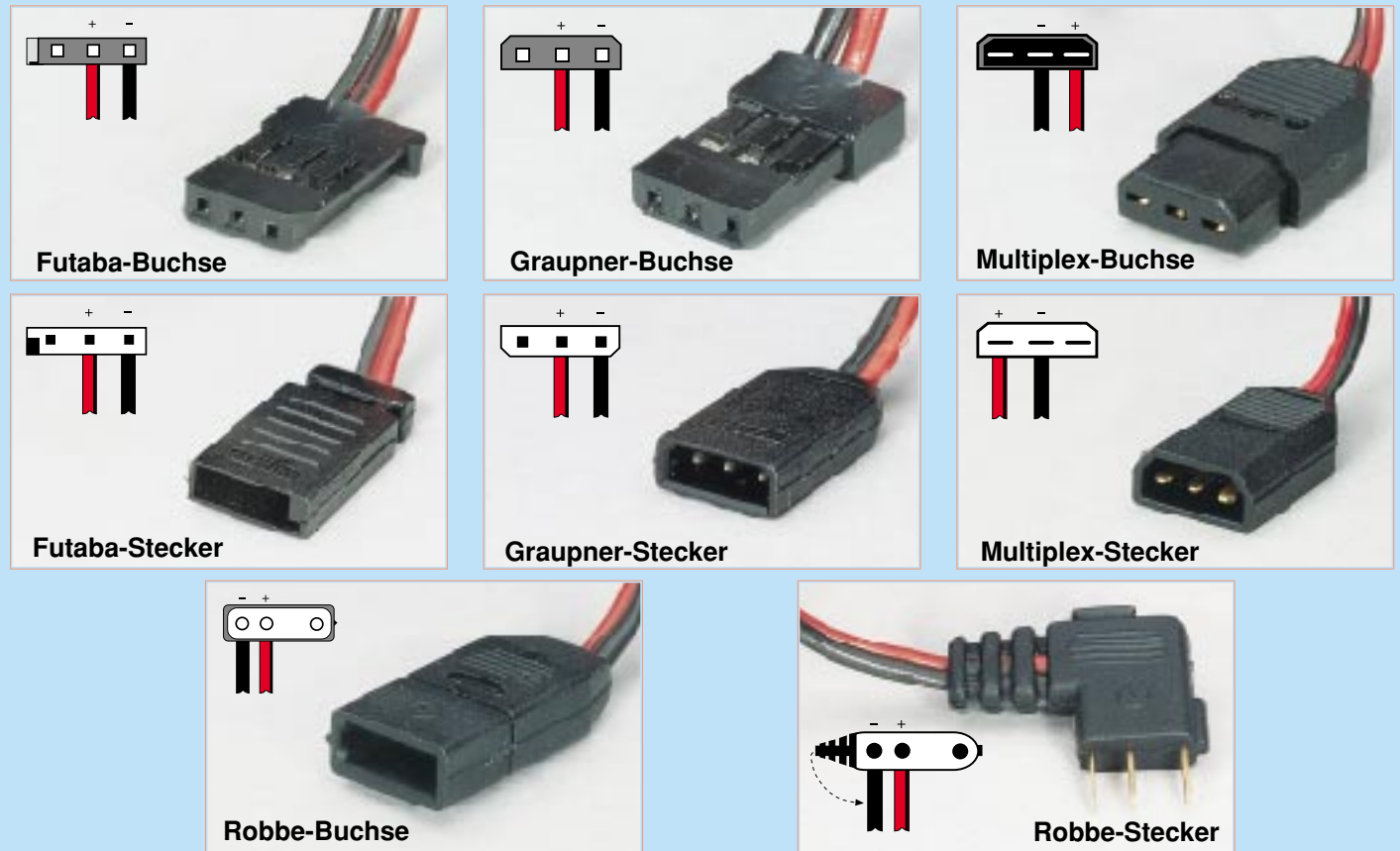


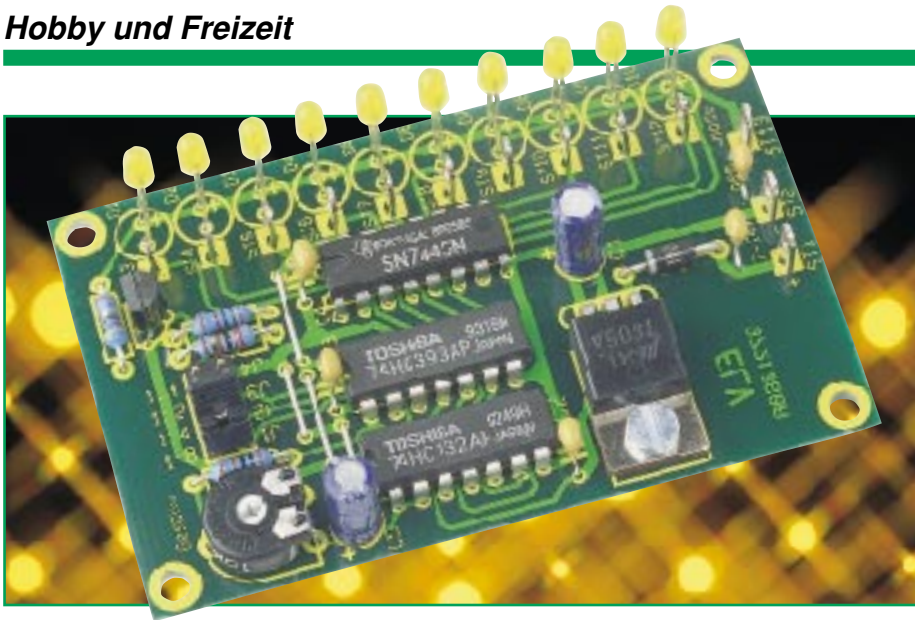
Bild 3: Kontaktbelegung, Ansicht und Leitungsfarben von Akku-Buchsen/Steckern

4. BEC-/Tamiya-System



5. Montagebeispiele von Steckern/Buchsen





Baustellenleitlicht

Jede Modellbauszenarie wird erst komplett, wenn auch die Umgebung stimmt. Dies trifft besonders für die Modellbahnumgebung zu. Ein wenig tägliche Realität vermittelt unser Baustellenleitlicht, das einen interessanten Blickfang in der Modellandschaft bildet. Es bildet das Original nach und läßt sich sehr variabel betreiben.

Allgemeines

Daß ein Baustellenleitlicht nicht nur ein einfaches Lauflicht ist, wird jeder wissen, der oft auf Autobahnen unterwegs ist. Im Gegensatz zu Leuchtreklamen und sonstigen Lichteffekten sollen diese optischen Leitanlagen eine zwingende Richtungsänderung mitteilen. Da der Mensch aber auf Licht recht animalisch reagiert, nämlich sich wie von selbst darauf zubewegt, wäre ein übliches, wachsendes Lichtband fatal. Die Weisungsrichtung geht aus psychologischen Gründen weitgehend unter, der Fahrer konzentriert sich auf die gesamte Erscheinung des Lauflichts, ähnlich dem Effekt, den man erlebt, wenn ein Fahrzeug mit den hell bläulich leuchtenden Litronic-Scheinwerfern oder gar ein Blender entgegenkommt.

Ein richtig eingestelltes Baustellenleitlicht weist dem Fahrer durch sich fortbewegende Lichtblitze den Weg. Durch die Konzentration auf das jeweils aufblitzende Licht erscheint der Weg wie zwingend vorgeschrieben.

Gleichzeitig darf es nicht geschehen, daß das Leitlicht wieder vorn beginnt, bevor der Lichtblitz nicht vollständig den gesamten Leitweg passiert hat, sonst steigt die Irritation des sich nähernden Fahrers.

Schließlich muß der Blitz so schnell durchlaufen, daß er die Leitfunktion durch

Täuschung des menschlichen Auges für alle Fahrer vornimmt, die sich vor, in oder fast am Ende des Leitweges befinden.

Apropos Leitweg: das Prinzip stammt aus der Luftfahrt, jeder optische Leitweg in der Einflugschneise und auf dem Landeweg funktioniert ganz ähnlich und erlaubt dem Flugzeugführer durch den psychologischen Leiteffekt, die Landebahn sehr genau anzusteuern.

All diesen o. g. Forderungen genügt unser Modellbau-Leitlicht. Die als Leuchten eingesetzten LEDs blitzen schnell nacheinander in einer stufenlos wählbaren Durchlaufgeschwindigkeit auf. Ihre Blitzdauer ist in mehreren Stufen einstellbar und nach Durchlaufen der gesamten Blitzsequenz, also etwa einer Bakenreihe, bleibt eine kurze Pause, ganz wie im Original, um dann von vorn zu beginnen. Die LEDs können in den im Modellbau üblichen Warnbaken, Leitpfosten oder Baustellenabsperungen eingesetzt werden.

Aber auch ein Einsatz außerhalb des Modellbaus ist denkbar, z. B. als Wegweisung für einen Notausgang.

Schaltung

Herz der Schaltung, die in Abbildung 1 gezeigt ist, bildet ein von einem Taktgenerator angesteuerter Doppel-Binärzähler des Typs 74HC393. Er steuert sowohl den Dezimal-Decoder für die LEDs als auch

die Steuerschaltung für die Blitzimpulslänge an.

Das erste Gatter des IC 2, ein NAND-Gatterschaltkreis mit Triggerverhalten, fungiert als Taktgenerator. Die Frequenz ist durch die Kombination R 1, R 2 und C 5 bestimmt. R 1 ermöglicht dabei die Frequenzeinstellung in weiten Grenzen.

Die Taktimpulse gelangen an den Pin 1 von IC 3A. Dieser Binärzähler teilt die Taktfrequenz durch 2, 4, 8 und 16 und stellt die geteilte Frequenz an seinen Ausgängen Q_A bis Q_D zur Verfügung.

Jeder 16. Impuls gelangt danach auf den Takteingang Pin 13 des zweiten Teils des Doppelzählers IC 3B und steuert diesen an. Dieser wiederum teilt die bereits durch 16 geteilte Taktfrequenz nochmals binär und gibt seine Information im BCD-Format an den BCD-zu-Dezimaldecoder IC 4 weiter, der seinerseits die Leuchtdioden D 1 bis D 10 nacheinander ansteuert.

Für die Realisierung einer variablen „Leuchtdauer“ (Impulsbreite) für die jeweils angesteuerte LED sorgen die von den Binärsignalen von IC 3A gesteuerten Gatterkombinationen IC 2 B bis IC 2 D. Sie sind so miteinander verschaltet, daß an den Jumpfern J 1 bis J 3 die geteilte und dekodierte Taktfrequenz im exakten Verhältnis zueinander anliegt. Ist einer der Jumper 1 bis 4 geschlossen, wird die Schaltstufe T 1 entsprechend lange freigegeben und demgemäß erfolgt auch das mehr oder weniger lange Aufblitzen der gerade angesteuerten LED.

Da der Takt für die Impulsbreitengewinnung und die LED-Fortschaltung aus der gleichen Quelle stammt, gibt es keine Synchronisationsprobleme.

Je nach gestecktem Jumper leuchtet die angesteuerte LED über die gesamte Zeit ihrer Schaltsequenz, über die Hälfte, ein Viertel oder ein Achtel der Impulszeit.

Der Zähler IC 3 B zählt als vierstufiger Binärzähler bis 16, bevor er von vorn beginnt. Da der eingesetzte Decoder IC 4 jedoch nur bis zehn zählt, entsteht danach eine kurze Pause vor dem Neubeginn bei 1, währenddessen IC 3 B bis 16 weiterzählt. Dies realisiert die originalgetreue Pause nach dem Durchzählen der Lichtleitkette.

Die Spannungsversorgung der Schaltung erfolgt mit einer an ST 1 (Plus) und ST 2 (Minus) zugeführten, unstabilierten Gleichspannung von 7 V bis 24 V.

D 1 dient als Verpolschutz, IC 1 stellt die stabilisierte Betriebsspannung von 5 V zur Verfügung, und C 1 bis C 4 dienen der Stabilisierung und Schwingunterdrückung.

Nachbau

Der Aufbau erfolgt auf einer Platine mit den Abmessungen 76 x 48 mm. Die Bestück-

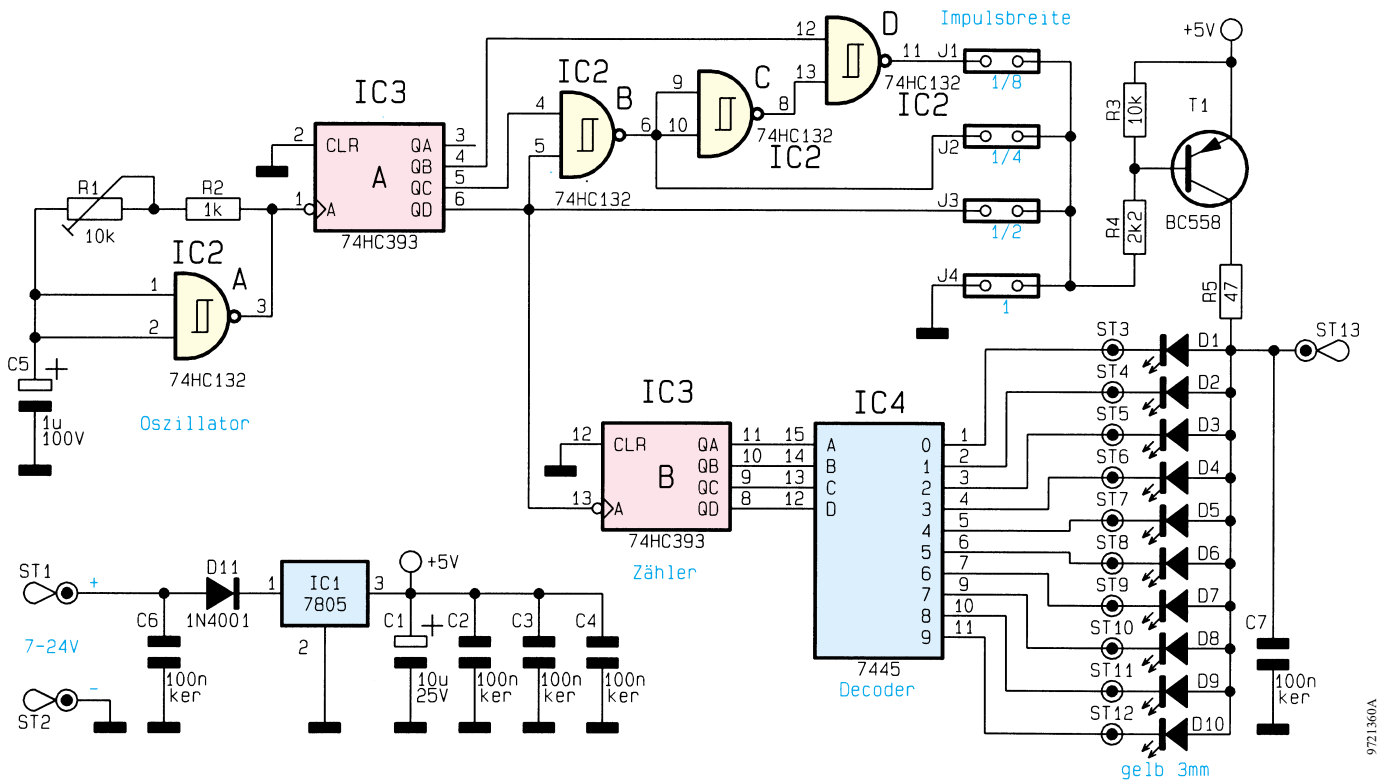


Bild 1: Schaltplan des Baustellenleitlichts

J 1 bis J 4 mit einer Jumperbrücke zu versehen.

Die LEDs werden mit der Katodenseite (doppelseitige Ausprägung des Anschlußbeins kurz unterhalb des Diodenkörpers) jeweils mit dem zugehörigen Lötstift ST 3 bis ST 12 verbunden. Die Anoden aller

kung wird anhand der Stückliste und des Bestückungsplans vorgenommen, wobei zuerst die flachen Bauteile (Widerstände, Diode), gefolgt von den höheren zu bestückenden sind. Bei der Bestückung der Halbleiter und Elkos ist auf die richtige Polung bzw. Einbaulage zu achten.



Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte

Der Spannungsregler IC 1 ist liegend zu montieren. Dazu sind dessen Anschlüsse entsprechend dem Bestückungsplan abzuwinkeln. Er sollte zuerst mittels einer M3x6mm-Schraube und zugehöriger Mutter auf der Bestückungsseite befestigt werden, bevor die Anschlüsse auf der Leiterbahnseite verlötet werden.

Vergessen Sie nicht, einen der Jumper

Stückliste: Baustellenleitlicht

Widerstände:

47Ω	R5
1kΩ	R2
2,2kΩ	R4
10kΩ	R3
PT10, liegend, 10kΩ	R1

Kondensatoren:

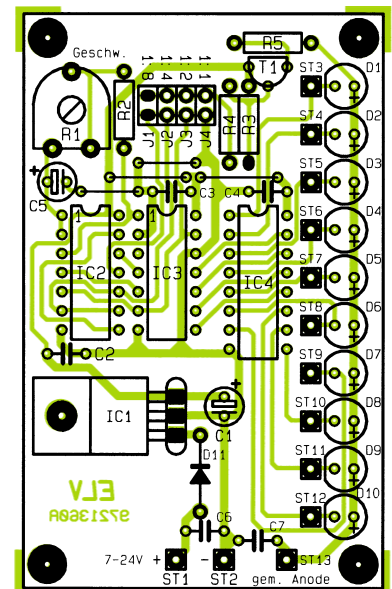
100nF/ker	C2-C4, C6, C7
1µF/100V	C5
10µF/25V	C1

Halbleiter:

7805	IC1
74HC132	IC2
74HC393	IC3
7445	IC4
BC558	T1
1N4001	D11
LED, 3mm, gelb	D1-D10

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse	ST1-ST13
Stiftleiste, 2 x 4polig	J1-J4
1 Jumper	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm	
1 Mutter, M3	
8cm Schaltdraht, blank, versilbert	

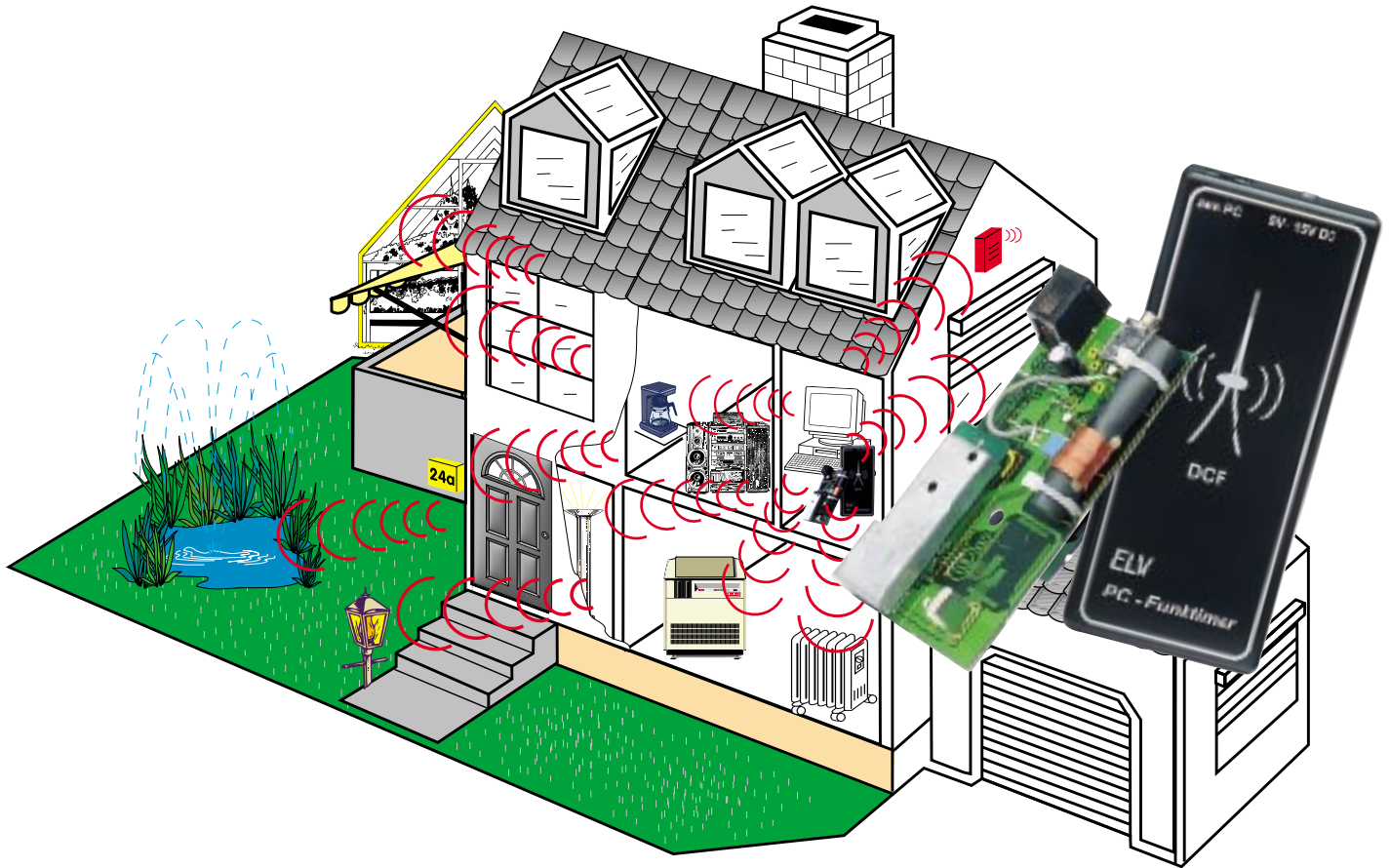


Bestückungsplan des Baustellenleitlichts

LEDs werden an eine gemeinsame Leitung geführt und mit ST 13 verbunden.

Zum Abschluß des Nachbaus erfolgt nun eine sorgfältige Kontrolle der ordnungsgemäßen Bestückung und der Lötstellen.

Mit dem Anlegen einer Gleichspannung zwischen 7V und 24V an ST 1 (+) und ST 2 (-) kann dann die Inbetriebnahme dieser interessanten Schaltung erfolgen. **ELV**



PC-Funktimer

Mit dem neuen PC-Funktimer schalten Sie bis zu 8 Schaltsteckdosen des ELV-Funkschaltsystems (ELV Katalog, Seite 249) zu beliebigen Schaltzeiten. Eine integrierte DCF-Uhr sorgt für höchste Präzision. Die Programmierung der Schaltzeiten erfolgt über eine komfortable Windows-Steuersoftware auf einem PC bei Übertragung der Daten über die RS232-Schnittstelle.

Allgemeines

Um individuell und ohne Verdrahtungsaufwand Geräte ein- und auszuschalten, ist der PC-Funktimer konzipiert. Aufgrund der Ansteuerung der Empfangssteckdosen per Funk, können diese im ganzen Haus verteilt werden, da auch Wände kein Hindernis darstellen. Freifeld-Reichweiten bis zu 60m für eine Standard-Empfangssteck-

dose und bis zu 120m für eine HQ-Empfangssteckdose sind erreichbar.

Die Schaltzeiten sind DCF-synchron, so daß die maximale Zeit-Abweichung 1 Sekunde in 300.000 Jahren beträgt.

Es können bis zu 8 Schaltsteckdosen angesteuert werden, dabei stehen bis zu 8 Ein- und 8 Ausschalzeiten für jeden Empfänger zur Verfügung.

Weiterhin sind die Empfangssteckdosen durch einen Zufallsgenerator aktivier-

bar, wodurch die Anwesenheit einer Person simuliert wird.

Ein weiteres Feature des PC-Funktimers ist die Möglichkeit, die PC-interne Uhr DCF-genau einzustellen.

Hardware

In Abbildung 1 ist die Hardwarekonfiguration in Verbindung mit dem PC-Funktimer dargestellt. Die gestrichelt gezeich-

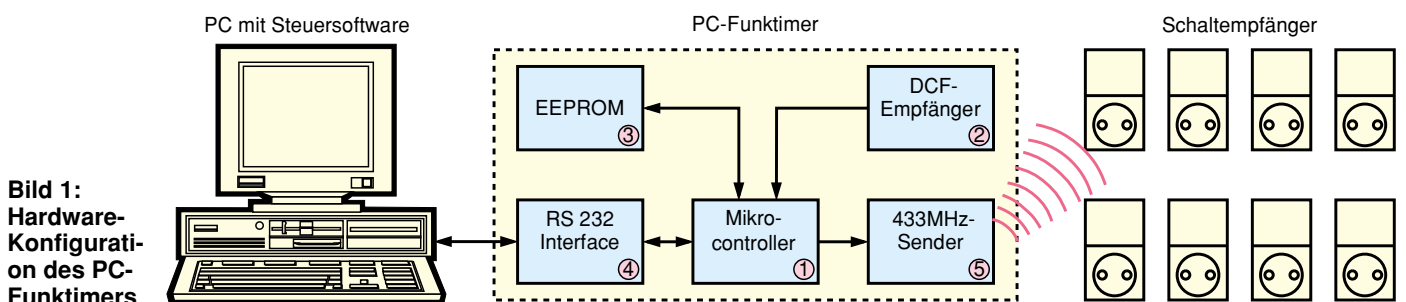


Bild 1:
Hardware-Konfiguration des PC-Funktimers

nete Linie umrahmt die Hardware des PC-Funktimmers.

Zentrales Element ist der Mikrocontroller (1), der alle Aktivitäten steuert. Die integrierte DCF-Uhr wird durch den DCF-Empfänger (2) synchronisiert. Daten wie Schaltzeiten und Empfängerzuordnungen werden im EEPROM (3) abgelegt, so daß auch beim Batteriewechsel alle Daten erhalten bleiben.

Die Kommunikation mit dem PC über die RS 232-Schnittstelle erfolgt über das integrierte RS 232-Interface (4).

Die Umsetzung der Schaltsignale auf die Sendefrequenz von 433,92 MHz übernimmt das ELV-Sendemodul HFS 521 (5).

Schaltung

In Abbildung 2 ist die Schaltung des PC-Funktimmers dargestellt. Zur besseren Übersicht ist die Schaltung in vier Hauptbereiche unterteilt:

Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung der Gesamtschaltung erfolgt entweder über ein Steckernetzteil (12 V stabilisiert oder 9 V un-stabilisiert) oder über eine interne 9V-Blockbatterie.

Das Sendemodul HFS 521 wird direkt

mit +9 V versorgt, während der Prozessor IC10 bei bestehender Beschaltung mit ca. 4,9 V arbeitet. Die Stabilisierung erfolgt über die Transistoren T1 bis T3, die Widerstände R1 bis R3 sowie die Diode D3. Ein hoher Querstrom, wie ihn z. B. eine Z-Diode benötigt, wird bei dieser Schaltungsvariante vermieden. An der Leuchtdiode D3 liegen bei geringem Strom relativ stabil 1,5 V an. Addiert man die Basis-Emitter-Spannung von T3 dazu, stehen an der Basis von T3 ca. 2 V an. Der Spannungsteiler R2/R3 ist so dimensioniert, daß +UB auf 4,9 V über die als Darlingtonstufe geschalteten Transistoren T1 und T2 sta-

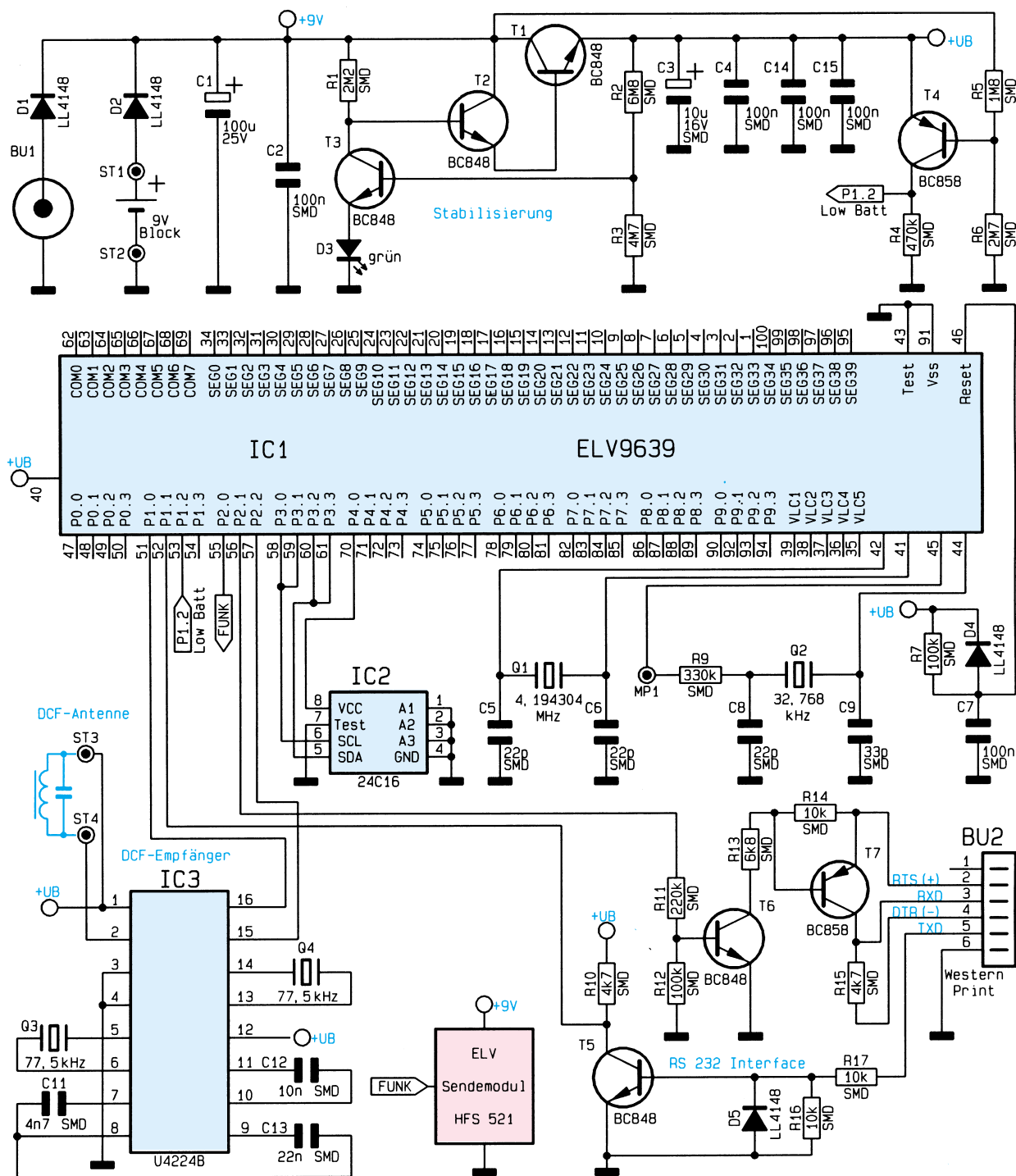


Bild 2:
Schaltbild
des PC-
Funktimmers

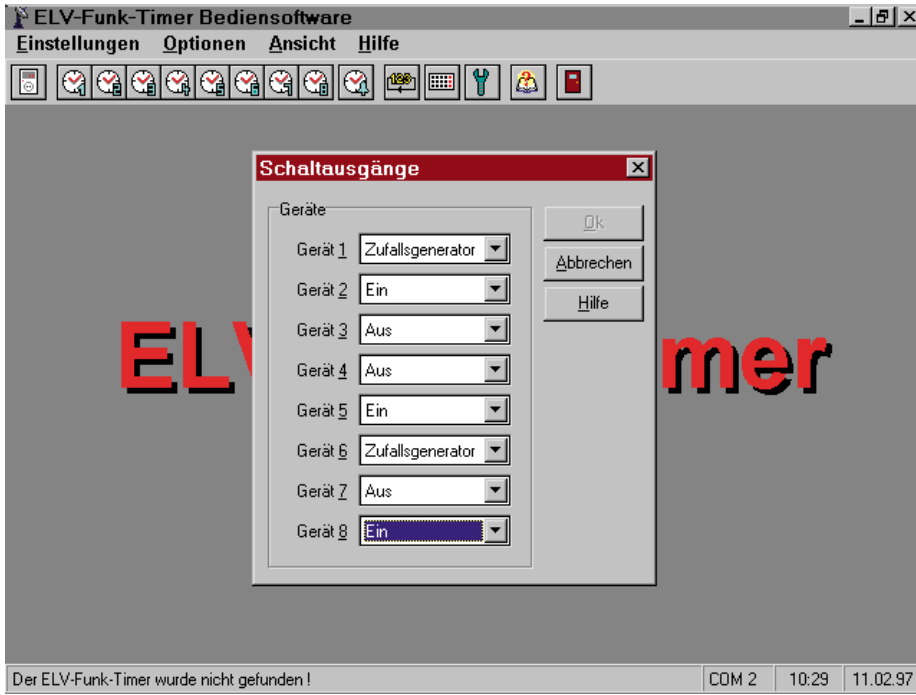


Bild 3: Manuelles Schalten der Empfänger

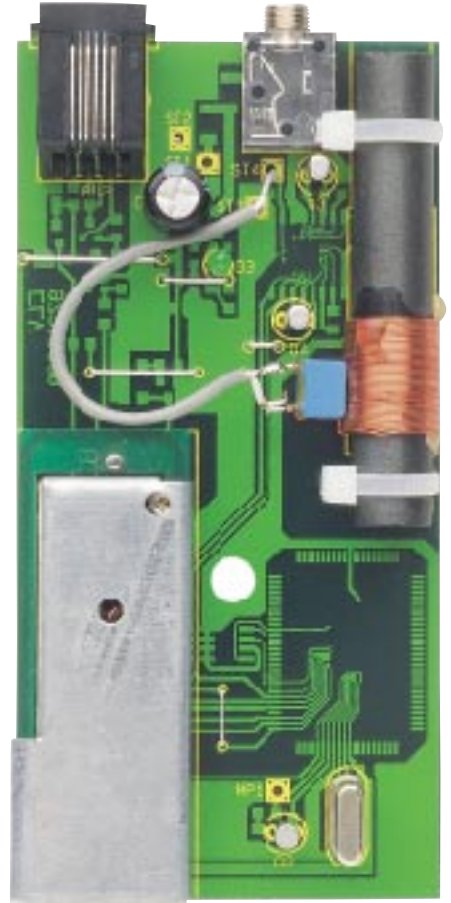
bilisiert wird. Der Transistor T 4 überwacht die Batteriespannung und schaltet P 1.2 bei zu kleiner Spannung auf H-Pegel.

Mikrocontroller

Nach Anlegen der Betriebsspannung erhält der Mikrocontroller IC10 des Typs KS 57 C 2616 über das RC-Glied R7/C7 einen definierten Reset-Impuls. IC 10 ist mit 2 Oszillatoren ausgestattet, dem relativ langsamen, mit Q2 und Peripherie realisierten Oszillator 1 (32,768 kHz) und dem schnellen, mit Q1 aufgebauten Oszillator 2

(4,194304 MHz). Für den „normalen“ Betriebszustand (d. h. keine besonderen Aktivitäten) ist lediglich der langsame Oszillator 1 aktiv und reicht dann für die Programmabarbeitung aus. Die Stromaufnahme liegt in diesem Fall bei wenigen µA.

Findet ein Datenaustausch mit dem PC über die RS232-Schnittstelle statt oder müssen Sendedaten ausgegeben werden, wird der schnelle Oszillator aktiviert, um ausreichend Rechenleistung zur Verfügung zu haben. Der Prozessorpin 55 gibt die Steuerdaten für die Empfangssteckdosen



Ansicht der Bestückungsseite

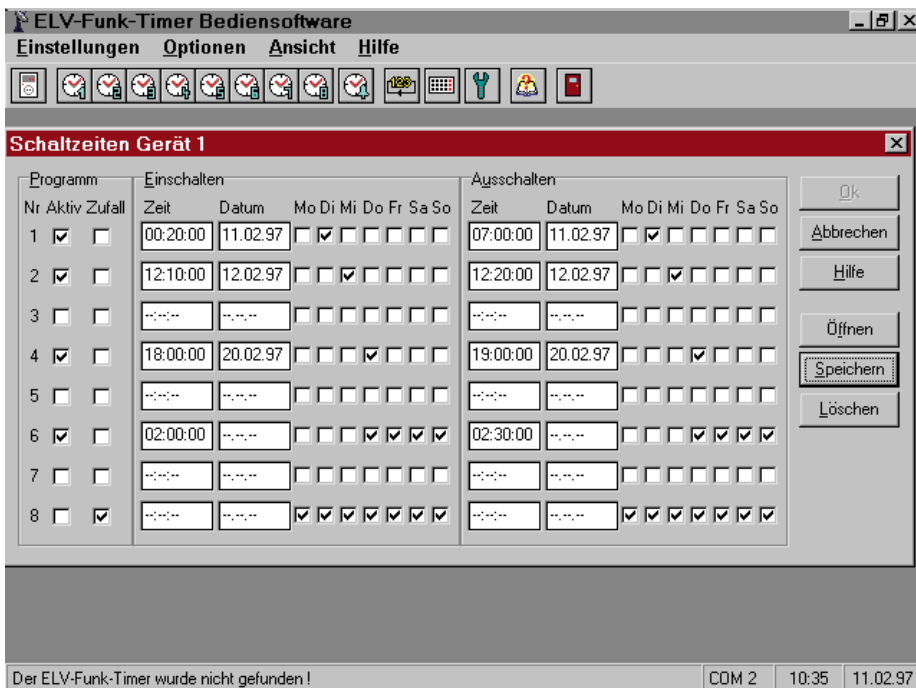


Bild 4: Komfortable Programmierung der Schaltzeiten



Ansicht der Lötseite

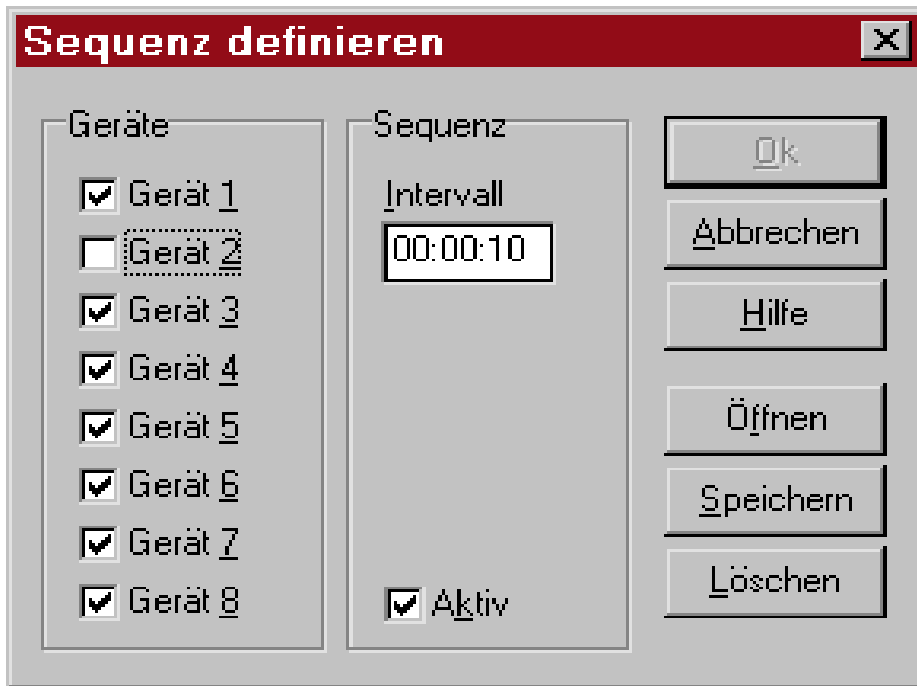


Bild 5: Sequenz mit 10-Sekunden-Intervall

auf den Dateneingang des ELV-Sendemoduls HFS 521. Durch Anlegen dieser Daten wird der Sender automatisch aktiviert. Die programmierten Daten, wie Empfängerzuordnungen, Schaltzeiten usw., legt der Prozessor im PC-EEPROM IC 2 ab, so daß auch bei Stromausfall oder Batteriewechsel die Daten gesichert sind.

DCF-Empfänger

Der DCF-Empfang erfolgt über den mit IC 3 und Zusatzbeschaltung realisierten

DCF-Empfänger. Dieser wird vom Prozessor aus über Pin 15 aktiviert.

Der Baustein U4224 B erhält über ST 3 und ST 4 das von der DCF-Antenne aufgenommene Empfangssignal. Interne Verstärker- und Filterstufen (Quarzfilter Q 3 und Q 4) bereiten das Signal auf, so daß an Pin 16 der DCF-Code zur Verfügung steht.

Der DCF-Empfang erfolgt alle 24 h ab 3.00 Uhr, damit beim Umschalten zwischen Sommer- und Winterzeit die Zeit sofort aktualisiert wird.



Bild 6: Freie Programmierung von Ebenen und Adressen

RS 232-Interface

Die RS232-Kommunikation führt der Prozessor über die mit T5 bis T7 und Peripherie realisierte Pegelwandlerstufe aus. Da im PC-Funktimer lediglich 9 V zur Verfügung stehen, müssen die H- und L-Pegel für die RS232-Schnittstelle dem PC entnommen werden. Dazu werden die Handshake-Leitungen RTS und DTR verwendet, wobei softwaremäßig vorgegeben RTS auf H-Pegel und DTR auf L-Pegel liegen.

Die Datenausgabe erfolgt über den Prozessorpin 56. Liegt hier L-Pegel an, sind T6 und T7 gesperrt und RXD liegt über R 15 auf L-Pegel. Ein H-Pegel an Pin 56 steuert T6 und T7 durch, so daß RXD H-Pegel führt.

Der Datenempfang erfolgt über T5, indem an TXD anliegende H- und L-Pegel in für den Prozessor verarbeitbare Pegel (0V und +UB) umgesetzt werden.

Software

Die komfortable Windows-Steuersoftware für den PC-Funktimer ist auf einem PC mit Windows 3.1 oder Windows 95 installierbar. Nach dem Start durch Doppelklick auf das Icon „Bediensoftware“ startet die Software und sucht selbsttätig den PC-Funktimer an der defaultmäßig eingestellten RS 232-Schnittstelle COM2. Falls der PC-Funktimer nicht gefunden wurde, kann die Schnittstelle im Menüpunkt Optionen /Schnittstellen entsprechend konfiguriert werden.

Die nach dem Programmstart erscheinende Symbolleiste beinhaltet alle wesentlichen, für die Programmierung des PC-Funktimers erforderlichen Grundfunktionen:

- manuelles Ein- bzw. Ausschalten der einzelnen Empfangssteckdosen (siehe Abbildung 3)
- Programmierung bis zu 8 Ein- und 8 Ausschaltzeiten für die bis zu 8 Empfangssteckdosen (siehe Abbildung 4)
- Programmierung einer Sequenz, d. h. die bis zu 8 Empfangssteckdosen können in einem programmierbaren Zeitabstand nacheinander ein- und ausgeschaltet werden (siehe Abbildung 5)
- Datum und Uhrzeit setzen, d. h. die PC-Uhr ist über den PC-Funktimer DCF-genau einstellbar.
- Zuordnung der Sende- und Empfangsebenen (siehe Abbildung 6)
- ausführliche Hilfe-Funktionen im Windows-üblichen Format
- Programm beenden

Nach der Programmierung kann der PC-Funktimer vom PC getrennt und an einem günstigen Standort positioniert werden.





Chipkarten - Intelligent..., lästig..., die digitale Zukunft?

Sie sind allgegenwärtig, immer griffbereit und bequem, manchem suspekt, die bunten Plastikkarten. Mit ihnen lenken wir Informationsflüsse, Geldgeschäfte, Servicevorgänge. Über das interessante Innenleben der Chipkarten, ihre Vielfalt und Anwendung sowie ihre Gefahren berichtet unser Artikel.

Man sagt, der gemeine US-Amerikaner braucht mindestens zwölf Plastikkarten zum Überleben im Konsumdschungel. Noch lachen wir darüber, doch sehen Sie einmal in Ihrer Brieftasche nach. Zwei bis drei, vier... sind es schon, und in allernächster Zeit kommen noch ein paar dazu: Führerschein, Personalausweis, Fahrzeugschein, Busfahrkarte, diverse Servicekarten, Betriebsausweis - die Auflistung ließe sich nahezu beliebig fortsetzen.

Nicht nur die Banken und die Krankenkassen haben das Rationalisierungspotential entdeckt, das in den Karten steckt. Fast jeder Betrieb hat seine Zeiterfassung heute schon auf Elektronik umgestellt, Zugangskontrollen per Karte gibt es zuhauf, etwa in Spezialmärkten für Gewerbetreibende, in Sicherheitsbereichen usw. Mineralölgesellschaften, Autofirmen und die Bahn geben eigene Kreditkarten aus, um die Kunden an sich zu binden. Und die Telefonkarte als Veteran auf diesem Gebiet ist schon so eine Selbstverständlichkeit, daß wir sie kaum noch besonders beachten.

Auch Kartenmuffel können dem Kartenboom kaum ausweichen, denn sowohl die Krankenversichertenkarte als auch die gemeine EC-Karte (ohne die wird es teuer auf der Bank und einige Leistungen sind nicht verfügbar) sind zwangsweise verordnet.

Je intensiver all diese Karten genutzt werden, desto mehr bewahrheiten sich bestimmte Horrorszenerarien der Kartengegner, die vor der Entwicklung zum gläsernen Menschen warnen. Einkäufe, Reiserouten, Krankengeschichten werden verfolgbar. Auch wenn alle Betreiber die Weitergabe von Daten heute noch leugnen, der Handel setzt auf die Verfügbarkeit der Daten aus dem neuen EC-Karten-Chip, mit dem uns die Banken seit Anfang 1997 beglücken, für gezielte Marketing- und Werbemaßnahmen.

Aber letztendlich ist es wie alles im Leben, man muß ein wenig darauf achten, was man tut. Hand aufs Herz - wie oft haben Sie schon einen EC-Cash-Beleg unterschrieben, ohne darauf zu achten, daß dort ein kleiner, gemeiner Satz zur Datenweitergabe steht, den man streichen kann?

Uns soll jedoch mehr das technische Innenleben der Plastikkarte interessieren, denn was sich hier abspielt, ist heute eine der höchsten Evolutionsstufen moderner Mikroprozessortechnik.

Sehen Sie, schon hier bekommen wir Definitionsprobleme. Plastikkarte, Chipkarte, Magnetkarte - ja was denn nun?

Stimmt, wir reden heute noch von einem Konglomerat verschiedener technischer Entwicklungsstufen der heutigen Chipkarte. Ganz früher, also vor etwa 15 Jahren, gab es nur die Plastikkarte mit Magnetstreifen als Datenträger. Der zeitlich zwar kurze, dennoch für die Techniker steinige Weg führt bis zur bereits eingeführten Chipkarte mit integrierter Intelligenz in Form eines kompletten Mikrorechners, abgespeichertem, digitalisiertem Konterfei des Besitzers und drahtloser Datenübertragung.

Übrigens - auf dem Gebiet der Karten-Chipproduktion und der Chipkartenherstellung ist Deutschland neben Frankreich

technologisch sowie umsatzmäßig führend in der Welt. Chip-Giganten wie Siemens und Motorola sind hier weltweit Technologieträger. Chipkarten aus Deutschland findet man ebenso gut als Busfahrkarte in Hongkong wie als GSM-Karte in Südamerika.

Woraus besteht eigentlich solch eine Plastikkarte? Ganz kompakt gesagt, aus mehreren, miteinander laminierten Schichten von hochbiegsamer Folie mit Füllmaterialien, Aussparungen für Chips, Kodierlagen, einlaminierten Hologrammen und sonstigen Prägungen und Sicherheitsmerkmalen auf der bunten Hülle.

Vorreiter Magnetkarte - immer noch aktuell

Tatsächlich sind Magnetkarten die ersten Datenträger der Form 85 x 54 x 0,8 mm. Sie finden bis heute vor allem zur Zugangskontrolle und im Kreditkartenbereich Anwendung und erfahren auch jetzt noch eine Weiterentwicklung in Form dichter Magnetspuren, verbesserter Datenverschlüsselungsverfahren und Sicherheitsmaßnahmen gegen Kopieren und Fälschen.

Durch ihre einfache Handhabbarkeit sind Magnetkarten nach wie vor weit verbreitet und werden sicherlich auch in Zukunft parallel zu den Chipkarten ihre Existenzberechtigung behalten. Man denke z. B. nur an die häufige Anwendung in Zeiterfassungsgeräten. Eine Magnetkarte kann man quasi im Vorbeigehen durch das Lesegerät ziehen (ein Handgriff). Bei einer Chipkarte hingegen muß nach dem Einstecken ein kurzer Moment abgewartet

werden, bis im allgemeinen ein Kontrollton dem Anwender signalisiert, die Karte wieder zu entnehmen - ein deutlich längerer Vorgang, der bei der genannten Anwendung der Zeiterfassung zu einer morgendlichen bzw. abendlichen Warteschlange führen könnte, wenn in kurzer Zeit eine größere Anzahl von Mitarbeitern auf ein Terminal zugreift.

Das Funktionsprinzip der Magnetkarte ist einfach: Auf einem früher auf die Karte aufgebracht, heute zum Teil einlaminierten Magnetstreifen befinden sich bis zu drei Magnetspuren mit den hier abgelegten Informationen (Abbildung 1). Die Speicherkapazität der Magnetspuren ist, physikalisch bedingt, relativ gering. So

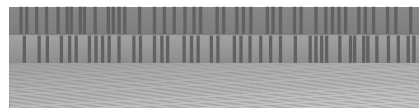


Bild 1: Anordnung der Magnetspuren auf einer Magnetkarte

faßt eine normale Kreditkarte bis zu 79 Zeichen in der oberen Spur und 40 bzw. 107 Zeichen in den beiden folgenden Spuren. Dies reicht gerade zur Unterbringung der nötigsten Daten im Geldverkehr. So u. a. auch der Kontrollnummer, aus der im Zusammenspiel mit Lesegerät und PIN, in einem komplizierten Algorithmus, den die Banken für unentschlüsselbar halten, die Zugangsberechtigung zum eigenen Geld ermittelt wird.

Die in der Magnetkarte unterbringbaren Zeichenvorräte sind zwar begrenzt, aber

für viele weitere Anwendungen wie Zugangskontrollen, Waschstraßenprogrammierung, Anwendung im Waschsalon, als Türschlüssel im Hotel usw. gut geeignet. So finden seit Anfang der 90er Jahre Magnetkarten auch in dem Zeiterfassungssystem ELV TimeMaster Einsatz, das auch als Zusatzkontrollsystem arbeiten kann, und das inzwischen zu den führenden Zeiterfassungssystemen in Deutschland zählt.

Telefonieren mit Chip

Die frei zugängliche Magnetschicht nebst der vergleichsweise leichten Modifizierbarkeit wird es wohl gewesen sein, daß die Kartenhersteller frühzeitig in Zusammenarbeit mit der Halbleiterindustrie die Chipkarte entwickelten.

Der erste Vertreter dieser Art war die Telefonkarte (Abbildung 2). Sie ist fest vom Hersteller programmiert und nicht wiederbeschreibbar. Der in die Karte eingebrachte Chip (Abbildung 3) zählt den Speicherinhalt im vom Kartentelefon erhaltenen Takt herunter, bis der Speicher, ein EEPROM, leer ist.

Diese Chips mit integrierter Speicher-, Steuer- und Sicherheitslogik benötigen natürlich eine Stromversorgung. Sie wird über die Kontaktflächen vom Kartenleser vorgenommen. Das Auslesen von Daten erfolgt über einen seriellen I/O-Bus. Bei Bedarf ist ein Reset-Eingang aktivierbar.

Und schon haben wir die einheitliche Kontaktbelegung von Kartenchips nach der bald geschaffenen ISO-Norm 7816 (Abbildung 4). Die Norm legt sowohl Kontaktflächengröße als auch Kontaktbelegung und -Anordnung fest.

Es gibt genügend Anwendungen dieser Norm, die mit sechs der acht vorhandenen Kontakten auskommen, z. B. die Telefonkarten, so daß es auch zahlreiche Karten mit nur sechs Kontaktflächen gibt.

Wie man am Chipfoto Abbildung 3 erkennen kann, ist der Vpp-Anschluß des Chips nicht mit der zugehörigen Kontaktfläche verbunden, der Chip also nicht wiederprogrammierbar.

Somit ist auch geklärt, was unter den goldfarbigen Kontakten einer Chipkarte steckt. Ein unverkapselter Chip, der so flach ist, daß er bequem in die nur 0,76 mm dicke Karte hineinpaßt. Die hohen klimatischen und Biegebeanspruchungen, denen eine solche Karte ausgesetzt ist, sind bei der Gesamtkonzeption genauso zu beachten wie die Kontaktsicherheit unter allen Bedingungen.

Welche Rechenpower man andererseits auch auf einer Chipkarte unterbringen kann, zeigt das Beispiel in Abbildung 5. Diese sogenannte Multifunctional Card kann sowohl als Bankkarte als auch als

Bild 2: Die Telefonkarte war die erste flächendeckende Chipkartenanwendung



Bild 3: Ein Telefonkartenchip der ersten Generation. Deutlich erkennt man die ISO-Anschlußstruktur und die vorwiegende Ausführung als Speicher (gleichmäßige Chipstruktur)

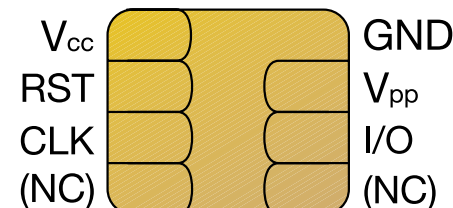
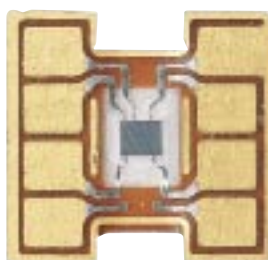


Bild 4: Kontaktfeld nach ISO 7816

GSM-Karte für das Handy eingesetzt werden. Daneben sind noch zahlreiche weitere Funktionen denkbar wie Geldkarte, Busfahrkarte etc., je nach Programmierung. Nach diesem Vorbild arbeitet die neue BahnCard mit Geldkarten- und Kreditfunktion.

Ein 8-Bit-Controller mit fälschungssicherer Architektur, 16kByte ROM, 8kByte EEPROM und 256 Byte RAM (Abbildung 6) machen einen solchen Kartenchip zum vollwertigen Mikrorechner. Was ein solcher Chip an Halbleiterpower faßt, läßt Abbildung 7 erahnen. Motorola übertreibt an dieser Stelle gewiß nicht, wenn man schreibt, daß die Rechenpower dieses Winzlings die eines kompletten Personalcomputers, Technologiestand 1988, übertrifft.

Sehr schnell kam man auf den Gedanken, den integrierten Chip so universell einzurichten, daß er, analog der Magnetkarte, auch vom Anwender beschrieben werden kann. Dies geschieht mittels spezi-



Bild 9: Schöne Utopie geblieben, die Euro-Telefonkarte. (Foto: ORGA)

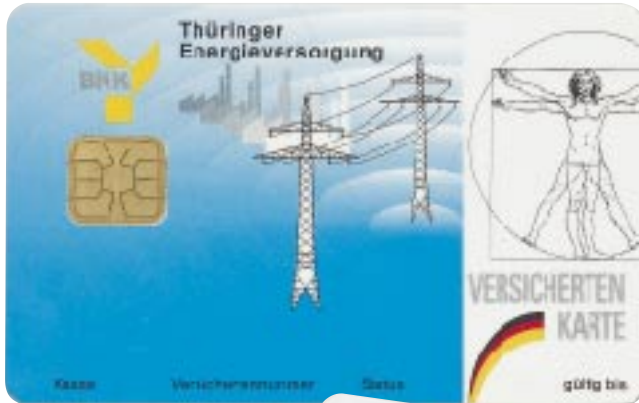


Bild 8: Ständiger Begleiter jedes Krankenversicherten: die Krankenversicherungskarte, seit 1994 flächendeckend eingeführt, löste den Papierkrieg in der Arztpraxis ab. (Muster: Winter Wertdruck)

ellem Programmierequipment bei einem autorisierten Anwender. So kamen wir zur Krankenversicherungskarte (Abbildung 8), deren Daten durch nur den Krankenkassen zugängliches Equipment bzw. als Serviceleistung des Chip- bzw. Kartenherstellers geändert werden können. Die anfängliche Angst der Patienten, ihre Krankheitsdaten könnten nun jedem zugänglich werden, bewahrheitete sich zunächst nicht. Dennoch gibt es zahlreiche Kartenapplikationen, die bereits mehr bieten als Gesundheitsdaten, Diabeteswerte etc.

Übrigens, leider kocht auch bei einheitlichem, internationalem Kontaktformat noch heute jedes Land des ach so einheitlichen Europa sein eigenes Süppchen, wenn es um die Datenformate geht. Man kann heute noch nicht einmal etwa in Frankreich mit einer deutschen Telefonkarte telefonieren. Erste Ansätze gibt es zwar in Zu-

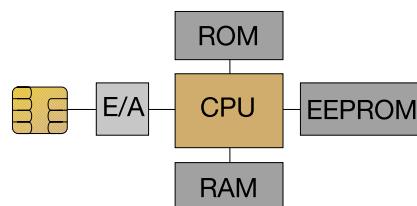


Bild 6: So sieht die komplexe Rechnerstruktur einer modernen Chipkarte aus

sammenarbeit mit den Niederlanden, aber die tolle Idee einer europaweiten Telefonkarte (Abbildung 9) von ORGA wird wohl auch mit einer Währungsunion noch lange ein Traum bleiben.

Intelligenz inklusive

Es war klar, nur ein Speicher mit ein wenig Logik drumherum, damit ist kein Halbleiterhersteller ausgelastet und auf Dauer kein Anwender zufrieden. Denn dieser forderte bald mehr. Er wollte den intelligenten Chip, einen, den er selbst mit Daten füllen konnte, den er beliebig speichern und löschen kann und der vor allem wirklich sicher vor unberechtigter Manipulation ist. So entstanden die intelligen-

Bild 5: Eine Multifunktionskarte mit hochleistungsfähiger Rechnerstruktur. (Muster: Siemens)

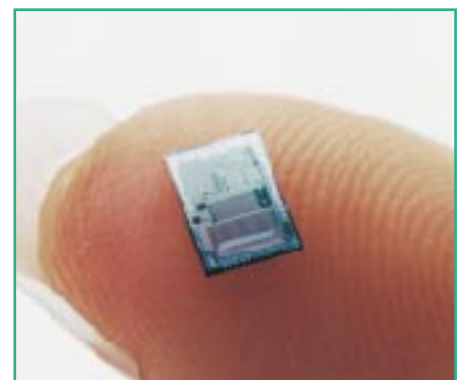


Bild 7: Kaum zu sehen, die komplette Rechnerstruktur eines Motorola-Chips. Er kann sich in der Leistungsfähigkeit mit einem der früheren Personalcomputer messen. (Foto: Motorola)

ten Chips mit einer kompletten Mikrorechnerkonfiguration, wie bereits erwähnt (Abbildung 5, 6 und 7).

Wohl die bekanntesten Vertreter dieser Chipgeneration sind die GSM-Chipkarten. Sie werden benötigt, um mit einem Mobiltelefon telefonieren zu können. Ihr Umgang gestaltet sich fast wie am Bankautomaten. Mittels PIN autorisiert sich der Benutzer gegenüber der Karte und kann dann erst das Telefon benutzen. Darüber hinaus verfügt die SIM-Karte bzw. neuerdings das kleine SIM-Modul über weitere Funktionen wie einen Speicher für Telefonnummern, gerätespezifische Merkmale und Einstellungen, Abgleichroutinen zur Arbeit mit den Mehrwertdiensten der Netzbereiber usw. und regelt den Daten- und Informationstransfer des Telefons.

SmartCards - die Multitalente

Noch einen Schritt weiter geht man bei der SmartCard, deren ersten Vertreter wir seit Januar 1997 fast alle in der Brieftasche haben - die kombinierte EC/Geldkarte. Diese Karten sollen bei den Banken langfristig den ungeliebten, weil störanfälligen und oft gefälschten/kopierten Magnetstreifen ablösen.

Noch befindet sich zusätzlich der Magnetstreifen auf der Karte, um vor allem international kompatibel zu bleiben. Der Chip auf der Karte jedoch kann weit mehr als der alte Magnetstreifen. Man kann ihn am Bankterminal mit einer Summe bis zu 400 DM aufladen und damit kleinere Beiträge im Supermarkt, Fahrgeld im Bus, die Park-Mark usw. bargeldlos bezahlen, sobald man das noch seltene Geldkarten-

Bild 11: Mit einem Taschenlesegerät ist man stets über die Zahlungen und den aktuellen Bestand der Geldkarte informiert. (Foto: Giesecke & Devrient)



Logo erblickt. Darüber hinaus sind im Chip zukünftig aufrufbare Funktionen wie Home-Banking und Home-Shopping integriert.

Der Umgang im täglichen Gebrauch der Geldkarte ist denkbar einfach. Einfach beim Händler ins Lesegerät (Abbildung 10) stecken, die Abbuchung von der Karte bestätigen - fertig. Der Händler rechnet am Abend online mit einer Zentralstelle der Banken ab, die die Datenverteilung an die einzel-

nen Banken übernimmt.

Das Laden geschieht am Bankterminal ähnlich wie Geldziehen.

Um einen ständigen Überblick über den Bestand der elektronischen Geldbörse und die Ausgaben daraus zu haben, wird es ein Taschenlesegerät geben, das nach Einführen der Geld-

karte exakt über verbrauchtes Geld (der letzten 15 Zahlungen), den Restbestand und die letzten drei Ladungen Auskunft gibt (Abbildung 11).

Verbraucherschützer sehen drei entscheidende Mängel an der Geldkarte, die es in ähnlicher Form übrigens als Pay-Card von einem Konsortium rund um die Deutsche Bahn gibt. Der erste wurde bereits in der Einleitung dieses Artikels diskutiert, es ist der gläserne Kunde, ein gefundenes Fressen für Marketing und Werbung. Kauft er z. B. regelmäßig einmal in der Woche eine bestimmte Kaffeesorte, könnte er sich vielleicht bald über Zusatzwerbung für Produkte ärgern, von denen der Kaffeeröster eigentlich lebt.

Der positive Effekt dieser Datenerfassung kann aber auch eintreten: Stellt der Supermarkt eine bestimmte Mindesteinkaufssumme über einen bestimmte Zeitraum fest, kann der Kunde Rabatt bekommen, also zu günstigeren Preisen einkaufen. So erreicht man eine Kundenbindung ähnlich wie eine Autowaschstraße, die nach 10 Autowäuschen die elfte kostenlos durchführt. Warten wir's ab.

Den zweiten Mangel stellen nach Ansicht der Verbraucherschützer die Kosten dar, die zunächst der Händler trägt, aber bald auf alle Kunden umgelegt wird. Das ist ein altes Lied, das wir von der Einführung des Electronic Cash schon kennen. Werbekosten werden halt auf alle Kunden umgelegt. Dabei tut man aber gut daran, die Gesamtsituation zu berücksichtigen. Ein Zahlungsvorgang mit der Chipkarte



Bild 10: Ein Terminal für die neue Geldkarte der Banken. (Foto: Gemplus)



Bild 12: Das CardOS von Siemens kann die Vielfachnutzung einer Karte handhabbar machen. (Grafik: Siemens)

erfolgt glücklicherweise pfenniggenau und ist somit „in einem Rutsch“ schnell abgewickelt. Bei der Bezahlung mit Hart- und/oder Papiergeld sucht üblicherweise zunächst der Kunde in seinem Portemonnaie nach den entsprechenden Geldstücken, um anschließend sein Wechselgeld in Empfang zu nehmen. Dieser Vorgang dauert vermutlich deutlich länger, kostet damit auch dem Händler Zeit und Geld, von den „Weiterverarbeitungskosten“ des physischen Geldes einmal ganz abgesehen (neuerliches Zählen und zur Bank bringen...). Es steht zu vermuten, daß unter'm Strich die Zahlungsabwicklung per „Geldkarte“ (Chipkarte) nicht nur den Banken, sondern auch den Händlern und den Kunden Vorteile und Kosteneinsparung bringt.

Den dritten Mangel der Bankengeldkarte stellt die Bildung eines sogenannten „Schattenkontos“ dar, d. h., das Konto des Nutzers wird sofort bei der Aufladung der Karte belastet, die Bank hingegen erst, wenn das Geld tatsächlich ausgegeben ist. Derweil gibt man der Bank Kredit. Das ist doch etwas anderes als Bargeld, das die Bank ausgibt und dann für sie nicht mehr verfügbar ist. Welch enorme Bankgewinne hier zu machen sind! Das erklärt die „zwangsweise“ Ausstattung jedes Kunden mit der Karte, aber man muß sie ja nicht nutzen.

Kundenfreundlicher ist das schon das bankenunabhängige P-Card-Vorhaben eines Konsortiums rund um den Chipkartenhersteller ORGA. Diese Karte ist nur als elektronische Geldbörse gedacht. Das Guthaben auf der Karte wird verzinst, solange es nicht ausgegeben ist, der Kunde erhält Auskunft über den Zahlungsverlauf etc. Seit 1996 läuft die Einführung der Karte.

Einen interessanten Ausblick in die Zukunft der SmartCard liefert z. B. Siemens

mit seinem SAFE-Konzept für das Auto. SAFE bedeutet Sichere Aktivierungs- und Fernbedienungs-Einheit.

Eine solche Chipkarte weist den Weg weg vom mechanischen Autoschlüssel hin zum intelligenten Schlüssel im Scheckkartenformat, mit Fernbedienung und Wegfahrsperr, Alarmanlage, Motorstart, individueller Sitz- und Spiegelverstellung, Radioprogrammierung und, und, und...

Eine für alles

Wenn die Karten immer zahlreicher werden, warum dann nicht eine für alle Funktionen? Für Krankenversicherung, GSM-Telefon, Mautgebühren, Kartentelefon, Geldbörse und die Haustür?

Technisch ist das überhaupt kein Problem mehr, wie z. B. Giesecke & Devrient und Siemens mit ihren universellen Kartenbetriebssystemen STARCOS bzw. CardOS beweisen (Abbildung 12, Siemens-System). Zwar werden die Risiken bei Verlust einer solchen Multifunktionskarte als hoch angesehen, aber ob in der Brieftasche nun eine oder fünf Karten stecken...

Hauptproblem bei der Einführung einer solchen Karte ist wohl das des Datenschutzes, denn was interessiert die Krankenkasse der Kontostand meiner elektronischen Geldbörse oder den Mobilfunkbetreiber meine Haustürkodierung? Aber man kann sicher sein, daß auch dieses Problem bald gelöst ist und erste Ansätze wie mit der PayCard der Bahn weiter Fuß fassen.

Im Vorbeigehen

Kopfzerbrechen bereitet Herstellern und Anwendern von jeher die Kontaktierung und damit Handhabung der Chipkarte. Die Kontakte sowohl auf der Karte als auch im Kartenleser sind harten Bedingungen und Umwelteinflüssen ausgesetzt. Zudem ist die Akzeptanz einer Chipkarte kaum zu heben, wenn man mit vollen Händen vor



Bild 13: Kontaktlose Chipkarten machen die Handhabung der Karte noch einfacher, hier Anwendungen für den Nahverkehr und zum papierlosen Check In auf Flughäfen. (Fotos: Winter Wertdruck und Giesecke & Devrient)

der Labortür steht und erst mühsam die Karte durch den Leser ziehen muß.

Die Lösung stellt die Contactless Chip-card dar (Abbildung 13). Hier ist der integrierte Chip mit einem Transpondersystem innerhalb der nach wie vor nur 0,76 mm dicken Karte verbunden. Dieses Transponder-System sorgt sowohl für die Stromversorgung des Chips vom stationären Transponder aus, als auch für die kontaktlose und verschlüsselte Datenübertragung. Autofahrer bestimmter Marken kennen so etwas schon vom Türschlüssel ihres Wagens.

Hier braucht die Karte lediglich je nach Anwendungszweck an einer Lesenantenne vorbeigeführt zu werden. Bei manchen Kartentypen reicht es sogar, wenn man in einer Entfernung von 1 bis 2 Metern die Karte in der Hosentasche am Lesegerät vorbeigeht. Ersterer Anwendungszweck läßt an die Nutzung als aufladbare Busfahrkarte denken, letztere als am Körper getragene Ski-Paß-Karte. Zahlreiche Anwendungen beider Contactless-Varianten gibt es schon, so in Nahverkehrsmitteln, auch in Deutschland.

Technisch funktioniert die Energieversorgung des Chips verblüffend einfach: Eine Spulenanordnung im Innern der Karte empfängt das elektromagnetische Feld des Kartenlesers und gibt dessen Energie an den Chip weiter (Abbildung 14).

Um die Terminalwelt der kontaktbehafteten Terminals mit der der kontaktlosen Terminals zu verbinden, hat man Übergangsweise eine sogenannte CombiCard

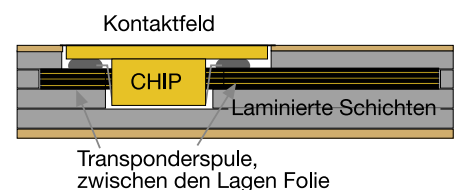


Bild 14: Ein Einblick in das Innenleben der CombiCard (Grafikidee: ADE)

(ADE) kreiert, die wahlweise mit Kontakt- und Funkterminals zusammenarbeitet.

Die Übertragungsenergie über die Funkstrecke ist so gering, daß ein Auslesen der Karte durch Unbefugte kaum möglich sein dürfte, zumal die Frequenzen ähnlich wie beim DECT-Telefon ständig gewechselt werden.

Dennoch gehört das Thema Sicherheit zwingend mit in die Beschreibung der Kreditkartenwelt.

Geheimzahl = Sicherheit?

Was für Begehrlichkeiten der unscheinbare schwarze Streifen auf einer EC- oder Kreditkarte weckt, kann man aus den vielfältigen Prozessen erkennen, die von Kunden gegen Banken oder umgekehrt geführt werden (z. B. nach Kartenverlusten oder später erfolgter Abhebung zumeist im Ausland). Um solche Vorgänge nachzuvollziehen, muß man einen Blick in das Innenleben der stets autark vom Datennetz der Bank arbeitenden Automaten werfen (die Online-Verbindung erfolgt nur beim Abfragen von Kontoständen in der eigenen Filiale oder zum Service).

Im Bankautomaten befindet sich, räumlich weit und sabotagesicher vom eigentlichen Kartenleser abgesetzt, die sog. MM-Leseinheit. Sie wertet nicht nur die Daten des leicht kopierbaren und nicht fälschungssicheren sichtbaren Magnetstreifens aus, sondern blickt via Kartenleser tiefer in die Karte hinein.

Denn es muß ja irgend ein Merkmal geben, an dem der Bankautomat erkennen kann, daß die Karte, wie von Bastlern versucht, kein beliebiger Kartenrohling mit aufgeklebtem Magnetband oder eine illegale Kopie ist. In einer Schicht der Karte befinden sich auf kleiner, von außen nicht sichtbarer Fläche, dielektrische Materialien in einer vom Kartenhersteller gemeinsam mit seinem Kunden festgelegten Anordnung. Diese wenigen, eigentlich wirklich fälschungssicheren und von Karte zu Karte unterschiedlichen Bits reichen im Zusammenspiel mit den Daten der Magnet Spuren aus, um eine eindeutige Verifizierung vorzunehmen.

Sie werden im Gegensatz zur magnetisch abgetasteten Magnetspur kapazitiv abgetastet.

Diesen sogenannten MM-Sensor als zusätzliche Verifizierung besitzen allerdings längst nicht alle Geldautomaten und Terminals. Es empfiehlt sich, allein schon aus diesem Grunde, seine Karte beim Bezahlen nie aus den Augen zu lassen.

Daß die Geheimzahl auch keinesfalls sicher ist, wenn man sie nur im Kopf und sonst nirgends aufbewahrt, ist ebenfalls ein offenes Geheimnis. Wie gesagt, in irgendeiner Form ist sie in der Karte ver-

schlüsselt. Sie direkt hieraus zu ermitteln, ist wohl wirklich nicht einfach, obwohl es einmal einer geschafft haben will.

Die PIN-Nummer einer Karte wird, wie erwähnt, mittels eines durch keine Rechenkapazität dieser Welt entschlüsselbaren Rechenalgorithmus, der im Prozessor des Geldautomaten abgelegt ist, verifiziert. Dies geschieht tatsächlich ebenfalls nur im Geldautomaten selbst, da durch Online-Anbindung mehrere Nachteile eintreten würden. Sie kennen die Wartezeiten, bis der Kontoauszugsdrucker nach dem Einführen der Karte in das Terminal mit der Arbeit beginnt? Genau dies ist der Hauptgrund, weshalb der Geldautomat autark arbeitet.

Der zweite Grund: Stellen Sie sich vor, die Online-Verbindung würde gestört, was relativ oft vorkommt. Der Automat würde sich sofort dem Kunden gegenüber als nicht betriebsbereit zeigen. Dieser könnte dann zum Automaten der Konkurrenz laufen...

Und schließlich könnte die Online-Leitung angezapft sein und sämtliche Daten, also auch die Rechenvorgänge und damit die Geheimnummer in irgendeiner Form werden von einem Rechner mitgeschrieben.

Deshalb ist im Automaten ein Modul integriert, die Black Box des Bankwesens, das per integriertem Rechner im Wechselspiel mit Kartendaten und Pin-Nummer die Karte eindeutig verifiziert und erst dann die Geldausgabe freigibt.

Der Inhalt dieser Black Box ist eines der wohl bestgehüteten Geheimnisse dieser Welt. Hier befindet sich das Rechenequipment mit den Verschlüsselungsalgorithmen. Eine solche Black Box funktionsfähig zu erbeuten, ist laut Banken noch niemandem gelungen. Denn selbst, wenn man einen kompletten Automaten erbeuten würde, er müßte ständig notstromgestützt werden oder der Dieb müßte den genauen Wartungsablauf zum Abschalten der Black Box kennen. Erkennt diese nämlich einen unberechtigten Zugriff, so wird der interne Speicher unwiderruflich gelöscht.

Einzige Schwachstelle dieses Systems ist der Mensch, der die Software bzw. die Abläufe zur Inbetriebnahme der Black Box kennt, ein Servicetechniker etwa.

Der Mensch wird wohl auch die Schwachstelle des Skandals um die unverifizierten Geldabhebungen gewesen sein, bei der Fernsehjournalisten im Feldversuch Geld mit beliebigen Geheimnummern an Geldautomaten abheben konnten.

Denn vermutlich lassen sich alle oder auch nur einige Sicherheitsabfragen per Fernwartung abschalten, wenn der Automat eine Störung meldet. Daß dabei sogar die Blackbox abgeschaltet werden kann, ist vielleicht doch kein Gerücht, denn obwohl sich seinerzeit die Bank auf einen

Softwarefehler berief, liegt auch ein solches menschliches Versagen im Bereich des Denkbaren.

Bezüglich Datensicherheit, Identifikationsnachweisen und Unterbringung weiterer Daten sind natürlich die Chipkarten weit im Vorteil. Hier lassen sich deutlich größere Datenmengen unterbringen, und deren Auslesen ist durch Vorkehrungen der Hersteller auch mit High-Tech-Equipment nahezu unmöglich. Das bei High-Tech-Schnüfflern beliebte Relayouten des Chips machen die Chiphersteller durch komplizierte Chipstrukturen mit zahlreichen, verschachtelten Ebenen und funktionslosen Dummy-Speicher- und Prozessorstrukturen im Chip so gut wie unmöglich.

Einige dieser Chip-Konfigurationen reagieren heute sogar auf das versuchte Auslesen der Chipstruktur mittels Elektronenrastermikroskop. Trifft der Elektronenstrahl den Chip, zerstört der Prozessor sofort die Speicherstruktur durch einen Stromstoß.

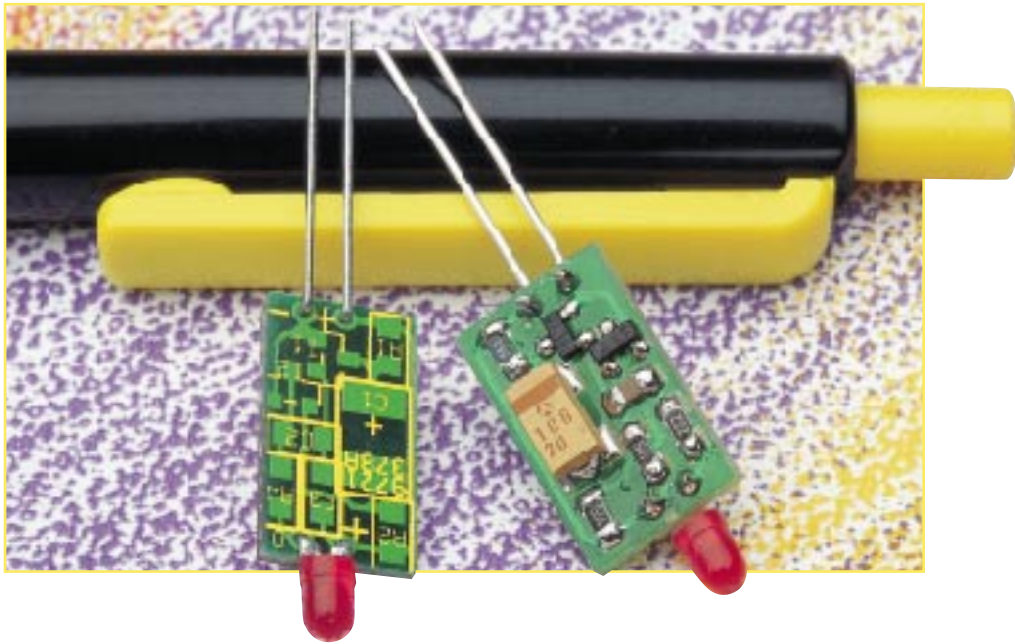
Die ersten, lediglich EEPROM-bestückten Chipkarten hatten da noch ganz andere Probleme parat. In der ersten Zeit wurden die Chips z. B. von Telefonkarten nach dem Programmieren einfach mittels eines sog. Fuse Switches so gestaltet, daß der Programmierzugang von außen nicht mehr zugänglich war. Der Vpp-Eingang ist bei diesen Karten folgerichtig auch nicht mit dem Chip verbunden.

Während es anfangs Chips gab, deren Vpp-Eingang wieder aktivierbar war (hier wurde lediglich der Anschluß zur äußeren Kontaktfläche abgetrennt), ging man ob der Gefahr, die von den begnadeteren Elektronikbastlern ausging, schnell zur völligen Unbrauchbarmachung des Programmierspannungszeigs über.

Wiederum gelang es intelligenten Elektronikern, durch Nachahmung der einfachen Speicherstruktur in einem nur mit der Kontaktierfläche der Karte verbundenen Mikrorechner, das Kartentelefon zu überlisten.

Aus derartigen Verfahren hat die Telekom gelernt und die neueste Generation der Telefonkarten ebenfalls mit intelligenten, fälschungssicheren Chips ausgestattet.

Für die modernen, intelligenten Chipgenerationen gelten die bereits oben gemachten Aussagen. Sie sind so raffiniert gegen Auslesen und Zugriff gesichert, daß Datendiebe kaum eine Chance haben, es sei denn, man schafft es, sich einen in der Bank gefeuerten Programmierer zu engagieren, der einen Bankautomaten sachgerecht abbaut und später dazu benutzt, um mit viel Rechenequipment Geheimzahlen gestohlener Karten auszuprobieren - ein wohl eher unwahrscheinliches Szenario für eine faszinierende Hochtechnologie. **ELV**



Stromsparende Leuchtdiode

Um den Faktor 15 senkt diese kleine Schaltung den Leistungsbedarf einer Low-Current-LED. Bestens geeignet als Betriebsanzeige auch für batteriebetriebene Geräte. Einfacher nachträglicher Einbau durch geringen Platzbedarf von nur 1,64 cm².

Allgemeines

Ohne optische Betriebsanzeige kann das Ausschalten von batteriebetriebenen Geräten leicht vergessen werden. Leider haben LED-Anzeigen einen relativ hohen Stromverbrauch und sind daher oft nicht einsetzbar. Sogar die Stromaufnahme von Low-Current-LEDs, die bei ca. 2 bis 3 mA liegt, ist bei batteriebetriebenen Geräten, die häufig genutzt oder lange Einschaltzeiten aufweisen, noch zu groß.

Da, abgesehen von LCD-Anzeigen, keine direkt einsetzbaren Anzeigeelemente mit weniger Stromverbrauch für Betriebsanzeigen zur Verfügung stehen, ist ein Kompromiß zu finden.

Den Kompromiß zwischen dem Verzicht auf eine Betriebsanzeige und dem Stromverbrauch von 2 bis 3 mA stellt eine blinkende Low-Current-LED dar, deren Einschaltzeiten im Verhältnis zu den Ausschaltzeiten kurz sind.

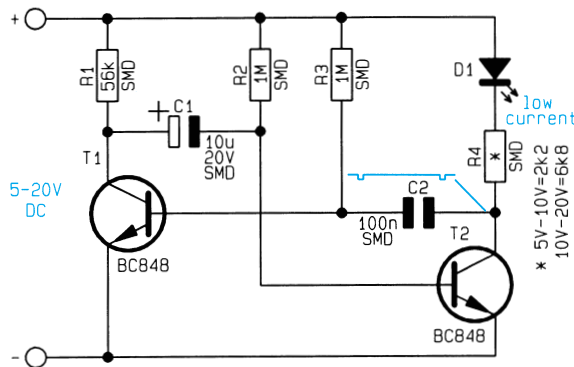
Genau nach diesem Prinzip funktioniert die mit wenigen Bauteilen in SMD-Technologie realisierte stromsparende Leuchtdiode. Dank Miniaturbauteilen ist für die Schaltung nur eine Leiterplatte von 16,6x9,9mm erforderlich, so daß der nachträgliche Einbau in viele bestehende Geräte problemlos möglich ist. Auch der Aus-

Technische Daten: Stromsparende Leuchtdiode

Stromaufnahme bei $U_B=5V$ 170µA
 Betriebsspannung: 5V-20V
 Blinkfrequenz: ca. 1,2Hz
 Abmessungen
 der Platine: 16,6 x 9,9mm!

tausch von „normalen“ LED-Anzeigen durch die stromsparende blinkende LED ist denkbar.

Die Betriebsspannung der einfach - wie eine LED mit Vorwiderstand - zu bestückenden Schaltung darf zwischen 5V und 20V liegen.



972177501

Schaltung

Die kleine aus 2 Transistoren, 4 Widerständen, 1 Kondensator, 1 Elko und einer Low-Current-LED bestehende Schaltung ist in Abbildung 1 zu sehen. Die Schaltung arbeitet nach dem Prinzip der astabilen Kippschaltung und besteht aus 2 Transistor-Schaltstufen, die über Kondensatoren miteinander verkoppelt sind.

Die astabile Kippschaltung hat keinen stabilen Zustand und kippt daher von einem nicht stabilen Zustand in den anderen nicht stabilen Zustand und wieder zurück. T1 und T2 sind grundsätzlich gegenphasig durchgesteuert, wobei die Impulszeiten und die Pausenzeiten von den Entladegeschwindigkeiten der Koppelkondensatoren C1 und C2 abhängig sind. Durch einen unsymmetrischen Aufbau, d. h. durch unterschiedliche Zeitkonstanten, sind nahezu beliebige Puls/Pausenverhältnisse realisierbar.

In der vorliegenden Dimensionierung beträgt die Gesamt-

Bild 1:
Schaltbild der stromsparenden Leuchtdiode

periodendauer ca. 1,2 s. Von diesen 1,2 s ist T 1 ca. 1,13 s und T 2 nur ca. 70 ms durchgesteuert, so daß die Leuchtdiode D 1 im 1,2 Sekundenrhythmus kurz aufblitzt.

Der LED-Stromverbrauch reduziert sich nun nährungsweise entsprechend dem Tastverhältnis. Berücksichtigt man noch den Eigenverbrauch der Schaltung, so ist der gemittelte Gesamtstromverbrauch bei 5 V Betriebsspannung mit ca. 170 µA gegenüber einer Low-Current-LED bis zu dem Faktor 15 geringer.

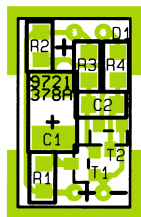
Die Dimensionierung des LED-Vorwiderstandes R 4 richtet sich nach der Betriebsspannung. Während der Wert bei 5 V bis 10 V 2,2 kΩ betragen sollte, ist im Betriebsspannungsbereich von 10 V bis 20 V ein Widerstandswert von 6,8 kΩ einzusetzen.

Nachbau

Der praktische Aufbau dieser 1,64 cm² kleinen Leiterplatte ist trotz der winzigen SMD-Bauteile nicht schwierig.

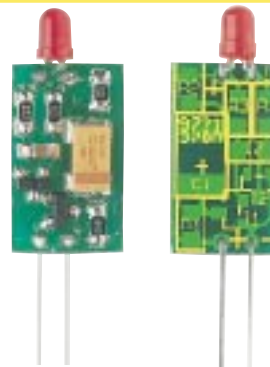
Um Schaltungen in Oberflächenmontage in Handarbeit zu realisieren, ist etwas Löterfahrung und Ordnung am Arbeitsplatz die wichtigste Voraussetzung. Des Weiteren sollte ein Minimum an Spezialwerkzeugen zur Verfügung stehen. Damit die kleinen Bauteile nicht verlorengehen, ist es empfehlenswert, diese provisorisch auf einen Streifen doppelseitiges Klebeband zu setzen.

Neben einer Pinzette zur Aufnahme der SMD-Bauteile ist der LötKolben das wichtigste Hilfsmittel. Er sollte entweder tem-



Bestückungsplan der Stromsparenden Leuchtdiode (Originalgröße 16,6x9,9 mm)

Ansichten der fertig bestückten Platine (Originalgröße 16,6x9,9 mm)



Stückliste: Stromsparende Leuchtdiode

Widerstände:

2,2kΩ/SMD	R4*
6,8kΩ/SMD	R4*
56kΩ/SMD	R 1
1MΩ/SMD	R 2, R 3

Kondensatoren:

100nF/SMD	C 2
10µF/16V/SMD	C 1

Halbleiter:

BC848	T 1, T 2
LED, 3 mm, rot, low-current	D 1

Sonstiges:

4 cm Schaltdraht, blank, versilbert

*je nach Betriebsspannung

peraturgeregt sein oder im unregelmäßigen Fall 16 W nicht überschreiten. Für den Lötvorgang ist ein dünnes SMD-Lötzinn mit ca. 0,6 mm Durchmesser zu verwenden.

Des Weiteren kann eine Lupe/Leuchte das Arbeiten erheblich erleichtern.

Entgegen der sonst üblichen Vorgehensweise ist zuerst das größte Bauteil anzulöten.

Bevor die einzelnen Bauteile nacheinander auf die Platine gesetzt werden, ist jeweils ein LötPad leicht vorzuverzinne. Danach ist das Bauteil zu plazieren und am vorverzinnten LötPad anzulöten. Erst wenn die Position des Bauteils exakt stimmt, sind die weiteren Anschlüsse zu verlöten.

Der SMD-Keramikkondensator trägt keine Bezeichnung, und bei den Widerständen gibt die letzte Ziffer die Anzahl der Nullen an.

Die Einbauhöhe der an der Anodenseite gekennzeichneten Low-Current-LED richtet sich nach den individuellen Gegebenheiten.

Zur Spannungsversorgung sind zwei mit + und - gekennzeichnete LötPads vorhanden, an die je nach Einbaumöglichkeit versilberte Schaltdraht-Abschnitte oder niedrig isolierte Leitungen anzulöten sind. Dem Einsatz der Stromsparenden Leuchtdiode steht nun nichts mehr entgegen. **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.

9721384A

Präsenzfilter

9721360A

Baustellenleuchte

9641276B

Blitzschutz

9721378A

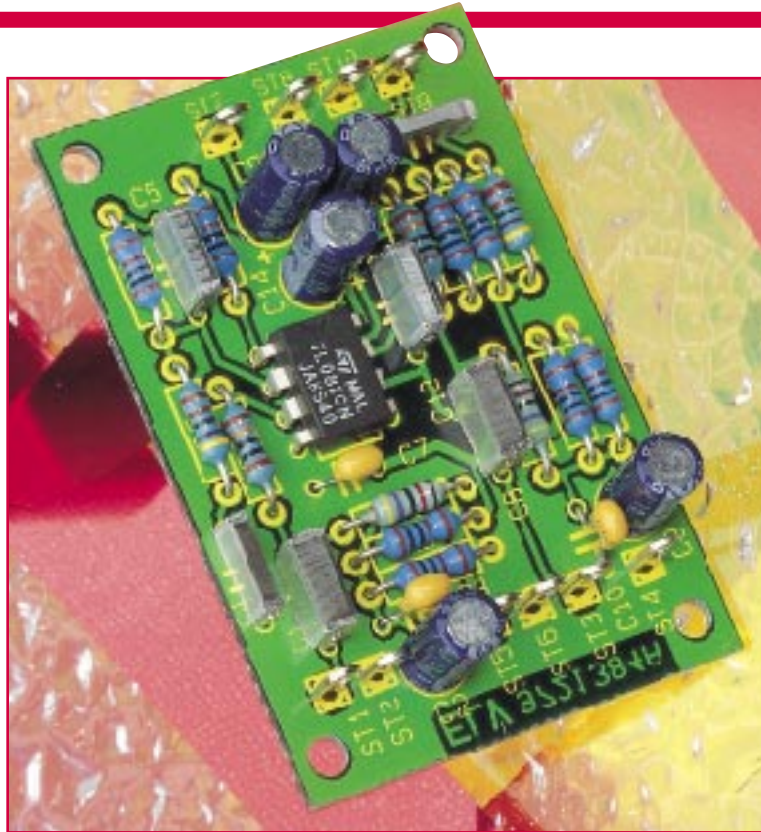
LED - Stromsparende Leuchtdiode

9721383A

Mini-Transistor-Tester

9721277A

Trio-Würfel



Präsenzfilter

Dieser in erster Linie zur Verbesserung von Sprachdurchsagen konzipierte Filter nimmt eine leichte Präsenzhebung im Frequenzbereich von 2 kHz bis 6 kHz vor.

Allgemeines

Im gesamten Audibereich gehören unterschiedliche Filterschaltungen zur Klangbeeinflussung mit zu den wichtigsten Stufen. Durch Manipulation können aus einem Frequenzgemisch Signalanteile bevorzugt oder unerwünschte Komponenten, wie z. B. Rauschen oder Brummen, herausgefiltert werden.

Im einfachsten Fall sind die gewünschten Signalveränderungen mit RC-Kombinationen zu erreichen. RC-Filter (Hochpaß, Tiefpaß) sind im Grunde genommen nichts anderes als frequenzabhängige Spannungsteiler. Sowohl für den Hochpaß als auch für den Tiefpaß gibt es eine bestimmte Frequenz, bei der R und C den gleichen Widerstandswert aufweisen. Diese Frequenz wird als Grenzfrequenz bezeichnet und nach der Formel

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \text{ berechnet.}$$

Für die Sprachwiedergabe, wie z. B. bei Mikrofondurchsagen, ist nicht der gesamte Audiofrequenzbereich erforderlich. Im Gegenteil, Signalanteile, die außerhalb des für die Sprachwiedergabe wichtigen Frequenzbereiches liegen, können unter Um-

ständen die Verständlichkeit sogar verschlechtern. Im Frequenzbereich zwischen 2 kHz und 6 kHz, der auch als Präsenzbe- reich bezeichnet wird, sind im wesentlichen die charakteristischen Merkmale der menschlichen Stimme zu finden.

Die außerhalb dieses Bereichs liegenden Frequenzanteile müssen bei einer guten Sprachwiedergabe zwar auch vorhanden sein (z. B. die im unteren Frequenzbereich bis hinab zu 300 Hz auftretenden Frequenzen sowie die im oberen Frequenzbereich liegenden Zischlaute), jedoch weniger betont. Die besten Sprachwiedergabeergebnisse werden bei einer Anhebung im Präsenzbeich von ca. 6 dB erzielt, wobei eine zu starke Anhebung wiederum störend wirkt.

Das ELV-Stereo-Präsenzfilter wurde mit einem einzigen Dual-Operationsverstärker und wenigen passiven Bauelementen realisiert. Die Schaltung dient zum nachträglichen Einbau in bestehende Geräte (z. B. Verstärker- oder Durchsageanlagen) und wird mit einer Gleichspannung zwischen 8 V und 25 V betrieben. Bei 12V-Betriebsspannung beträgt die Stromaufnahme weniger als 5 mA, während der Eingangssignalpegel bis zu 3V_{eff} betragen darf.

Schaltung

Die Schaltung des Stereo-Präsenzfilters ist für den rechten und linken Stereo-Kanal vollkommen identisch aufgebaut. In Abbildung 1 wurde daher nur die Schaltung

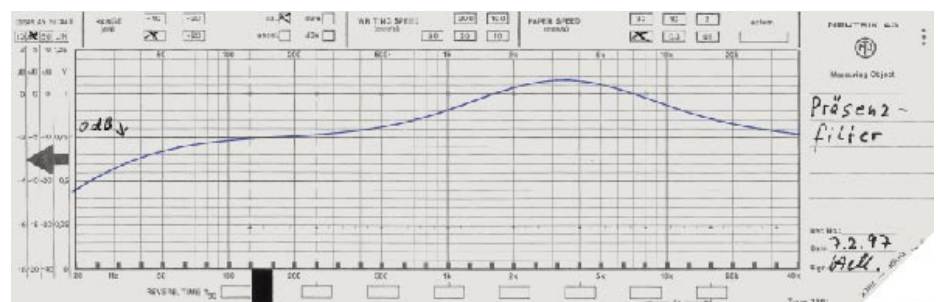


Bild 2: Audio-Frequenzgang des Präsenzfilters

Technische Daten: Präsenzfilter

Signalanhebung im Präsenzbereich:	6dB
Klirrfaktor:	<0,03%!
Eingangsspegel (bei $U_B=8V$):	max. 1,4 V _{eff}
Eingangsspegel (bei $U_B=12V$):	max. 3 V _{eff}
Betriebsspannung:	8V - 25 V _{DC}
Stromaufnahme (bei $U_B=12V$):	<5mA
Abmessungen der Platine:	55x37mm

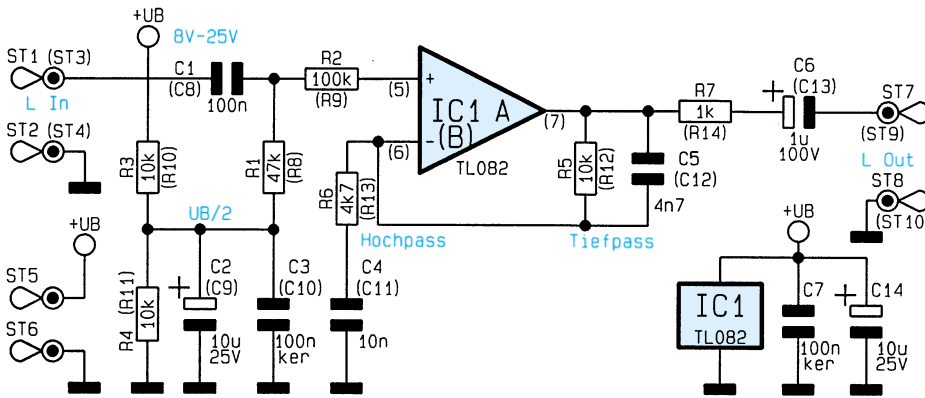


Bild 1: Schaltbild des Stereo-Kanals

des linken Stereo-Kanals dargestellt, wobei hier die direkten Bauteilbezeichnungen für den linken Kanal gelten und die Bauteilnumerierungen für den rechten Kanal in Klammern stehen.

Das Audiosignal für den linken Kanal ist an ST1 gegenüber Schaltungsmasse (ST2) anzulegen, während ST3 das NF-Signal des rechten Stereo-Kanals erhält. Hier ist ST4 die zugehörige Bezugsmasse.

Die Betriebsspannung, die zwischen 8 V und 25 V liegen darf, ist mit dem Pluspol an ST5 und mit dem Minuspol an ST6 anzulegen.

Für die Beschreibung der Funktionsweise beziehen wir uns auf den linken Stereo-Kanal. Da zur Spannungsversorgung eine einfache Versorgungsspannung dient, wird mit Hilfe des Spannungsteilers R3, R4 ein auf halber Betriebsspannung liegendes Bezugspotential generiert, wobei C2 und C3 zur Pufferung und Störunterdrückung dienen.

Über R1, R2 gelangt die halbe Betriebsspannung auf den nicht-invertierenden Eingang (Pin3) des als Elektrometerverstärker arbeitenden Operationsverstärkers IC1 A.

Der Kondensator C1 zur Gleichspannungsentkopplung des Eingangs bildet gleichzeitig mit R1 einen Hochpaß, dessen Grenzfrequenz in unserer Schaltung bei ca. 34 Hz liegt. Durch Verringern des Kondensatorwertes können niederfrequente Signalanteile weiter gedämpft werden, so daß die untere Grenzfrequenz bei einem Kondensator von 33 nF ca. 100 Hz beträgt.

Die Frequenzabhängigkeit des mit IC1 A realisierten Verstärkers wird mit Hilfe der Bauelemente R5, R6, C4 und C5 im Rückkopplungszweig erreicht. Betrachten wir nun diese RC-Kombinationen näher.

Je tiefer die Frequenz, desto hochohmiger ist C4, so daß bei sehr tiefen Audiofrequenzen nahezu das gesamte Ausgangssignal über R5 gegengekoppelt wird. Die Spannungsverstärkung ist dann gleich 1.

Für Frequenzen im Sprachbereich, d. h. zwischen 2 kHz und 6 kHz ist C4 bereits recht niederohmig. Nun wird die Span-

nungsverstärkung zum größten Teil durch den Spannungsteiler R5, R6 bestimmt. Die größte Verstärkung mit ca. 6dB liegt bei 3,5kHz.

Zu höheren Frequenzen macht sich der parallel zu R5 liegende Kondensator C5 mehr und mehr bemerkbar, der die Verstärkung letztendlich wieder auf 1 reduziert. Abbildung 2 zeigt den gesamten Audio-Frequenzgang des Präsenzfilters.

Nachbau

Der Nachbau ist einfach und unkompliziert. Bei etwas Erfahrung im Aufbau von elektronischen Schaltungen ist der Aufbau in ca. einer halben Stunde erledigt.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten mit 10 Lötstiften mit Ösen (ST1-ST10), die zum Anschluß der Ein- und Ausgangssignale sowie zum Anschluß der Versorgungsspannung dienen. Die Lötstifte sind vor dem Anlöten stramm in die zugehörigen Bohrungen der Platine zu pressen.

Danach folgen die 14 1%igen Metallfilmwiderstände. Diese werden entsprechend dem Rastermaß abgewinkelt, durch die zugehörigen Bohrungen der Platine gesteckt und nacheinander an der Leiterbahnseite verlötet. Die überstehenden Anschlußbeinchen sind im Anschluß hieran so kurz wie möglich abzuschneiden.

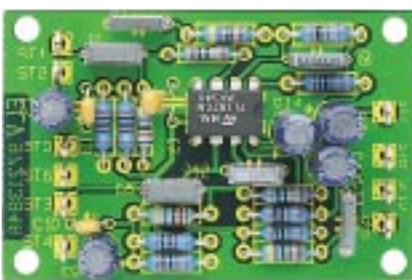
Es folgen sechs Folien und drei Keramik Kondensatoren, die mit beliebiger Polarität zu bestücken sind.

Bei den Elektrolytkondensatoren handelt es sich um gepolte Bauteile, die daher unbedingt polaritätsrichtig zu bestücken sind. Üblicherweise sind Elkos am Minuspol gekennzeichnet.

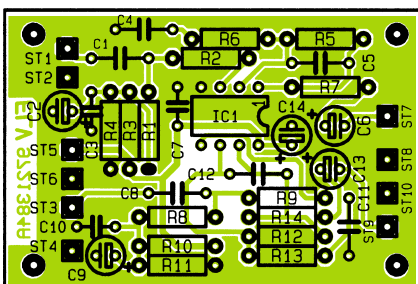
Der 2fach-Operationsverstärker IC1 ist sorgfältig so einzulöten, daß die Gehäusekerbe des Bauteils mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Die Bestückung der Platine ist damit bereits vollständig abgeschlossen. Vor dem Einbau der Leiterplatte in ein bestehendes Gerät ist eine Sichtkontrolle hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler empfehlenswert.

ELV



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte



Bestückungsplan des Präsenzfilters

Stückliste: Präsenzfilter

Widerstände:

1kΩ	R7, R14
4,7kΩ	R6, R13
10kΩ	R3-R5, R10-R12
47kΩ	R1, R8
100kΩ	R2, R9

Kondensatoren:

4,7nF	C5, C12
10nF	C4, C11
100nF	C1, C8
100nF/ker	C3, C7, C10
1µF/100V	C6, C13
10µF/25V	C2, C9, C14

Halbleiter:

TL082	IC1
-------	-----

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse	ST1-ST10
----------------------	----------

1000 MHz - Hochfrequenz - Generator HFG 9000 Teil 4

Im vorliegenden Teil dieser Artikelserie befassen wir uns mit der ausführlichen Beschreibung der Modulationssignalaufbereitung

Modulation

Der Hochfrequenz-Generator HFG 9000 bietet die Möglichkeit der Amplitudenmodulation sowie der Frequenzmodulation über den gesamten Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 1 GHz. Als Signalquellen stehen dabei das Signal vom externen Modulationseingang oder ein intern erzeugtes 1kHz-Sinussignal zur Verfügung. Der Modulationssignalfrequenzgang beträgt 10 Hz bis 100 kHz (-3 dB).

Bei der Amplitudenmodulation wie auch bei der Frequenzmodulation können drei Modulationsgrade bzw. Frequenzhübe eingestellt werden. Bei AM kann der Modulationsgrad in den Abstufungen 30 %, 50 % und 80 % eingestellt werden. Bei FM sind die Abstufungen mit low, mid und high bezeichnet, da der Frequenzhub vom gewählten Frequenzbereich abhängig ist.

Die spezifizierten Modulationsgrade gelten für die interne Modulation oder für ein externes Modulationssignal mit 1 V_{SS}.

Für die Amplitudenmodulation wird im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz der Analog-Multiplizierer IC 11 vom Typ AD834 verwendet. Im Bereich von 10 MHz bis 1 GHz übernimmt der regelbare Verstärker IC 4 vom Typ IVA05208 diese Aufgabe.

Die Frequenzmodulation wird erzeugt, indem das Modulationssignal der Abstimmspannung überlagert wird. So werden die einzelnen VCOs bzw. der Funktionsgenerator IC 10 vom Typ MAX 038 in ihrer Ausgangsfrequenz entsprechend dem Modulationssignal beeinflusst.

Den Schaltungsteil der Modulationssignalaufbereitung mit Modulationseingang, Auswahl der Modulationsquelle und Einstellung des Modulationsgrades bzw. Hubes zeigt das Schaltbild in Abbildung 6.

Der externe Eingang für das Modulationssignal „Modulation In“ wird durch den Verstärker IC 301 A gepuffert. Die Eingangsimpedanz des Einganges wird im wesentlichen durch R 320 und R 321 gebildet. Um für den Modulationssignalfrequenzgang von 10 Hz bis 100 kHz einen definierten Verlauf zu erhalten, ist der Pufferverstärker als Bandpaßschaltung mit den entsprechenden Grenzfrequenzen ausgelegt.

Die untere Grenzfrequenz wird dabei durch die Hochpaßschaltung aus C 305 und R 321 gebildet. Der eigentliche Pufferverstärker IC 301 A ist als Tiefpaß beschaltet. Er stellt einen aktiven RC-Tiefpaß 2. Ordnung mit Butterworth-Verhalten dar. Als Vorgabe für die Realisierung dieses Butterworth-Filters gelten die Angaben der max. Dämpfung im Durchlaßbereich von $a_{\max} = 3\text{dB}$ bei der Grenzfrequenz von $f_{go} = 100\text{kHz}$.

Das eigentliche Filter besteht aus dem Operationsverstärker IC 301 A und dessen Beschaltung bestehend aus R 322, R 323, C 306 und C 309. Mit den angegebenen Bauteilwerten ergibt sich eine Grenzfrequenz von 108 kHz.

Die Auswahl des zur Modulation verwendeten NF-Signales geschieht über die CMOS-Analog-Schalter IC 303 D und IC 303 C. Die Steuerspannungen für diese Schaltelemente werden vom Mikrocontroller generiert. Ist IC 303 D geschlossen, wird mit dem intern erzeugten 1kHz-Sinussignal des Wien-Robinson-Oszillators moduliert, während bei geschlossenem Schalter IC 303 C das extern zugeführte Signal verwendet wird.

Die Einstellung des Frequenzhubes bzw. des Modulationsgrades erfolgt über eine Amplitudensteuerung des Modulationssignales. Dazu ist mit dem Operationsverstärker IC 301 B und dem CMOS-Analog-Multiplexer IC 302 ein einstellbarer Verstärker realisiert. Mit den Widerständen R 328 bis R 333 wird die Verstärkung der OPV-Schaltung entsprechend dem gewünschten Modulationsgrad bzw. Frequenzhub eingestellt. Anschließend wird das NF-Signal über die Schaltelemente IC 303 A, T 301, IC 303 B und T 302, entsprechend der gewählten Modulationsart AM oder FM, den nachfolgenden Stufen als Modulationssignal „MOD_AM“ bzw. „MOD_FM“ zugeführt.

Das Modulationssignal „MOD_AM“ gelangt dann auf den Analog-Multiplizierer AD834 und den regelbaren Verstärker IVA05208. Das Signal „MOD_FM“ wird zur Ausführung der Frequenzmodulation über die Abstimmspannung den VCOs und dem MAX 038 zugeführt.

Die Modulationsmöglichkeit des Ausgangssignales mit einer internen Signal-

quelle erfordert einen frequenzstabilen und klirrfreien NF-Sinus-Generator. Wie in den meisten Signalgeneratoren üblich, dient hierzu ein 1kHz-Sinus-Signal. Für einen solchen NF-Generator bietet sich die Realisierung als RC-Oszillator an.

Der im HFG 9000 verwendete RC-Oszillator weist im Rückkoppelnetzwerk eine RC-Brückenschaltung auf, die auch als Wien-Robinson-Brücke bekannt ist. Daher taucht dieser Oszillatortyp als Wien-Robinson-Oszillator in der Literatur auf.

Die realisierte Schaltung ist auch in Abbildung 6 dargestellt. Die Brückenschaltung aus R 300 bis R 304, C 300, C 301 und T 300 wirkt als frequenzbestimmendes Element in diesem Oszillator. Als aktives Element dient der Operationsverstärker IC 300 A. Der OPV IC 300 B mit Beschaltung arbeitet als Amplitudenstabilisierung.

Mit R 302, R 303, R 304 und T 300 ist ein Gegenkoppelnetzwerk aufgebaut, welches dafür sorgt, daß die Amplitudenbedingung, Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} > 1$ für das Anschwingen und $V_{\text{Schleife}} = 1$ für den stationären Betrieb, erfüllt wird. Die Mitkopplung geschieht über das Netzwerk aus R 300, C 300, R 301 und C 301 auf den nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Dieses RC-Netzwerk wirkt als selektives Filter, wie im folgenden durch eine einfache, plausible Betrachtung erläutert wird.

Unter der Voraussetzung $R 300 = R 301$ und $C 300 = C 301$ ergibt sich folgendes Verhalten: Bei hohen Frequenzen sind die Blindwiderstände wesentlich kleiner als die ohmschen Widerstände. So wirkt in der Reihenschaltung aus R 300 und C 300 hauptsächlich der Widerstand, und in der Parallelschaltung R301, C301 ist der Kondensator dominant. Als Übertragungsfunktion kann ein Tiefpaß approximiert werden.

Bei tiefen Frequenzen ist in der Reihenschaltung der Kondensator und in der Parallelschaltung der Widerstand bestimmend. Es ergibt sich ein Hochpaß.

Die aus diesen beiden Betrachtungen resultierende Übertragungsfunktion stellt einen Bandpaß dar, der jedoch einen nur sehr flachen Nulldurchgang im Phasenverlauf hat und damit als frequenzbestimmendes Element eines Oszillators noch nicht

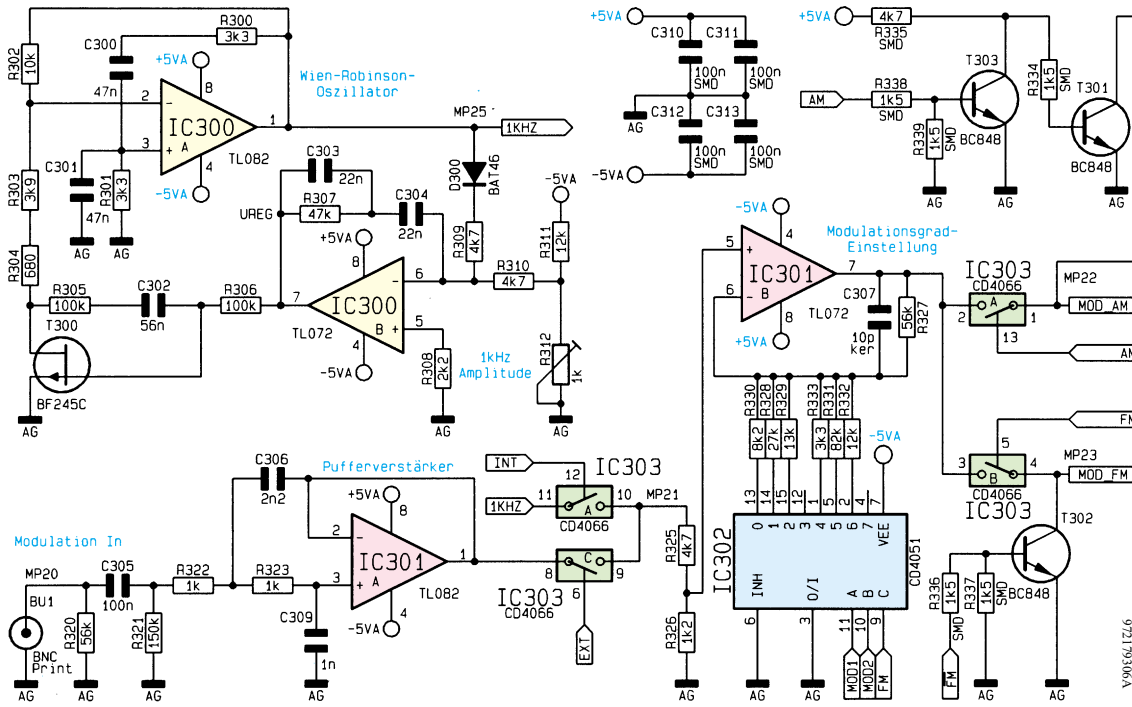


Bild 6: Modulationsignalaufbereitung und Wien-Robinson-Oszillator

brauchbar ist. Wird dieser Bandpaß in eine entsprechend dimensionierte Brückenschaltung eingebracht und die Ausgangsspannung in der Brückendiagonalen abgenommen, erhält man die klassische Wien-Robinson-Brücke. Das charakteristische Merkmal dieser Wien-Robinson-Brückenschaltung ist der steile Nulldurchgang im Phasengang, was eine wichtige Voraussetzung für einen frequenzstabilen Oszillator ist.

Um die so erhaltene Wien-Robinson-Brücke als Rückkoppelnetzwerk einsetzen zu können, ist allerdings eine Modifikation nötig. Da die Brückenschaltung als Bandsperrfilter wirkt, wird bei ihrer Mittenfrequenz die Ausgangsspannung zu null, d.h. es wirkt unendliche Dämpfung. Um die Amplitudenbedingung für einen Oszillator mit Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} > 1$ nun noch erfüllen zu können, muß ein OPV mit Verstärkung $V_{\text{OPV}} = \infty$ verwendet werden.

Zur Realisierung der Schaltung mit einem realen Operationsverstärker muß die Brücke leicht verstimmbar werden. Dies hat zwei Effekte:

Der Phasengang hat einen Nulldurchgang, dessen Steilheit von der Verstimmung abhängt, und im Amplitudengang verringert sich die Dämpfung bei der Resonanzfrequenz, d. h. die Verstärkung des OPV V_{OPV} kann daher immer kleiner werden, um die Amplitudenbedingung für eine Oszillation zu erfüllen.

Eine größer werdende Verstimmung verkleinert zwar die Dämpfung, aber der Nulldurchgang bei der Resonanzfrequenz wird immer flacher und somit die Frequenzkonstanz des Oszillators immer schlechter.

So muß dafür gesorgt werden, daß die Verstimmung minimal bleibt, d. h. nur so groß wird wie für ein sicheres Schwingen notwendig.

Die Einstellung der Verstimmung bei sehr großen Differenzverstärkungen des OPV bedeutet einen sehr präzisen Abgleich. Eine kleine Abweichung vom nötigen Wert führt dazu, daß die Schwingung des Oszillators abreißt, da $V_{\text{Schleife}} < 1$, oder daß die Amplitude stark ansteigt, da $V_{\text{Schleife}} > 1$, und der OPV in die Übersteuerung geht und so starke Signalverzerrungen hervorruft.

Eine solch präzise Einstellung ist allein aus Temperaturdriftgründen nicht möglich. Deshalb muß eine automatische Regelung der Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude erfolgen. Dies wird mit dem FET T 300 realisiert. Der Drain-Source-Widerstand eines FET kann durch die Gate-Source-Spannung kontrolliert werden. Damit der Spannungsabfall an der Drain-Source-Strecke möglichst klein bleibt, sind die Widerstände R 303, R 304 vorgeschaltet.

Der hier verwendete BF 245 C ist ein n-Kanal J-FET (Sperrschicht-FET). Bei $U_{\text{GS}} = 0\text{V}$ wirkt an der Drain-Source-Strecke der minimale Widerstand r_{DSon} , und mit kleiner werdender Gate-Spannung $U_{\text{GS}} < 0\text{V}$ steigt der Widerstand an. Die Ansteuerung am Gate erfolgt mit negativen Spannungen, die von der Gleichrichterschaltung aus D 300 und dem nachgeschalteten Regler IC 300 B erzeugt werden.

Der Klirrfaktor des Ausgangssignales hängt im wesentlichen von der Linearität des Drain-Source-Widerstandes in Abhängigkeit von der Gate-Spannung ab. Ein solcher linear steuerbarer Widerstand läßt sich erzeugen, wenn ein Teil der Drain-Source-Spannung auf das Gate zurückgekoppelt wird. Die Widerstände R 305 und R 306 sorgen so dafür, daß sich die Gate-Spannung je zur Hälfte aus der Steuerspan-

nung „U_{st}“ und der Drain-Spannung zusammensetzt. Der Kondensator C 302 verhindert dabei, daß die Steuerspannung über den OPV einen DC-Offset am Ausgang verursacht.

Zur Amplitudenstabilisierung des Oszillatorsignals, d. h. zur Einstellung der Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke, ist der OPV IC 300 B als Regler geschaltet. Er regelt den Drain-Source-Widerstand des FET und stabilisiert damit die Ausgangssignalamplitude.

Die Regelung ist so beschaltet, daß das mit D 300 gleichgerichtete Ausgangssignal des Oszillators als Ist-Wert anliegt. Zusätzlich wird ein Steuerstrom über R 310 auf den Integrator IC 303 B gegeben, mit dem durch R 312 die Ausgangssignalamplitude eingestellt werden kann.

Die Reglerschaltung steuert nun den FET an und verändert den Drain-Source-Widerstand. Diese Änderung wirkt sich unmittelbar auf die Ausgangsamplitude aus. Mit der angegebenen Dimensionierung stellt sich eine Ausgangsfrequenz von 1kHz ein, und die Amplitude am Ausgang „1kHz“ kann auf 1 V_{ss} abgeglichen werden.

Der Anschwingvorgang des Wien-Robinson-Generators kann wie folgt beschrieben werden: Im Einschaltmoment ist $R_{\text{DS}} = r_{\text{DSon}}$, d. h. T 300 ist niederohmig. Hiermit ergibt sich eine große Schleifenverstärkung. Aus dem Rauschen kann sich so eine Schwingung mit der gegebenen Resonanzfrequenz ausbilden, da nur hierfür die Phasenbedingung erfüllt ist. Die Schwingungsamplitude wird solange ansteigen, bis die Reglerschaltung den Widerstandswert von R_{DS} so abgeglichen hat, daß sich in diesem stationären Zustand die Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} = 1$ einstellt.

Bei der Dimensionierung des Reglers IC 303 B muß darauf geachtet werden, daß die Reglerzeitkonstante groß gegenüber der Periodendauer der Resonanzfrequenz ist, damit der Regler nicht versucht, die Sinusschwingung auszuregulieren.

Im nächsten Teil dieses Artikels wenden wir uns der Beschreibung des Digitalteiles und des Netzteiles zu.



Mini-Transistor-Tester

Nur wenige passive Bauteile sind für den Aufbau dieses kleinen, praktischen Transistor-Testers erforderlich.

Bleiben wir für die weitere Betrachtung beim Grundaufbau eines NPN-Transistors, der sich natürlich nicht durch zwei einzelne Dioden nachbilden läßt. Abbildung 1 zeigt dazu den Schichtaufbau und die Diodenstrecken mit den entsprechenden Anschlußelektroden.

Die Emitter- und Kollektorzonen sind vom Prinzip gleich, jedoch unterschiedlich dotiert. Meistens wird der Emitter als Bezugspotential gewählt, so daß beim NPN-Transistor Basis und Kollektor positive Spannungswerte bezogen auf den Emitter erhalten.

Durch Anlegen einer positiven Spannung (U_{BE}) an der Basis wird die Sperrschicht zwischen Emitter und Basis nahezu vollständig abgebaut, während die Sperrschicht zwischen Kollektor und Basis durch Anlegen der Kollektorspannung (U_{CE}) vergrößert wird.

Gelangen nun durch Anlegen der Basisspannung die vom Emitter kommenden negativen Ladungsträger in die Basiszone, so fließen diese größtenteils nicht über die Basis ab, sondern werden durch das starke elektrische Feld zwischen Kollektor und Basis zum Kollektor beschleunigt. Kleine Basisströme rufen somit große Kollektorströme hervor. Die Funktionsweise von PNP-Transistoren ist vollkommen identisch, jedoch sind Spannungen mit umgekehrter Polarität anzulegen.

Das Verhältnis zwischen Kollektorstrom und Basisstrom wird durch den Gleichstromverstärkungsfaktor B angegeben. Der Verstärkungsfaktor ist von der Dotierung des Transistors abhängig und kann je nach Typ zwischen 10 und mehr als 1000 liegen.

Je dünner die Basiszone, desto größer ist die Stromverstärkung, so daß Leistungs-Transistoren aufgrund der hohen Ströme meistens geringere Stromverstärkungsfaktoren besitzen. Die einfachste zu realisierende Verstärkerschaltung ist in Abbildung 2 zu sehen.

In der Reparaturpraxis hat sich gezeigt, daß defekte Transistoren nur relativ selten einzelne Parameter verändern. Meistens tritt im Fehlerfall ein Kurzschluß oder eine Unterbrechung zwischen Emitter und Kollektor auf. Zur Beurteilung reicht daher in den meisten Fällen die Überprüfung des Gleichstromverstärkungsfaktors B .

Der ELV Mini-Transistor-Tester ist mit zwei Telefon-Ausgangsbuchsen ausgestattet, an denen eine zum Emitterstrom proportionale Spannung in Abhängigkeit von 2 unterschiedlichen Basisstromvorgaben ausgegeben wird.

Neben der einfachen Funktionsüberprüfung besteht somit auch die Möglichkeit, Transistoren nach dem Verstärkungsfaktor B zu selektieren. Eine weitere Schaltersstellung (U_{BEO}) schließt Basis und Emitter kurz, so daß kein Kollektorstrom fließen darf.

Zum komfortablen Anschluß des Prüflings stehen zwei 4polige Transistorsockel mit unterschiedlicher Pinbelegung sowie 3 Telefonbuchsen zur Verfügung. Die Telefonbuchsen dienen in diesem Zusammenhang zur Überprüfung von Leistungstransistoren über Laborleitungen. Über einen weiteren Schiebeschalter erfolgt die Auswahl des Transistortyps (NPN oder PNP).

Die Meßwertanzeige kann mit einem beliebigen Spannungsmeßgerät (Multimeter, Panelmeter) im 200mV-Meßbereich erfolgen. Des weiteren besteht auch die Möglichkeit, ein Analog-Anzeigeelement (z. B. 100 μA mit 1k Ω Innenwiderstand) anzuschließen.

Allgemeines

Auch im heutigen Zeitalter der Mikroprozessoren und hochintegrierten Schaltkreise ist der „gute alte Transistor“ als einzelnes Bauelement in den meisten Schaltungen zu finden. Besonders wenn es darum geht, größere Leistungen kostengünstig zu verstärken oder zu schalten, kann man auf diskrete Halbleiter-Bauelemente kaum verzichten. Der heute fast ausschließlich aus Silizium gefertigte bipolare Transistor ist auch für preissensible Anwendungen im Kleinleistungsbereich nach wie vor interessant und häufig die kostengünstigste Alternative.

Diese mit NPN oder PNP Schichtenfolge (bipolar) gefertigten Bauteile werden nicht nur dem Service-Techniker noch lange Zeit erhalten bleiben. Im Reparaturfall ist daher eine schnelle unkomplizierte Prüfmöglichkeit vorteilhaft.

Bevor wir nun zu der mit minimalem Aufwand realisierten Schaltung unseres Transistor-Testers kommen, betrachten wir kurz die grundsätzliche, recht einfache Funktionsweise eines Transistors.

Je nach Schichtenfolge (NPN oder PNP) kann der Transistor als 2-Dioden-Strecke angesehen werden, bei der entweder die beiden Anoden (NPN) oder die beiden Katoden (PNP) an einem gemeinsamen Anschluß (Basis) liegen.

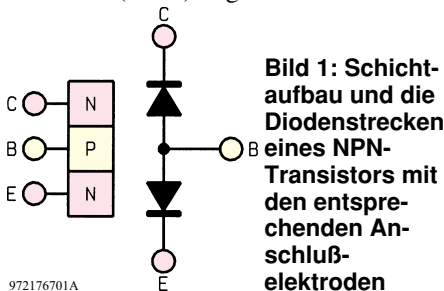


Bild 1: Schichtaufbau und die Diodenstrecken eines NPN-Transistors mit den entsprechenden Anschlußelektroden

972176701A

Schaltung

In Abbildung 3 ist die Schaltung des Mini-Transistor-Testers zu sehen, dessen Funktionsweise der einfachen Verstärkerschaltung in Abbildung 2 entspricht. Abgesehen vom Prüfling selbst sind hier ausschließlich passive Bauelemente (4 Widerstände, 2 Schalter, 1 Blockbatterie und Anschlußbuchsen) zu finden. Dementsprechend einfach ist die Funktionsweise.

Die Spannung der mit dem Pluspol an

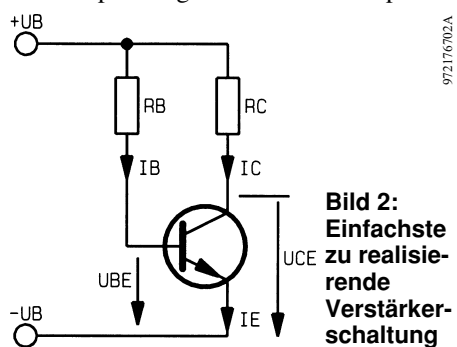


Bild 2: Einfachste zu realisierende Verstärkerschaltung

972176702A

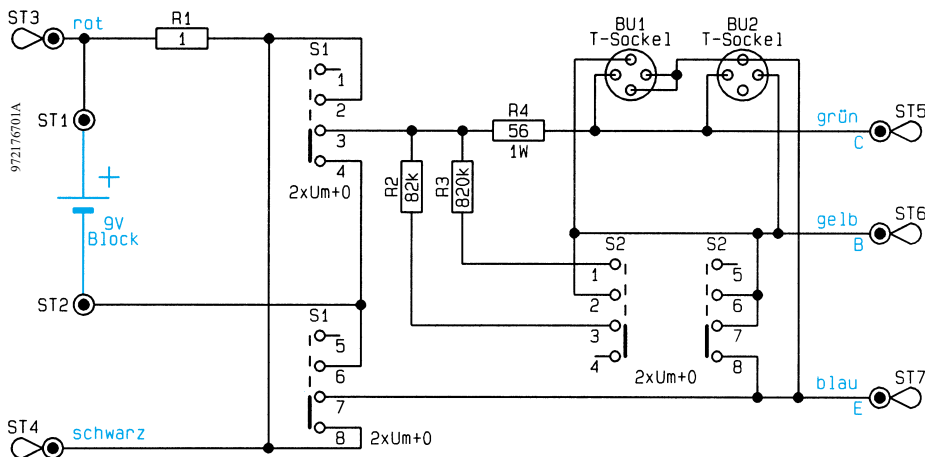


Bild 3: Schaltbild des Mini-Transistor-Testers

ST 1 und dem Minuspol an ST 2 anzuschließenden 9V-Blockbatterie gelangt über den Shuntwiderstand (R 1) zur Meßwertzerzeugung (Strom/Spannungswandlung) auf den Zweifach-Umschalter S 1. Dieser Schalter legt nun je nach Transistorstyp (NPN oder PNP) den Pluspol der Batterie an den Kollektorwiderstand R 4 und den Minuspol an den Emitter des Prüflings oder umgekehrt.

Die Basisspannung gelangt wahlweise über R 2 oder R 3 zum Prüfling, wobei der Widerstandswert den Basisstrom bestimmt. Bei kurzgeschlossener Basis-Emitterstrecke (dritte Schalterstellung) darf kein Kollektorstrom fließen.

Die zum Emitterstrom proportionale Meßspannung liegt unabhängig vom Transistorstyp (NPN oder PNP) mit dem Pluspol an ST 3 und mit dem Minuspol an ST 4 an. Beim eingesetzten Widerstandswert des Shunts erhalten wir je mA Emitterstrom 1 mV Ausgangsspannung, wobei das zur Anzeige dienende Voltmeter über Laborleitungen mit den zugehörigen Ausgangsbuchsen (Telefonbuchsen) zu verbinden ist. Neben Multimeter oder Panelmeter können eventuell vorhandene Analog-Anzeigegeräte zur Meßwertanzeige dienen. So ist z. B. ein 100µA-Analog-Instrument mit 1 kΩ Innenwiderstand direkt an-

schließbar. Andere Meßwerte erfordern eine Anpassung des Shuntwiderstandes R 1.

Nachbau

Der praktische Aufbau dieses einfachen Meßgerätes ist denkbar einfach, da nur wenige passive Bauteile zu bestücken sind.

Im ersten Arbeitsschritt sind 2 Lötstifte mit Öse von der Bauteilseite stramm in die zugehörigen Bohrungen zu pressen und zu verlöten. Auf der Bestückungsseite folgen 3 Brücken aus versilbertem Schaltdraht.

Die Anschlußbeinchen der Widerstände sind gemäß dem Rastermaß abzuwinkeln, durch die entsprechenden Bohrungen der Platine zu führen und an der Lötseite leicht anzuwinkeln. Nach Umdrehen der Platine werden die Anschlußbeinchen in einem Arbeitsgang verlötet und mit einem scharfen Seitenschneider direkt oberhalb der Lötstelle abgeschnitten.

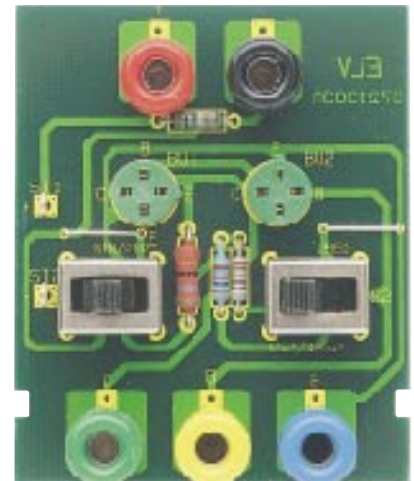
Stückliste: Mini-Transistortester

Widerstände:

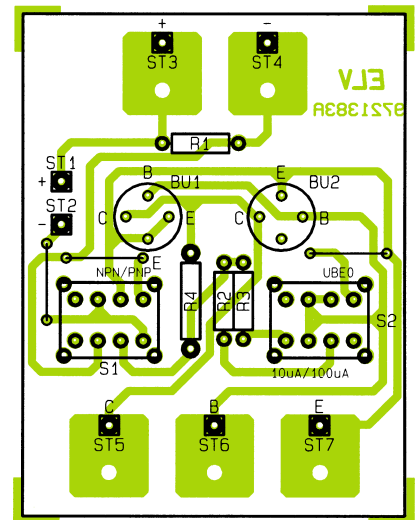
1Ω	R1
56Ω/1W	R4
82kΩ	R2
820kΩ	R3

Sonstiges:

- Print-Schiebeschalter,
- 2 x um mit Mittelstellung S1, S2
- Transistorsockel, 4polig . BU1, BU2
- Lötstifte mit Lötöse ST1, ST2
- Telefonbuchse, 4mm, rot ST3
- Telefonbuchse, 4mm, schwarz .. ST4
- Telefonbuchse, 4mm, grün ST5
- Telefonbuchse, 4mm, gelb ST6
- Telefonbuchse, 4mm, blau ST7
- 1 Batterieclip für 9V-Block
- 6 cm Schaltdraht, blank, versilbert
- 5 Muttern, M6
- 5 Fächerscheiben, M6
- 1 Profil-Gehäuse, schwarz



Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte



Bestückungsplan des Mini-Transistor-Testers

Als dann folgen unter Zugabe von ausreichend Lötzinn die beiden dreistufigen Schalter und die Transistorsockel, die beim Lötvorgang nicht zu heiß werden dürfen.

Der 9V-Batterieclip ist mit der roten Leitung an ST 1 und mit der schwarzen Leitung an ST 2 anzulöten.

Nachdem die Platine vollständig bestückt ist, sind die Telefonbuchsen in die zugehörigen Bohrungen des Gehäuseoberteils zu schrauben.

Im nächsten Arbeitsschritt wird die fertig bestückte Leiterplatte so eingesetzt, daß die Gewindeanschlüsse der Telefonbuchsen durch die zugehörigen Bohrungen der Platine ragen.

Zur Befestigung und gleichzeitigen Kontaktierung der Platine mit den Telefonbuchsen dienen 5 Muttern M6 mit Fächerscheiben.

Nach dem Zusammenschieben der beiden Gehäusenhälften steht dem Einsatz dieses nützlichen Hilfsmittels für die Service-Werkstatt nichts mehr entgegen.





I²C-LED-Board

Die vom steuernden PC räumlich abgesetzte Konfiguration von I²C-Applikationen legt eine ebenso abgesetzte Anzeige von Daten, z. B. Meßwerten und Uhrzeiten, nahe. Unser Artikel zeigt eine Lösung für eine vierstellige 7-Segment-LED-Anzeige, die beliebig am I²C-Bus betrieben werden kann. Bis zu vier dieser Anzeige-Boards sind über das ELV-I²C-PC-Interface ansteuerbar.

Allgemeines

Mit den bisher vorgestellten ELV-I²C-Projekten haben wir bereits interessante Ein- und Ausgabeapplikationen wie eine Echtzeituhr und ein AD-DA-Wandlerboard kennengelernt.

Durch eine der wesentlichen Funktionen des I²C-Buskonzeptes, über Zweidrahtleitungen weit abgesetzte Einzelkomponenten betreiben zu können, ergibt sich als sinnvolle Ergänzung des bisher vorgestellten Bausteinsystems ein vom zentral steuernden Mikrocontroller ebenfalls abgesetztes Display für Meßwerte, Daten und Zeitanzeigen.

Eine komplette Lösung für eine solche Baugruppe stellt die Anwendung des I²C-LED-Anzeigetreibers SAA1064 dar. Er ermöglicht, getreu unserem Credo vom möglichst geringen Bauelementeaufwand der I²C-Bausteine, mit sehr sparsamer

Schaltungsumgebung und als kompakte Lösung die Ausgabe von Daten über den Bus auf bis zu vier 7-Segment-LED-Anzeigen.

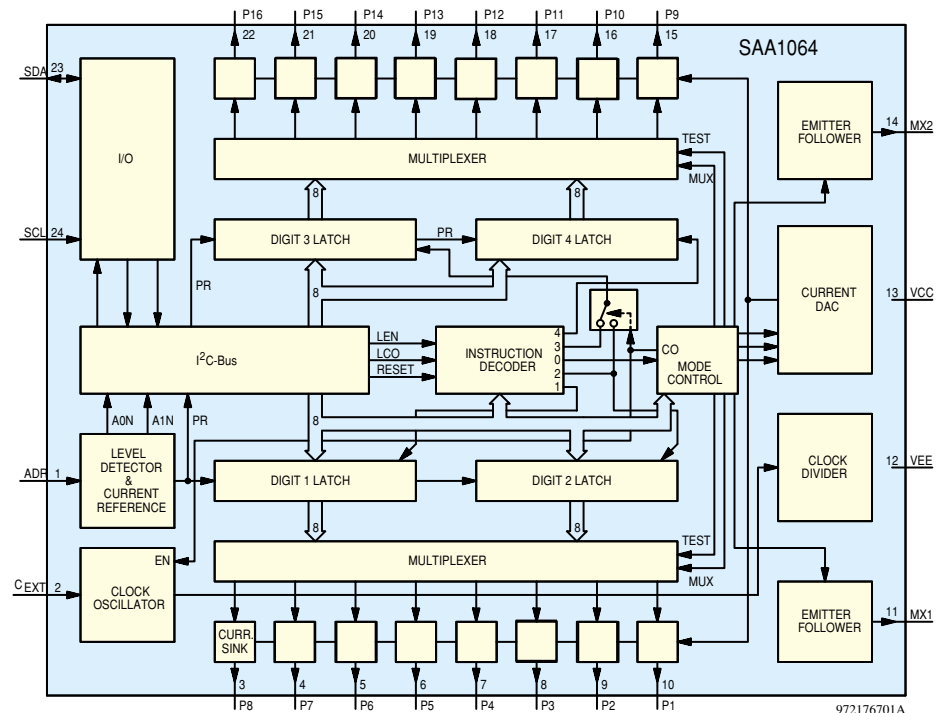


Bild 1: Blockschaltbild des SAA1064

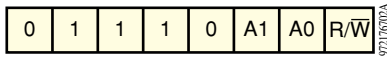


Bild 2: SLAVE-Adresse des SAA1064

Dabei sind alle LED-Segmente einzeln ansteuerbar, so daß die Anzeigen im Rahmen der Möglichkeiten einer 7-Segment-Anzeige beliebige Daten ausgeben können.

Bis zu vier dieser Display-Boards sind gleichzeitig am I²C-Bus einsetzbar. Die Platine ist für den Anschluß des ELV-I²C-PC-Interface ausgelegt, kann aber universell an jedem Mikrocontroller mit I²C-Bus-Interface betrieben werden.

SAA 1064 - intern

Hauptbestandteil der Schaltung ist das speziell zur Ansteuerung von LED-Anzeigen konzipierte IC vom Typ SAA 1064, dessen Blockschaltbild in Abbildung 1 dargestellt ist. Die Anschlußbelegung des Schaltkreises ist dem Schaltbild (Abbildung 9) zu entnehmen.

Das in einem 24poligen Gehäuse untergebrachte IC weist folgende Merkmale auf:

- I²C-Bus-Interface
- Ansteuerung von bis zu vier 7-Segment-Anzeigen oder 32 einzelnen LEDs
- Softwaremäßige Einstellung des Segmentstroms (0 bis 21mA in 3 mA-Schritten)

Tabelle 1: Adreßauswahl des SAA1064

Adreßbits		Jumper		
A1	A2	J2	J3	J4
0	0	0	0	1
0	1	0	0	0
1	0	0	1	0
1	1	1	0	0

0 = Jumper offen
1 = Jumper geschlossen

Jeder der 16 Ausgänge verfügt über eine Stromsenke. Alle Stromsenken sind gemeinsam über einen Softwarebefehl programmierbar (LED-Strom von 0 bis 21 mA, in 3 mA-Schritten einzustellen). Hierdurch entfallen die sonst üblichen Vorwiderstände für die LEDs, und es kann jederzeit eine Anpassung der LED-Helligkeit an die Um-

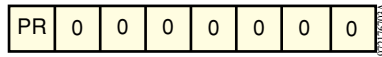


Bild 3: STATUS-Byte des SAA1064

gebungshelligkeit vorgenommen werden.

Anstelle der 7-Segment-Anzeigen können aber auch einzelne LEDs zum Einsatz kommen, da der SAA 1064 die Programmierung jedes Ausgangs und somit jedes einzelnen Segments zuläßt. Damit ist eine große Vielfalt an Anzeigemöglichkeiten eröffnet.

Der SAA 1064 kennt zwei Betriebsarten:

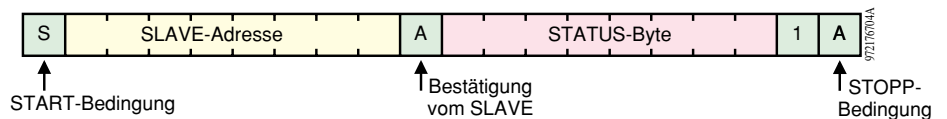


Bild 4: Lesen des STATUS-Byte

- 1. Static Mode:** In dieser Betriebsart stehen 16 statische Ausgänge zur Verfügung, somit sind zwei 7-Segment-Anzeigen mit Dezimalpunkt ansteuerbar.
- 2. Dynamic Mode:** Dieser Modus realisiert den Multiplexbetrieb, wodurch sich die Anzahl der Ausgänge von 16 auf 32 verdoppelt. Somit können vier 7-Segment-Anzeigen angesteuert werden. Lediglich ein externer Kondensator an Pin 2 (C_{ext}) bestimmt den Wert der Multiplexfrequenz.

Die Kommunikation des SAA 1064 mit dem I²C-Bus erfolgt über das I²C-Bus-Interface des ICs (Pin 23 und Pin 24), wobei der Baustein durch seine SLAVE-Adresse (Abbildung 2) über den Bus eindeutig anzusprechen ist.

Um mehrere Bausteine gleichen Typs am I²C-Bus betreiben zu können, sind die unteren zwei Bits (A 0 und A 1) der SLAVE-Adresse programmierbar.

Damit lassen sich vier verschiedene SLAVE-Adressen über einen spannungsempfindlichen Eingang (Pin 1) einstellen. Der interne Spannungskomparator des SAA 1064 kann dazu vier verschiedene Spannungspegel (0V, 3/8 V, 5/8 V und V_{CC}) auswerten. Jedem Pegel ist eine Adresse zugeordnet. Mit Hilfe der Jumper J 2 bis

J 4 kann der externe Spannungsteiler auf die entsprechende Spannung und damit Adresse eingestellt werden. Die Zuordnung der Jumper J 2 bis J 4 zu den Adress-Bits A 0 und A 1 ist in Tabelle 1 dargestellt.

Das R/W-Bit der SLAVE-Adresse gibt an, ob Daten geschrieben oder gelesen werden sollen. Eine logische „1“ bedeutet Lesen, und eine „0“ steht für Schreiben.

Der SAA1064 bietet die Möglichkeit, ein STATUS-Byte (siehe Abbildung 3) auszulesen. Dieses STATUS-Byte enthält das „PR“- (Power-Reset)-Flag, welches bei einem korrekt durchgeführten Reset ge-

setzt wird. Tritt ein Fehler im Einschaltmoment auf, bleibt dieses Bit auf „0“ stehen. Durch Auslesen des STATUS-Bytes erfolgt das Rücksetzen des PR-Bit.

Die Steuerung über den I²C-Bus

Das I²C-Protokoll für einen Lesezugriff ist in Abbildung 4 dargestellt.

Die Übertragung wird vom MASTER gestartet, indem dieser eine START-Bedingung generiert und anschließend die SLAVE-Adresse sendet, die der SLAVE bestätigt.

Für einen Lesezugriff muß das R/W-Bit gesetzt sein, damit der SLAVE (SAA 1064) den Lesezugriff erkennt.

Anschließend kann das Lesen des STATUS-Bytes (enthält das „PR“-Bit) erfolgen. Das gelesene Byte wird nicht vom MASTER bestätigt.

Die Generierung einer STOPP-Bedingung durch den MASTER beendet dann die Übertragung.

In Abbildung 5 ist ein Protokoll zum Schreiben von Daten in den SAA 1064 zu sehen. Zuerst wird wie gewohnt die SLAVE-Adresse vom MASTER gesendet und bei korrekter Übertragung vom SLAVE bestätigt.

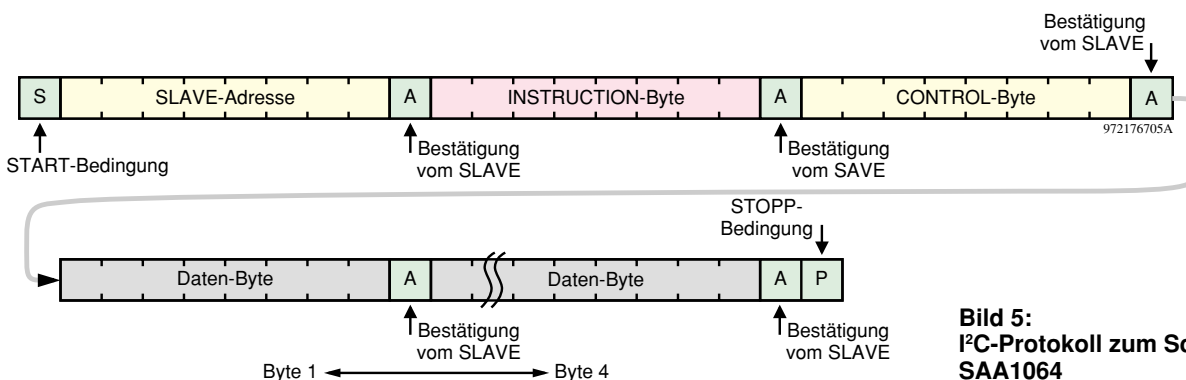


Bild 5: I²C-Protokoll zum Schreiben in das SAA1064

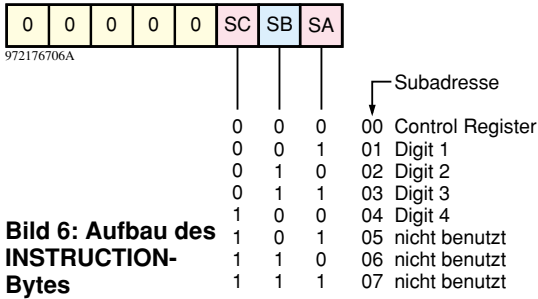


Bild 6: Aufbau des INSTRUCTION-Bytes

Wird ein Bit auf „1“ gesetzt, leuchtet das entsprechende Segment der Anzeige auf (siehe Abbildung 8). Auf diese Weise kann man neben den Ziffern auch selbstdefinierte Zeichen zur Anzeige bringen.

Zur Beendigung der Datenübertragung generiert der MASTER eine STOPP-Bedingung.

Schaltung

Das Schaltbild des I²C-Display-Boards ist in Abbildung 9 dargestellt. Die beiden parallel geschalteten Buchsen BU1 und BU2 stellen die Verbindung zum I²C-Bus her. Sie versorgen das Board mit Betriebsspannung und führen die SCL- und SDA-Leitungen mit sich.

Die Versorgungsspannung für die Schaltung ist wahlweise extern über die Buchse BU 3 (7V bis 15V) oder intern (über den I²C-Bus) über die Buchse BU 1 bzw. BU 2 (5V) zuführbar. Diese Auswahl ist durch entsprechendes Setzen des Jumpers J1 auf „Int.“ oder „Ext.“ möglich.

Im Fall der externen Spannungsversorgung erfolgt mittels IC 1 die Stabilisierung der Betriebsspannung auf 5V. Die Kondensatoren C1 bis C4 sowie C 6 und C 7 dienen zur Siebung bzw. Störunterdrückung.

Das IC 2 (SAA1064) steuert über die Ausgänge P 1 bis P 16 die Segmente und den Dezimalpunkt der vier 7-Segment-Anzeigen (DI 1 bis DI 4) an.

Die Steuerausgänge MX 1 (Pin 11) und MX 2 (Pin 14) sorgen über die Transistoren T 1 und T 2 dafür, daß jeweils nur zwei der vier 7-Segment-Anzeigen gleichzeitig aktiv sind (Multiplexbetrieb).

Die Widerstände R3 bis R5 bilden einen mittels Jumper J 2 bis J 4 einstellbaren Spannungsteiler zur Einstellung der gewünschten SLAVE-Adresse über Pin 1 des SAA 1064.

Mit dem nachfolgenden INSTRUCTION-Byte erfolgt das Laden eines Registerzählers, mit dem acht verschiedene Register auswählbar sind. Für die Adressierung der Subadresse sind die Bits SA bis SC zuständig. Die Zuordnung, welche Bitkombination welches Register bzw. welche Subadresse anspricht, ist in Abbildung 6 zu sehen. Eine Auto-Inkrement-Schaltung sorgt dafür, daß der Registerzähler nach jedem Daten-Byte um eins erhöht wird.

Erfolgt z. B. mit dem INSTRUCTION-Byte zuerst die Auswahl des Registers mit der Subadresse 0 (CONTROL-Register), wird das nachfolgende Daten-Byte in dieses Register geschrieben, das nächste Byte in Register 1 (Digit 1) usw.

Nach Erreichen des Registers 7 beginnt der Registerzähler wieder bei 0.

Die einzelnen Register haben folgende Funktionen:

- CONTROL-Register:

Das CONTROL-Register legt den Betriebsmodus, den Ausgangsstrom und die Anzahl der eingeschalteten Digits fest. Zusätzlich können mit Bit C3 alle Segmente aktiviert werden (Testmode). Eine Auflistung aller Funktionen ist in Abbildung 7 dargestellt.

- Digit 1 bis Digit 4:

Jedes dieser Register korrespondiert mit einer der vier möglichen 7-Segment-Anzeigen.

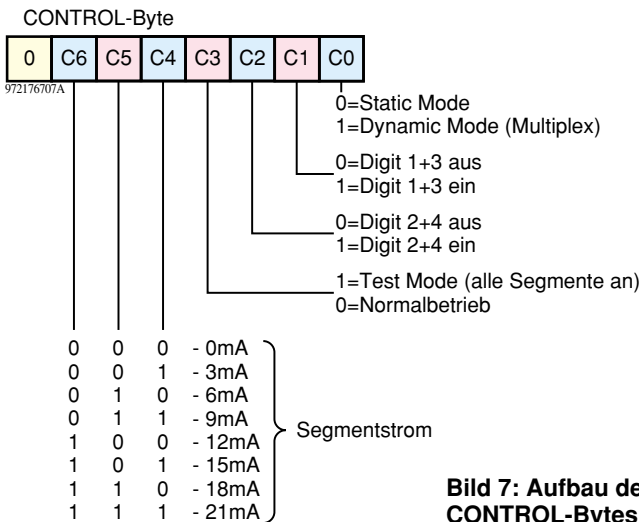


Bild 7: Aufbau des CONTROL-Bytes

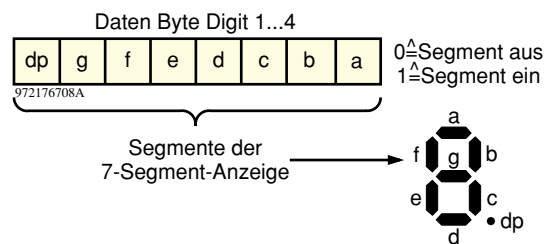


Bild 8: Aufbau des Datenbytes für Digit 1 bis 4

Stückliste: I²C-LED-Board

Widerstände:

220Ω	R1, R2
10kΩ	R3
18kΩ	R5
22kΩ	R4

Kondensatoren:

2,7nF	C5
100nF/ker	C2, C4, C7
10µF/25V	C3, C6
47µF/25V	C1

Halbleiter:

7805	IC1
SAA1064	IC2
BC548	T1, T2
HDSP5501	DI1-DI4

Sonstiges:

SUB-D-Buchsenleiste,	
9polig, print BU1
SUB-D-Stiftleiste,	
9polig, print BU2
Klinkenbuchse, 3,5mm,	
mono, print BU3
Stiftleiste, 1 x 3polig J1
Stiftleiste, 1 x 2polig J2-J4
2 Jumper	
1 Kühlkörper, SK 13	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 8mm	
1 Mutter, M3	

Nachbau

Die wenigen Bauteile für das I²C-LED-Board finden auf einer doppelseitigen Platine mit den Abmessungen 66 x 84 mm Platz. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplans, wobei die Bauteile von oben durch die entsprechenden Bohrungen gesteckt, auf der Platinenunterseite verlötet und überstehende Drahtenden mit einem Seitenschneider abzuschneiden sind, ohne dabei die Lötstellen zu beschädigen. Bei den Halbleitern und den Elkos ist unbedingt auf die richtige Einbaulage bzw. Polung zu achten.

IC 1 wird zur besseren Wärmeabfuhr mit einem Kühlkörper versehen, immerhin kann die Baugruppe aufgrund der LED-Anzeige bis zu 200 mA aufnehmen. Hierzu sind die

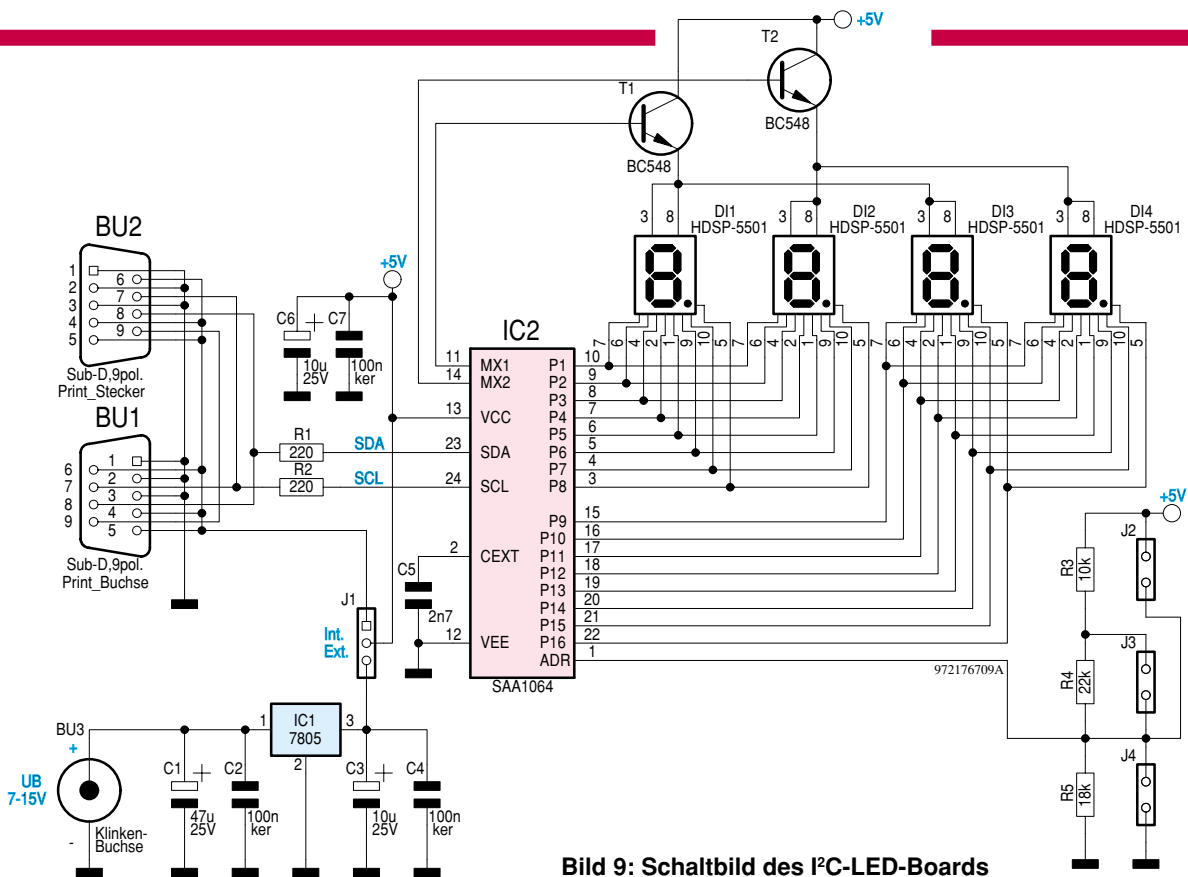


Bild 9: Schaltbild des I²C-LED-Boards

Anschlüsse des Spannungsreglers entsprechend den Bohrungen auf der Platine abzuwinkeln. Anschließend wird er zusammen mit dem Kühlkörper und einer M3x8mm-Schraube auf der Platine festgeschraubt und anschließend verlötet.

Damit ist der Aufbau bereits beendet, und die Schaltung ist nach nochmaliger Überprüfung der exakten Bestückung einsatzbereit.

Software

Die Grundroutinen zur Ansteuerung des

I²C-Display-Boards liegen als Quellcode in den Programmiersprachen C und PASCAL vor.

Ein kleines Beispielpogramm zeigt die Anwendung der Routinen im Zusammenhang mit dem I²C-PC-Interface.

Die Ansteuerung des I²C-Display-Boards ist sehr einfach, so daß dazu lediglich zwei Funktionen benötigt werden.

Mit der Funktion „LED_OUT (Adresse, Control_Byte, Display[]);“ erfolgt die Ausgabe auf das I²C-Display-Board.

Die Variable „Adresse“ entspricht der I²C-Adresse des Boards, so daß bis zu 4

verschiedene Boards über einen I²C-Bus ansteuerbar sind.

Die Variable „Control_Byte“ dient der Konfiguration des LED-Treibers. Diese gibt sowohl die Anzahl der 7-Segment-Anzeigen als auch deren Kontrast vor.

Der Inhalt der Anzeigen wird in das Datenfeld „Display[]“ übergeben. Es enthält für jede Anzeigenstelle einen Eintrag, bei dem jedes Bit einem Anzeigensegment entspricht.

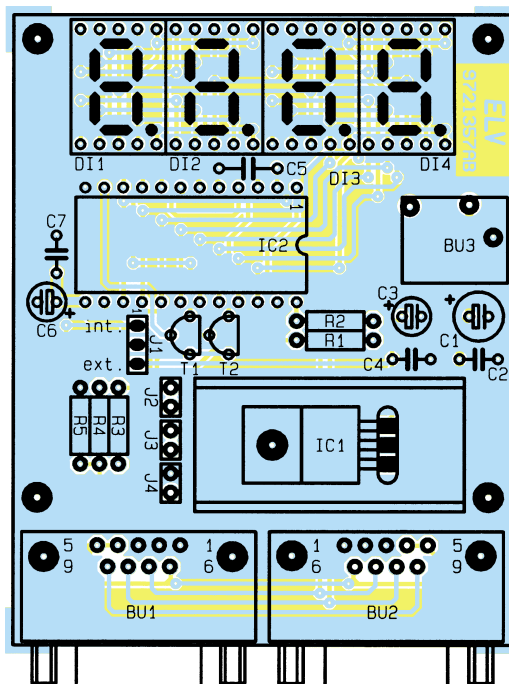
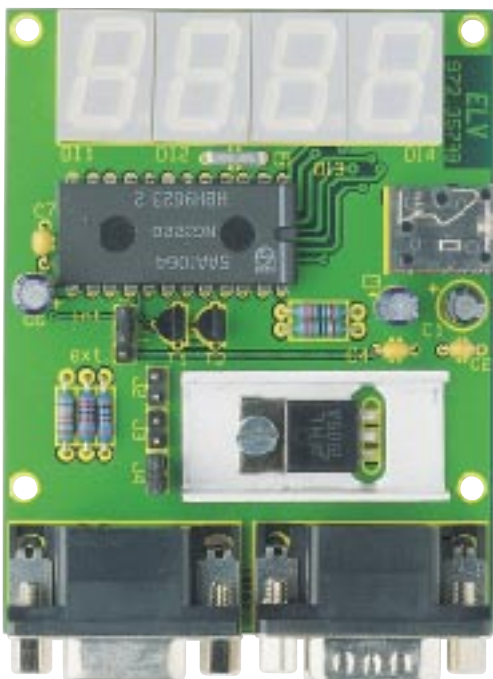
Die Funktion „LED_CONTROL_OUT (Adresse, Control_Byte);“ sorgt lediglich für die Übertragung des Control-Bytes. Hierdurch kann zum Beispiel der Kontrast der Anzeige verändert werden.

Der aktuelle Wert des Control-Bytes ist in der globalen Variable „CONTROL_BYTE“ abgelegt, so daß einzelne Bits mit Hilfe von UND- und ODER-Verknüpfungen einstellbar sind.

Mit dieser Funktion kann man zum Beispiel eine blinkende Anzeige realisieren, indem der Kontrast ständig zwischen 0 und dem Normalwert umgeschaltet wird.

Die Quellcodes zur Ansteuerung des I²C-Display-Boards liegen dem Bausatz auf einer Programmdiskette bei oder können über die ELV-Infobox per Modem kostenlos abgerufen werden, wobei nur die Telefongebühren anfallen. **ELV**

Fertig aufgebaute Platine mit Bestückungsplan





Double-Power-Supply

DPS 9000 Teil 1

2 x 0 - 30 V / 0 - 2 A

Dieses neue Doppelnetzteil stellt zwei galvanisch voneinander getrennte Ausgangsspannungen im Bereich von 0 bis 30 V / 2 A zur Verfügung, die sowohl getrennt als auch in Reihen- oder Parallel-Schaltung nutzbar sind.

Allgemeines

Die in der Elektronik verwendeten Bausteine und Komponenten werden immer komplexer und leistungsfähiger, wodurch bei Prüfung und Betrieb oft eine einzige Versorgungsspannung nicht ausreicht.

So ist zur Inbetriebnahme einer Gegenaktendstufe in der Regel immer eine erdsymmetrische Versorgungsspannung erforderlich (z.B. + 20 V / 0 V / -20 V). Auch zahlreiche OPV-Schaltungen können nur mit einer solchen symmetrischen Spannung betrieben werden. In der kombinierten Digital-/Analogtechnik sind auch vielfach zwei Spannungen erforderlich, wenn z.B. die TTL-Logik 5 V erfordert, hingegen der Analog-Teil 12 V. Die Reihe der

Beispiele ließe sich nahezu beliebig fortführen.

Das neue Doppelnetzteil DPS 9000 ist eine Weiterentwicklung des tausendfach

bewährten Doppelnetzteiles DPS 7000. So wurde bei der Überarbeitung dem technischen Fortschritt Rechnung getragen und die Schaltung im Hinblick auf die Anfor-

Tabelle 1: Technische Daten DPS 9000

Eingangsspannung:	230 V ± 10% 50/60 Hz
Ausgangsspannung:	2 x 0-30 V stufenlos, getrennt einstellbar
Ausgangsstrom:	2 x 0-2 A stufenlos, getrennt einstellbar
Restwelligkeit:	Spannung 1 mV _{eff} / Strom 0,01 %
Innenwiderstand:	Spannungskonstanter 0,01 Ω
	Stromkonstanter 22 kΩ
Stromanzeige:	2 x 4stellig, 1 mA Auflösung
	Spannungsanzeige 2 x 3stellig, 0,1 V Auflösung
Sonstiges:	getrennte, elektronische Temperatursicherung der Endstufen,
	temperaturgeführte Lüftersteuerung
	im Trafo eingebaute, reversible Übertemperatursicherung

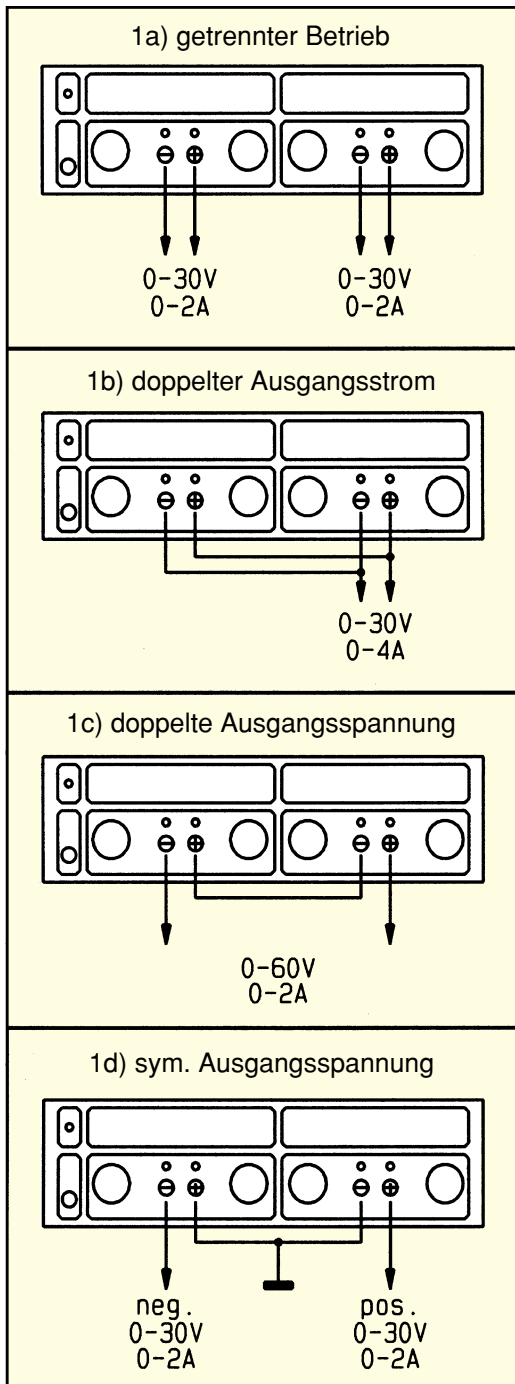


Bild 1: Verschaltungsmöglichkeiten der galvanisch getrennten Ausgänge des DPS 9000

derungen bezüglich der EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) des Gerätes angepaßt.

Das Double-Power-Supply DPS 9000 besteht aus zwei galvanisch völlig voneinander getrennten Netzteilen mit je einer einstellbaren Ausgangsspannung von 0 bis 30 V und einem ebenfalls stufenlos einstellbaren Ausgangsstrom von 0 bis 2 A. Durch die Schaltungsauslegung können beide Netzteileneinheiten miteinander kombiniert werden, wodurch sich hinsichtlich Ausgangsspannung und Ausgangsstrom große Nutzungsbereiche ergeben.

In Abbildung 1 sind die vier Verschal-

tungsmöglichkeiten des DPS 9000 dargestellt. Abbildung 1a zeigt dabei den vollkommen getrennten Einsatz, während Abbildung 1b den Parallelbetrieb mit doppeltem Ausgangsstrom darstellt (0 - 30 V / 4 A). In Abbildung 1c ist der Reihenbetrieb mit bis zu doppelter Ausgangsspannung (0 - 60 V / 2 A) und in Abbildung 1d der Reihenbetrieb mit symmetrischer Ausgangsspannung gezeigt (plus 0-30 V / Masse / minus 0-30 V).

Die jeweils eingestellten bzw. anstehenden Werte für Strom und Spannung sind auf vier getrennten LED-Displays gleichzeitig ablesbar. Für die Stromanzeige wird ein 4stelliges Display eingesetzt, wodurch sich die hohe Auflösung von 1 mA ergibt. Die Anzeige der Ausgangsspannung erfolgt auf einem 3stelligen Display mit 0,1 V Auflösung.

Durch den Einsatz eines 226 VA Ringkerntransformator in Verbindung mit dem leistungsfähigen innen liegenden Lüfter-Kühlkörper LK75 steht die volle Ausgangsleistung im Dauerbetrieb zur Verfügung. Tritt z. B. in Folge abgedeckter Lüfterschlitze eine Überlastung von Netztransformator und/oder Endstufen auf, wird eine Temperatursicherung beide Netzteile gleichzeitig abschalten. Hierdurch wird gewährleistet, daß ein angeschlossener Verbraucher mit z. B. erdsymmetrischer Speisung insgesamt abgeschaltet wird und dadurch keinen Schaden nimmt. Dieses Feature kann bei einer Versorgung mit 2 getrennten Netzgeräten im allgemeinen nicht realisiert werden.

Weiterhin wird durch eine temperaturgeregelte Lüftersteuerung eine dem tatsächlichen Kühlbedarf der Endstufe angepaßte Lüfterdrehzahl eingestellt. So wird immer eine der Verlustleistung angepaßte Kühlung bei minimierter Geräuschemission erreicht.

Die weiteren anspruchsvollen technischen Daten des DPS 9000 sind in Tabelle 1 übersichtlich zusammengefaßt.

Um die für ein Labornetzgerät wichtige Anforderung einer kleinen Restwelligkeit der Ausgangsspannung zu erhalten, führt auch heutzutage kein Weg an einem Netzteil mit Längsregelung vorbei. Die prinzipielle Schaltung eines solchen Längsreglers ist relativ einfach und den meisten Technikern geläufig. Eine so extrem rausch- und brummarme Ausgangsspannung, wie es das DPS 9000 erzeugt, kann aber nicht mit einer x-beliebigen Längsreglerschal-

tung erzeugt werden. Hierfür muß eine dahingehend durchdachte Schaltungsauslegung erfolgen. So ist im DPS 9000 z. B. durch die geschickte Wahl des Bezugspunktes ein günstiger Aufbau möglich, was eine weitere Voraussetzung für eine kleine Rausch- und Brummspannung ist. So entspricht im DPS 9000 der Bezugspunkt der Schaltung (Schaltungsmasse) der positiven Ausgangsklemme des Netzgerätes.

Weiterhin ist dem Platinen-Layout besondere Aufmerksamkeit zu widmen, um die sehr guten technischen Daten auch unter extremen Lastbedingungen gewährleisten zu können.

All diese Besonderheiten und Anforderungen an eine Netzteilerschaltung, die im DPS 9000 konsequent umgesetzt wurden, ergeben letztendlich die sehr guten technischen Daten dieses Doppelnetzgerätes.

Schaltung

In Abbildung 2 ist das Hauptschaltbild des Double-Power-Supply DPS 9000 dargestellt. Dieser Schaltungsteil, wie auch das in Abbildung 4 gezeigte Schaltbild der Analog/Digital-Wandler für die Strom- und Spannungsmessung, sind im DPS 9000 jeweils zweimal weitgehend identisch vorhanden.

Damit es beim späteren Aufbau eine eindeutige Zuweisung der einzelnen Bauelemente zu der jeweiligen Netzteilstufe gibt, werden für die identisch aufgebaute zweite Stufe in der Stückliste und im Bestückungsplan Bauteilbezeichnungen mit einer Numerierung ab 201 verwendet. Dies bedeutet, daß der in der linken Netzteilstufe mit R 118 bezeichnete Widerstand dann in der rechten Netzteilstufe dem Widerstand R 218 entspricht. Um zur Bauteilnumerierung des zweiten Netzteils zu kommen, ist also lediglich der Wert 100 zur angegebenen Bauteilbezeichnung hinzuzufügen.

Die über die Platinenanschlußpunkte ST 1 und ST 2 zugeführte Netzwechselspannung gelangt über den 2poligen Netzschalter S 1 auf die Primärwicklung des besonders leistungsfähigen 226VA-Ringkerntransformators, der zur Versorgung der beiden Netzteilstufen dient. Dieser Trafo besitzt insgesamt 12 Anschlüsse, die wie folgt aufgeteilt sind:

Die 230V-Primärwicklung ist im Schaltplan mit „A“ und „B“ gekennzeichnet. Für die linke Netzteilstufe steht die Hauptwicklung mit den Bezeichnungen „F“ und „G“ zur Verfügung, während die Wicklung für die Erzeugung der Hilfsspannungen mit „C, D, E“ bezeichnet ist. Die zweite Netzteilstufe wird über die Hauptwicklung mit den Anschlüssen „K“ und „L“ und die Steuerwicklung mit den Bezeichnungen „H, I, J“ versorgt. Die im Schaltbild in

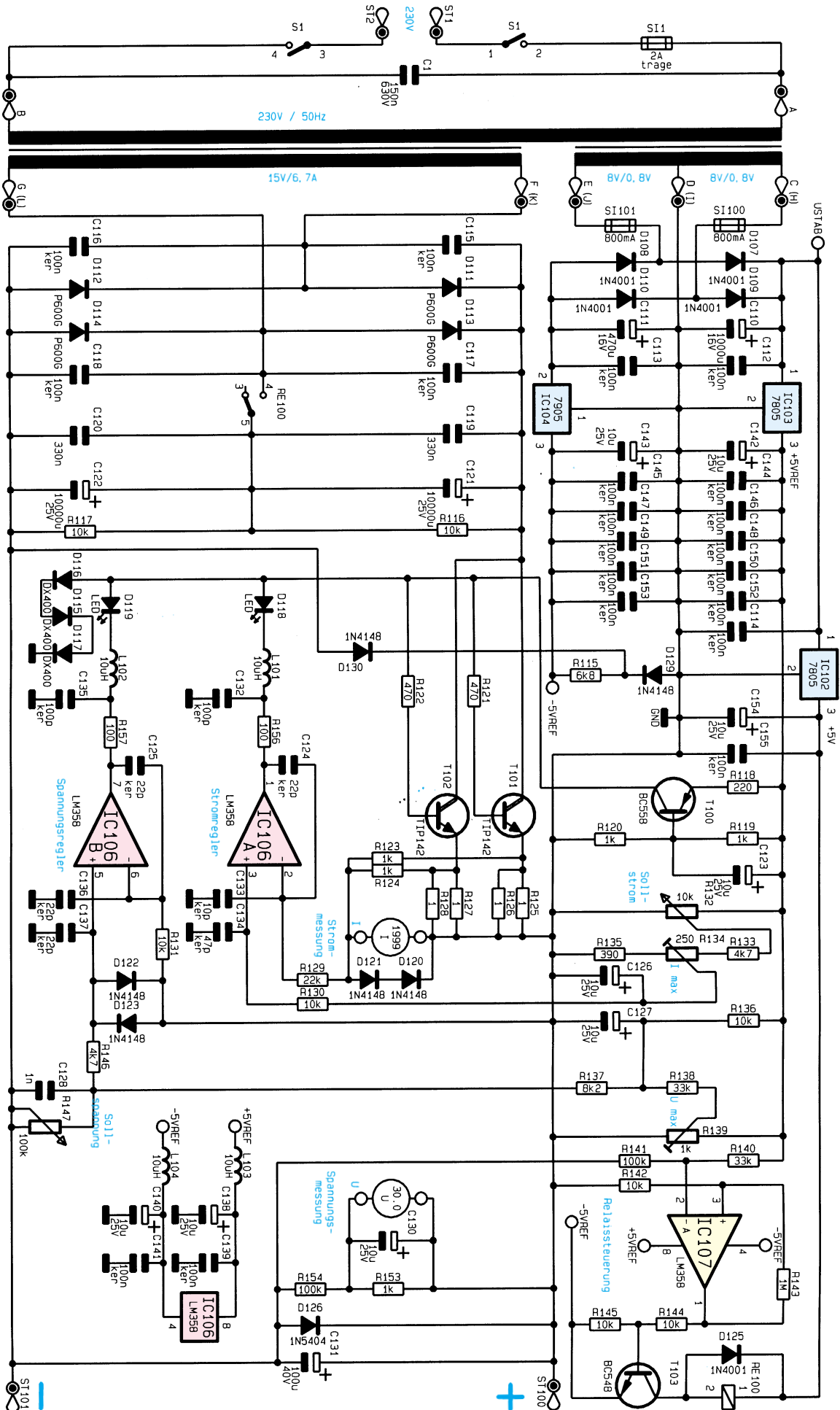


Bild 2: Schaltbild des Leistungsteiles mit Steuer- und Regelschaltungen

Klammern angegebenen Anschlußbezeichnungen beziehen sich auf die hier nicht gezeigte zweite Netzteilstufe.

Die erste im oberen Bereich des Schaltbildes dargestellte Trafowicklung mit Mittelanzapfung mit den Anschlußbezeichnungen „C, D, E“ dient zur Speisung der Steuerelektronik sowie der Digital-Anzeigen für Spannung und Strom (siehe Abbildung 4).

Mit Hilfe der Dioden D 107 bis D 110 wird zunächst eine Gleichrichtung und durch die Elektrolyt-Kondensatoren C 110 und C 111 eine Pufferung vorgenommen. Die so gewonnene positive Gleichspannung dient zur Versorgung des Kühlkörperlüfters und gelangt auf die Festspannungsregler IC 102 und IC 103 vom Typ 7805, während die negative Gleichspannung auf den Festspannungsregler IC 104 des Typs 7905 gelangt. An den jeweiligen Ausgangspins von IC 103 und IC 104 stehen eine positive sowie eine negative stabilisierte Spannung zur Verfügung der Regelelektronik zur Verfügung. Gleichzeitig dienen diese beide Spannungen als Referenzspannung für den U- bzw. I-Regler und tragen daher die Bezeichnung „+5V REF“ und „-5V REF“.

Mit dem dritten Spannungsregler IC 102 wird eine weitere stabilisierte +5V-Spannung erzeugt, die nur zur Versorgung der Digital-Anzeigen für Strom und Spannung dient. Je nach Anzahl der gerade angesteuerten Segmente der LED-7-Segmentanzeigen kann hier die Stromaufnahme in weiten Bereichen schwanken. Um einen Einfluß auf die Steuerelektronik und somit auf die Regelung zu vermeiden, wird hierfür ein separater Spannungsregler eingesetzt. Alle drei Spannungsregler sind für eine optimale Wärmeabfuhr an dem Lüfter-Kühlkörper angebracht.

Die Schaltung der Leistungsstufe sowie die Steuer- und Regelschaltung des Doppelnetztes DPS 9000 ist in Abbildung 2 dargestellt.

Die von dem großzügig dimensionierten Netztrafo kommende Wechselspannung gelangt über die Platinenanschlußpunkte F und G bzw. K und L auf den mit den Dioden D 111 und D 114 aufgebauten Brückengleichrichter. Die den Gleichrichterdiode parallelgeschalteten Kondensatoren C 115 bis C 118 sorgen für eine Störpulsunterdrückung im Bereich der „Schaltschwellen“ dieser Dioden.

Um die Verlustleistung der Endstufen möglichst gering zu halten, ist mit dem Relais RE 100 eine Umschaltung zwischen „normalem“ Brückenbetrieb und Spannungsverdoppelung realisiert.

Bei eingestellten Ausgangsspannungen unterhalb 15 V befindet sich das Relais in der eingezeichneten Stellung (Kontakt geöffnet). Werden Ausgangsspannungen

oberhalb 15 V gefordert, so wird Relais RE100 einschaltet (Kontakt 4 und 5 geschlossen), und es ergibt sich eine Spannungsverdopplung an den dann in Reihe geschalteten Siebkondensatoren C121 und C122. Somit werden die Endstufentransistoren T 101 und T 102 mit der doppelten Spannung versorgt.

Angesteuert wird das Relais RE 100 über den Treibertransistor T 103 von einem Spannungskomparator, der mit IC 107 A und Zusatzbeschaltung aufgebaut ist. Bei diesem Komparator wird die Ausgangsspannung des DPS 9000 über den Widerstandsteiler aus R 140 und R 141 gemessen und mit der an Pin 3 anliegenden Spannung verglichen. Die Widerstände sind so dimensioniert, daß, wenn die Ausgangsspannung den Wert von 15 V überschreitet, der nicht-invertierende OPV-Eingang (Pin 3) positiver gegenüber dem invertierenden Eingang (Pin 2) ist und der Komparator am Ausgang (Pin 1) auf High-Pegel umschaltet. Über die Widerstände R 144 und R 145 wird nun der Transistor T 103 durchgeschaltet, das Relais RE 100 schaltet um und die Spannung an den Endstufentransistoren verdoppelt sich, um die geforderte erhöhte Ausgangsspannung liefern zu können. Mit dem Widerstand R 143 ist eine Mitkoppelung realisiert, die für eine definierte Hysterese sorgt. Somit wird ein permanentes Umschalten im Bereich der 15V-Schwelle unterbunden.

Die Leistungsstufe des DPS 9000 ist als Längsregler ausgeführt und mit den Darlingtons-Leistungstransistoren T 101 und T 102 vom Typ TIP142 aufgebaut. In deren Emitterleitung befinden sich die Widerstände R 125 und R 126 bzw. R 127 und R 128. Diese Widerstände haben eine Doppelfunktion. Zum einen dienen sie als Ausgleichselemente für die Exemplarstreuungen der Leistungstransistoren, und zum anderen bilden sie den Shunt-Widerstand zur Erzeugung einer stromproportionalen Meßspannung für den I-Regler und die Stromanzeige.

Stromregler

Über die zur Entkopplung dienenden Vorwiderstände R 123 und R 124 gelangt diese auf Schaltungsmasse bezogene Meßspannung (Schaltungsmasse entspricht der positiven Ausgangsklemme des Netzgerätes) auf den Meßeingang des digitalen Amperemeters in Abbildung 4 und auf den invertierenden Eingang (Pin 2) des für die Stromregelung zuständigen Operationsverstärkers IC 106 A. Die Dioden D 120 und D 121 schützen den Regler und den AD-Wandler des Amperemeters im Kurzschlußfall.

Den Sollwert, d. h. die Vorgabe für den eingestellten Ausgangsstrom, erhält der Stromregler IC 106 A über den Widerstand

R 130 an seinem nicht-invertierenden Eingang Pin 3. Eingestellt wird der Sollwert mit Hilfe des auf der Frontplatte befindlichen Stromeinstellers R 132 in Verbindung mit den Widerständen R 133 bis R 135. Der Trimmer R 134 dient zur einmaligen Einstellung des maximalen Ausgangsstromes von 2 A.

Im folgenden soll die Funktion des Stromreglers näher erläutert werden.

Die beiden Endstufentransistoren T 101 und T 102 erhalten ihren Basisstrom von der Konstantstromquelle, die mit dem Transistor T 100 und Zusatzbeschaltung aufgebaut ist. Die Stromquelle ist so dimensioniert, daß sie für die Endstufentransistoren einen maximalen Strom von ca. 8 mA liefert. Sind die Ausgangsdioden der Regler, D 118 für den Stromregler IC 106 A und D 119 für den Spannungsregler IC 106 B, gesperrt, so fließt der gesamte Steuerstrom von 8 mA in die Basen der Endstufentransistoren, wodurch diese dann voll durchgesteuert sind. Welcher Regler (Strom- oder Spannungsregler) gerade aktiv ist, wird durch die betreffende Leuchtdiode (D 118 oder D 119) angezeigt. Grundsätzlich ist immer der Regler mit dem geringeren Ausgangswert in Betrieb.

Zur besseren Veranschaulichung wollen wir die genaue Funktion des Stromreglers an einem kompletten Regelzyklus beschreiben. Hierzu nehmen wir an, daß der Ausgang des Netztes kurzgeschlossen bzw. durch einen Verbraucher hinreichend niederohmig belastet ist und das Stromeinstellpoti R 132 am Rechtsanschlag steht, d. h. der maximale Ausgangsstrom von 2 A eingestellt ist. Der Stromregler IC 106 A erhält dadurch an Pin 3 einen Sollwert von 0,5 V vorgegeben.

Überschreitet nun der Ausgangsstrom einen Wert von 2 A, entspricht dies einem Spannungsabfall an den Emitterwiderständen R 125 bis R 128, der ebenfalls 0,5 V übersteigt. Am nicht-invertierenden Eingang Pin 2 des IC 106 A stellt sich somit ein höheres Potential als an Pin 3 ein, und der Ausgang Pin 1 strebt in Richtung negativer Spannung. Hierdurch wird LED D 118 leitend und zieht einen Teil des Basisstromes aus der mit T 100 aufgebauten Stromquelle von den Endstufentransistoren ab. Der von T 100 gelieferte Konstantstrom teilt sich somit auf und fließt sowohl in die Basen der Endstufentransistoren als auch über D 118 und den OPV-Ausgang ab. Wir gehen hierbei davon aus, daß D 119 gesperrt ist, da der Ausgang des IC 106 B (Pin 7) High-Potential führt, d.h. der Spannungsregler ist nicht aktiv, und das Netzteil arbeitet als Stromkonstanter.

Der Ausgang des Stromreglers IC 107 A wird soweit negativ, daß der Endstufensteuerstrom gerade so groß bleibt, daß der Netzgeräte-Ausgangsstrom einen Span-

nungsabfall an R 125 bis R 128 hervorruft, welcher der Soll-Wert-Vorgabe entspricht. Der Stromregler wird so die Regeldifferenz, d. h. die Abweichung zwischen Soll-Wert an Pin 3 und Ist-Wert an Pin 2, ausregeln. Es stellt sich ein Spannungsgleichgewicht an beiden Eingängen des IC 106 A ein.

Wird z. B. der Stromeinstellregler R 132 in Mittelstellung gebracht, d. h. auf halben Maximalstrom von 1 A eingestellt, bewirkt dies an Pin 3 des IC 106 A eine Soll-Wert-Vorgabe von 0,25 V, und der Ausgang des Stromreglers IC 106 A stellt sich nun so ein, daß ein gleicher Spannungsabfall an R 125 bis R 128 entsteht, entsprechend einem Netzgeräte-Ausgangsstrom von 1 A. Auf diese Weise kann der Ausgangsstrom von 0 bis zum Maximum von 2 A stufenlos vorgeählt werden.

Spannungsregler

Wenden wir uns dem Spannungsregler IC 106 B zu. Hierzu nehmen wir an, daß der Netzgeräteausgang (ST 100, ST 101) weitgehend unbelastet ist, so daß der dem Stromregler IC 106 A an Pin 3 bereitgestellte Vorgabewert über dem tatsächlichen Netzgeräte-Ausgangsstrom liegt und der Reglerausgang Pin 1 somit High-Potential führt, d. h. D 118 ist gesperrt und somit der Stromregler nicht aktiv.

Der invertierende Eingang Pin 6 des

Spannungsreglers IC 106 B liegt über R 135 an Schaltungsmasse, entsprechend der positiven Netzgeräte-Ausgangsspannung an ST 100. Die mit R 136 bis R 139 erzeugte Spannung an C127 gelangt über R 137 auf den gemeinsamen Knotenpunkt von R 137, R 146 und R 147. Hier wird die negative Ausgangsspannung über den Spannungseinstellregler R 147 geführt. R 146 verbindet diesen gemeinsamen Knotenpunkt mit dem nicht-invertierenden Eingang Pin 5 des IC 106 B. Dessen Ausgang kann über die LED D 119 (sofern leitend) einen Teil des Basis-Steuerstroms von den Endstufentransistoren abzweigen und somit die Netzgeräte-Ausgangsspannung verändern. Auch hier wollen wir die Funktion der Regelung anhand eines Beispielles beschreiben.

Nehmen wir an, R 147 ist auf maximalen Widerstand eingestellt und die Ausgangsspannung kleiner als mit R 147 vorgegeben. Dies bedeutet, daß der nicht-invertierende Eingang des IC 106 B über R 137 und R 146 positiveres Potential führt als der invertierende Eingang. Der Ausgang Pin 7 strebt somit in Richtung positiver Spannung, und die Endstufentransistoren werden über den dann steigenden Basisstrom weiter durchgesteuert. Hierdurch erhöht sich die Netzgeräte-Ausgangsspannung, d. h. die Spannung an ST 101 wird, bezogen auf die Schaltungsmasse (ST 100),

negativer. Der Strom durch R 147 nimmt dabei so weit zu, bis die Spannung an Pin 5 des IC 106 B gleich der Spannung an Pin 6 ist. Ist dieses Gleichgewicht gegeben, wird ein weiteres Ansteigen der Ausgangsspannung dadurch verhindert, daß der Spannungsregler über D 119 einen entsprechenden Teil des Basisstromes von den Endstufentransistoren abzieht. Es stellt sich so ein stationärer Zustand ein. Dieser ist dann gegeben, wenn die Netzgeräte-Ausgangsspannung denjenigen Wert aufweist, der sich durch Multiplikation des Stromes durch R 137 mit dem durch R 147 vorgeählten Widerstandswert ergibt. Auf diese Weise ist mit R 147 die Ausgangsspannung von 0 V bis zum Maximum von 30 V einstellbar.

Die sonstige Beschaltung der beiden Regler IC 106 A und IC 106 B mit L 101 bis L 104 und C 132 bis C 141 gewährleisten die sehr gute Ausgangsspannungsqualität des DPS 9000 auch unter erschwerten EMV-Bedingungen.

Damit sind nun sowohl der Spannungs- als auch der Stromregler detailliert in ihrer Funktion beschrieben.

Temperaturüberwachung

Mit IC 107 B und Zusatzbeschaltung ist die in Abbildung 3 dargestellte Temperaturüberwachung der Endstufen des DPS 9000 realisiert. Der Temperatursensor TS 100 wird in der Widerstandsbrücke, bestehend aus den Widerständen R 148 bis R 150 sowie dem Sensor selbst betrieben. Um eine ausreichende thermische Kopplung mit den Endstufentransistoren beider Netzteilstufen zu erreichen ist der Temperatursensor am Lüfter-Kühlkörper montiert.

Übersteigt die Temperatur der Endstufen den kritischen Wert von 90°C, so führt der invertierende Eingang des IC 107 B positives Potential gegenüber dem nicht-invertierenden Eingang Pin 6, wodurch der Ausgang des als Komparator geschalteten Operationsverstärkers von High-Potential nach Low-Potential wechselt.

Über die Leuchtdiode D 124 wird den Endstufentransistoren T 101 und T 102 der Basisstrom entzogen, und der Ausgangsstromfluß ist unterbrochen. Durch die Mitkopplung über R 152 wird eine Hysterese erzeugt, die ein permanentes Ein- und Ausschalten der Endstufen im Bereich der Übertemperatur verhindert.

Gleichzeitig mit dem Abschalten der linken Endstufe wird über den Optokoppler IC 105 die zweite Endstufe gesperrt, wodurch die Temperaturüberwachung lediglich einmal im DPS 9000 vorhanden zu sein braucht.

Auf der Optokoppler-Ausgangsseite wird über den Widerstand R 255 sowie die Diode D 227 der als Komparator beschal-

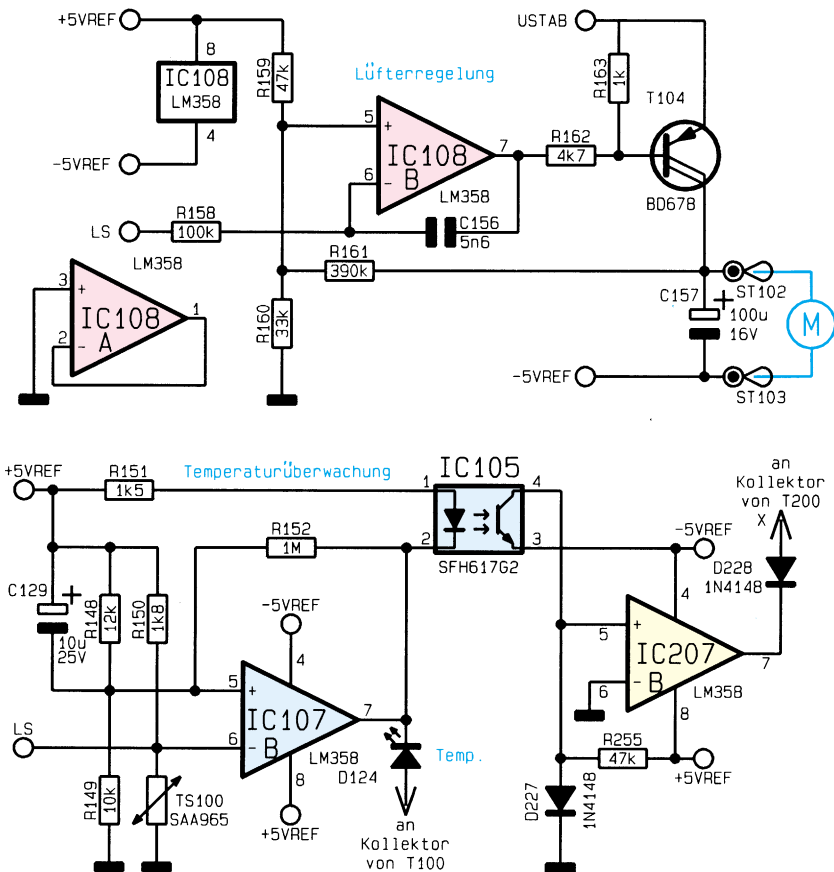


Bild 3: Temperaturüberwachung und Lüftersteuerung

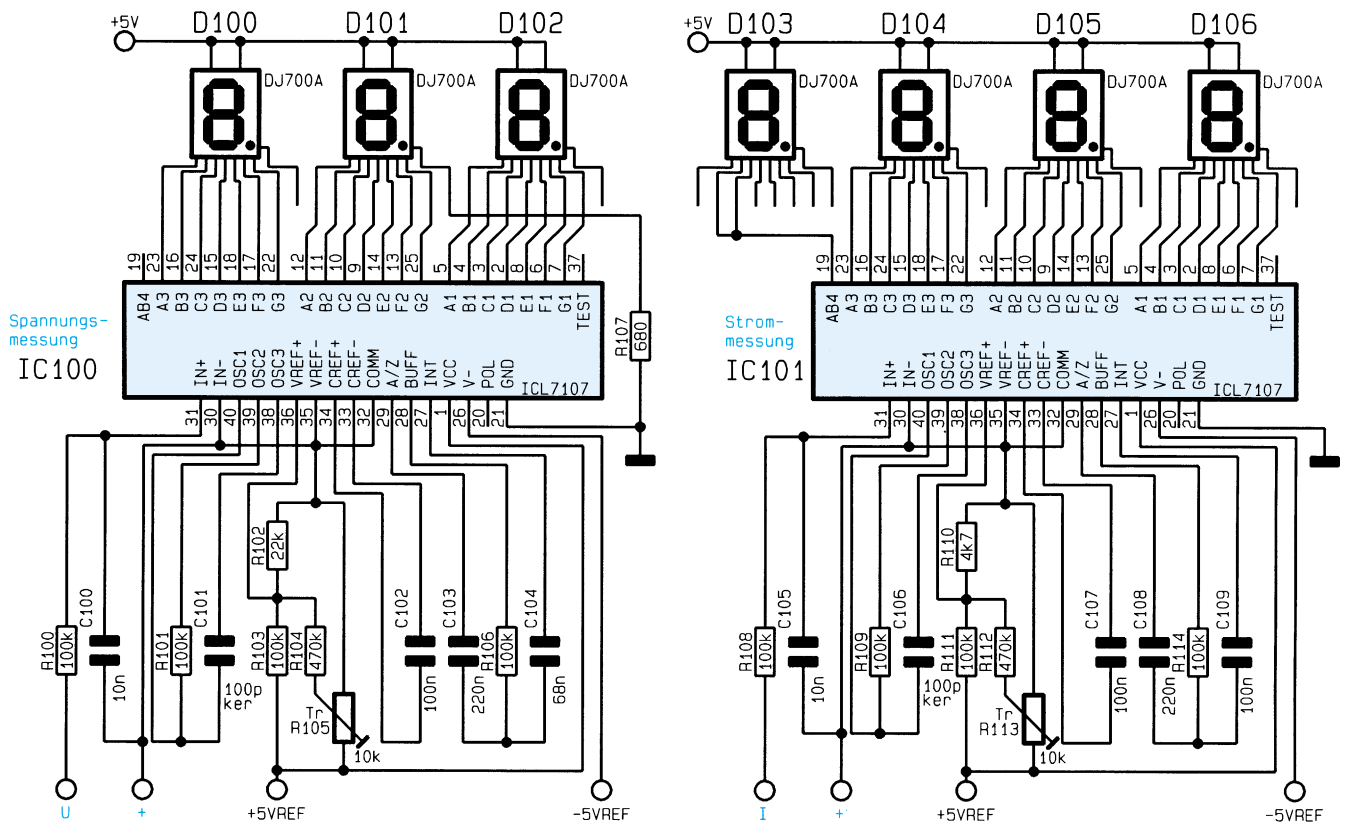


Bild 4: Schaltbild der AD-Wandler mit Strom- und Spannungsanzeige

tete Operationsverstärker IC 207 B angesteuert. Bei ausgelöster Temperatursicherung führt der Ausgang von IC 207 B Low-Pegel, und über die zur Entkopplung dienende Diode D 228 wird die angeschlossene rechte Endstufe gesperrt. Der OPV IC 207 B sowie die angeschlossenen externen Bauelemente sind der rechten Netzteilstufe zugeordnet.

Durch die Verwendung eines Optokopplers bleibt die für ein Doppelnetzteil wichtige galvanische Trennung beider Ausgänge erhalten.

Im Falle einer zu hohen Temperatur der Endstufe werden also beide Ausgänge des Doppelnetztes gesperrt, wodurch eine optimale Sicherheit für einen angeschlossenen Prüfling (z. B. Endverstärker) gewährleistet ist.

Für den Netztransformator ist keine externe Temperaturüberwachung notwendig, da der Trafo selbst eine reversible Temperatursicherung besitzt. Diese Sicherung befindet sich im Inneren der Trafowicklung und unterbricht die Stromversorgung beider Netzgerätestufen bei Erreichen einer kritischen Temperatur von 125°C. Nach Abkühlung des Transformators schaltet die Sicherung automatisch wieder ein.

Lüftersteuerung

Die in Abbildung 3 gezeigte temperatur-

geführte Lüftersteuerung ist mit IC 108 B und T 104 mit externer Beschaltung aufgebaut. Bei dieser Steuerung wird die Lüfterdrehzahl dem Kühlungsbedarf der Endstufe angepaßt. Dies bedeutet minimierte Geräuschentwicklung und an die Umgebungsbedingungen angepaßte Kühlung der Endstufe.

Über den Widerstand R 158 wird dem als Regler beschalteten Operationsverstärker IC 108 B eine temperaturproportionale Spannung vom Temperatursensor TS 100 zugeführt. Hiermit wird der Soll-Wert für die Lüfterregelung vorgegeben. Der Ausgang des Reglers steuert über R 162 und R 163 den Treibertransistor T 104 an, in dessen Kollektorkreis an den Punkten ST 102 und ST 103 der Lüfter angeschlossen ist. Der Ist-Wert der Lüfterdrehzahl wird dem Regler über R 161 zugeführt. Beim Ansteigen der Kühlkörpertemperatur wird die Soll-Wert-Spannung „LS“ am Temperatursensor ansteigen. Der invertierende Eingang von IC 108 B wird somit positiv gegenüber dem nicht-invertierenden, und der Ausgang wird in Richtung negativer Spannung gezogen. Der Transistor T 104 wird so weiter durchgesteuert. Die erhöhte Spannung am Lüfter, entsprechend einer erhöhte Lüfterdrehzahl, wird über R 161 als nachgeführter Ist-Wert auf den nicht-invertierenden Eingang des OPV gegeben. Die Lüfterdrehzahl wird soweit

erhöht, bis der Ist-Wert gleich der Soll-Wert-Vorgabe vom Temperatursensor ist.

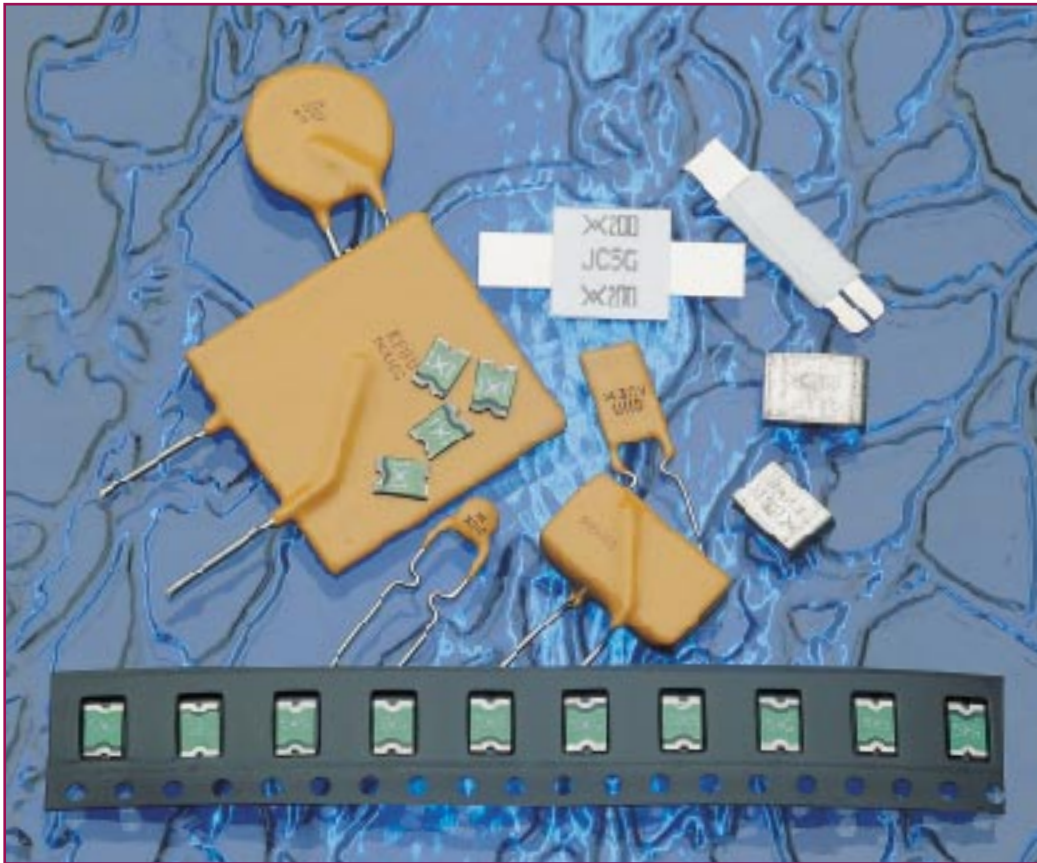
Strom- und Spannungsmessung

Wie eingangs bereits erwähnt, besitzt das DPS 9000 insgesamt 4 Digital-Anzeigen, über die jeweils gleichzeitig der momentane Ausgangsstrom sowie die anstehende Spannung ablesbar sind. Abbildung 4 zeigt stellvertretend für beide Netzgeräteaushänge die Schaltung des Spannungsmessers mit IC 100 und Beschaltung und die des Strommessers mit IC 101 mit Beschaltung.

Spannungs- und Strommesser sind weitgehend identisch aufgebaut. Die Unterschiede liegen in der Ansteuerung des Dezimalpunktes mit R 107 beim Spannungsmesser und der zusätzlichen vierten Stelle mit D 103 beim Strommesser, die über Pin 19 des IC 101 angesteuert wird.

Die eingesetzten AD-Wandler des Typs ICL7107 setzen die an ihren Meßeingängen 30 und 31 anliegende Meßspannung in einen digitalen Anzeigewert um und steuern die 7-Segment-LED-Anzeigen dann direkt an.

Damit ist die Beschreibung der Schaltungstechnik des DPS 9000 abgeschlossen. Im nächsten Teil dieses Artikels stellen wir den Nachbau dieses leistungsfähigen Labor-Doppelnetzgerätes vor. **ELV**



Polyswitch - Reversible Sicherungs- elemente auf Polymer-Basis

Bei Überstrom oder Kurzschluß verhalten sich diese in einer Vielzahl von Formen und Abmessungen lieferbaren Bauelemente wie rückstellbare Sicherungen. Dieser Artikel beschreibt Aufbau, Funktionsweise und Einsatzmöglichkeiten.

Allgemeines

In nahezu sämtlichen Bereichen der Elektrotechnik und Elektronik sind Sicherungselemente zu finden, die Geräte und Komponenten vor Überstrom und Kurzschluß schützen. In den meisten Fällen sind entsprechende Schutzelemente sogar zwingend vorgeschrieben.

Ungeschützte Komponenten, wie z. B. Transformatoren, Motoren oder Leistungsstufen, können im Fehlerfall durch Überhitzung in Brand geraten oder andere schwerwiegende Folgen nach sich ziehen. Sogar die Gefährdung von Menschenleben

ist durch ungesicherte Komponenten nicht ausgeschlossen.

Je nach Anwendung werden an Sicherungen unterschiedliche Forderungen gestellt, die jedoch nicht in idealer Weise zu erfüllen sind.

Zunächst muß jedes Sicherungselement ohne anzusprechen einen bestimmten Dauerstrom verkraften und bei Überschreiten des Grenzwertes auslösen.

An die Ansprechgeschwindigkeit werden hierbei je nach Anwendungsgebiet sehr unterschiedliche Anforderungen gestellt. Während z. B. Halbleiter-Bauelemente nach Überschreiten der zulässigen Stromgrenze schnell zerstört werden, weisen

Transformatoren einen hohen Einschaltstrom auf, der nicht zum Auslösen des Sicherungselements führen darf. Daher werden Sicherungen mit unterschiedlichem Ansprechverhalten (Geschwindigkeit) gefertigt, die von träge über mittelträge und flink bis hin zu superflink reichen.

Im Bereich der Gerätetechnik werden meistens als billigste Alternative Glas-Schmelzsicherungen eingesetzt. Dies trifft nicht nur für netzbetriebene Geräte, sondern aufgrund der immer höheren Energiedichte bei Akkus zunehmend auch für mobile, netzspannungsunabhängige Anwendungen zu, wo im Fehlerfall ohne Absicherung extrem hohe Ströme oder sogar das

Platzen von Akkus die Folge sein können.

Schmelzsicherungen funktionieren nur ein einziges Mal und müssen daher nach dem Ansprechen von einem Fachmann ausgetauscht werden.

Sind Sicherungen von außen zugänglich, besteht wiederum die Gefahr, daß Anwender im Fehlerfall einen falschen Wert einsetzen und damit die Schutzfunktion nicht mehr besteht.

Selbstrückstellende Sicherung aus leitfähigem Kunststoff

Eine völlig neue Generation von Sicherungselementen stellen die Polyswitch von Raychem dar. Diese PTC-Bauelemente (Kaltleiter) auf Polymer-Basis sind speziell für den Einsatz als Sicherungselement konzipiert und in einer Vielzahl von Ausführungen erhältlich. Je nach Anwendungsprofil sind Polyswitch-Bauelemente als bedrahtete Bauteile, in Chipform, in „normaler“ SMD-Ausführung oder in extrem flacher Ausführung, z. B. für den Einsatz in Akkupacks zu haben.

Diese speziellen Kaltleiter schützen unterschiedlichste elektronische Schaltungen und Geräte sicher vor Überstrom oder Kurzschluß, ohne daß nach dem Ansprechen das Sicherungselement auszutauschen ist. Dadurch kann auf den Einbau von Halterungen grundsätzlich verzichtet werden, was wiederum bei mobilen Geräten mit häufig engen Platzverhältnissen erhebliche Vorteile bietet.

Im Gegensatz zu anderen passiven Bauteilen ist die Entwicklung des Kaltleiters (PTC-Widerstand) als Schutz- und Heizelement noch relativ jung. Herkömmliche Kaltleiter werden aus polykristalliner Keramik auf der Basis von Barium-Titanat gefertigt. Diese Keramik-PTCs haben jedoch im Kaltzustand einen höheren Widerstand als die neuen Polyswitch-Schutzelemente mit elektrisch leitfähigem Kunststoff als Basismaterial.

Infolgedessen setzen Polyswitch-Bauelemente bei gleichem Strom weniger Leistung in Wärme um als Keramik-PTCs. Das wiederum führt zu kleineren Bauformen mit geringerer thermischer Trägheit, so daß Polyswitch-Elemente bei Überstrom

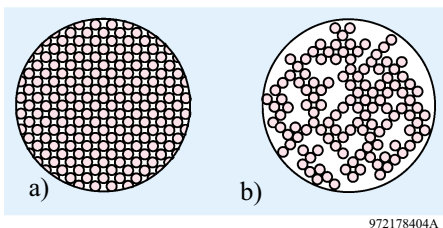


Bild 1:
a) Kristallstruktur im leitfähigen Kaltzustand
b) Kristallstruktur im hochohmigen Heißzustand

Bild 2: Widerstands-Temperatur-Kennlinie eines Polyswitch

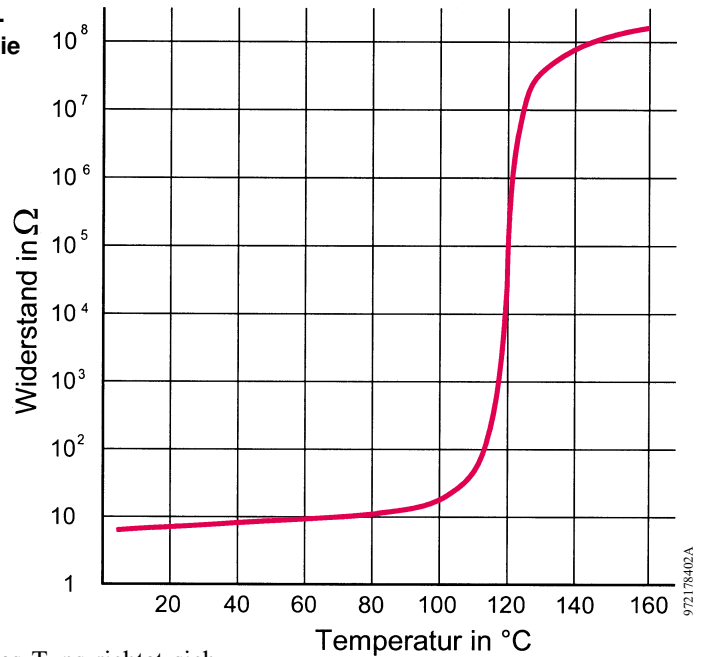
oder Kurzschluß schneller reagieren. Je nach Strombereich erstreckt sich der Basiswiderstand von PTC-Widerständen auf Polymer-Basis von 0,005 Ω bis 5 Ω .

Im Fehlerfall, d. h. beim hochohmigen Polyswitch, ist zu bedenken, daß nahezu die gesamte Betriebsspannung am Sicherungselement abfällt. Die Auswahl des Typs richtet sich somit auch nach dem maximal möglichen Spannungsabfall am PTC. Je nach Typ sind Spannungsabfälle bis hin zu 600 Volt zulässig.

Ein weiteres wichtiges Auswahlkriterium für das Schutzelement ist die Umgebungstemperatur im Gerät, da die Kenndaten eines PTCs stark temperaturabhängig sind. Bei einer Umgebungstemperatur von 20°C ist ein erheblich höherer Strom erforderlich, um die Umkippschwelle zu erreichen als bei einer Geräte-Innentemperatur von 60°C. Üblicherweise werden Polyswitch-Elemente daher bei 20°C und 60°C Umgebungstemperatur spezifiziert.

Doch kommen wir nun zur Funktionsweise. Wie bereits erwähnt, bestehen Polyswitch-Sicherungselemente aus elektrisch leitfähigem Kunststoff (Polymer), der stark temperaturabhängig ist. Abbildung 1 a zeigt dazu die Kristallstruktur im leitfähigen Kaltzustand und Abbildung 1 b im hochohmigen Heißzustand.

Wie zu sehen ist, besteht im Kaltzustand



eine dichte Kristallstruktur bei der die Kohlenstoffatome viele leitende Ketten mit niedrigem Widerstand bilden. Im Heißzustand hingegen hat der Kunststoff eine amorphe Struktur mit unterbrochenen Kohlenstoffketten. Der Widerstand des Materials ist damit recht hochohmig, wobei das Verhalten von der Mischung des Polymers bestimmt wird.

Bei normalem Stromfluß innerhalb der zulässigen Grenzen wird am geringen Innenwiderstand eine kleine Leistung in Wärme umgesetzt, so daß es zu keiner nennenswerten Änderung der Leitfähigkeit kommt. Am Bauelement stellt sich eine relativ konstante, niedrige Temperatur ein (thermisches Gleichgewicht). Abbildung 2 zeigt dazu die typische Widerstands-Temperatur-Kennlinie eines Polyswitch.

Bei Überstrom oder Kurzschluß erhalten wir einen höheren Spannungsabfall am Innenwiderstand, und die Temperatur steigt kontinuierlich an. Sobald nun die Umkippschwelle, die bei ca. 100°C bis 120°C liegt,

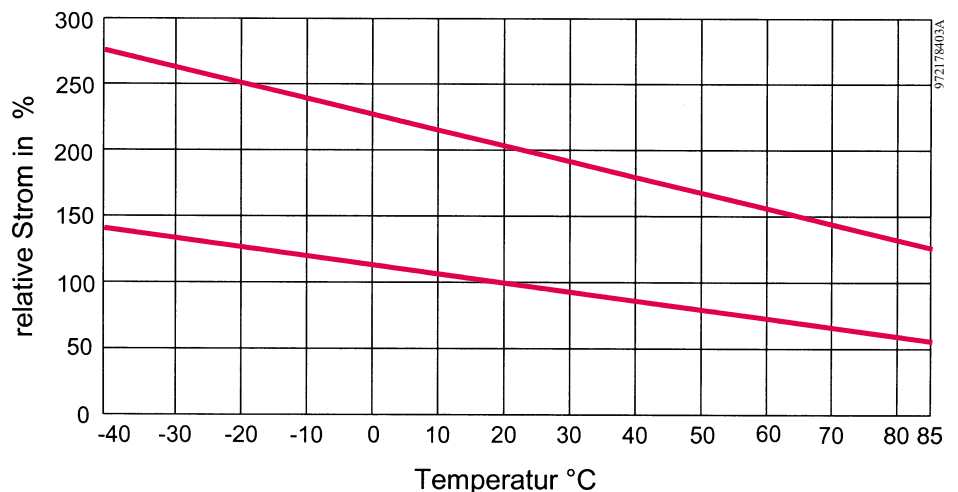
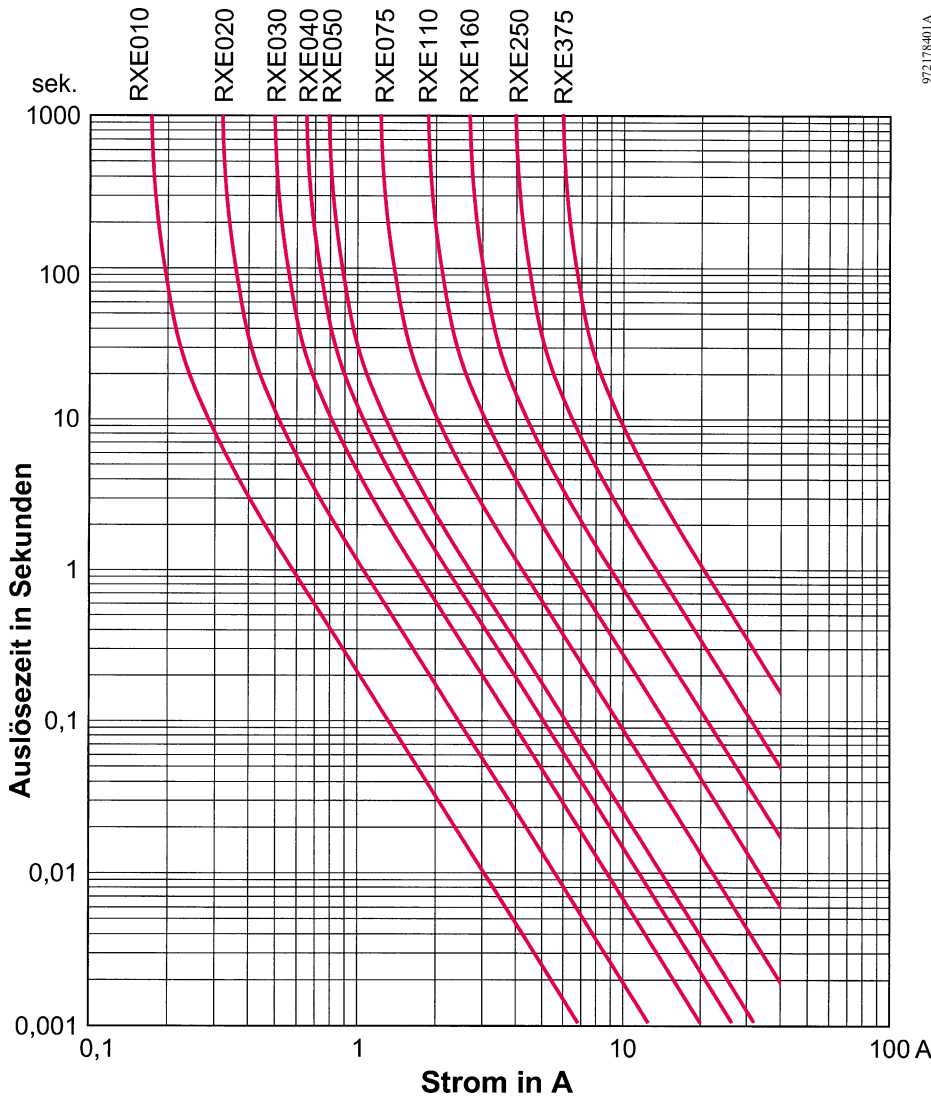


Bild 3: Relative Strombelastbarkeit eines Polyswitch in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur



972178401A

Bild 4: Auslösezeiten der in Tabelle 1 aufgeführten Polyswitch-Elemente in Abhängigkeit vom Strom.

erreicht wird, kommt es zum Auseinanderbrechen der leitfähigen Kohlenstoffketten im Material. Nun steigt der Widerstand nahezu sprunghaft von wenigen mΩ bis hin zu mehreren kΩ an, und der Strom sinkt auf einen sehr kleinen Wert.

Da nun nahezu die gesamte Spannung am PTC abfällt, reicht bereits der kleine Reststrom aus, um diesen unbegrenzt im hochohmigen Zustand zu halten. Die leitfähigen Ketten im Material werden erst wieder hergestellt, wenn der Fehler beseitigt ist.

Tabelle 1: Technische Daten von Polyswitch-Elementen anhand einiger Beispiele

Polyswitch Typ	I _H	I _T	t (Sek)	P _d (W)	R min. (Ω)	R max. (Ω)	R1 max. (Ω)
RXE010	0.10	0.20	4.0	0.38	2.50	4.50	7.50
RXE020	0.20	0.40	2.2	0.41	1.83	2.84	4.40
RXE030	0.30	0.60	3.0	0.49	0.88	1.36	2.10
RXE040	0.40	0.80	3.8	0.56	0.55	0.86	1.29
RXE050	0.50	1.00	4.0	0.77	0.50	0.77	1.17
RXE075	0.75	1.50	6.3	0.92	0.25	0.40	0.60
RXE110	1.10	2.20	8.2	1.50	0.15	0.25	0.38
RXE160	1.60	3.20	11.4	1.90	0.09	0.14	0.22
RXE250	2.50	5.00	15.6	2.50	0.05	0.08	0.13
RXE375	3.75	7.50	24.0	3.20	0.03	0.05	0.08

I_H - Max. Haltestrom in A
 I_T - Min. Auslösestrom in A
 t - Ansprechzeit bei I = 5 x I_H
 P_d - Verlustleistung im Heiß-Zustand

R min. - minimaler Kaltwiderstand
 R max. - maximaler Kaltwiderstand
 R1 max. - Kaltwiderstand, 1 Std. nach einem Ansprech-Vorgang

Polyswitch-Sicherungselemente haben ein bistabiles Verhalten, d. h. es tritt sowohl im niederohmigen als auch hochohmigen Zustand ein Gleichgewicht ein.

Erst nach Behebung des Fehlers kehrt das Polyswitch-Element zum niedrigen Widerstandswert zurück.

Nach einem Ansprechvorgang wird der extrem niedrige Ursprungswiderstand jedoch nicht ganz erreicht. Der sich nun einstellende, geringfügig höhere Widerstandswert liegt aber immer noch deutlich unter dem Wert von PTCs auf Keramik-Basis.

Wie in Abbildung 3 zu sehen ist, ist bei der Auswahl unbedingt die Umgebungstemperatur zu berücksichtigen. Die untere Kurve dieses Diagramms zeigt den Haltestrom, der fließen darf, ohne daß der Polyswitch auslöst, während die obere Kurve im Diagramm den zum Auslösen der Sicherung erforderlichen Minimalstrom repräsentiert. Der Strombereich zwischen beiden Linien ist aufgrund von Exemplarsteuerungen nicht genau definiert.

Die Auslösezeit des Bauelements im Fehlerfall ist, wie bei anderen Sicherungselementen auch, stark vom Überstrom abhängig. Ausgehend von 20°C Umgebungstemperatur sind in Abbildung 4 die überstromabhängigen Auslösezeiten der in Tabelle 1 aufgeführten Sicherungselemente in bedrahteter Bauform zu sehen.

Einsatzmöglichkeiten sind für PTCs auf Kunststoffbasis in nahezu sämtlichen Bereichen der Elektronik zu finden, wo Komponenten und Geräte vor Überstrom und Kurzschluß zu schützen sind.

Im Gegensatz zu herkömmlichen Sicherungen sind Polyswitch-Kaltleiter auch in SMD-Technik für die Leiterplatten-Oberflächenmontage erhältlich. Der Platzbedarf ist dann nur 3,2 x 4,5 mm.

Andere Bauformen sind für den direkten Einbau in Akkupacks (z. B. im Modellbau) erhältlich.

Weitere Einsatzgebiete sind Computer, Schnittstellen und Gleichstrommotoren, wo das Schutzelement mit in die Wicklung eingebaut werden kann.

Da Polyswitch-Bauelemente nach Beseitigen der Ansprechursachen automatisch in den niederohmigen Zustand zurückkehren, gibt es durchaus Anwendungsfälle, in denen der Einsatz aus Sicherheitsgründen nicht gestattet ist. Die Einsatzgebiete für Polyswitch-Bauelemente sind dennoch riesig und in vielen Fällen besonders anwenderfreundlich, da ein Sicherungswechsel und selbst das Rückstellen einer Sicherung entfällt.





Mikrocontroller Grundlagen

In diesem Artikel geben wir eine Übersicht über die 8051 kompatiblen Mikrocontroller der verschiedenen Hersteller.

Teil 22

7. Der 8051-Standard

Den 8051-Standard-Controller gibt es von mehreren Herstellern in unterschiedlichen Ausführungen. Entwickelt wurde der heutige Industrie-Standard-Controller von der Firma Intel, die später an die Hersteller AMD, Dallas, Fujitsu, Matra-Harris, Oki, Philips/Signetics und Siemens Lizenzen zur Herstellung kompatibler Mikrocontroller vergab.

Aufgrund der hohen Marktakzeptanz wurden die Controller der 8051-Familie von vielen Prozessorherstellern unterstützt, so daß immer mehr neue Derivate zur Verfügung stehen. Die verschiedenen Hersteller entwickelten das Grundkonzept weiter und stellten bald neben der ursprünglichen N-MOS-Technik auch C-MOS-Derivate her, die wesentlich weniger Leistung aufnehmen.

Weiterhin wurde an einer Erhöhung der Taktfrequenz (bis zu 40 MHz) gearbeitet, um entsprechende Verarbeitungsgeschwin-

digkeiten erreichen zu können. Einige Hersteller haben zusätzlich noch die internen ROM-Kapazitäten erhöht (z. Zt. bis max. 32 kByte), um auch komplexe Programme unterbringen zu können.

Im Zuge der Miniaturisierung der Gehäusebauformen kamen neben dem 40poligen DIP-Gehäuse die PLCC44-Gehäusevarianten dazu, deren Pinbelegung wir bereits im ersten Artikel dieser Mikrocontroller Grundlagen-Serie im „ELVjournal“ 5/93 beschrieben haben. Es entstanden unterschiedliche Varianten mit weniger (Low-Cost-Derivate) oder auch mehr Funktionen gegenüber dem Standard.

In den letzten Jahren wurden von verschiedenen Herstellern gänzlich neue auf der 8051-Struktur aufbauende Produktfamilien entwickelt, die neben neuen Funktionen einen wesentlich höheren Datendurchsatz (Rechenleistung) bei gleicher Taktfrequenz erreichen.

Tabelle 27 zeigt eine kleine Auswahl der heute am Markt gängigen Mikrocontroller-Derivate. Eine gesamtmarktübersicht

ist im Rahmen dieser Grundlagenreihe nicht möglich, da es mittlerweile einige Tausend unterschiedliche Ausführungen gibt.

7.1 Die AT89-Familie

Trotz ausgefeilter Software-Simulator-Programme ist es in der Programmentwicklungsphase oft notwendig, die Programmierung der Mikrocontroller zu ändern. Für diesen Anwendungsfall sind Piggy-Back-Versionen entwickelt worden, die einen zusätzlichen externen Daten- und Adreßbus für den Zugriff auf einen Programmspeicher (EPROM) haben und aufgrund der niedrigen Stückzahlen relativ teuer sind.

Weit verbreitet ist für die Entwicklungsphase die Verwendung von Prozessoren mit integriertem EPROM, die in zahlreichen Varianten sowohl als OTP-Version (einmal programmierbar) als auch mit Quarzfenster zur Löschung verfügbar sind. Sowohl das „Brennen“ des EPROM-Programmspeichers als auch das Löschen ist vergleichsweise zeitaufwendig. Hinzu

Typenbezeichnung			ROM	RAM	I/O,s	UART	I ² C	AD-Wandler
ROM/Masken-version	ROM-los ext. ROM	OTP (Ker.) Version	(Byte)	(Byte)	Anz.	Anzahl	Anzahl	Bit
80 (C) 51	80 (C) 31	87 (C) 51	4K	128	32	1		
80 (C) 52	80 (C) 32	87 (C) 52	8K	256	32	1		
89 C 1051 (Flash-ROM)			1K	64	15			
89 C 2051 (Flash-ROM)			2K	128	15	1		
89 C 51 (Flash-ROM)			4K	128	32	1		
89 C 52 (Flash-ROM)			8K	256	32	1		
83 C 750		87 C 750	1K	64	19			
83 C 751		87 C 751	2K	64	19		1	
83 C 752		87 C 752	2K	64	21		1	8
83 C 451	80 C 451	87 C 451	4K	128	56	1		
83 C 524	80 C 524	87 C 524	16K	512	32	1	1	
83 C 528	80 C 528	87 C 528	32K	512	32	1	1	
83 C 550	80 C 550	87 C 550	4K	128	32	1		8
83 C 552	80 C 552	87 C 552	8K	256	48	1	1	10
83 C 652	80 C 652	87 C 652	8K	256	32	1	1	
SAB C 501-Serie			8K	256	32	1		
SAB C 502-Serie			16K	512	32	1		
SAB C 503-Serie			8K	256	32	1		10
SAB 80 (C) 515	SAB 80 (C) 535		8K	256	56	1		8
SAB 80 (C) 515	ASAB 80 (C) 535A		32K	1280	56	1		8
SAB 80 (C) 517	SAB 80 (C) 537		8K	256	68	2		8
SAB 80 (C) 517	ASAB 80 (C) 537A		32K	2304	68	2		10

Tabelle 27: Auswahl einiger 8051-Derivate verschiedener Hersteller

kommt die Anschaffung entsprechender Programmier- und Löschgeräte. Abhilfe schaffen Mikrocontroller, die einen Flash-Programmspeicher besitzen.

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 Softwareversion in den Controller übertragen und getestet werden kann.

Der Hersteller ATMEL bietet solche Flash-Controller in vier verschiedenen Grundtypen, die auch in Tabelle 27 enthalten sind, an. Für die Programmierung dieser Controller-Familie wurde im „ELV-Journal“ 6/96 auf den Seiten 74 bis 79 der Flash-Controller-Programmer FP51 vorgestellt.

Durch die konsequent statische Konstruktion ist ein Betrieb des Controllers auch mit sehr geringen Taktfrequenzen möglich, wodurch eine stromsparende Konstruktion möglich ist. Die beiden Typen mit der Bezeichnung 89C51 und 89C52 sind in einem 40poligen DIP-Gehäuse untergebracht, deren Pinbelegung Abbildung 171 zeigt.

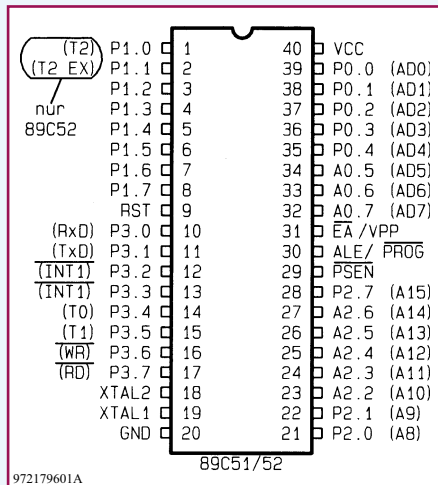


Bild 171: Anschlußbild des 89C51/52

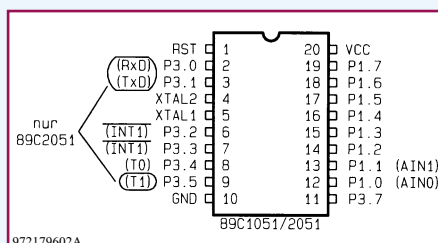


Bild 172: Anschlußbild des 89C1051/2051

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, deren Anschlußbelegung Abbildung 172 zeigt, und benötigen sehr wenig Platz auf der Leiterplatte. Sie sind softwarekompatibel zum Standard-Controller, allerdings mit eingeschränkten Hardwareeigenschaften, wie ROM- und RAM-Größe sowie Timer- und Interruptmöglichkeiten. Besonders erwähnenswert ist, daß beide Controller durch einen auf dem Chip integrierten Analogkomparator ergänzt worden sind, der den kostengünstigen Aufbau eines Single-Slope-AD-Wandlers ermöglicht.

7.2 Die 80C750-Familie

Ein weiterer Vertreter der kleinen 8051 kompatiblen Mikrocontroller ist die 750er Serie von Philips/Signetics, wozu die Typen 83/87C750, 83/87C751 und 83/87C752 gehören. Abbildung 173 zeigt die Pinbelegung der 24poligen DIL-Version und der 28poligen PLCC-Version der 83/87C750 und 83/87C751 Bausteine. Zusätzlich zum C750 verfügt der C751 über die SDA und SCL Anschlußpins für die implementierte I²C-Schnittstelle.

Schwerpunkt-Projekte

Universeller Taktgenerator

Mikroprozessorgesteuerter Taktgenerator, der die separate Einstellung von Puls- und Pausenzeiten im Bereich von 1 ms bis 10 s erlaubt.

H-Feld-Meßgerät

Erlaubt die Messung und Ortung von magnetischen Wechselfeldern (Elektrosmog) im Frequenzbereich von 50 Hz bis 100 kHz, die z. B. durch elektrische Geräte oder Hochspannungsleitungen hervorgerufen werden. Die Abzeige erfolgt über eine LED-Leuchtpunktanzeige.

Signalverfolger

Nachbau und Inbetriebnahme dieses praktischen NF-Signalverfolgers beschreibt der zweite Teil dieses Artikels.

Doppelnetzgerät DPS 9000

Der abschließende Teil dieses Artikels beschreibt den Aufbau und die Inbetriebnahme dieses leistungsfähigen Doppelnetztes.



Hochfrequenz-Generator HFG 9000

Der fünfte Teil des Artikels befaßt sich mit der Beschreibung des Digitalteiles und des Netztes.

Info-Serien

So funktioniert's :

Video digital

Nach der nunmehr kompletten Digitalisierung der Audio-/Videomedien, beginnend bei der CD und fortgeführt bis zur DVD, kehrt nun auch die Technik der digitalen Videoaufzeichnung in die Wohnzimmer ein. Neben dem Hauptvorteil der professionellen Bildqualität ist die Weiterverarbeitung ohne Qualitätsverluste eine der herausragendsten Eigenschaften des neuen Mediums Digital Video. Wir zeigen die Entwicklungsgeschichte mit dem Kampf um eine einheitliche Norm, den technischen Stand von Digital Video und werfen einen Blick auf die heute schon verfügbare Gerätetechnik.

Technik mobil:

Lenken mit Poti und Mikrotaster

Fahren wir bald nicht mehr selbst, sondern ein von Sensoren gesteuerter Rechner unser Auto? Eine alte Zukunftsvision nimmt immer realere Gestalt an - der Mensch als Unsicherheitsfaktor im modernen Straßenverkehr wird immer mehr durch intelligente Elektronik unterstützt. Schon gibt es das erste fahrfähige Auto ohne Lenkrad, die H-Schaltung hat bald ausgedient, Sensoren überwachen das Umfeld und den Fahrer. Unser Beitrag beschäftigt sich mit Zukunftstechnik aus den Laboren der Autoelektroniker.

Bauelemente-Info:

Steckverbinder - richtig montiert

Sie werden immer filigraner, komplexer und kleiner - die modernen Steckverbinder der Elektronik. Gleichzeitig steigt die Wahr-

rscheinlichkeit von Funktionsstörungen bei unsachgemäßer Montage. Wie weitverbreitete Steckverbinder richtig montiert werden, zeigt unsere Bauelementerubrik der nächsten Ausgabe.

Praktische Schaltungstechnik:

Universal-Fernbedienungsempfänger

16 voneinander unabhängige Schaltausgänge sind mit diesem einfach zu realisierenden Fernbedienungsempfänger steuerbar. Neben jeder TV- oder Audiofernbedienung mit RC5-Codierung sind alle lernfähigen und vorprogrammierten Geber zur Steuerung einsetzbar.

Elektronik-Grundlagen:

Mikrocontroller-Grundlagen, Teil 23

Im abschließenden Teil der Mikrocontroller Grundlagen-Serie setzen wir die Beschreibung der 8051-Familienmitglieder fort, gefolgt von den neuen Prozessor-Architekturen.

EMV-Grundlagen, Teil 23

Dieser Beitrag befaßt sich mit der schnellen und reproduzierbaren Messung von Störmmission und Störfestigkeit mit Hilfe vom GTEM-Zellen.

DSP-Grundlagen, Teil 7

Aufbau und Inbetriebnahme der digitalen E/A-Karte mit einem Testprogramm beschreibt der siebte Teil dieser Artikelreihe.

Sie kommen wieder - die Röhren, Teil 3

Nach unseren ersten Praxiserfahrungen vertiefen wir diese im dritten Teil unserer Serie, der sich mit Schaltungsdimensionierung und den ersten „richtigen“ Schaltungen mit Röhren beschäftigt.

Mini-Schaltungen

Anti-RIAA-Filter

Viele ältere Stereo-Anlagen haben noch einen Eingang zum Anschluß von magnetischen Tonabnehmersystemen, der jedoch häufig nicht mehr genutzt wird. Die hier vorgestellte kleine Schaltung aus passiven Bauteilen macht die frequenzabhängige Verstärkungskorrektur des integrierten Magnet-Vorverstärkers wieder rückgängig. Der Eingang wird dadurch für beliebige Audiosignale nutzbar.

NF über Lichtwellen-Leiter

Über weite Strecken ist es mit dieser Schaltung möglich, analoge Audiosignale über Kunststoff-Lichtwellenleiter störungsfrei zu übertragen.

Ortungspieper für Flugmodelle

Eine Erleichterung zum Auffinden vermißter Flugmodelle bietet dieser Ortungspieper. Nach der Aktivierung über den Sender gibt ein Pie-

zosummer in regelmäßigen Abständen ein lautstarkes akustisches Signal ab.

Stromverbrauchsanzeige für Modellbau

Der Restenergie-Inhalt von Akkus ist schwer zu kalkulieren. Dieses kleine, speziell für den Modellbau konstruierte Modul summiert nun die aus dem Akku entnommene Energie auf. Jederzeit ist damit ein Überblick über die im Akku gespeicherte Restenergie vorhanden.

PC-Technik

PC-Funkuhr und PC-Funkthermometer

Durch einfaches Zwischenschalten der ELV-PC-DCF-Funkuhr zwischen PC und Maus (bei einer seriellen Maus) oder auch durch den Anschluß an eine beliebige serielle Schnittstelle, bekommt Ihr PC nun jederzeit die aktuelle, DCF-genaue Uhrzeit und das exakte Datum.

Ein optionaler 433MHz-Datenfunkempfänger bietet zudem die Möglichkeit des Dateneempfangs z. B. in Verbindung mit dem ELV-Funkthermometer-Sender AS 1.

Unmittelbar nach dem Einschalten Ihres PCs steht nun neben der exakten Uhrzeit zusätzlich drahtlos übermittelte Temperaturwerte zur Verfügung.

Audio-Video-Kabeltester

Zur schnellen und eindeutigen Identifizierung sowie zum Test der meisten im Video- und Audio-Bereich genutzten Verbindungskabel bietet dieser neue Kabeltester hervorragende Eigenschaften. Das Bedienprogramm ist geeignet für Windows 3.11 und Windows 95.

I²C-LCD-Board

Mit dieser kleinen Interface-Schaltung ist die Ansteuerung einer Standard-LCD-Anzeige über den I²C-Bus möglich.

PC-Training für mehrspuriges Denken und Handeln

Gehören Sie zu den Menschen, die während einer

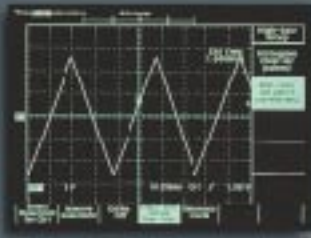
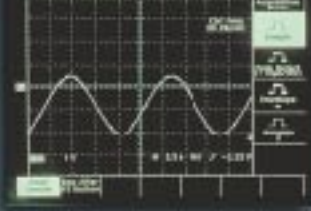
Gesprächsführung gleichzeitig eine komplexe Rechenaufgabe lösen können? Dann ist Ihre Fähigkeit zum mehrspurigen Denken und Handeln vermutlich gut ausgeprägt. Andernfalls zeigt Ihnen ELV einen pfiffigen Weg mit einer neuen 74-Minuten-Trainings-CD zum Erwerb und Ausbau dieser beruflich und privat so wichtigen Fähigkeit.

Diag für Windows

Schnelle und umfassende Überprüfung aller wichtigen Komponenten eines PCs unter Windows.



0,1 Hz - 10 MHz



SFG 7002 Sweep-Function-Generator

Der Sweep-Function-Generator SFG 7002 stellt im Frequenzbereich von 0,1 Hz - 10 MHz die gängigen Kurvenverläufe Sinus, Rechteck, Dreieck, Sägezahn und Impuls zur Verfügung. Ein interner Wobbelgenerator mit einstellbarer Wobbel-Frequenz komplettiert die vielfältigen Features und prädestiniert den SFG 7002 für universelle Aufgaben im Elektronik-Labor.

Der SFG 7002 weist herausragende technische Daten und Ausstattungsmerkmale auf, die in dieser Preisklasse sonst kaum zu finden sind. Besonders hervorzuheben ist die ausgezeichnete Amplitudenstabilität des Ausgangssignals. Die Signalform wird per Tipptaste zwischen Rechteck, Sinus und Dreieck ausgewählt. Ein Symmetrieeinsteller ermöglicht die Variation des Tastverhältnisses und somit die Realisierung von Kurvenverläufen wie Impuls und Sägezahn. Mit dem Drehschalter „Range“ kann der gewünschte Frequenzbereich ausgewählt werden. Es stehen 8 Bereiche zur Verfügung, die Ausgangsfrequenzen im Bereich von 0,1 Hz bis hinauf zu 10 MHz erlauben. Durch zwei Dämpfungsglieder (20 dB = 10:1, 40 dB = 100:1) können auch kleine Ausgangssignale problemlos und vor allem rauscharm eingestellt werden. Mit dem Taster „DC-On/Off“ ist der DC-Pegel ein- bzw. ausschaltbar. Besonders einfach ist die Bedienung des Wobbelteils. Mit einem Druck auf den Taster „Sweep-On/Off“ ist dieser zu aktivieren, woraufhin der gerade gewählte Frequenzbereich vollständig durchfahren wird (Wobbelfrequenz 1 Hz - 100 Hz). Das Signal des internen Wobbelgenerators steht über eine BNC-Buchse zur Verfügung.

Komplettbausatz Kunststoffgehäuse

Best.Nr.: 32-194-10

198,-

Komplettbausatz Metallgehäuse

Best.Nr.: 32-239-90

258,-

Fertiggerät Kunststoffgehäuse

Best.Nr.: 32-215-55

298,-

Fertiggerät Metallgehäuse

Best.Nr.: 32-239-91

358,-

Gehäuse-Umbausatz

Metallgehäuse mit gerätespezifischer Front- und Rückplatte sowie allen erforderlichen Teilen, um ein SFG 7002 im Kunststoffgehäuse auf ein Metallgehäuse umzurüsten.

Best.Nr.: 32-239-92

99,-

Ausgangs-Kenndaten:

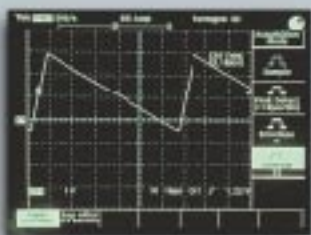
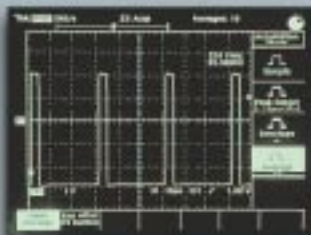
Frequenzbereich: 0,1 Hz - 10 MHz, in 8 Bereichen
 Ausg.-sign.: Sinus, Dreieck, Rechteck, Impuls, Sägezahn
 DC-Ausgangsspannung: max. 10 V_{SS}
 DC-Pegel: ± 7 V
 Ausgangswiderstand: 50 Ω
 Dämpfung: 0 dB, 20 dB, 40 dB
 Klirrfaktor (Sinus): < 1 %
 Anstiegszeit (Rechteck): < 12 ns
 Tastverhältnis: 10 % - 90 %
 Sync.-Ausgang: TTL-Pegel, 50 Ω
 Anstiegszeit: < 5 ns

Wobbel-Teil:

Wobbel-Bereich: 10:1
 Wobbel-Frequenz: 1 Hz - 100 Hz
 interner Generator: linear

Allgemeine Daten:

Spannungsversorgung: 230 V
 Leistungsaufnahme: 7 VA
 Abmessungen: Kunststoff: 270 x 150 x 95 mm
 Metall: 305 x 162 x 97 mm
 Gewicht:
 Kunststoff/Metall: ca. 1 kg / 2 kg



198,-

Fertigerät
Best.Nr.: 32-250-59

Bausatz
Best.Nr.: 32-243-93 149,-



Video-

Kopierschutzdecoder

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

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 reine sichtbare Bildinformation durch, während sämtliche übrigen Signale bearbeitet bzw. neu generiert werden.

Einfache Handhabung

Der VKD 7002 ist mit drei Scart-Buchsen ausgestattet, zum Anschluß von zwei Videorecordern und einem Fernsehgerät und wird einfach in die Verbindungsleitung zwischen wiedergebendem und aufnehmendem Recorder

eingefügt. Die Kopierrichtung ist am VKD 7002 umschaltbar, d. h. Recorder A ist der Abspieler und Recorder B das aufzeichnende Gerät oder umgekehrt. Bei ausgeschaltetem Decoder wird der jeweils selektierte Zuspeler 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.

Neu:

Mit

*Sender-Logo-
Ausblendung!*

Eine Empfehlung von

**Computer
Bild**

**Audio
VISION**
EMPFEHLUNG
Das Magazin für Kino zu Hause