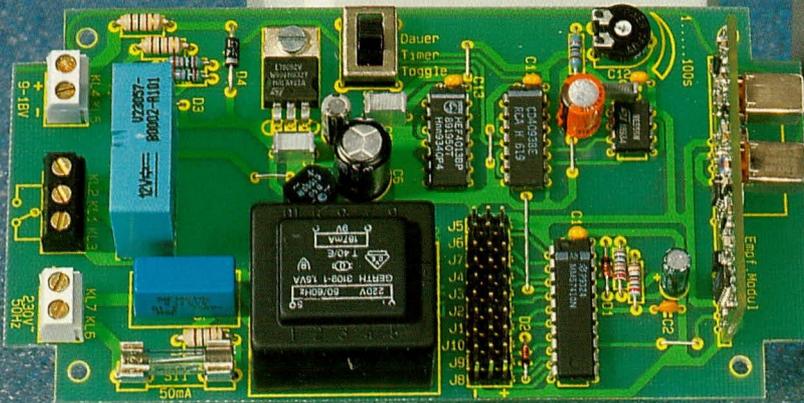


ELV journal

Mit Platinenfolien

1/94 Feb./März Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

Schalten per Funk



PC-Technik

- RS232-Opto-Interface
- PC-NF-Pegelschreiber
- 8fach-Temperatur-Meßvorsatz
- Seriell-Parallel-Wandler

- Digitales RLC-Meßgerät RLC 9000
- Titelttext-Generator
- Energie-Monitor EM 94
- 1-Kanal-Funkfernsteuerung
- Telefon-Wahl-Begrenzer
- Farb-Bildmuster-Generator
- Elektronische Last EL 7000
- Laserstrahl-Schalter LS 96
- Telefon-Mithör-Verstärker
- Stereo-Aussteueranzeige
- Elektronik-Grundlagen: Von der Schaltung zur Platine
DC-DC-Wandler • Mikrocontroller • EMV
- Mini-Schaltungen: 5 V-Präzisions-Low-Drop-Regler
• Elektronisches Glücksrad • Alarmanlagen-Simulator
• Wasser-Detektor • Fitneß-Check

Frankreich sfr 29,- / Schweiz Sfr 7,80 / Niederlande nlg 8,95 / Luxemburg lus 170,- / Belgien bec 170,- / Dänemark dkk 32,- / Österreich ös 69,-

EMV-Unterbrechung von Störpfaden

von Prof. C. Dirks

Diese Artikelserie zur elektromagnetischen Verträglichkeit behandelt Theorie und Praxis der Störeinstreuungen und der Störaussendungen und beschreibt konkrete Maßnahmen zur Schaltungs-optimierung unter EMV-Gesichtspunkten.

1. Abblockung von Versorgungsspannungen

Oftmals nicht gleich bemerkt, sind Versorgungsspannungsleitungen häufig gefährliche Störpfade. Das hat seinen Grund darin, daß alle aktiven Baugruppen an das Versorgungssystem angeschlossen werden müssen. Hiermit besteht eine Verbindung zwischen allen Baugruppen des Systems und damit generell auch ein potentieller Störpfad.

Das Versorgungssystem soll zwar nur Gleichspannung übertragen, aber dieser Idealfall ist in der Regel unerreichbar. Nur Gleichspannung zu übertragen, heißt nämlich, wirksame Sperren für alle im System vorkommenden Wechselspannungen einzubauen. Dies wird normalerweise mit den sogenannten Entkopplungskondensatoren versucht, die aber breitbandig nur eine erstaunlich geringe Wirkung haben.

Zahlreiche Entwickler haben sich mit diesem Problem schon einmal herumgeärgert und dabei meist den Glauben an das Gute im Kondensator verloren.

Tatsächlich entstehen die Probleme aus zwei Gründen: Erstens sind die Störleistungen, die in modernen digitalen Schaltungen entstehen, sehr breitbandig. Zwei-

tens machen die parasitären Komponenten der verwendeten Kondensatoren eine breitbandige Wirkung der Entkopplung in der Regel zunichte.

Zur Untersuchung des ersten Punktes betrachte man Bild 1. Es zeigt das Spektrum am Ausgang eines TTL-Gatters, das an seinem Eingang mit einer Pulsfrequenz von 4 MHz betrieben wird. Der dargestellte Frequenzbereich umfaßt 0 ... 1000MHz. Der Pegel ist im dB-Maß wiedergegeben (ein Kästchen entspricht 10dB).

Das Spektrum reicht immerhin bis fast 400MHz. Erst dann wird der Pegel so klein, daß er im Rauschen des Spektrumanalysators untergeht. Störungen sind aber auch hier noch möglich. Zum Beispiel sind Funkempfänger noch wesentlich empfindlicher als Spektrumanalysatoren.

Nun zählen heute TTL-Gatter durchaus nicht mehr zur schnellen Logik, und es steht zu befürchten, daß modernere Bauelemente sehr viel breitere Störspektren erzeugen. In Bild 2 sieht man, daß dies auch tatsächlich der Fall ist. Hier ist das Spektrum am Ausgang eines Gatters der Familie 74AC dargestellt. Man bedenke, daß auch dieses Gatter nur mit 4MHz Pulsfrequenz betrieben wurde. Das Spektrum reicht jetzt bis 1000MHz und auch dort ist noch kein Ende zu sehen.

Hieraus ergibt sich eine sehr wichtige

Erkenntnis: Der Frequenzbereich, der ent-stört werden muß, wird nicht etwa von der verwendeten Taktfrequenz bestimmt, sondern nur von der Pulsflanke der verwendeten Bauelemente.

Ferner kann man den genannten Bildern entnehmen, daß bei heute üblichen Bauelementen eine recht breitbandige Ent-störung erforderlich ist. Es genügt nicht, ein Versorgungssystem nur so weit zu ent-stören, bis die Funktionsfähigkeit der eigenen Elektronik gesichert ist. Vielmehr muß man auch noch die Abnahme für das CE-Zeichen schaffen, und das kann zum Beispiel aus Gründen der Abstrahlung ein sehr ernstes Problem werden.

Nun hat man bisher die Entkopplung von Versorgungssystemen meist sehr einfach gemacht, nach der Devise: einmal 47nF pro IC und ein paar Tantalperlen gleichmäßig verteilt auf der Leiterplatte.

Leider sind diese einfachen Verfahren, die heute noch soviel angewendet werden, in ihrer Wirkung keineswegs breitbandig. Dies hat seine Ursache in den parasitären Komponenten der verwendeten Kondensatoren.

Nur eine genaue Untersuchung dieser parasitären Komponenten und ihrer Auswirkungen kann die Zusammenhänge bei Entkopplungen klären und so den Weg zu wirksamen Aufbauten freimachen. Eine

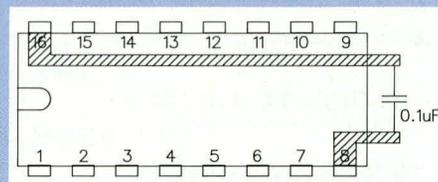


Bild 3: Standard IC-Entkopplung

solche Untersuchung soll im folgenden gemacht werden.

Der übliche Entkopplungsaufbau ist in Bild 3 gezeigt. Zwischen den Anschlußpunkten der Versorgungsspannung liegen zwei Leiterbahnabschnitte in Serie mit dem

Bild 1: Spektrum auf dem Ausgang eines Gatters: 74LS (TI)**

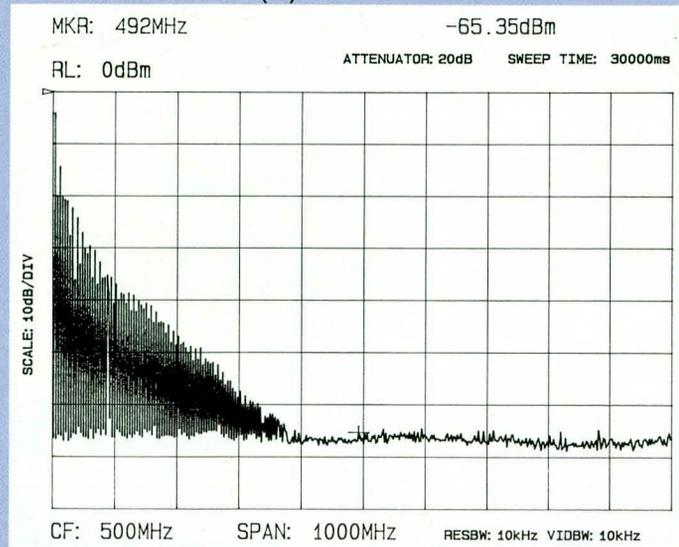


Bild 2: Spektrum auf dem Ausgang eines Gatters: 74AC (National)**

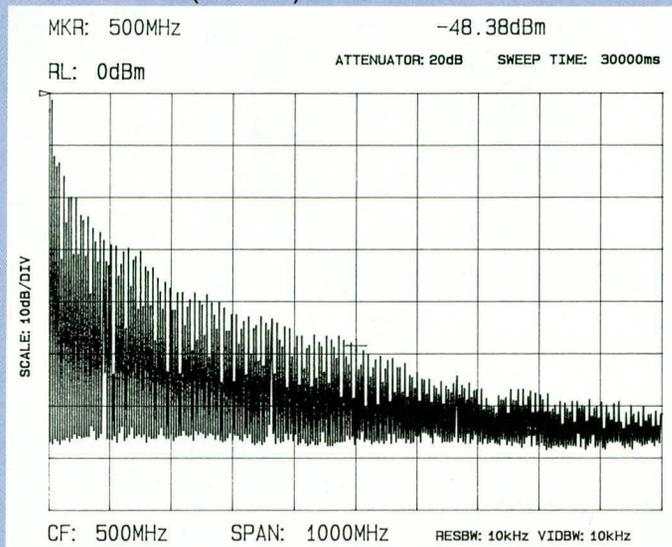
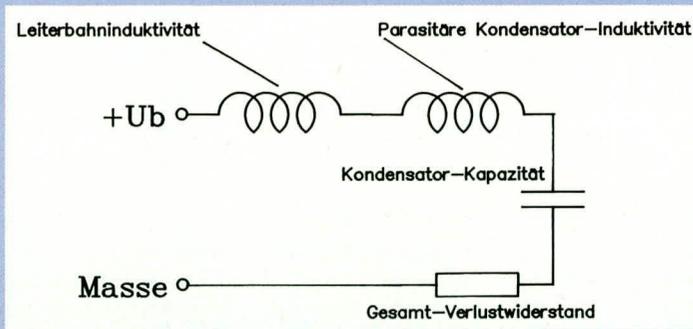


Bild 4: Ersatzbild der klassischen IC-Entkopplung



Entkopplungskondensator.

Das Ersatzbild für diesen Aufbau ist in erster Näherung ein Serienresonanzkreis, bestehend aus der Leiterbahninduktivität plus der parasitären Induktivität des Kondensators, sowie der Kapazität desselben und seinem Verlustwiderstand, wie dies in Bild 4 dargestellt ist.

Der entscheidende Punkt für jede erfolgsversprechende Weiterarbeit, die sich nicht nur auf die „try and error“-Methode stützen will, ist an dieser Stelle die Kenntnis der numerischen Werte der parasitären Komponenten.

Die Messung derselben ist leider gar nicht einfach. Eine direkte Messung ist in der Regel sogar unmöglich.

Die Hersteller der Kondensatoren geben im allgemeinen auch keine brauchbaren Auskünfte in ihren Datenblättern. So ist z.B. die Angabe eines Gütewertes Q nur dann sinnvoll, wenn die Frequenz angegeben wird, bei der er gemessen wurde. Häufig ist aber nicht einmal das der Fall.

Ferner wird dieser Wert gerne bei NF gemessen. Wenn man die Frequenz wüßte, könnte man den Verlustwiderstand rechnerisch ermitteln. Dieser Widerstand ist aber nur für niedrige Frequenzen gültig und somit für die hier vorliegenden Probleme unbrauchbar. Der Verlustwiderstand von Kondensatoren ist nämlich stark frequenzabhängig.

Der numerische Wert von Widerstand und Induktivität der Leiterbahnabschnitte ist ebenso schwer zu ermitteln, so daß die Lösung dieser meßtechnischen Probleme den Schlüssel zur Synthese brauchbarer Entkopplungen bildet.

Kapaz.	Bauform	Ftest(MHz)	Rs [Ohm]	Ls [nH]
10pF	Trapez	1376	0.26	1
39pF	Keramik-Scheibe	360	0.24	4.4
12pF	Keramik-Scheibe (stehend)	610	0.2	5
12pF	Keramik-Scheibe (liegend)	719	0.2	3.5
10nF	Keramik-Scheibe	30	0.52	2.53
22nF	MKT	15	0.44	4.1
8pF	Keramik Kolbentrimmer	960	0.21	3
80pF	Folientrimmer	200	0.78	7.9
1200pF	Styroflex	45	0.37	7.9
680pF	Styroflex	90	0.13	5.5
8pF	Keramik-SMD	1500	0.25	1
47pF	Keramik-SMD	600	0.25	1

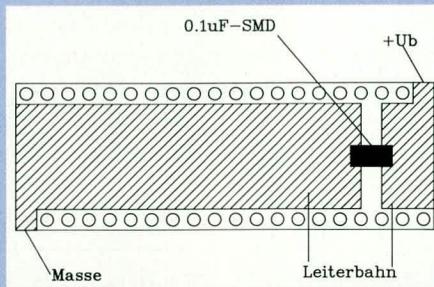


Bild 6: Induktionsarme Entkopplung einer IC-Fassung

Man findet die Lösung in Lit. 1 und Lit. 2. Hier ist ein Verfahren genau beschrieben, das zur Messung einen Network-Analyser verwendet und die numerischen Werte der parasitären Komponenten, die im Gesamtmeßergebnis eingebettet sind, mit Hilfe des Hochfrequenz-CAD-Programms SUPERCOMPACT rechnerisch extrahiert. Auf dieses Verfahren soll hier aus Platzgründen nicht näher eingegangen werden.

In Bild 5 ist eine Tabelle gezeigt, in der verschiedene Kondensatoren mit ihren numerischen Ersatzdaten aufgeführt sind. Man beachte besonders die Werte, die für die parasitären Induktivitäten angegeben sind. Hier fällt auf, daß normale keramische Scheibekondensatoren und Folienkondensatoren ungefähr fünf mal so viel Induktivität haben wie SMD-Kondensatoren. Dies ist besonders deswegen bemerkenswert, weil die Anschlußdrähte der bedrahteten Kondensatoren für die Messung bis auf jeweils 1mm abgetrennt wurden, um die kleinstmögliche Induktivität dieser Kondensatoren zu erhalten.

Auf dem gleichen Wege kann man natürlich auch die parasitären Komponenten anderer Bauelemente ermitteln. Z.B. haben die Leiterbahnabschnitte der Entkopplung nach Bild 3 für eine 28polige DIL-Fassung ungefähr 30nH Induktivität, abhängig vom konkreten Aufbau.

Bild 5: Ersatzdaten von Kondensatoren

Insbesondere wirkt sich hier die Leiterbahnbreite aus: Je breiter sie ist, desto geringer ist die parasitäre Induktivität.

Einen recht konsequenten Ansatz bildet hier eine Entkopplung, wie sie in einer IC-Fassung eingebaut wird (siehe Bild 6): Die gesamte verfügbare Breite unterhalb der integrierten Schaltung wird als Leiterbahn für die Entkopplung durch einen SMD-Kondensator von 0.1uF verwendet. Die parasitäre Induktivität ist in diesem Aufbau nur noch ca. 10nH. Wie sich das im Vergleich zur Standard-Entkopplung (Bild 3) hinsichtlich der verbleibenden, schädlichen Restimpedanz breitbandig auswirkt, ist in Bild 7 zu sehen.

Hier wird auch das ganze Ausmaß des Problems deutlich: Die Impedanz der Entkopplung fällt mit wachsender Frequenz

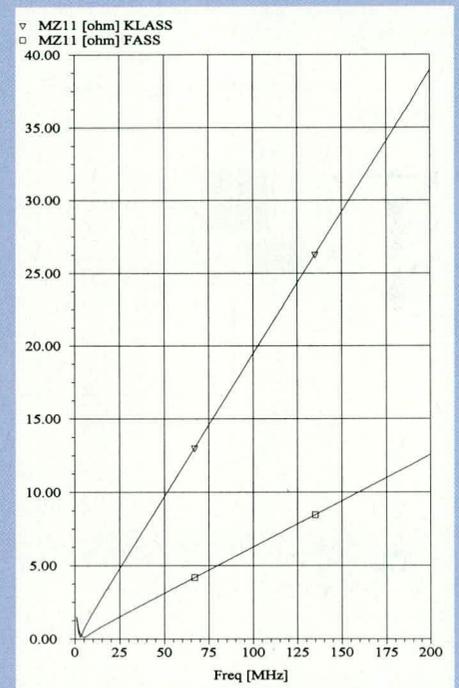


Bild 7: Vergleich der Impedanzverläufe: klassische/induktionsarme Entkopplung

rasch ab - bis zum Erreichen der Serienresonanz. Dann wird der Aufbau induktiv, und die Impedanz wächst bald wieder auf unverträgliche Werte an.

Eine Minderung der parasitären Induktivität macht den Verlauf flacher, ändert aber nichts an dessen Charakter. Man könnte die Resonanzstelle durch Wahl eines kleineren Kondensators höher legen, verliert dann aber bei niedrigen Frequenzen die Wirkung der Entkopplung. Außerdem wird ein Kondensator von ca. 0.1uF oft schon deswegen gebraucht, weil die Stromaufnahme der betreffenden integrierten Schaltung in kurzen Impulsen verläuft, und der Kondensator hier mit seiner Ladung puffern muß: Beispiel: dynamische RAM.

Gelegentlich findet man Schaltungen, in denen einfach zwei oder mehrere Kon-

densatoren parallelgeschaltet sind. Ein solches Vorgehen kann geradezu katastrophale Folgen auf den Impedanzverlauf haben. In Bild 8 ist ein solches Beispiel dargestellt: Es wurden zwei keramische Scheibenkondensatoren von 0.1 μ F und 2.2nF parallel geschaltet.

Man sieht zwar - wie erwartet - die zwei Serienresonanzstellen der Kondensatoren (bei 7MHz und 45MHz), aber zwischen ihnen erreicht die Impedanz der Entkopplung bei 30MHz ein Maximum, das die gewünschte Wirkung völlig aufhebt.

Das Maximum entsteht durch Parallelresonanz der Kapazität des kleineren Kondensators mit der parasitären Induktivität

des größeren, der bei dieser Frequenz schon jenseits seiner Serienresonanz liegt.

Aus diesem Grunde kann man solche Entkopplungen, die mit parallel geschalteten Kondensatoren eine erhöhte Bandbreite der Wirksamkeit erreichen sollen, nicht durch Probieren ermitteln. Die Kapazitätswerte müssen genau errechnet werden, damit die Parallelresonanzen, die solche Kondensatorgruppen immer aufweisen, nicht zu schädlichen Impedanzüberhöhungen führen.

Ein modernes EMV-Programm, das unter anderem solche Kondensatorgruppen zur Entkopplung von Versorgungsspannungen auf Leiterplatten errechnet, ist SILENT

(Simulation und Optimierung von Leiterplatten-Entkopplung). Man findet es im ELV-Katalog 1994 auf Seite 116.

Bild 9 zeigt den praktischen Aufbau einer solchen Kondensatorgruppe auf einer Leiterplatte. Unter der gezeigten Konstruktion befindet sich eine durchgehende Massefläche.

Das Resultat sieht man im Vergleich der Impedanzverläufe, wie sie in Bild 10 gezeigt sind. Der flachste Verlauf, der deswegen auch wirksamsten Entkopplung, gehört zu dem breitbandigen Aufbau, der mit SILENT ermittelt wurde.

Hierdurch erhält man eine sehr breitbandige Entkopplung, die mit ihrer Impedanz

Bild 9: Breitband-Entkopplung (SILENT)

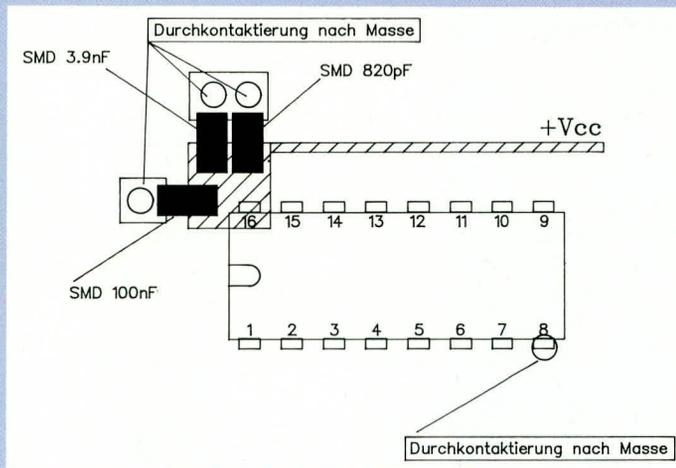


Bild 11: Meßergebnis: Breitband-Entkopplung (SILENT)

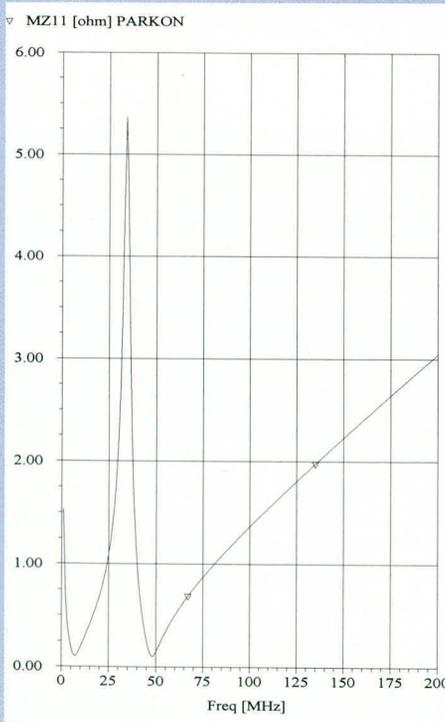
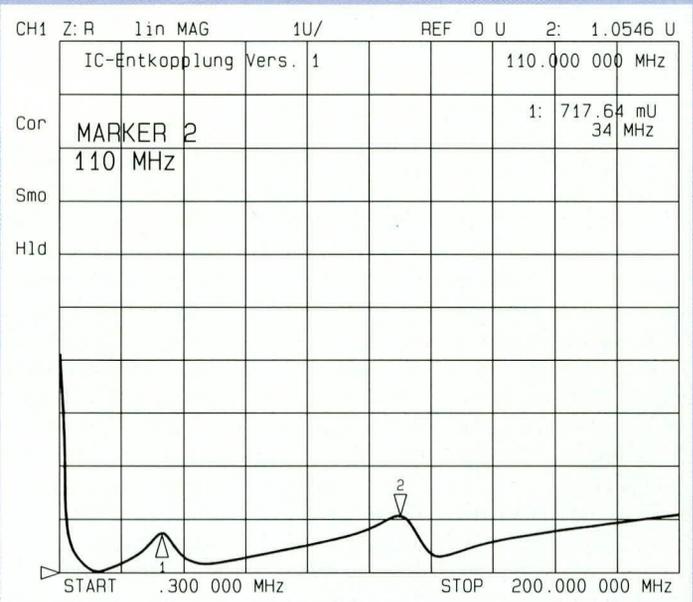


Bild 8: Impedanzverlauf bei Parallelschaltung zweier Kondensatoren

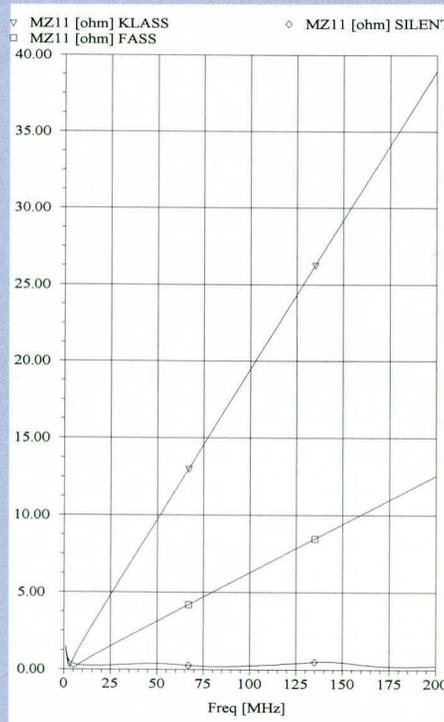


Bild 10: Impedanzverläufe klassische/induktionsarme/SILENT-Entkopplung

im Frequenzbereich bis 200MHz unter 1 Ω bleibt. Zum Vergleich: die Standard-Entkopplung erreicht bei 200MHz bereits 40 Ω !

In Bild 11 ist der Impedanzverlauf der SILENT - Entkopplung noch einmal als Meßergebnis dargestellt, da viele Praktiker der Simulation mit Recht etwas skeptisch gegenüber stehen, aber auch hier bleibt die Impedanz innerhalb 1 Ω .

Vor dem Hintergrund der Tatsache, daß heutige Digitallogik immer größere Geschwindigkeiten erreicht, ist eine wirksame, breitbandige Entkopplung solcher Schaltungen von herausragender Bedeutung.

In einem separaten Artikel im „ELV-journal“ 2/94 wird das Programmpaket „SILENT“ ausführlich beschrieben. Praktische Beispiele zeigen, wie auf einfache Weise optimierte Entstörmaßnahmen bereits während der Entwicklungsphase eines Gerätes oder auch zur nachträglichen Verbesserung einer Schaltung durchführbar sind.

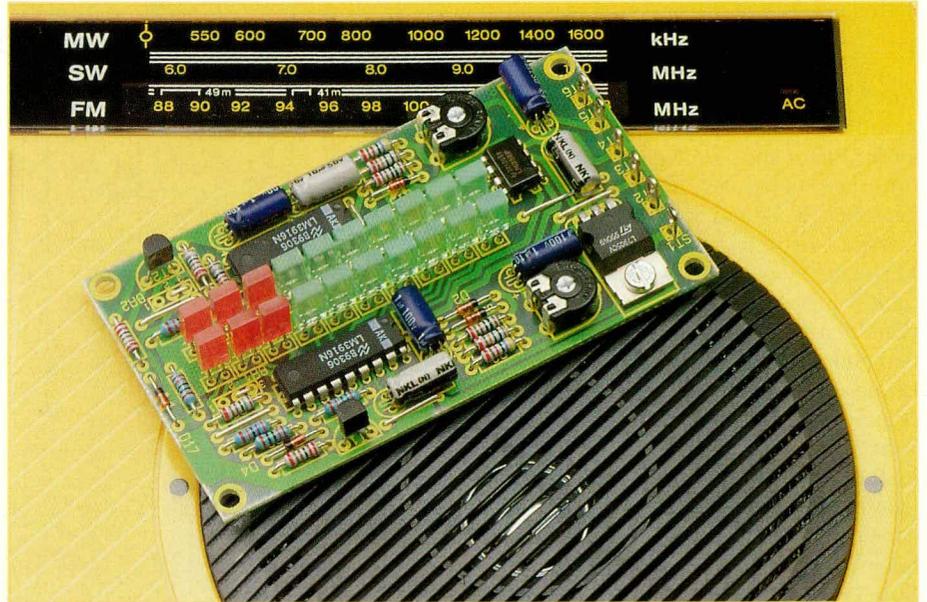


Literatur:

- 1) Dirks: Hochfrequenz - CAD - Programme Hüthig Verlag 1989; ISBN 3-7785-1833-X
- 2) Dirks: HF- Kondensatoren auf dem CAD-Prüfstand (Elektronik 8/1989 S112ff)

Stereo-Aussteuerungs-Anzeige

Wie mit wenig Aufwand ein universelles Stereo-VU-Meter zur optischen Kontrolle des NF-Aussteuerungspegels realisiert werden kann, zeigt dieser Artikel. Zusätzliche Features wie automatische Übersteuerungsanzeige, Leuchtband- oder Leuchtpunktbetrieb machen die Schaltung interessant.



Allgemeines

Bei vielen Geräten der Unterhaltungselektronik, wie z. B. Verstärkern oder Cassettenrecordern, wird häufig aus Kostengründen auf eine serienmäßige Aussteuerungsanzeige verzichtet. Durch den nachträglichen Einbau der ELV-Stereo-Aussteuerungs-Anzeige kann nun auch bei diesen Geräten der NF-Pegel optimal eingestellt und überprüft werden.

Da sich die Lautstärkeeinstellung bei Geräten der Unterhaltungselektronik in der Regel an der Hörcharakteristik des menschlichen Ohres orientiert und somit einen logarithmischen Verlauf aufweist, sollte bei der Aussteuerungsanzeige ebenfalls eine logarithmische Skaleneinteilung erfolgen. NF-Aussteuerungsanzeigen mit logarithmischer Skalierung werden im allgemeinen auch kurz als VU-Meter bezeichnet, was aus dem Englischen kommt und Volume-Unit-Meter bedeutet.

Die hier vorgestellte Schaltung basiert auf dem integrierten Schaltkreis LM 3916 von National Semiconductor und erlaubt einen Anzeigebereich von -20 dB bis +3 dB.

Je Stereokanal steht eine 10stellige Leuchtdiodenzeile zur Verfügung, die wahlweise als Leuchtbandanzeige oder im Leuchtpunktmodus (flying spot) genutzt werden kann. Um eine Übersteuerung optisch auffällig anzuzeigen, erlaubt ein zusätzliches Feature im Leuchtpunktbetrieb bei 3 dB Übersteuerung die auto-

mathe Umschaltung von Leuchtpunkt- auf Leuchtbandanzeige.

Aufgrund der erheblich geringeren Stromaufnahme bietet sich bei batteriebetriebenen Geräten die Leuchtpunktanzeige an. Die Konfigurierung des gewünschten Anzeigemodus wird einfach je Kanal mit einer Drahtbrücke bzw. einem Codierstecker vorgenommen.

Die Schaltung wurde so ausgelegt, daß ein NF-Normpegel von 775 mV am jeweiligen Stereo-Eingang eine Anzeige von 0 dB ergibt.

Die Schaltung verfügt über einen Versorgungsspannungsbereich, zwischen 7 V und 35 V, wobei die Stromaufnahme von der Anzahl der leuchtenden LEDs und von dem durch einen externen Widerstand programmierten LED-Strom abhängt.

Die NF-Signale der beiden Stereokanäle werden jeweils mit Hilfe eines Präzisions-Halbwellengleichrichters gleichgerichtet, wobei der Spannungsspitzenwert zur Anzeige herangezogen wird.

Blockschaltbild des LM 3916

Die Funktionsweise der recht einfachen Schaltung wollen wir uns zunächst an dem in Abbildung 1 dargestellten, vereinfachten Blockschaltbild des LM 3916 verdeutlichen. Im wesentlichen besteht die interne Schaltung aus 10 Komparatoren, deren nicht invertierende Eingänge jeweils mit einem Abgriff eines logarithmisch gewichteten Spannungsteilers verbunden sind. Sämtliche invertierende Eingänge sind intern miteinander verbunden und werden

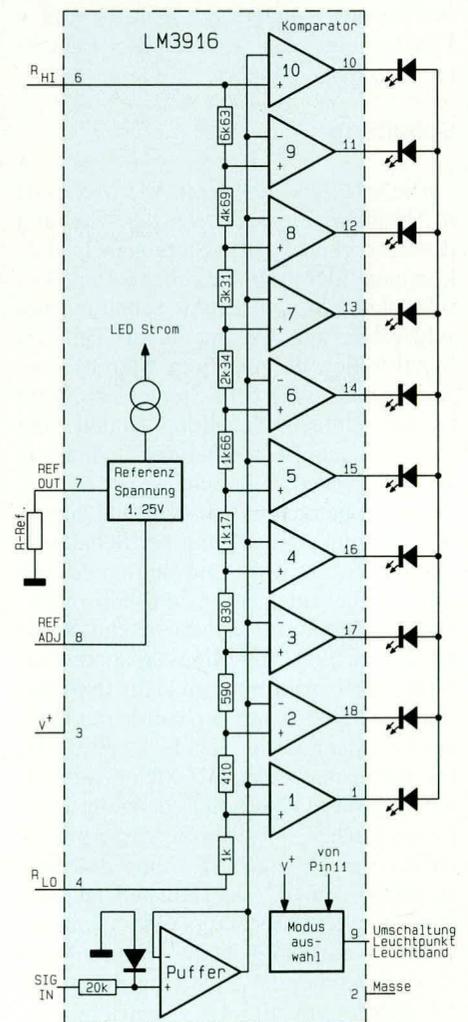


Bild 1: Blockschaltbild des LM 3916

über einen integrierten Pufferverstärker mit dem an Pin 5 zugeführten Eingangssignal gespeist. Negative Eingangsspannungen werden über die Eingangsschutzschaltung, bestehend aus einem 20 kΩ-Widerstand und einer Diode, nach Masse kurzgeschlossen.

Sowohl der obere als auch der untere Anschluß des integrierten logarithmisch gewichteten Spannungsteilers sind extern an den Pins 4 und 6 zugänglich und können mit einer beliebigen Referenzspannung zwischen 0 V und UB -1,5 V versorgt werden. Wird der untere Anschluß mit Masse und der obere Spannungsteileranschluß mit der an Pin 7 zur Verfügung gestellten Referenzspannung von 1,25 V verbunden, so leuchtet die oberste LED bei Erreichen von 1,25 V am Signaleingang (Pin 5) auf. Gleichzeitig kann mit einem Widerstand von Pin 7 nach Masse der LED-Strom programmiert werden. Durch jede leuchtende LED wird unabhängig von der Versorgungsspannung und der Umgebungstemperatur ein ca. 10mal so hoher Strom wie durch den von Pin 7 nach Masse geschalteten Widerstand fließen.

Der Betriebsmodus „Balkenanzeige“ oder „Leuchtpunktanzeige“ wird an Pin 9 des Bausteins eingestellt (Pin 9 offen = Punktanzeige, Pin 9 an +UB = Leuchtbandenanzeige).

Schaltung

Die Schaltung des Stereo-VU-Meters ist in Abbildung 2 zu sehen. Da die Schaltung des linken und rechten Stereokanals vollkommen identisch aufgebaut sind, beschränken wir uns bei der Schaltungsbeschreibung auf den im oberen Teil des Schaltbildes dargestellten Stereokanal. Auch wenn es sich beim Stereo-VU-Meter um eine einfache Schaltung handelt, sind durchaus ein paar schaltungstechnische Besonderheiten zu finden.

Hierzu betrachten wir zunächst einmal die Spannungsversorgung der Schaltung. Normalerweise wäre zum Betrieb des mit IC 2 aufgebauten Präzisionshalbwellengleichrichters eine symmetrische Spannung, d. h. eine Plus-Minus-Spannung erforderlich. Um mit einer einzigen Betriebsspannung auszukommen, wurde mit Hilfe des Festspannungsreglers IC 1 (7905) die Schaltungsmasse des VU-Meters auf 5 V unterhalb der Versorgungsspannung angehoben. Legen wir jetzt an die Versorgungsanschlüsse ST 1 und ST 2 eine Betriebsspannung von 10 V an, stellt sich an Pin 8 des Operationsverstärkers eine Spannung von +5 V und an Pin 4 eine Spannung von -5 V gegenüber der Schaltungsmasse des VU-Meters ein. Bei 15 V Betriebsspannung würden wir beispielsweise +5 V und -10 V erhalten.

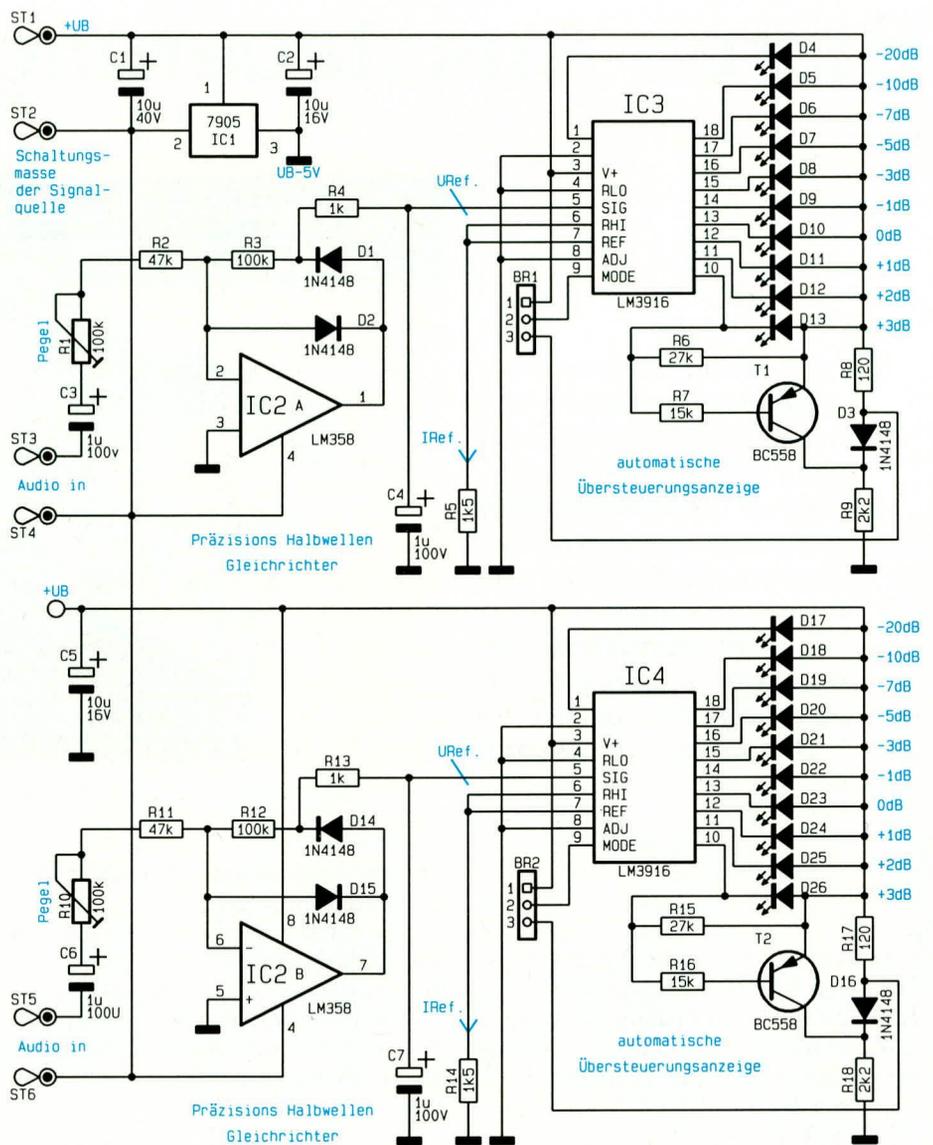


Bild 2: Schaltbild des Stereo-VU-Meters

Da sich der Fußpunkt des in IC 3 integrierten Spannungsteilers ebenfalls auf die Schaltungsmasse bezieht, spielt die absolute Versorgungsspannung nur eine untergeordnete Rolle. Lediglich der Aussteuerungsbereich in negativer Richtung des mit IC 2 A aufgebauten Halbwellengleichrichters muß sichergestellt werden. Gehen wir von 0 dB Pegel bei 775 mV Eingangsspannung aus, so liegt die untere Grenze der Betriebsspannung bei 7 V.

Die Versorgungsspannungsgrenze ist vom Betriebsmodus abhängig und beträgt im Leuchtpunktbetrieb 35 V, während bei einer Leuchtbandenanzeige aufgrund der erheblich höheren Verlustleistung am Spannungsregler maximal 15 V angelegt werden dürfen.

Das NF-Signal wird der Schaltung an ST 3 und ST 4 zugeführt und bezieht sich auf den Minuspol der Versorgungsspannung, der wiederum mit der Schaltungsmasse der Signalquelle gleichzusetzen ist.

Wechselspannungsmäßig sind die Schaltungsmasse der Signalquelle und die Masse des VU-Meters über die Elkos des Netzteils direkt miteinander verbunden.

Über den Koppelkondensator C 3 gelangt das Signal auf den mit R 1 bis R 3, D 1, D 2 sowie IC 2 A aufgebauten Halbwellengleichrichter, dessen Spannungsverstärkung durch das Verhältnis der Widerstände $(R 1 + R 2) : R 3$ festgelegt wurde.

Bei dem hier eingesetzten Präzisions-Halbwellengleichrichter wird der Spannungsabfall an der Gleichrichter-Diode D 1 durch den Operationsverstärker IC 2 A wieder ausgeglichen und der Filterkondensator C 4 über den Widerstand R 4 aufgeladen. Entladen wird C 4 über die Reihenschaltung aus R 3 und R 4, so daß wir in der vorliegenden Dimensionierung einen Spitzenwertgleichrichter erhalten.

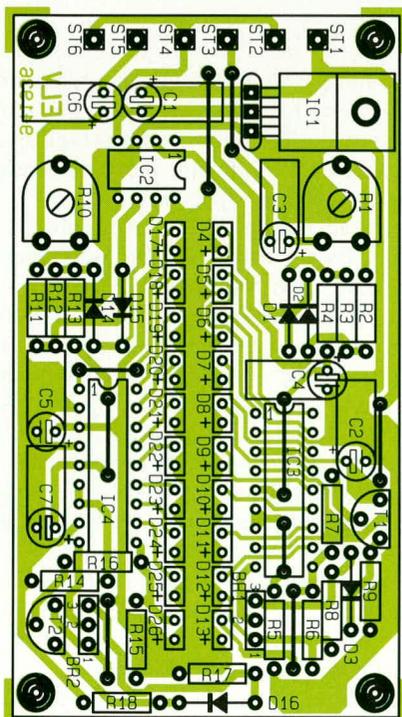
Das gleichgerichtete NF-Signal wird direkt auf den Eingang (Pin 5) des LM 3916 gekoppelt und mit den Referenzspan-

nungen des internen logarithmischen Spannungsteilers verglichen. Während der an Pin 4 zugängliche Fußpunkt des internen Spannungsteilers direkt mit der Schaltungsmasse verbunden ist, wird dem oberen Anschluß (Pin 6) des 10stufigen Spannungsteilers die an Pin 7 des Bausteins zur Verfügung gestellte Referenzspannung von 1,25 V zugeführt.

Der durch die Leuchtdioden fließende Konstantstrom hängt von der Belastung der Referenzspannung ab und wird durch den Widerstand R 5 programmiert. Durch jede leuchtende LED fließt ca. der 10fache Strom wie durch den Referenzwiderstand R 5. Die Betriebsspannung des Bausteins wird an Pin 3 (+ UB) und die Schaltungsmasse an Pin 2 angelegt.

Wie bereits erwähnt, kann die hier vorgestellte Schaltung des Stereo-VU-Meters wahlweise als Leuchtpunkt- oder als Leuchtbandanzeige eingesetzt werden. Bei der ersten Version ist die Stromaufnahme der Schaltung weitgehend konstant, da immer nur eine LED aufleuchtet, während bei der zweiten Version je nach Aussteuerungsgrad und damit Anzahl der leuchtenden LEDs die Stromaufnahme stark schwanken kann. Da je nach Einsatzfall sowie individuellem Wunsch beide Versionen ihre Vorzüge besitzen, kann der gewünschte Betriebsmodus mit einem Codierstecker bzw. einer Drahtbrücke an Pin 9 des Bausteins eingestellt werden. Der Transistor T 1 mit externer Beschaltung erlaubt in diesem Zusammenhang noch ein zusätzliches interessantes Feature.

Im Leuchtpunktmodus eingesetzt wird



Bestückungsplan der Stereo-Aussteuerungs-Anzeige

Pin 9 nicht beschaltet, während bei einer Leuchtbandanzeige Pin 9 an die Betriebsspannung gelegt wird, d. h. Pin 1 und 3 der Brücke BR 1 sind miteinander zu verbinden.

Werden hingegen Pin 2 und 3 der Codierbrücke BR 1 verbunden, wechselt die Anzeige mit dem Aufleuchten der Leuchtdiode D 13 von der Leuchtpunktanzeige zur Balkenanzeige. Eine Übersteuerung von 3 dB und mehr wird somit optisch besonders auffällig signalisiert.

Die Funktion der mit T 1 realisierten Zusatzschaltung ist ausgesprochen einfach. Sobald D 13 aufleuchtet, erhalten wir an der Parallelschaltung aus D 13 und R 6 einen Spannungsabfall von ca. 2 V. T 1 schaltet durch und versetzt die Diode D 3 in den Sperrzustand. Da wir jetzt an R 8 keinen Spannungsabfall mehr erhalten, steigt die Spannung an Pin 9 des LM 3916 auf UB an, und der Baustein wechselt den Betriebsmodus.

Nachbau

Der Nachbau des ELV Stereo-VU-Meters ist denkbar einfach und auch von Anwendern, die im Aufbau elektronischer

Stückliste: Stereo-Aussteuerungs-Anzeige

Widerstände:

120Ω	R8, R17
1kΩ	R4, R13
1,5kΩ	R5, R14
2,2kΩ	R9, R18
15kΩ	R7, R16
27kΩ	R6, R15
47kΩ	R2, R11
100kΩ	R3, R12
PT10, liegend, 100kΩ	R1, R10

Kondensatoren:

1µF/100V	C3, C4, C6, C7
10µF/40V	C1, C2, C5

Halbleiter:

LM3916	IC3, IC4
LM358	IC2
7905	IC1
BC558	T1, T2
1N4148	D1 - D3, D14 - D16
LED, 5mm, rechteckig, rot	D11 - D13, D24 - D26
LED, 5mm, rechteckig, grün	D4 - D10, D17 - D23

Sonstiges:

6 Lötstifte mit Lötöse

Schaltungen weniger geübt sind, schnell und unproblematisch durchführbar.

Für den Aufbau steht eine kleine Leiterplatte mit den Abmessungen 97,5 x 56,2 mm zur Verfügung. Die Bauteile werden entsprechend der Stückliste und dem Bestückungsplan bzw. dem Bestückungsaufdruck auf der Leiterplatte eingesetzt.

Wir beginnen die Bestückung mit den niedrigen passiven Bauelementen wie Widerständen, Dioden und Drahtbrücken. Die Anschlußbeinchen der Bauelemente werden abgewinkelt, durch die zugehörigen Bohrungen der Leiterplatte gesteckt und von der Lötseite sorgfältig mit ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Es folgen die 7 Elektrolyt-Kondensatoren, die mit der richtigen Polarität liegend einzulöten sind.

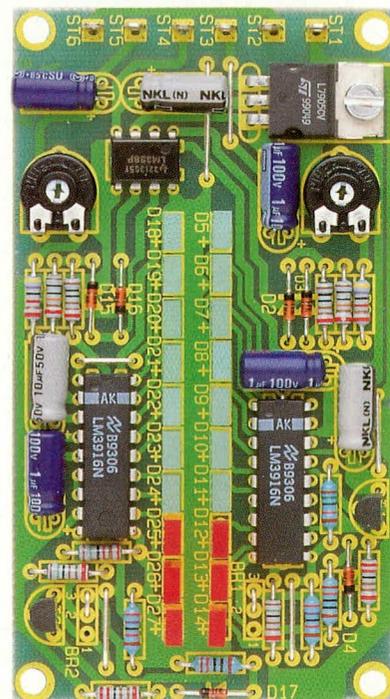
Die Transistoren werden so tief wie möglich bestückt, und der Negativ-Spannungsregler IC 1 wird vor dem Anlöten mit einer Schraube M 3 x 5 mm und zugehöriger Mutter liegend auf die Platine geschraubt.

Es folgen die 3 integrierten Schaltkreise, deren Gehäusekerbe mit dem entsprechenden Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen muß.

Nach dem Einlöten der beiden Einstelltrimmer und der 6 Lötstifte mit Lötösen wird die Platine sorgfältig hinsichtlich Bestückungsfehlern, kalten Lötstellen und Lötspitzern überprüft.

Danach kann das ELV-Stereo-VU-Meter dem gewünschten Einsatz zugeführt werden.

ELV



Ansicht der komplett aufgebauten Leiterplatte



RLC-Meßbrücke RLC 9000

Die genaue Bestimmung von unbekanntem oder unidentifizierbaren passiven Bauelementen ermöglicht diese neue mikroprozessorgesteuerte RLC-Meßbrücke mit digitaler Anzeige. Die recht komplexe Schaltungstechnik ist besonders ausgereift, so daß auch ein Selbstbau mit den entsprechenden Preisvorteilen möglich ist.

Allgemeines

Dieses innovative Labormeßgerät ermöglicht es, Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten einzeln oder in Parallel- oder Reihenschaltung genau zu bestimmen. Beim Ausmessen der unbekanntem Impedanzen/Admittanzen werden dabei die Bauteile vollkommen automatisch erkannt.

Das intelligente System zeigt die dominierende Größe des angeschlossenen Bauelementes an. Durch Umschaltung sind die Ersatzelemente der Serien- oder Parallelschaltung darstellbar. Zur Beurteilung der Qualität von Bauelementen dient die Anzeige von Güte- und Dämpfungsfaktor.

Widerstände zu bestimmen ist mit Hilfe eines gebräuchlichen Multimeters kein Problem, aber beim Ausmessen von Kondensatoren und Induktivitäten und insbesondere bei der reellen Betrachtung dieser Bauelemente sind Spezialmeßgeräte erforderlich.

Gerade in der anspruchsvollen Elektro-

nik mit zum Teil recht hohen Verarbeitungsgeschwindigkeiten wird die genaue Kenntnis der eingesetzten Bauelemente immer wichtiger. So reicht es vielfach nicht aus von einer Spule nur den Wert der Induktivität zu kennen, sondern auch der ohmsche Anteil ist von Bedeutung. Ebenso spielt der Verlustfaktor eines Kondensators eine wichtige Rolle. Nicht allein bei gewickelten Drahtwiderständen, sondern auch bei Kohle- und Metallschichtwiderständen muß je nach Anwendungsfall der induktive Anteil berücksichtigt werden. Bisher war für die Ermittlung dieser Werte ein aufwendiger und zeitraubender Meßaufbau erforderlich. Durch die hier vorgestellte mikroprozessorgesteuerte RLC-Meßbrücke sind entsprechende Messungen nun auf höchst einfache Weise möglich. Mit den hervorragenden technischen Daten und der außerordentlich einfachen Bedienung stellt dieses neue ELV-Meßgerät ein Spitzenprodukt mit einem günstigen Preis-Leistungsverhältnis dar.

Bemerkenswert ist die hohe Genauig-

keit von 0,5 %, wobei die gesamte Hardware des RLC 9000 weitgehend in konventioneller Technik und somit vergleichsweise preiswert für ein Meßgerät dieser Klasse ausgeführt werden konnte.

Die ausgeklügelte, praxiserprobte Bediensoftware erlaubt einen weitgehend automatischen Meßablauf. Egal welches Bauteil angeschlossen ist, das RLC 9000 zeigt im Automatik-Betrieb immer den richtigen Wert und das Ersatzschaltbild des Prüflings an.

Darüber hinaus können auch spezielle Werte wie Reihen- oder Serienwiderstand, Reihen- oder Serienkapazität, Reihen- oder Serieninduktivität, Güte oder Verlustfaktor abgefragt werden.

Im Gegensatz zu Meßbrücken, bei denen der Anwender den Abgleich selbst durchführen muß, arbeitet das mikroprozessorgesteuerte RLC 9000 mit automatischer Bereichswahl und mißt die komplexen Werte von Spannung und Strom. Daraus werden die vorhandenen Bauteilwerte berechnet und auf einem 4stelligen LED-

Display angezeigt. Die Darstellung der zugehörigen Einheiten erfolgt auf einem 2stelligen alphanumerischen Display. Im Automatik-Betrieb ist somit außer dem Anklebmen des zu prüfenden Bauelements keinerlei Bedienung erforderlich.

Ein automatischer Nullpunktgleich ermöglicht auch das Ausmessen kleiner Kapazitäten im pF-Bereich. Die wahlweise zuschaltbare Mittelwert-Automatik trägt zur Erhöhung der Genauigkeit bei und wertet eine Reihe von Messungen aus, um den Bauteilwert besonders präzise zu bestimmen.

Mit Hilfe der Bias-Funktion wird der Meßspannung eine Gleichspannung überlagert zur problemlosen Ausmessung unipolarer Kondensatoren, ohne diese zu verpolen.

Die Sense/Masse-Anschlüsse ermöglichen bei Bedarf eine Vierleitermeßtechnik, so daß bei langen Meßleitungen das Ergebnis durch Verfälschungen auf den Leitungen nicht beeinträchtigt wird.

Hervorzuheben sind noch die V24B-sowie die IEC-Bus-Schnittstelle, die einen Datenaustausch mit einem externen Rechner ermöglichen, so daß auf Wunsch auch eine vollständige Fernbedienung des Gerätes möglich ist.

17 Leuchtdioden informieren auf der übersichtlichen Frontplatte über den Funktionszustand.

Die technischen Daten des RLC 9000 sind in einer Tabelle zusammengestellt.

Zur Veranschaulichung der einzelnen Funktionen dieses innovativen Gerätes sollen nachfolgend die wesentlichen Grundlagen zur Messung komplexer Bauelemente erläutert werden.

Grundlagen

Zur Berechnung der Einzelkomponenten einer Reihen- oder Parallelschaltung von R und C oder von R und L ist es erforderlich, die Impedanz des Prüflings zu ermitteln. Die Impedanz eines Bauelementes entspricht der Reihenschaltung eines idealen Widerstandes und einer idealen Kapazität oder Induktivität. Ausgedrückt wird dies in der Formel:

$$\underline{Z} = R_s + jX_s,$$

wobei der Realteil R_s dem idealen Reihenwiderstand und der Imaginärteil X_s der idealen Reihenkapazität oder Reiheninduktivität entspricht. Negative Werte von X_s repräsentieren einen kapazitiven und positive Werte einen induktiven Anteil.

Ist die Impedanz eines Bauteils bekannt, so ergibt sich der Reihenwiderstand zu R_s und für positive Werte von X_s die Reiheninduktivität zu:

$$L_s = \frac{X_s}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{X_s}{6283,2} \quad (\text{für } 1 \text{ kHz})$$

und für negative Werte von X_s die Reihenkapazität zu :

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_s} = \frac{1}{|X_s| \cdot 6283,2} \quad (\text{für } 1 \text{ kHz})$$

Das Verhältnis von Imaginärteil zum Realteil wird bei Impedanzen als Güte und der reziproke Wert als Verlustfaktor bezeichnet. Je größer der Realteil im Verhältnis zum Imaginärteil ist, desto geringer ist die Güte und desto höher der Verlustfaktor.

Impedanzen mit einer Güte unter 1 besitzen einen dominierenden Reihenwiderstand, während bei einer Güte über 1 die Induktivität oder Kapazität dominierend ist. Ab einer gewissen Güte bzw. einem gewissen Verlustfaktor werden bei RLC-Meßbrücken Impedanzen als reine Widerstände oder Kapazitäten oder Induktivitäten angesehen. Legt man diese Grenze z. B. auf ein Verhältnis von 500 fest, so werden Impedanzen, deren Güte kleiner als 0,002 (Verlustfaktor >500) ist, als reiner Widerstand angesehen, weil der kapazitive oder induktive Anteil vernachlässigbar klein ist. Andererseits werden Kapazitäten oder Induktivitäten, deren Güte >500 ist, als reine Kapazitäten oder Induktivitäten angesehen, weil hierbei der Widerstand vernachlässigbar klein ist.

Zur Berechnung der äquivalenten Parallelschaltung von R und C oder R und L, die besonders bei R und C meistens angewendet wird, dienen folgende Formeln :

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

Grundlage aller dieser Berechnungen ist eine bekannte Impedanz. Um diese zu bestimmen, gibt es verschiedene mehr oder weniger aufwendige Verfahren. Das im RLC 9000 angewandte Verfahren ist besonders geeignet für automatische RLC-Meßbrücken, da es den Imaginärteil der Impedanz vorzeichenbehaftet ermittelt und somit eine automatische Erkennung von Induktivitäten oder Kapazitäten ermöglicht.

Bei diesem Verfahren werden am Prüfling, der mit einer Sinusspannung versorgt

wird, zu zwei um 90° verschobenen Zeitpunkten der Strom und die Spannung gemessen. Aus diesen 4 Messungen läßt sich dann nach folgenden Formeln die Impedanz ermitteln:

$$R_s = \frac{U_0 \cdot I_0 + U_{90} \cdot I_{90}}{I_0^2 + I_{90}^2}$$

und

$$X_s = \frac{U_{90} \cdot I_0 - U_0 \cdot I_{90}}{I_0^2 + I_{90}^2}$$

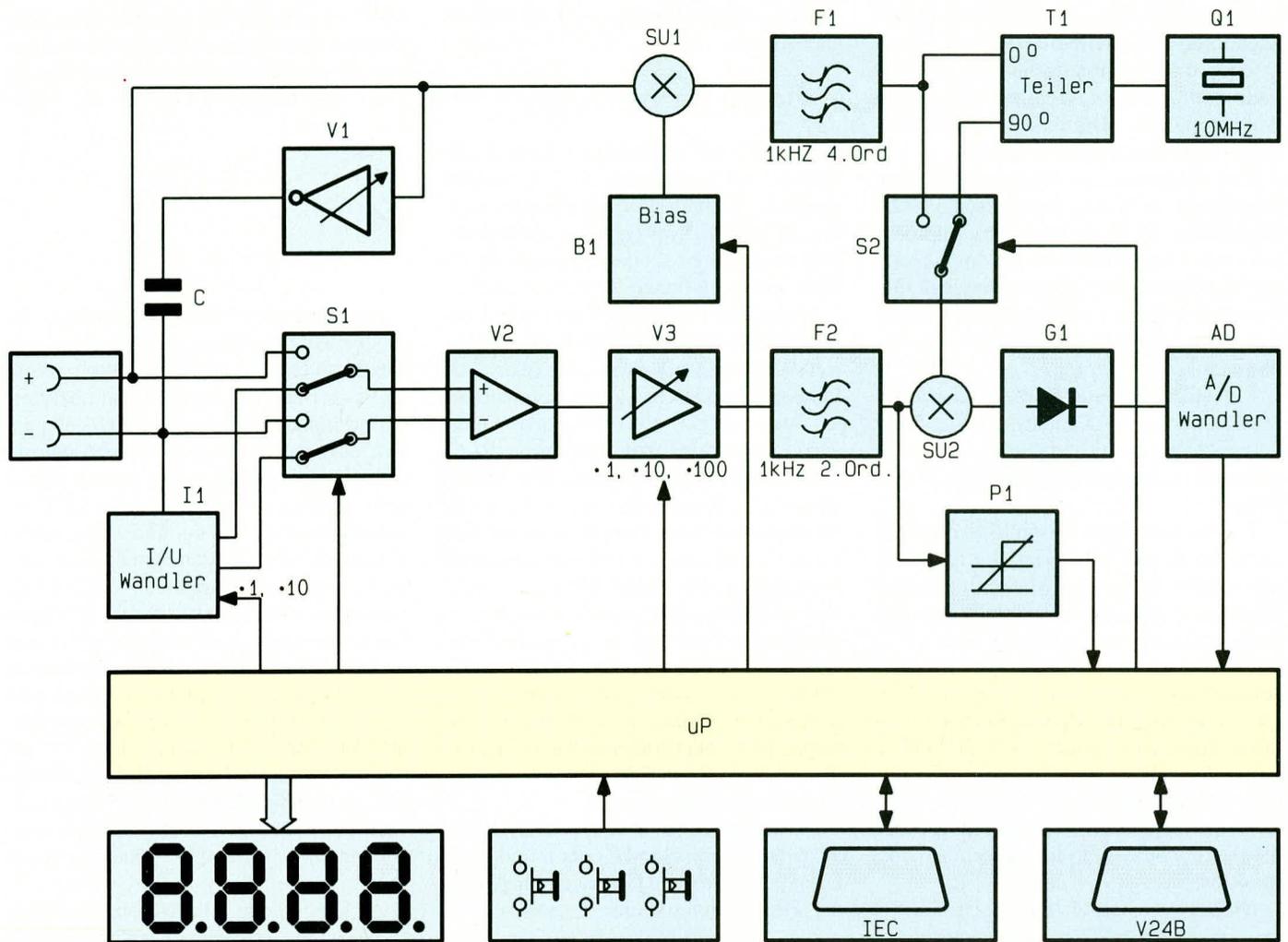
Bei diesem Verfahren ist allerdings die Frequenzabhängigkeit der Messung und der Parameter des Prüflings zu beachten. Um reale Bauelemente ganz exakt beurteilen zu können, ist die Kenntnis der genauen Betriebsfrequenz erforderlich, bei der die betreffenden Bauelemente später eingesetzt werden sollen. Nur dann sind die entsprechenden realen und imaginären Werte des betreffenden Bauelements exakt bestimmbar. So kann z. B. ein Wickelkondensator bei niedrigen bis mittleren Frequenzen eine „saubere“ Kapazität darstellen, jedoch im Hochfrequenzbereich zur Induktivität werden. Ebenso kann eine Spule, die bei niedrigen und mittleren Frequenzen eine Induktivität darstellt, im Hochfrequenzbereich als Kapazität wirken, wenn nämlich die kleinen Teilkapazitäten zwischen den einzelnen Windungen den induktiven Anteil bei hohen Frequenzen überschreiten.

An dieser Stelle soll die Problematik der Hoch- und Höchsthochfrequenztechnik jedoch nicht weiter vertieft werden, da dies ein Kapitel für sich ist. Nur soviel sei noch gesagt: Je höher der Frequenzbereich, in dem die Bauelemente eingesetzt werden, desto wichtiger ist die Ausführungsform und der konstruktive Aufbau eines Bauelementes, um sicherzustellen, daß auch bei den hohen Frequenzen die geforderten Eigenschaften erhalten bleiben.

Je nach Bauteiltyp und -wert ergeben sich unterschiedliche „Frequenz-Einsatzbereiche“. So sind für große Elkos Frequenzen von einigen kHz bereits nicht mehr verarbeitbar, da diese Komponenten üblicherweise als Puffer- und Ladeelkos konzipiert sind, während für Folienkondensa-

Technische Daten: RLC 9000

Meßbereiche:	Widerstand (R): 1 mΩ bis 10 MΩ, Auflösung 1 mΩ Induktivität (L): 0,1 μH bis 10 H, Auflösung 0,1 μH Kapazität (C): 0,1 pF bis 1000 μF, Auflösung 0,1 pF
Genauigkeit:	besser 0,5 % im Bereich: R: 0,5 Ω bis 10 MΩ L: 10 μH bis 10 H, Auflösung 0,1 μH C: 5 pF bis 1 mF, Auflösung 0,1 pF
Meßfrequenz:	1 kHz
Anzeigen:	Betrag: 4stelliges LED-Display 2stellige alphanumerische Einheiten-Anzeige
Schnittstellen:	V24-B, IEC-Bus
Abmessungen:	350 x 210 x 110 mm Gewicht: ca. 2,3 kg



Blockschaltbild des RLC 9000

toren Frequenzen von vielen Megahertz noch problemlos zu verarbeiten sind und kleine SMD-Kondensatoren selbst im Bereich von 1 GHz noch ihren Dienst tun. Natürlich gibt es in vielen Bereichen sowohl bei großen Elkos als auch bei SMD-Kondensatoren Sonderausführungen mit angepassten Leistungsdaten, so daß die hier gemachten Angaben nur als Richtwerte zu verstehen sind und keine Allgemeingültigkeit haben können.

Doch nun zurück zur Frequenzabhängigkeit der Messung. Eine variable Meßfrequenz erfordert einen hohen Aufwand und besonders hochwertige Bauelemente in der technischen Realisierung, so daß wir im vorliegenden Fall beim RLC 9000 eine feste Meßfrequenz von 1000 Hz gewählt haben. Deshalb ist zu beachten, daß alle ermittelten Meßwerte sich auf diese Frequenz beziehen. Besonders bei Induktivitäten fällt dies bei der Messung der Güte auf. Hat z. B. eine Standard-Induktivität von 14 µH bei 1 kHz eine Güte von

$$0,1 \left\{ \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R_s} \right\}$$

so hat dieselbe Induktivität bei 1 MHz

bereits eine Güte von 100, da sich der Imaginäranteil auf das 1000fache erhöht hat. Speziell bei der Betrachtung von Güte und Verlustfaktor ist somit die Meßfrequenz von besonderer Bedeutung, während die Werte von R, L und C davon in erster Näherung unabhängig sind, sofern sich der Frequenzbereich in einem für das Bauelement üblichen und zuträglichen Rahmen bewegt.

Nach diesen grundlegenden Vorbetrachtungen kommen wir nun zunächst zu einer einleitenden, kurzen Funktionsbeschreibung des RLC 9000.

Funktion

Aus dem 10 MHz-Quarzoszillator Q 1 des zentralen Mikroprozessors werden durch den Teiler T 1 zwei um 90° phasenverschobene 1 kHz-Rechtecksignale erzeugt. Aus dem Signal mit 0° Phasenverschiebung wird in Verbindung mit einem Bandpaß 4. Ordnung ein Sinussignal von 1 kHz mit fester Phasenbeziehung zum Referenzsignal erzeugt. Bevor dieses Sinussignal auf den Prüfling gelangt, kann über einen Summationspunkt SU 1 diesem

Sinussignal eine Gleichspannung gleicher Amplitude überlagert werden, um einen gepolten Prüfling vor negativen Spannungen zu schützen.

Um die durch die technische Realisierung bedingten parasitären Kapazitäten zu eliminieren, kann mit dem regelbaren Verstärker und dem Kondensator C ein hardwaremäßiger Cnull-Abgleich durchgeführt werden.

Über den Schalter S 1 wählt der Mikroprozessor aus, ob die Spannung am Prüfling oder der Strom durch den Prüfling zu messen ist. Der Strom durch den Prüfling wird über den I/U-Wandler I 1, der vom Prozessor in 2 Stufen (• 1, • 10) schaltbar ist, in eine dem Strom äquivalente Spannung umgewandelt.

Die ausgewählte zu messende Spannung gelangt über den Differenzverstärker V 2 auf den schaltbaren Verstärker V 3, der vom Prozessor in 3 Stufen (• 1, • 10, • 100) schaltbar ist. Nach Verstärkung auf einen maximal zu verarbeitenden Pegel gelangt das Meßsignal über den 1 kHz-Bandpaß 2. Ordnung (F 2) einerseits auf den Pegeldetektor P 1, dessen Signal der Prozessor benötigt, um Übersteuerungen zu erken-

nen und andererseits auf den Summationspunkt SU 2, wo dem Meßsignal vor der Gleichrichtung noch ein 1 kHz phasenselektiertes Rechtecksignal überlagert wird.

Durch die Überlagerung mit dem 1kHz0° oder 1kHz90°-Rechtecksignal wird von dem Nutzsignal nur der Bereich 0° bis 180° oder der Bereich 90° bis 270° im nachfolgenden Dual-Slop-AD-Wandler integriert.

Es wurde somit ein phasenselektiver Gleichrichter gebildet, als Voraussetzung für die 4 Messungen I_0 , I_{90} , U_0 und U_{90} .

Durch den AD-Wandler AD 1 mit der außerordentlich hohen Auflösung von 20 Bit (1 Mio Stufen) wird das Signal in einen Digitalwert gewandelt und dem Mikroprozessor übergeben. Nachdem der Prozessor alle Messungen durchgeführt hat, wird der Meßwert errechnet und auf dem Display angezeigt. Über die Tasten, die Anzeige und die IEC-Bus- sowie die V24B-Schnittstellen kommuniziert der Mikroprozessor mit dem Anwender oder dem steuernden PC.

Bedienung

Der Einsatz eines modernen Mikroprozessors ermöglicht eine besonders einfache und komfortable Bedienung. Nach dem Einschalten befindet sich das RLC 9000 in dem Automatik-Betriebsmodus RLC_{auto} ohne Mittelwertbildung und ohne Bias-Spannung.

Je nach Art des Prüflings wird rechts neben der Anzeige das Ersatzschaltbild angezeigt, wobei folgende Kombinationen möglich sind:

- reiner Widerstand (Rs leuchtet)
- reine Kapazität (Cs leuchtet)
- reine Induktivität (Ls leuchtet)
- Reihenschaltung von R und L, wobei R dominiert (Rs leuchtet und Ls blinkt)
- Reihenschaltung von R und L, wobei L dominiert (Ls leuchtet und Rs blinkt)
- Parallelschaltung von R und C, wobei R dominiert (Rp leuchtet und Cp blinkt)
- Parallelschaltung von R und C, wobei C dominiert (Cp leuchtet und Rp blinkt)

Über die Betriebsartenauswahl können noch einige Sonderformen angefordert werden und zwar :

- Parallelschaltung von R und L, wobei R dominiert (Rp leuchtet und Lp blinkt)
- Parallelschaltung von R und L, wobei L dominiert (Lp leuchtet und Rp blinkt)
- Reihenschaltung von R und C, wobei R dominiert (Rs leuchtet und Cs blinkt)
- Reihenschaltung von R und C, wobei L dominiert (Cs leuchtet und Rs blinkt)

Ergibt die Messung des Prüflings, daß ein reiner Widerstand, eine reine Kapazität oder eine reine Induktivität vorliegt (Güte oder Verlustfaktor größer als 500), so wird auf der Anzeige der Meßwert mit gültiger

Einheit angezeigt und nur eine der 3 LEDs Cs, Rs oder Ls leuchtet auf. Eine Betriebsartenauswahl ist in diesem Fall nicht mehr erforderlich und wird von der Software gesperrt.

In allen anderen Fällen wird je nach Betriebsart ein Ersatzschaltbild, bestehend aus einer leuchtenden und einer blinkenden LED sowie der zugehörige Meßwert angezeigt. Die möglichen Betriebsarten sind mit den Tasten an der rechten oberen Seite des Gerätes anzuwählen, wobei die zugehörige LED den aktiven Betriebsmodus anzeigt. Nachfolgend sind alle Betriebsmodi aufgeführt und beschrieben:

RLC_{auto} (Automatik-Modus)

In dieser vollautomatisch arbeitenden Betriebsart wird die dominierende Größe im Display, mit der zugehörigen gültigen Einheit angezeigt. Als Ersatzschaltbild wird bei R und L die Reihenschaltung und bei R und C die Parallelschaltung angewendet. Dies ist die komfortabelste Art Bauteile auszumessen, da eine Klassifizierung von Widerstand, Kapazität oder Induktivität automatisch erfolgt. Sie brauchen somit nur das Bauteil an die Eingangsklemmen anschließen und sogleich erscheint der betreffende Meßwert auf dem Display.

LC_{serial} (Reihenschaltung)

Hierbei wird die Reihenschaltung von R und C oder von R und L angenommen und auf jeden Fall die Reihenkapazität oder Reiheninduktivität angezeigt, unabhängig davon, ob sie dominierend ist oder nicht. Möchten Sie z. B. bei einem Widerstand, bei dem der ohmsche Anteil dominiert, den induktiven Anteil ermitteln, so betätigen Sie diese Taste und auf dem Display erscheint die Reiheninduktivität (vorausgesetzt, der Verlustfaktor ist nicht größer als 500).

LC_{parallel} (Parallelschaltung)

Im Gegensatz zur Messung von LC_{serial} wird in der Betriebsart LC_{parallel} die Parallelschaltung von R und C oder von R und L angenommen und auch auf jeden Fall die Parallelkapazität oder die Parallelinduktivität angezeigt, unabhängig davon, ob sie dominierend ist oder nicht.

R_{serial} (Reihenwiderstand)

In dieser Funktion gelangt der Reihenwiderstand einer angenommenen Reihenschaltung von R und C oder von R und L zur Anzeige. Auch hierbei spielt es keine Rolle, ob der Wert dominierend ist oder nicht. Als Anwendungsbeispiel sei die Bestimmung des ohmschen Reihenwiderstandes einer Spule genannt.

R_{parallel} (Parallelwiderstand)

Wiederum als Gegenstück zu R_{serial}

wird bei der Betriebsart „Rparallel“ der Parallelwiderstand einer angenommenen Parallelschaltung aus R und C oder aus R und L angezeigt.

Q (Güte)

Diese Funktion ermittelt die Güte eines Bauelementes.

D (Verlustfaktor)

In dieser Betriebsart wird der Verlustfaktor eines Bauelements angezeigt.

Zero C-Funktion

Um parasitäre Kapazitäten des Meßgerätes und der Meßleitungen auszugleichen, besteht mit Hilfe der „Zero C“-Funktion die Möglichkeit, parasitäre Kapazitäten softwaregesteuert zu eliminieren.

Ist kein Prüfling am Meßgerät angeschlossen und wird trotzdem eine Kapazität von einigen pF angezeigt, so genügt ein Druck auf die „Zero C“-Taste, um diese parasitäre Kapazität von allen nachfolgenden Messungen abzuziehen und somit zu eliminieren. Zur Bestätigung der Funktion leuchtet die „Zero C“-LED für eine halbe Sekunde auf.

Mittelwert-Funktion

Sofern Schwankungen in der Anzeige des Meßwertes auftreten, sei es durch äußere Störeinstreuungen oder in den Grenzbereichen des Meßgerätes, kann mit Hilfe der Mittelwertfunktion eine Gleit-Mittelwertbildung über 20 Meßwerte aktiviert werden. Hierbei bildet der zentrale Mikroprozessor den Mittelwert aus den letzten 20 Messungen und bringt diesen zur Anzeige, d. h. der Wert wird fortlaufend aktualisiert.

Zur Aktivierung dieser Funktion ist die Taste „Mean Value“ zu betätigen, wobei zur Signalisierung die zugehörige LED aufleuchtet.

Damit sich der Meßwert beim Wechsel des Prüflings nicht erst langsam ändert, wird die Mittelwertbildung mit neuen Werten begonnen, sobald ein Meßwert 20 % vom vorhergehenden Wert abweicht.

Bias-Funktion

Als nützliche Funktion bei der Messung gepolter Bauelemente ist die Bias-Funktion zu nennen. In dieser Betriebsart wird dem Meßsignal eine Gleichspannung überlagert, damit gepolte Bauelemente keinen Schaden nehmen wenn sie ausgemessen werden. Zur Aktivierung der Funktion ist die Taste „Bias“ zu betätigen und die zugehörige LED leuchtet auf.

Damit sind die wesentlichen Merkmale und Funktionen dieser RLC-Meßbrücke beschrieben und wir wenden uns im zweiten Teil dieses Artikels der interessanten Schaltungstechnik im Detail zu. 



1-Kanal-Funkfernsteuerung

Eine 1-Kanal-UHF-Funkfernsteuerung mit Miniatur-Handsender und Empfänger für universelle Schaltaufgaben beschreibt der vorliegende Artikel.

Allgemeines

Über einen Mini-Handsender, den Sie am Schlüsselbund tragen können, steuern Sie eine Empfänger-Schaltstufe. Bestens geeignet zum Fernschalten von Hof- und Gartentoren, Haustür- und Parkplatzbeleuchtungen sowie zur Betätigung vieler anderer elektrischer Verbraucher.

Technische Daten:

Miniatur-Handsender HS 433

Sendefrequenz: 433,92 MHz
Modulation: AM
Codierung: 3^{10} entsprechend 59049 Möglichkeiten
Betriebsspannung: 12 V-Batterie
Stromaufnahme: ca. 7 mA
Abmessung (HxBxT): ... 15x38x67mm

Empfänger FS 433 E und FS 433 U

Empfangsfrequenz: 433,92 MHz
Codierung : 3^{10} entsprechend 59049 Möglichkeiten
Betriebsspannung: 230 V/1,5 VA (oder 9 - 18 VDC/250 mA nurVers.2)
Schaltausgang:
Version 1: 230V Wechselspannung/ 8 A / 1800 W (Stecker-Steckdosengehäuse)
Version 2: potentialfreier Umschaltkontakt 1 x um 230 V-Wechselspannung/ 8 A (Wandgehäuse)

Die Basis der von ELV entwickelten 1-Kanal-Funkfernsteuerung bildet ein fertiges Empfänger-HF-Modul sowie ein dazu passender betriebsfertiger 1-Kanal-Handsender. Beide HF-Komponenten sind bereits komplett aufgebaut, getestet und abgeglichen und verfügen über eine BZT-Allgemeingenehmigung, d. h. sie sind wie es im allgemeinen Sprachgebrauch heißt „postzugelassen“.

Sender und Empfänger sind kompakt und teilweise in SMD-Technologie ausgeführt. Durch die hohe Betriebsfrequenz von 433,92 MHz fallen auch die Send- und Empfangsantennen klein aus und sind sowohl beim Sender als auch Empfänger mit im Gehäuse integriert. Eine hohe Übertragungssicherheit wird durch die 10-Bit-Trinärcodierung (3^{10} entsprechend 59049 Möglichkeiten) gewährleistet, wodurch auch mehrere Übertragungssysteme parallel betrieben werden können. Auf der Empfängerseite stehen 2 Versionen zur Verfügung.

Für den universellen, nicht stationären Einsatz im Haushalt, zum Schalten von Lampen, Audio- und Videogeräten, Lüftern usw. ist die Empfänger-Ausführung im Stecker-Steckdosengehäuse bestens geeignet. Die Installation ist hierbei besonders leicht durchführbar:

Einfach den Schalteempfänger in die Steckdose stecken und den fernzuschaltenden Verbraucher seinerseits mit der im Empfängergehäuse integrierten Steckdose verbinden. So kann auch zu jedem beliebigen späteren Zeitpunkt der Empfänger an anderer Stelle für neue Schaltaufgaben platziert werden.

Sollen hingegen stationäre Einrichtungen wie Garagentore, Pumpen, Gartenbeleuchtung usw. gesteuert werden, bietet sich die Empfängerversion 2 im Wandgehäuse an. Mit dem potentialfreien Relais-Umschaltkontakt können sowohl Niederspannungs-Schaltaufgaben ausgeführt als auch alternativ die Netzwechselfspannung geschaltet werden. Beide Empfängervarianten verfügen über 3 verschiedene Betriebsarten. Über einen 3fach-Schiebeschalter im Gehäuseinneren wird die Betriebsart ausgewählt.

1: Standard-Betrieb

In dieser Betriebsart zieht das Schaltrelais für die Dauer der Sendetasten-Betätigung an bzw. die Ausgangssteckdose ist eingeschaltet.

2: Toggle-Funktion

Im zweiten Betriebsmodus ändert sich der Schaltzustand mit jeder Tastenbetätigung (Toggle-Funktion), d. h. bei der ersten Betätigung zieht das Relais an, bei der zweiten Betätigung fällt es ab, bei der dritten zieht es wieder an usw.

Fertig aufgebautes und abgeglichenes HF-Empfängermodul und Mini-Handsender



3: Mono-Flop-Funktion

Diese Betriebsart entspricht einer Mono-Flop-Funktion, d. h. mit einmaliger Senderaktivierung zieht das Relais für eine einstellbare Zeit zwischen einer und 100 Sekunden an. Der angeschlossene Verbraucher ist für diese Zeitspanne eingeschaltet bzw. das Ausgangsrelais ist geschaltet. Die Einschaltzeitspanne wird mit einem Trimmer im Gehäuseinneren eingestellt.

Die Spannungsversorgung beider Empfänger erfolgt direkt aus dem 230 V-Wechselspannungsnetz, wobei die Version 2 (Wandausführung) alternativ auch über eine externe Gleichspannung im Bereich zwischen 9 V bis 18 V betreibbar ist.

Der nur 15 x 38 x 67 mm (HxBxT) messende Handsender wird aus einer kleinen 12 V-Batterie, die im Gehäuse Platz findet versorgt.

Schaltung

Wir bereits eingangs beschrieben, liegen die HF-Komponenten in Form eines

betriebsfertigen Miniatur-Handsenders und eines Empfängermoduls fertig montiert, abgeglichen und getestet mit Postzulassung vor. An diesen Komponenten dürfen keine Schaltungsänderungen oder Veränderungen des Abgleichs vorgenommen werden, da hierdurch automatisch die BZT-Allgemeingenehmigung erlöschen würde. Auf die Schaltungstechnik dieser Komponenten brauchen wir daher an dieser Stelle auch nicht näher einzugehen, d. h. wir können uns direkt den eigentlichen Schaltstufen zuwenden.

Abbildung 1 zeigt die Empfängerstufe mit Decodierschaltung. Dieser Schaltungsteil ist für beide Empfängerversionen weitgehend identisch aufgebaut. Ein Unterschied liegt lediglich in der Ausführung

der Empfangsantenne, worauf wir im Rahmen der Nachbaubeschreibung noch näher eingehen.

Am linken unteren Schaltbildrand ist das HF-Empfängermodul zu sehen. Das demodulierte NF-Signal steht an Pin 9 des Empfängermoduls zur weiteren Auswertung zur Verfügung.

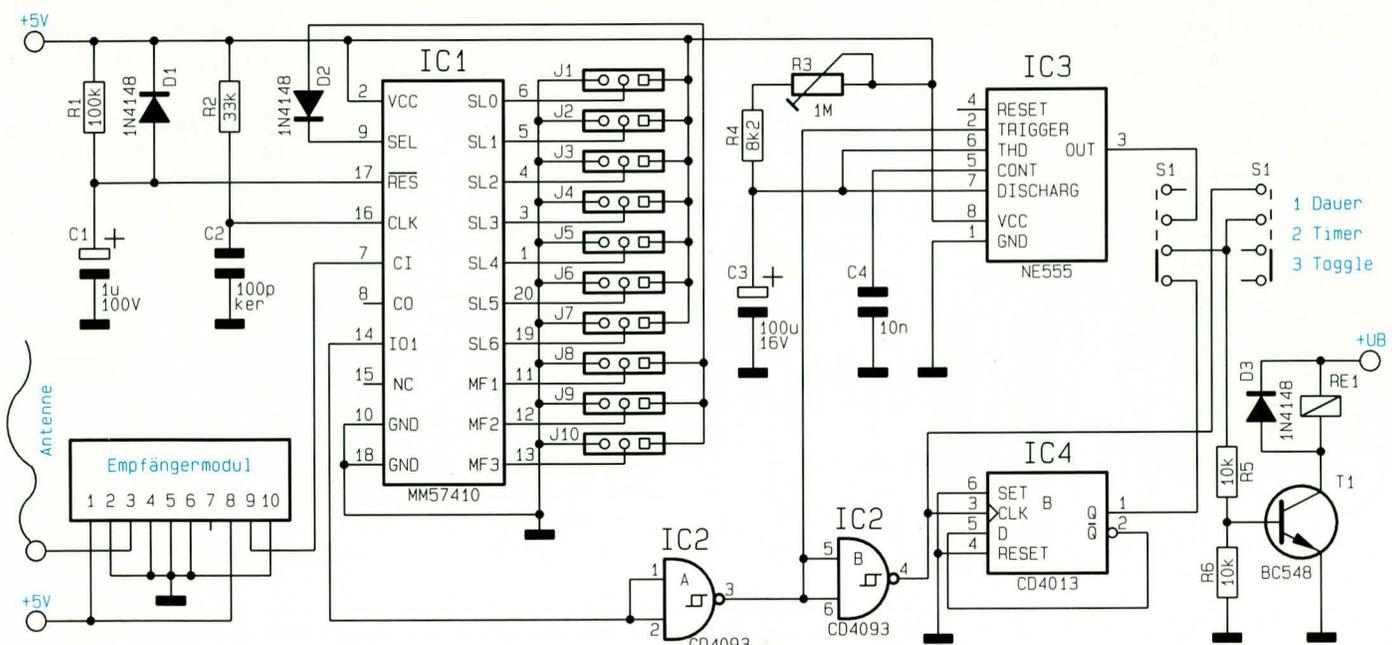
Beim IC 1 des Typs MM57410 handelt es sich um einen Decoderbaustein. Hier wird das von Pin 9 des Empfängermoduls kommende serielle Datenwort ausgewertet und mit dem über J 1 bis J 10 vorgegebenen Datenwort verglichen. Stimmen das gesendete serielle Datenwort und die JumperEinstellung J 1 bis J 10 überein, so liegt an Pin 14 von IC 1 High-Pegel an.

Mit den externen Bauelementen R 2 und C 2 ist das Timing des MM57410 festgelegt. Die Dimensionierung und damit die Taktrate entspricht derjenigen des Senders.

Die Reset-Schaltung ist mit R 1, C 1 und D 1 realisiert. Hierdurch wird mit dem Anlegen der Betriebsspannung ein definierter Reset-Impuls erzeugt. Mit jedem ausgelösten Reset wird von IC 1 der mit den Jumpers J 1 bis J 10 vorgegebene 10 Bit-Trinär-Code eingelesen, d. h. im Anschluß an eine Änderung des Codes muß zunächst ein Reset ausgelöst werden (Netzstecker ziehen oder Gerät aus der Steckdose ziehen), damit der Decoderschaltkreis IC 1 den aktuellen Code übernimmt.

Das an Pin 14 des IC 1 anliegende Schaltsignal gelangt über das als Inverter geschaltete Gatter IC 2 A an den Triggereingang des Timerbausteins IC 3. Mit dem bekannten Timerschaltkreis des Typs NE555 ist die bereits angesprochene Mono-Flop-Funktion realisiert. Durch den Trimmer R 3 in Verbindung mit dem Festwiderstand R 4 und dem Kondensator C 3 ist die

Bild 1: Schaltbild der Empfängerstufe mit Decodierschaltung



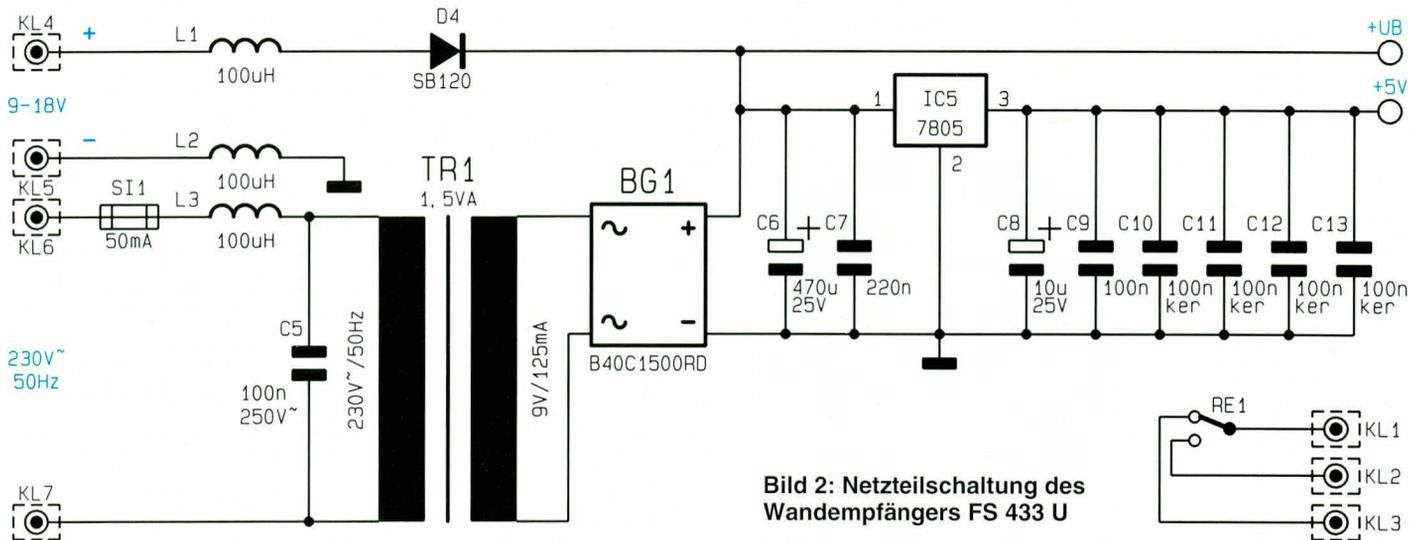


Bild 2: Netzteilsschaltung des Wandempfängers FS 433 U

Mono-Flop-Zeit im Bereich von einer Sekunde bis hin zu 100 Sekunden einstellbar. Die intern über Widerstände festgelegten Schalt-/Triggerschwellen des NE555 werden durch den Kondensator C 4 gepuffert.

Befindet sich der Wahlschalter S 1 in der Stellung „Timer“ so gelangt das Ausgangssignal des IC 3 (Pin 3) auf den Basisanspannungsteiler des Transistors T 1. Liegt hier ein High-Pegel an, so schaltet T 1 durch und das Ausgangsrelais RE 1 zieht für die durch den Trimmer R 3 vorgewählte Zeit an.

In der Schalterstellung „Dauer“ ist der Basiswiderstand R 5 direkt mit dem an IC 2 B anliegenden Schaltsignal verbunden. Für die Dauer der Sendetastenbetätigung führt der Ausgang 4 des IC 2 B High-Pegel, womit das Relais RE 1 dann angezogen ist.

Die Toggle-Funktion ist mit dem D-Flip-Flop IC 4 B des Typs CD 4013 realisiert. Hierfür liegen die direkten Steuereingänge Set und Reset von IC 4 B auf Masse (Low-Pegel) und der Clock-Eingang ist mit dem Schaltsignal des IC 2 B (Pin 4) verbunden. Bei jeder positiven Schaltflanke am Clock-Eingang wechselt der Ausgang Q seinen Pegel. In der Schalterstellung „Toggle“ gelangt das Ausgangssignal des D-Flip-Flop (Pin 1) auf den Basisanspannungsteiler des T 1 - entsprechend

wird das Relais RE 1 geschaltet.

Damit ist die Beschreibung der Empfangsschaltung soweit abgeschlossen und wir kommen zu den Netzteilsschaltungen.

Betrachten wir zunächst die Netzteilsschaltung des Wandempfängers (Empfängerversion 2) in Abbildung 2.

Über die Schraubklemmen KL 6 und KL 7, die Sicherung SI 1, die Spule L 3 in Verbindung mit dem Kondensator C 5 gelangt die 230 V-Netzwechselspannung auf die Primäranschlüsse des Netztrafos TR 1. Die Sekundärausgangsspannung von 9 V wird nun mit dem integrierten Vollwellengleichrichter BG 1 gleichgerichtet und durch den Ladeelko C 6 gepuffert.

Die so gewonnene ungestabilisierte Gleichspannung gelangt zu einem an den Spannungsregler IC 1 und zum anderen wird sie direkt zum Schalten des Relais RE 1 herangezogen (siehe Verbindung UB).

Der Spannungsregler IC 5 des Typs 7805 nimmt eine Stabilisierung auf +5 V vor. Die Kondensatoren C 7, C 8 und C 10 sind in unmittelbarer Nähe zum Spannungsregler IC 5 angeordnet, zur wirksamen Unterdrückung von Schwingneigungen. Innerhalb der Schaltung sind die keramischen Kondensatoren C 11 bis C 13 jeweils den Halbleiterschaltkreisen zugeordnet und übernehmen die Aufgabe der Blockung

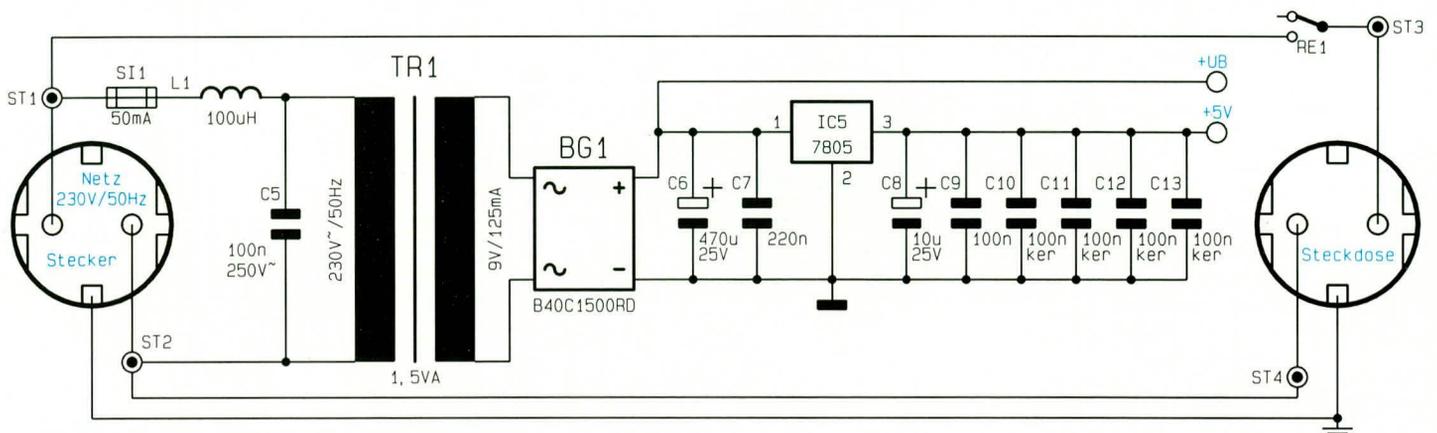
und Pufferung für die Versorgungsspannung.

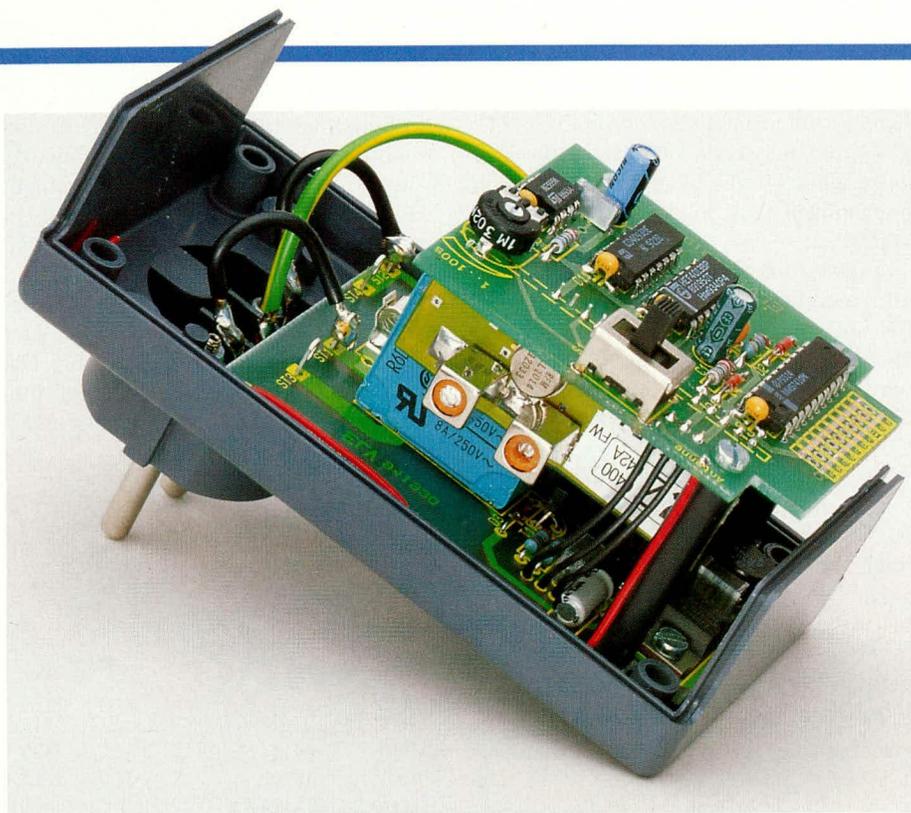
Die Empfängerversion 2 kann zusätzlich über eine DC-Spannung im Bereich zwischen 9 V bis 18 V betrieben werden. Über L 1 und D 4 gelangt die an den Klemmen KL 4 und KL 5 anliegende DC-Spannung auf den Pufferelko C 6. Die Diode D 4 hat in diesem Zusammenhang eine Doppelfunktion. Im DC-Betrieb dient sie als Verpolungsschutz, während sie bei 230 V-Betrieb einen Rückstrom vom integrierten Netzteil zur Klemme KL 4 verhindert. Zur Störsignalunterdrückung ist die Drossel L 2 zwischen der Masseklemme KL 5 und der Empfänger-masse geschaltet. Gleiche Funktionen übernehmen auch die Drosseln L 1 und L 3.

Am rechten unteren Schaltbildrand ist der potentialfreie Relais-Umschaltkontakt zu sehen. Die Relais-Kontakte sind direkt mit den Schraubklemmen KL 1 bis KL 3 verbunden. Die maximale Kontaktbelastung beträgt 8 A bei 230 V-Wechselspannung.

Abbildung 3 zeigt das Netzteil des Stecker-Steckdosen-Empfängers (Version 1).

Bild 3: Netzteilsschaltung des Stecker-Steckdosen-Empfängers FS 433 E





Die Schaltung des eigentlichen Netzteils ist wiederum weitgehend identisch mit der aus Abbildung 2 und braucht an dieser Stelle nicht neu beschrieben zu werden. Die Möglichkeit einer DC-Spannungszuführung wird in dieser Version nicht benötigt.

Die integrierte Ausgangssteckdose wird direkt über den Schaltkontakt des Relais RE 1 geschaltet. Der Schutzleiteranschluß, der für den Betrieb der Elektronik nicht notwendig ist, wird direkt vom Schutzleiteranschluß des Eingangssteckers zum Schutzleiteranschluß der Ausgangssteckdose geschaltet. Nach dieser ausführlichen Schaltungsbeschreibung wenden wir uns nun dem Nachbau zu.

Nachbau

Die Wandgehäuse-Version und Stecker-Steckdosen-Version werden in unterschiedlichen Gehäusen eingebaut. Der Aufbau und auch die Leiterplatten sind vollkommen unterschiedlich ausgeführt. Wir beginnen die Beschreibung des Nachbaus mit der Stecker-Steckdosen-Version.

Empfängerversion 1

Die Schaltung der Empfängerversion 1, bestehend aus Abbildung 1 und Abbildung 3, wird auf 2 einzelnen Leiterplatten aufgebaut. Die einseitig ausgeführte 58 x 83 mm messende Grundplatine trägt im wesentlichen die Bauelemente des Netzteils und das Ausgangsrelais. Die übrigen Bauelemente aus Abbildung 1 sind auf der doppelseitig ausgeführten 56 x 65 mm messenden Dachplatine untergebracht. Das Empfängermodul wird hier auf der Unterseite (Lötseite) der Leiterplatte eingesetzt.

Fertig aufgebaute, in die Gehäuseunterschale eingesetzte Schaltung des Stecker-Steckdosen-Empfängers

Wir beginnen die Bestückung der beiden Leiterplatten in gewohnter Weise mit dem Einsetzen der niedrigen Bauelemente, gefolgt von höheren, größeren Komponenten. Wie üblich gehen wir hierbei nach der Stückliste und dem Bestückungsplan bzw. dem Bestückungsdruck vor.

Der Elko C 8 sowie der Spannungsregler IC 5 auf der Grundplatine sind, wie im Bestückungsdruck angegeben, liegend einzubauen.

Um eine ausreichende mechanische Stabilität zu gewährleisten, ist der Spannungsregler zusätzlich mit einer M 3 x 6 mm Zylinderkopfschraube an die Leiterplatte anzuschrauben. Die Lötstützpunkte ST 1 bis ST 4 sind mit den beiliegenden Lötösen zu bestücken.

Nachdem die Bestückung soweit fortgeschritten ist, wird das HF-Empfangsmodul von der Lötseite her in die Dachplatine eingelötet. Die elektrische Verbindung zwischen Dach- und Grundplatine wird aus 3 Leitungsabschnitten mit einer Länge von 50 mm angefertigt. Nach dem Abisolieren sind die 3 Leitungen in die übereinander angeordneten Verbindungsbohrungen einzulöten. Auf der Dachplatine befinden sich diese Bohrungen unterhalb des Schalters S 1 und auf der Grundplatine oberhalb des Elkos C 8.

Als dann ist die 140 mm lange Drahtantenne einseitig an ca. 3 mm Länge abzuisolieren und in die vorgesehene Bohrung der Dachplatine einzulöten.

Im nächsten Arbeitsschritt sind die Anschlußleitungen an die Steckereinheit der unteren Gehäusehalbschale anzubringen. Die äußeren Kontakte der Steckdose (P und N) sind hierfür mit je einer 70 mm langen 1,5 mm²-Leitung zu versehen. Der Anschluß an der Steckdose muß über die beiliegenden M 3-Lötösen erfolgen. Die Leitung wird zunächst auf 10 mm Länge abisoliert, durch die Lötöhre der Lötöse gesteckt, umgebogen und verlötet.

Nachdem beide Leitungsabschnitte so vorgefertigt sind, wird zunächst je eine Mutter auf die Anschlußstifte der Steckdose aufgeschraubt. Als dann folgt je eine Kabellötöse und die zweite Mutter, die entsprechend festzuziehen ist.

Für die Schutzleiterverbindung kommt die grün-gelbe Leitung zum Einsatz, wobei auf der Steckerseite der Anschluß wiederum mit einer 3 mm Lötöse vorgenommen wird. Auch hier muß die 120 mm lange an beiden Enden auf 10 mm Länge abisolierte Leitung zunächst durch den Lötschlitz der Lötöse geführt, umgebogen und erst dann verlötet werden.

Nachdem die an der Dachplatine angelötete Drahtantenne durch die Bohrungen der Grundplatine geführt ist und zwischen Dach- und Grundplatine ein Abstand von ca. 40 mm vorliegt, ist die so entstandene Einheit in die Gehäuseunterhalbschale einzusetzen. Hierzu wird zunächst die Grundplatine eingesetzt und die Dachplatine mittels 3 M 3 x 40 mm Zylinderkopfschrauben sowie entsprechenden Abstandsbolzen (35 mm) aufgeschraubt. Im eingebauten Zustand befinden sich die Abstandsbolzen zwischen den beiden Leiterplatten und die gesamte Einheit wird durch die M 3-Befestigungsschrauben mit der Gehäuseunterhalbschale verbunden.

Sodann sind die von der Steckereinheit kommenden äußeren Anschlußleitungen mit den Lötösen ST 1 und ST 2 der Grundplatine zu verbinden. Auch hier zunächst das abisolierte Leitungsende durch die Bohrung der Lötöse führen, umknicken und erst dann verlöten. Die Lötösen ST 3 und ST 4 sind anschließend, wie beschrieben, mit je einer 1,5 mm²-Leitung zu versehen.

Die 3 nun aus dem Chassis ragenden Leitungen (Schutzleiter und die beiden zuletzt angebrachten Leitungen) sind mit der Steckdoseneinheit der oberen Gehäusehalbschale zu verbinden.

Das überstehende Leitungsende der Antenne ist bis zur Gehäuseecke der Unterhalbschale weiterzuführen und mit einem Universalkleber zu fixieren.

Mit dem Einschrauben der Steckdoseneinheit in die obere Gehäusehälfte und dem anschließenden Verschließen des Gehäuses (Verschraubung durch 4 Zylinderkopfschrauben) ist der Nachbau der Empfän-

gerversion 1 abgeschlossen. Bevor das Gehäuse jedoch verschlossen wird, sollte der gewünschte Code sowie die Betriebsart durch den Schalter S 1 und ggf. die Timerzeit eingestellt werden.

Bei dieser Empfängerversion wird der Code durch Lötbrücken, wie sie auch im Handsender vorhanden sind, eingestellt. Die Codierung des Empfängers darf nur am stromlosen Gerät erfolgen.

Das Codierfeld im Empfänger ist identisch zum Codierfeld des Handsenders aufgebaut, wodurch die Übereinstimmung der Codierung leicht kontrollierbar ist.

Kommen wir als nächstes zur Nachbau-beschreibung des Wandempfängers.

Empfängerversion 2

Aufgrund der vollkommen unterschiedlichen Gehäusekonzeption ist hier nur eine Leiterplatte vorhanden, auf der sämtliche

Komponenten untergebracht sind. Die 142 x 43 mm messende Platine ist einseitig ausgeführt. Die Bestückung erfolgt auch hier anhand von Stückliste und Bestückungsplan.

Zuerst sind die Brücken, gefolgt von allen niedrigen Bauelementen und schließlich auch die übrigen hohen Komponenten zu bestücken. Der Spannungsregler IC 5 wird liegend montiert und zusätzlich mit einer M 3 x 6 mm Zylinderkopfschraube auf der Leiterplatte befestigt.

Die Codierung erfolgt bei dieser Empfängerversion über ein Jumperfeld. Hierzu ist die Leiterplatte mit 10 einzelnen Stiftreihen mit je 3 Stiften zu bestücken.

Das HF-Empfängermodul wird auch hier fest in die Leiterplatte eingelötet. Die Empfangsantenne ist bereits mit auf der Leiterplatte integriert, so daß hier keinerlei „Verkabelung“ erforderlich ist. Nachdem

die Leiterplatte soweit fertiggestellt und kontrolliert ist, wird die Platine in das Gehäuseunterteil eingesetzt. Die Anschlußklemmen KL 1 bis KL 7 sollen später bei der Montage des Empfängers an der Wand nach unten weisen, entsprechend müssen die Lüftungsgitter der unteren Gehäusehalbschale ausgerichtet sein, damit hier keine Feuchtigkeit eindringen kann. Die Leiterplatte wird mit vier 2,9 x 6,5 mm Knippingschrauben in die Gehäuseunter-

Stückliste: 1 Kanal-Empfänger FS 433 E

Widerstände:

8,2kΩ	R4
10kΩ	R5, R6
33kΩ	R2
100kΩ	R1
PT10, liegend, 1MΩ	R3

Kondensatoren:

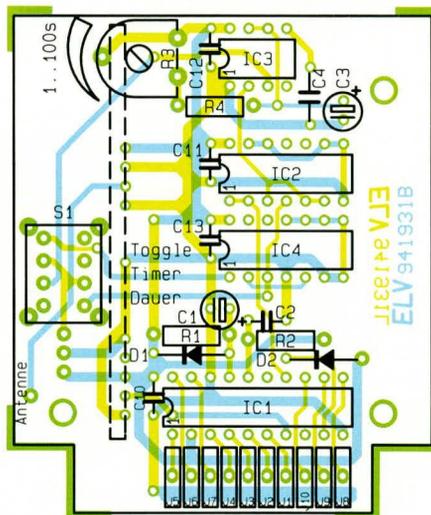
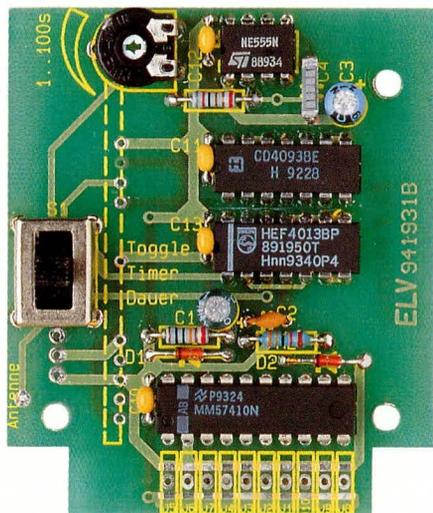
100pF	C 2
10nF	C4
100nF/ker	C10 - C13
100nF	C9
100nF/250V~	C5
220nF	C7
1µF/100V	C1
10µF/25V	C8
100µF/16V	C3
470µF/25V	C6

Halbleiter:

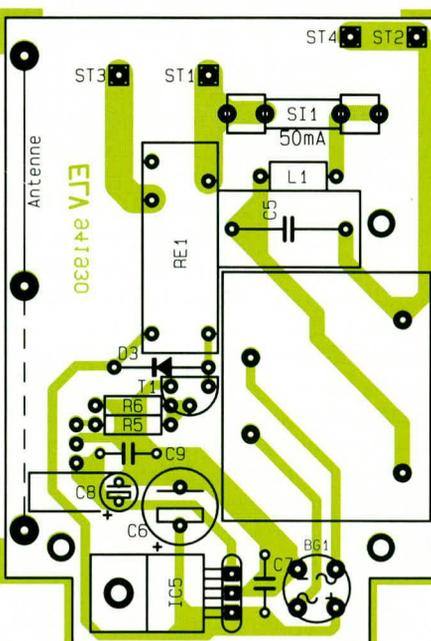
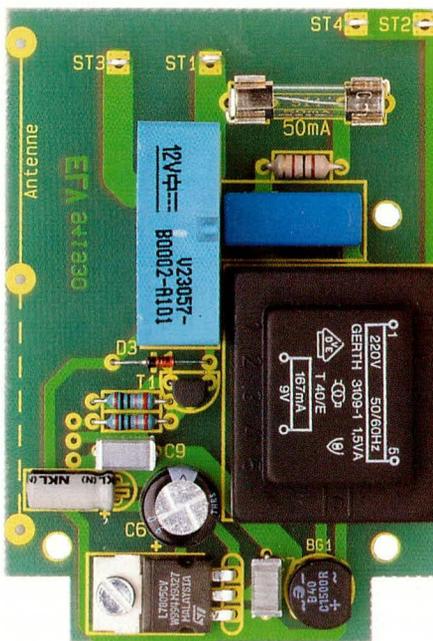
MM57410	IC1
NE555	IC3
CD4013	IC4
CD4093	IC2
7805	IC5
BC548	T1
1N4148	D1 - D3
B40C1500RD	BG1

Sonstiges:

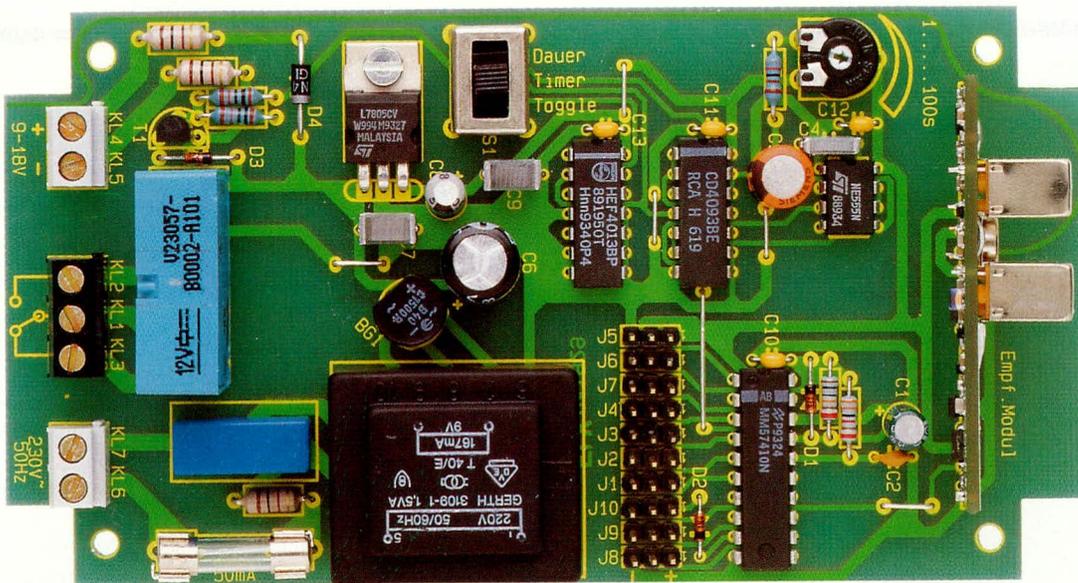
- 1 Spule 100µH
- 1 Empfängermodul
- 1 Sicherung, 50mA, träge
- 1 Platinensicherungshalter (2 Hälften)
- 1 Print-Schiebeschalter, 2 x um
- 1 Kartenrelais, stehend
- 4 Lötstifte mit Lötöse
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm
- 3 Zylinderkopfschrauben, M3 x 40mm
- 3 Distanzröllchen, M3 x 35mm
- 5 Muttern, M3
- 3 Lötösen, M3
- 1 Trafo, 9V/125mA
- 35 cm flexible Leitung, ST1, 0,22mm²
- 25 cm flexible Leitung, ST1, 1,5mm²
- 8 cm flexible Leitung, ST1, 1,5mm², grün/gelb
- 1 Stecker-Steckdosen-Gehäuse, bedruckt



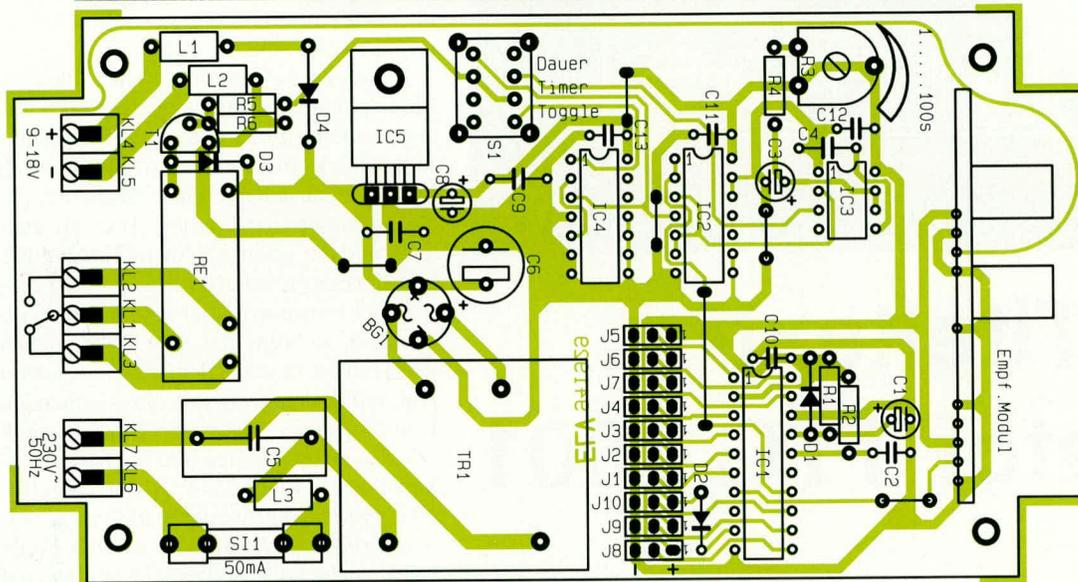
Stecker-Steckdosen-Empfänger: Foto der fertig aufgebauten Dachplatine mit Bestückungsplan



Stecker-Steckdosen-Empfänger: Grundplatine mit zugehörigem Bestückungsplan



Fertig aufgebaute Leiterplatte des Wand-Empfängers mit Bestückungsplan



Stückliste: 1 Kanal-Empfänger FS 433 U

Widerstände:

8,2kΩ	R4
10kΩ	R5, R6
33kΩ	R2
100kΩ	R1
PT10, liegend, 1MΩ	R3

Kondensatoren:

100pF	C2
10nF	C4
100nF/ker	C10 - C13
100nF	C9
100nF/250V~	C5
220nF	C7
1µF/100V	C1
10µF/25V	C8
100µF/16V	C3
470µF/25V	C6

Halbleiter:

MM57410	IC1
NE555	IC3
CD4013	IC4
CD4093	IC2
7805	IC5

BC548	T1
1N4148	D1 - D3
SB120	D4
B40C1500RD	BG1

Sonstiges:

- 3 Spulen 100µH
- 1 Empfängermodul
- 1 Sicherung, 50mA, träge
- 1 Platinsicherungsshalter (2 Hälften)
- 1 Print-Schiebeschalter, 2 x um
- 1 Kartenrelais, stehend
- 1 Schraubklemmleiste, 3pol
- 2 Schraubklemmleisten, 2pol
- 4 Knippingschrauben, 2,9 x 6,5mm
- 1 Zylinderkopfschraube, M 3 x 5 mm
- 4 Senkkopfschrauben, M3 x 35mm
- 1 Mutter, M3
- 2 Stiftleisten, 20polig
- 10 Jumper
- 1 Trafo, 9V/125mA
- 1 Gehäuse, bedruckt und gebohrt
- 2 Kabeldurchführungen
- 4 Wandbefestigungsmodule

halbschale eingeschraubt. Die Zuführung der Betriebsspannung (9 V bis 18 V= oder 230 V~) und für den Anschluß der Schalleitungen ist eine der beiden Gehäusestirnpalten mit 2 Bohrungen ausgeführt. In diese Bohrungen werden die beiliegenden Kabeldurchführungen eingeschraubt, wodurch nach der Montage der Zuleitungen ein fester Sitz gewährleistet ist.

Speziell für die Wandmontage stehen 4 Wandbefestigungsmodule zur Verfügung, die auf der Rückseite der Gehäuseunterhalbschale anzuschrauben sind.

Die Codeeinstellung am Empfänger erfolgt, wie bereits beschrieben, bei dieser Version durch Codierbrücken. Wenn der Handsender mit den Batterieklammern links an das Empfängergehäuse gehalten wird, dann stimmen Position und Lage der beiden Codierfelder überein, wodurch auch hier eine Kontrolle einfach möglich ist. Dabei ist zu beachten, daß die Codierung des Empfängers aus Sicherheitsgründen nur am stromlosen Gerät erfolgen darf und eine Übernahme des Codes erst mit einem Reset, d. h. nach Unterbrechung der Betriebsspannung erfolgt.

Achtung:

Beide Empfängerversionen arbeiten mit der lebensgefährlichen 230 V-Netzwechselspannung, die im Gerät frei geführt sind. Aufbau, Inbetriebnahme und Installation dürfen daher nur von Fachkräften durchgeführt werden, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind. Die einschlägigen Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten.





Video-Titeltext-Generator TTG 7001

Teil 3

Nachbau, Inbetriebnahme und Abgleich dieses innovativen Video-Titeltext-Generators stellen wir Ihnen im vorliegenden, dritten Teil dieses Artikels vor.

Nachbau

Der Nachbau des TTG 7001 gestaltet sich recht einfach, da sämtliche Bauteile inklusive Bedienelemente, Buchsen und Netztransformator auf einer doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte mit den Abmessungen 264 mm x 138 mm Platz finden.

Die Bauteilseite der Leiterplatte wurde aus Abschirmgründen, und um eine möglichst niederohmige Masseführung innerhalb des Gerätes zu gewährleisten, größtenteils als Massefläche ausgelegt. Zusätzlich wurde die gesamte Massefläche in eine digitale und eine analoge Schaltungsmasse aufgeteilt, so daß im Analogteil Störungen durch digitale Taktsignale vermieden werden. Des weiteren sind Masseflächen im analogen Schaltungsteil, besonders bei empfindlichen Signalen und

höheren Signalfrequenzen, sehr vorteilhaft.

Die Leiterplatte weist besonders im analogen Schaltungsteil eine hohe Packungsdichte auf. Beim Bestücken und beim Löten ist daher höchste Aufmerksamkeit geboten, da ein einziges, falsch bestücktes Bauelement die Funktion der gesamten Schaltung in Frage stellen kann. Auch versteckte Lötzinnbrücken oder Lötzinnspritzer können eine stundenlange Fehlersuche nach sich ziehen.

Der Aufbau der Leiterplatte wird in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes bzw. des Bestückungsaufdruckes auf der Leiterplatte vorgenommen.

Es empfiehlt sich, zuerst die niedrigen Bauelemente einzulöten. Die Anschlußdrähte der Widerstände und Dioden werden zunächst abgewinkelt, durch die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte gesteckt, an der Lötseite leicht angewin-

kelt, damit die Bauteile nicht wieder herausfallen können, und nach dem Umdrehen der Platine in einem Arbeitsgang festgelötet. Anschließend sind die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abzuschneiden.

Danach werden die Keramik- und Folienkondensatoren eingelötet.

Bei den nachfolgend einzusetzenden Elektrolytkondensatoren ist unbedingt die Polarität zu beachten, da ein falsch gepolter Elko aufgrund seines Leckstromes sehr unangenehme Fehler verursachen kann, ohne daß der Grund sofort offensichtlich ist.

Als nächstes werden zwei 28polige IC-Sockel zur Aufnahme des Programmspeichers (IC 301) und des statischen RAMs (IC 305) eingelötet.

Es folgen die integrierten Schaltkreise, die so einzubauen sind, daß die Kerbe des Bauelements mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt. Auf Wunsch können natürlich auch hier zusätzlich IC-Sockel eingesetzt werden. Dies ist aber aufgrund der geringen Ausfallrate bei ICs keineswegs erforderlich.

Die 3 Einstelltrimmer sind liegend einzubauen, während die Anschlußbeinchen der Transistoren vor dem Anlöten soweit wie möglich durch die entsprechenden Bohrungen der Platine zu drücken sind. Anschließend werden die 7 Spulen mit Ferritkernen sowie das 4,43 MHz-Bandfilter eingesetzt und auf der Platinenunterseite sorgfältig verlötet. Die 4,7 µH-Spule L 301 sieht äußerlich einem Widerstand ähnlich und darf keinesfalls verwechselt werden.

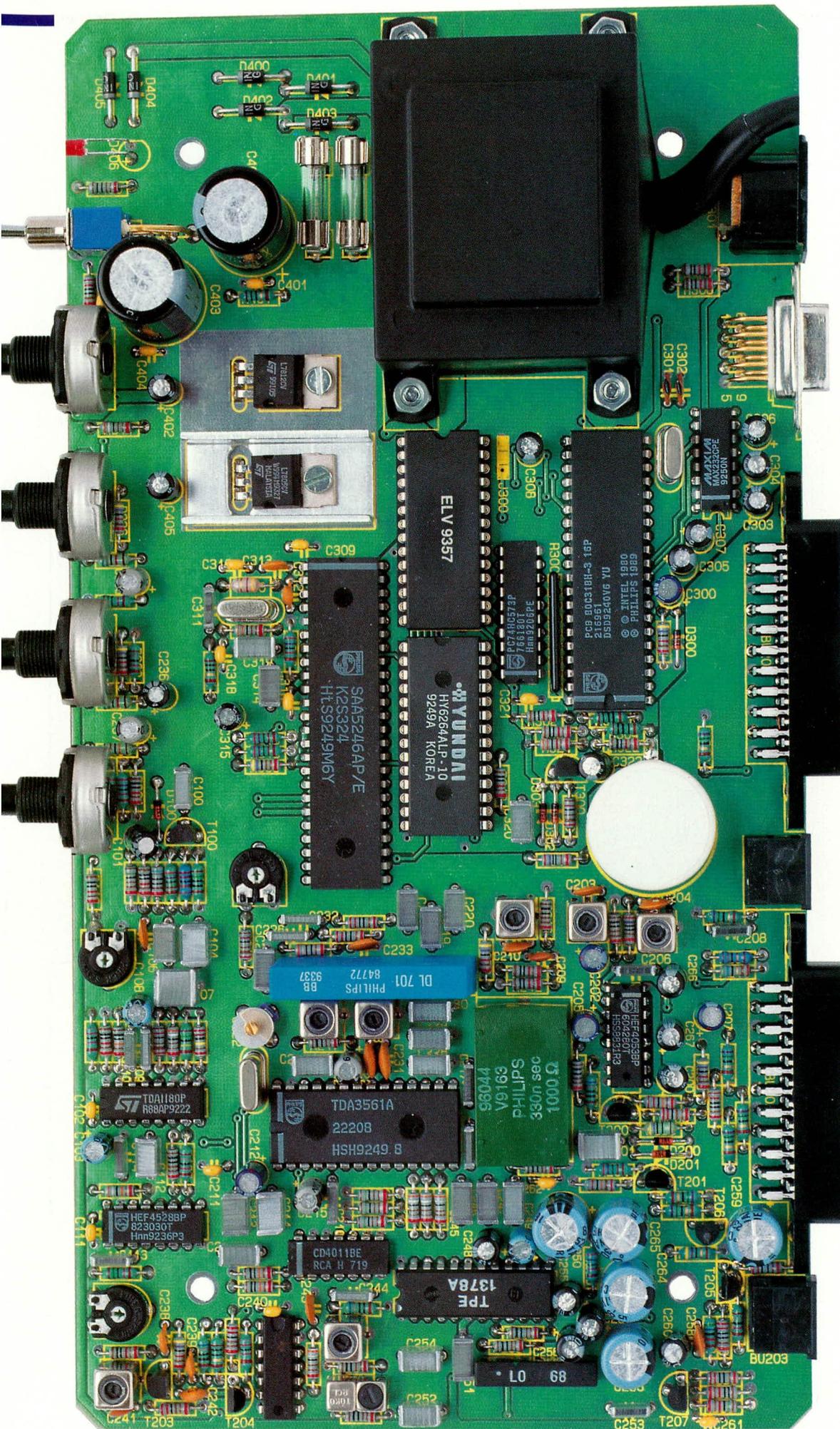
Es folgt der Einbau der 3 Quarze Q 201, Q 300 und Q 301, die stehend einzulöten sind. Die Anschlußbeinchen des 12 V-Festspannungsreglers IC 400 werden 2 mm hinter dem Gehäuseaustritt abgewinkelt. Erst nach dem Verschrauben des Bauelements mit einer Schraube M 3 x 6 mm und zugehöriger Mutter erfolgt das Festlöten der Anschlußbeinchen.

Der 5 V-Spannungsregler wird in der gleichen Weise mit einer Schraube M 3 x 6 mm liegend in einem U-Kühlkörper montiert (siehe Platinenfoto).

Nun werden die PAL-Glasverzögerungsleitung VZ 201, die beiden Y-Verzögerungsleitungen VZ 200 und VZ 202 sowie die Anschlußbuchsen und der Netzschalter eingebaut.

Die Anschlußbeinchen der Leuchtdiode sind 7 mm hinter dem Gehäuseaustritt abzuwinkeln und anschließend mit einem Abstand von 8 mm zur Platinenoberfläche einzusetzen.

Nach dem Einlöten der beiden Platinensicherungshalter, in die anschließend gleich die Sicherungen eingedrückt werden, wird der Netztransformator mittels 4, von unten



eingesteckten Schrauben M 4 x 8 mm sowie den entsprechenden Muttern auf der Basisplatte befestigt. Erst danach erfolgt das Verlöten der Anschlußschwerter des Trafos unter Zugabe von ausreichend Lötzinn.

Zu guter Letzt sind die 4 frontseitigen Einstellpotis einzusetzen und auf der Platineunterseite festzulöten.

Inbetriebnahme

Vor dem ersten Anlegen der Betriebsspannung empfiehlt es sich, die Platine hinsichtlich Bestückungsfehler, Lötzinspritzer und Lötfehler sorgfältig zu überprüfen.

Als dann ist die Netzspannung anzulegen und das Gerät einzuschalten. Zunächst werden die Versorgungsspannungen überprüft. Die Minusklemme des Meßgerätes wird an die Schaltungsmasse (z. B. Befestigungsschraube eines der beiden Spannungsregler) angeschlossen, um anschließend mit der Plusklemme die Spannungen nacheinander zu testen.

Zuerst wird die unstabilierte Spannung an Pin 1 des Festspannungsreglers IC 400 gemessen, die zwischen 14 V und 18 V liegen sollte, während die unstabilierte Spannung an Pin 1 des IC 401 zwischen 8 V und 12 V liegen muß.

Danach werden die Spannungen am Ausgang der beiden Spannungsregler überprüft, die maximal $\pm 5\%$ von den angegebenen Sollwerten abweichen dürfen. Bei größeren Abweichungen ist das Gerät sofort abzuschalten und

Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte des TTG 7001

mit der Fehlersuche zu beginnen.

Sind diese ersten Tests zur Zufriedenheit ausgefallen, werden anschließend die Betriebsspannungen an allen integrierten Schaltkreisen überprüft.

Ableich

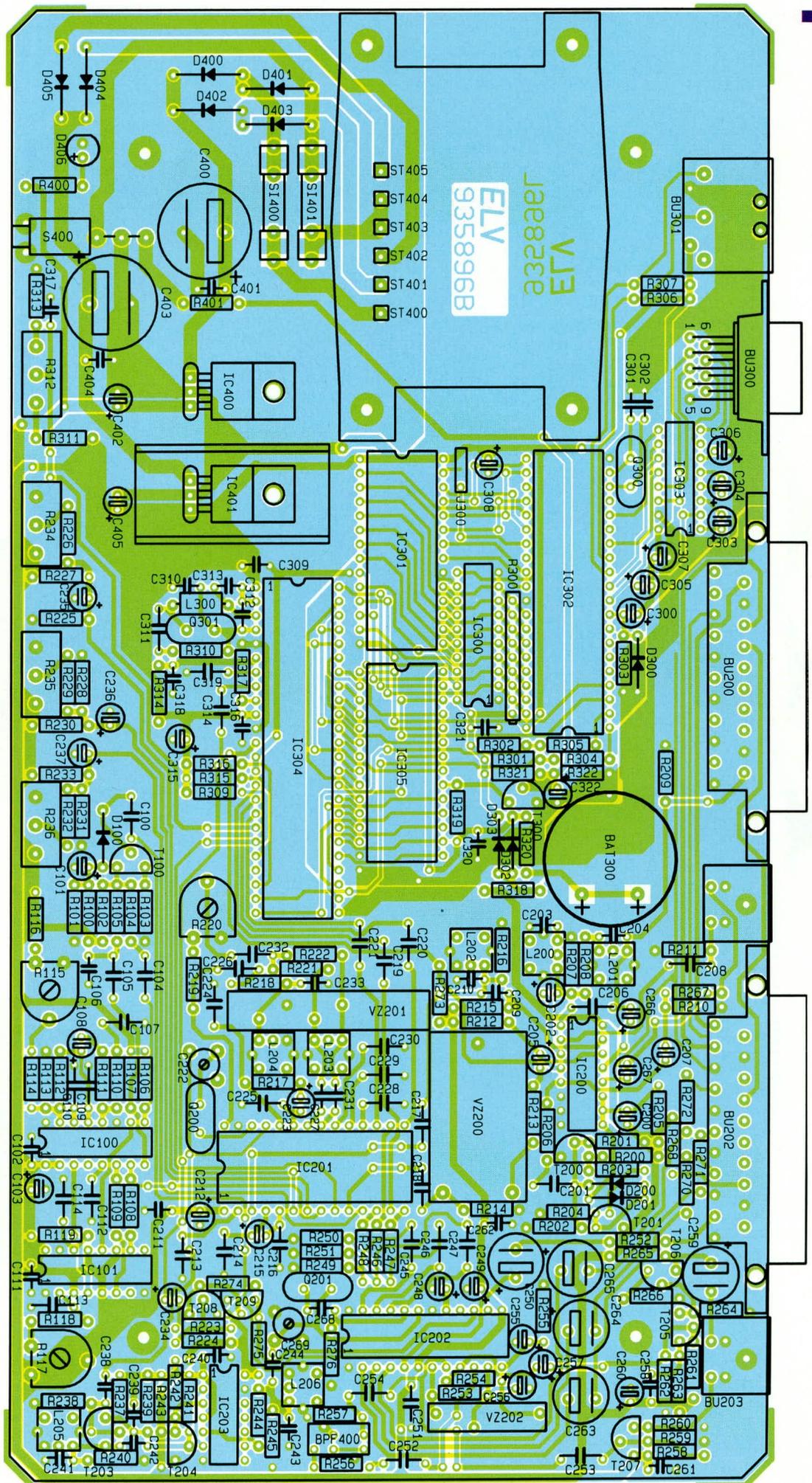
Zum Ableich wird das Gerät zwischen Wiedergabe- und Anzeigegerät in die Verbindungsleitung eingeschleift. Wie bereits erwähnt, besitzt das TTG 7001 zum Anschluß der Videokomponenten sowohl 2 Scart-Buchsen als auch 2 Mini-DIN-Buchsen.

Während beim Ableich Ausgangsseitig sowohl die Scart- als auch die Mini-DIN-Buchse zum Anschluß des Fernsehgerätes verwendet werden darf, ist das Eingangssignal während der Ableichprozedur unbedingt der Scart-Buchse zuzuführen, da sonst die Eingangsfilter nicht abgeglichen werden können.

Als Videosignalquelle sollte ein Bildmuster-Generator oder Recorder mit aufgezeichnetem Testbild zur Verfügung stehen. Des Weiteren ist zum Ableich der Spulenkern unbedingt ein Kunststoffabgleichstift zu verwenden. Ein Oszilloskop kann die Ableicharbeiten erleichtern, ist aber nicht unbedingt erforderlich.

Nachdem alle Vorbereitungen soweit getroffen sind, werden das TTG 7001, das Anzeigegerät und die Videosignalquelle eingeschaltet.

Die Ableichprozedur beginnt mit der Einstel-



Bestückungsplan des Video-Titletext-Generators TTG 7001

lung der Zeilenfrequenz des in Abbildung 4 dargestellten Sandcastle-Generators. Da dieser Schaltungsteil in unserem Fall ausschließlich die Austastsignale für den PAL-Decoder liefert, macht sich ein Fehlabgleich durch schrägdurchlaufende Balken im Bild bemerkbar. Der Abgleich wird mit R 115 vorgenommen und der Trimmer anschließend in der Mitte des Fangbereiches belassen.

Danach erfolgt mit R 117 die Einstellung des mit IC 101 A simulierten Zeilenrückschlagimpulses. Der Trimmer wird zuerst entgegen dem Uhrzeigersinn an den linken Anschlag gebracht und dann langsam soweit verstimmt, bis am linken und rechten Bildrand kein schwarzer Streifen mehr zu sehen ist.

Steht ein Oszilloskop zur Verfügung, so wird am Ausgang des Mono-Flops IC 401

(Pin 6) eine Impulsbreite von 12 µsek. eingestellt.

Bereits nach diesen wenigen Einstellungen sollte ein einwandfrei synchronisiertes Bild auf dem Fernsehschirm zu sehen sein.

Alsdann erfolgt der Abgleich des 8,86 MHz-Referenzträgersoszillators des PAL-Decoders (IC 201). Für diesen Abgleich ist es sehr vorteilhaft, wenn an der Scart-Buchse BU 202 ein RGB-Signal ausge-

Stückliste: Titeltext-Generator TTG 7001

Widerstände:

10Ω	R243, R314, R401
18Ω	R267
47Ω	R266
56Ω	R210
75Ω	R209, R211, R252, R265, R270 - R272
100Ω	R304, R305
150Ω	R103
220Ω	R221, R222, R260, R263, R264, R268, R313
270Ω	R208, R318
390Ω	R218
470Ω	R203
680Ω	R102, R206, R239, R245
1kΩ	R109, R207, R213, R214, R216, R217, *R223, R253, R254, R256, R257, R400
1,2kΩ	R111, R219, R320
1,5kΩ	R101, R249 - R251
2,2kΩ	R104, R200, R240, R242, *R 275
2,7kΩ	R105, R204, R315, R316
3,3kΩ	R310
3,9kΩ	R110, R244, R246 - R248, R311
4,7kΩ	R309
10kΩ	R100, R113, R116, R212, R215, R231, R238, R259, R301, R302, R306, R307, R319, R322
10kΩ/Array	R300
15kΩ	R118, R225, R258, *R276
18kΩ	R108, R228, R261
27kΩ	R232, R255, R317
33kΩ	R321
47kΩ	R205, R226, R229, R237, R273, *R274, R303
56kΩ	R262
68kΩ	R227, R230
82kΩ	R114, R241
100kΩ	R112
120kΩ	R233
220kΩ	R201
390kΩ	R119
820kΩ	R202
1MΩ	*R224
1,5MΩ	R107
2,2MΩ	R106
PT10, liegend, 1kΩ	R220
PT10, liegend, 25kΩ	R115, R117

P06, 1kΩ	R312
P06, 10kΩ	R234 - R236

Kondensatoren:

10pF/ker	*C244, C313
15pF/ker	C312
18pF/ker	C301, C302
33pF/ker	C209, C241, *C268
47pF/ker	C238, C242
120pF/ker	C204
150pF/ker	C106, C203, C210, C233, C243, C258
270pF/ker	C227, C231
470pF/ker	C239
1nF	C113, C206, C208, C253, C311
3,9nF	C110
8,2nF	C114
10nF	C109, C216, C217, C226, C232
22nF	C218
100nF/ker	C102, C111, C211, C240, C261, C262, C309, C310, C316, C317, C318, C 320, C321, C401, C404
100nF	C219 - C221, C224, C225, C228 - C230, C245 - C247, C251, C252, C254, C314, C319, C320
180nF	C100
220nF	C105, C112
333nF	C201, C213, C214
470nF	C104
680nF	C107
1µF/100V	C300
2,2µF/63V	C215, C223, *C234, C235, C237
4,7µF/63V	C108
10µF/25V	C200, C248, C255 - C257, C266, C267, C303 - C308, C322, C402, C405
22µF/16V	C202, C205, C207, C212
47µF/16V	C101, C236, C260, C315
100µF/16V	C103, C249
470µF/16V	C250, C259, C263 - C265
2200µF/40V	C400, C403
C-Trimmer, 4-40pF	C222, *C269

Halbleiter:

ELV9357	IC301
80C31	IC302
TDA1180P	IC100
TDA1378A	IC202
TDA3561A	IC201
MAX232	IC303
SAA5246AP/E	IC304
62C256	IC305
CD4053	IC200
CD4528(Philips)	IC101
74HC74	IC203
74HC573	IC300
7805	IC401
7812	IC400
BC548	T100, T206, *T207 - T209, T300
BC558	T200, T201, T205
BF314	T204
BF324	T203
1N4148	D100, D200, D201, D300, D302, D303
1N4001	D400 - 405
LED, 5mm, rot	D406

Sonstiges:

Quarz 4,43619 MHz	*Q201
Quarz, 8,86723MHz	Q200
Quarz, 11,059MHz	Q300
Quarz, 27MHz	Q301
Spulen, 10µH	L200 - L206
Spule, 4,7µH	L300
Verzögerung, 330ns	VZ200
Verzögerung, 180ns	VZ202
DL701	VZ201
BPF, 4,43MHz	BPF400
Scartbuchsen	BU200, BU202
S-VHC-Buchsen	BU201, BU203
5pol, DIN-Buchse	BU301
SUB-D-Buchse, 9pol	BU300
Akku, 3,6V/110mA	BAT300
2 Präzisions-IC-Sockel, 28pol	
1 U-Kühlkörper	
2 Sicherungen, 630mA, Träge	
2 Platinensicherungshalter (2 Hälften)	
1 Miniatur-Kippschalter, 1 x um, Print	
1 Trafo 2 x 8V, 1 x 12V	
4 Zylinderkopfschrauben, M4 x 6mm	
4 Muttern M4	
2 Zylinderkopfschrauben M3 x 6mm	
2 Muttern M3	

* gegenüber Schaltbild geändert

koppelt wird, da zu diesem Zeitpunkt sowohl der PAL-Decoder (IC 201) als auch der PAL-Encoder (IC 202) noch nicht abgeglichen sind. Bei einem völligen Fehlabbgleich, in einem der beiden Schaltungsteile, erscheint am FBAS-Ausgang grundsätzlich nur ein Schwarz-Weiß-Bild. Doch nun zum Abgleich:

Zuerst wird mit einem Kunststoffabgleichstift der C-Trimmer C 222 langsam soweit verstimmt, bis ein Farbbild erscheint.

Steht zum Abgleich des Referenzträgeroszillators kein Fernsehgerät mit RGB-Eingang zur Verfügung, so ist die korrekte Einstellung von C 222 an den RGB-Ausgängen (IC 201, Pin 12, 14 und 16) mit Hilfe eines Oszilloskops zu überprüfen. Während bei einem Fehlabbgleich an allen 3 Ausgängen das gleiche Schwarz-Weiß-Signal (z. B. die Grautreppe des Testbildes) zu messen ist, erscheinen bei korrektem Abgleich an Pin 12, 14 und 16 die Signalkomponenten Rot, Grün und Blau.

Danach wird das Videosignal kurzzeitig abgenommen und wieder angeschlossen, um zu sehen, ob der Farbträgeroszillator wieder einwandfrei synchronisiert. Sollte nach dem Anschließen des Videosignals keine Farbe erscheinen, so ist C 222 nochmals nachzustellen.

Vor dem Abgleich des Encoders mit C 269 und der Eingangsfilter ist sicherzustellen, daß vom angeschlossenen Fernsehgerät das FBAS- und nicht das RGB-Signal verarbeitet wird. Sicherheitshalber sollte der Widerstand R 286 einseitig ausgelötet oder Pin 16 des Scart-Buchse BU 202 an Masse gelegt werden.

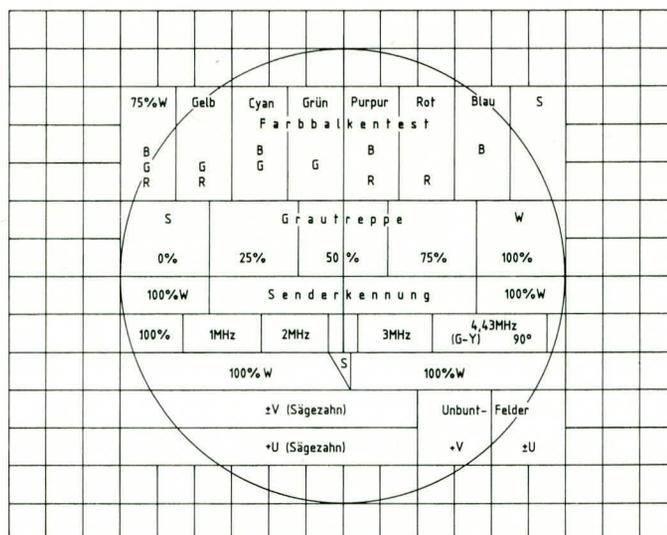
Zuerst wird mit C 269 der Farbträgeroszillator des Encoders (IC 202) so eingestellt, daß am Ausgang ein einwandfreies Farbsignal erscheint.

Danach kommen wir zum Justieren der Spule L 205 und L 206, die für die Farbträgeraufbereitung des Encoders TPE 1378 A zuständig sind. Diese beiden Abgleichpunkte sind völlig unkritisch, so daß ohne Oszilloskop auf eine Einstellung verzichtet werden kann.

Steht ein Oszilloskop zur Verfügung, so wird durch Verstimmen des Spulenkerns von L 205 die maximale Amplitude der doppelten Referenzträgerfrequenz eingestellt, gemessen an Pin 3 des IC 203. Anschließend wird durch Drehen des Spulenkerns von L 206 eine möglichst gute Sinusform an Pin 19 des TPE 1378 A eingestellt.

Im Anschluß hieran wird durch vorsichtiges Verstimmen von C 269 die Synchronität der beiden Referenzträgeroszillatoren hergestellt, d. h. der Farbträgeroszillator des Encoders (IC 202) rastet auf die Frequenz des Decoders (IC 201) ein. Ein falscher Abgleich macht sich durch leicht durchlaufende Wellen im Bild bemerkbar.

Aufteilung des FuBK-Testbildes



Nach dem die Synchronität der beiden Baugruppen-Decoder und -Encoder hergestellt wurde, wenden wir uns den Eingangsfilterstufen zu.

Die nächsten Abgleichpunkte betreffen die mit L 200 und L 201 realisierten Farbträgerfallen im Y-Signalweg. Auch dieser Abgleich ist recht einfach ohne Oszilloskop durchführbar.

Bei völlig zurückgenommener Farbsättigung am TTG 7001 (nominale Farbsättigung am Fernsehgerät, Mittelstellung) wird durch wechselseitiges Verstellen der beiden Ferrit-Kerne von L 200 und L 201 eine eventuell leichte Einfärbung des Bildes wegstellt.

Steht ein Oszilloskop zur Verfügung, so wird auf minimale Farbträgerreste an Pin 10 des TDA 3561 A abgeglichen.

Durch Verstimmen des Spulenkerns von L 202 wird das Farbsignal an Pin 3 des IC 201 auf maximale Amplitude eingestellt. Ist kein Oszilloskop vorhanden, so wird auf möglichst einwandfreie Konturen im Bereich der Farbübergänge des Testbildes abgeglichen.

Nun kehren wir zum IC 201 zurück, wo noch der PAL-Laufzeitdecoder abzugleichen ist.

Der Abgleich des Laufzeitdecoders läßt sich am besten mit einem aufgezeichneten FuBK-Testbild, wie in Abbildung 6 zu sehen, oder mit einem Bildmuster-Generator mit sogenannten Unbuntfeldern durchführen. Beim Abgleich mit dem FuBK-Testbild sind für uns in erster Linie die $\pm V$, $\pm U$ -Sägezahn und die Unbuntfelder $+V$ und $\pm U$ von Interesse. Eine horizontale Streifenstruktur in den Unbuntfeldern (PAL-Jalousie) deuten auf Amplitudenfehler hin und werden mit R 220 ausgeglichen.

Jalousieeffekte im G-Y-Feld (Gesichtsfarbenfeld) werden eher durch Phasenfehler verursacht, die durch ein Verstimmen des Spulenkerns von L 204 eliminiert werden können. Da hier eine geringe gegenseitige Beeinflussung der Abgleichpunkte auf-

tritt, ist dieser Abgleich wechselseitig solange zu wiederholen, bis die optimale Bildqualität erreicht ist.

Damit ist auch schon der gesamte Abgleich, dem für die einwandfreie Funktion eine große Bedeutung zukommt, abgeschlossen, und wir können uns dem Gehäuseeinbau zuwenden.

Gehäuseeinbau

Nach beendetem Abgleich werden von unten in die 4 Montagesockel der Gehäuseunterhalbschale Schrauben M 4 x 70 mm gesteckt. Auf der Innenseite folgt je eine 1,5 mm dicke Kunststoffscheibe sowie je ein 15 mm langes Abstandsrollchen.

Jetzt wird das Gerätechassis zusammen mit der Front- und Rückplatte bis zum sicheren Einrasten in die dafür vorgesehenen Führungsnuten über die Schrauben M 4 x 70 mm abgesenkt. Das Lüftungsgitter der Gehäuseunterhalbschale weist dabei nach vorne.

Die 4 oberhalb der Platine hervorstehenden Schraubenenden werden je mit einem 40 mm langen Abstandsrollchen bestückt. Danach wird die Gehäuseoberhalbschale mit nach hinten weisendem Lüftungsgitter aufgesetzt.

In die oberen 4 Montagesockel wird je eine Mutter M 4 eingelegt, bevor die Montageschrauben von oben mit Hilfe eines kleinen Schraubendrehers ausgerichtet und von unten fest verschraubt werden. Sind alle Gehäuseschrauben in dieser Weise angezogen, erfolgt das Eindrücken der Abdeck- und Fußmodule mit den zuvor eingesetzten Gummifüßen.

Zum Abschluß der Montagearbeiten werden die 4 Potiachsen auf 8 mm Überstand gekürzt und je mit einem 14 mm Spannzangendrehkopf versehen.

Damit sind alle Nachbaurbeiten am TTG 7001 abgeschlossen und dem kreativen Einsatz steht nichts mehr im Wege.

Von der Schaltung zur Leiterplatte Teil 5

Für ein gutes Bohr-Ergebnis ist die Auswahl des richtigen Bohrers und die optimale Schnittgeschwindigkeit von entscheidender Bedeutung.

6. Bohren von Leiterplatten

Durch die immer höher werdenden Packungsdichten bei dünneren Leiterbahnen ist die exakte Positionierung der Bohrlöcher besonders wichtig. Ein stumpfer Bohrer kann leicht verlaufen und den dünnen Randkleiner Lötungen zerstören. Ein scharfer Bohrer mit dem richtigen Bohrdurchmesser ist daher die Voraussetzung für ein gutes Bohrergebnis. Zudem sind bei stumpfen Bohrern die erforderlichen Vorschubkräfte deutlich erhöht und Kupfer wird als Grat aufgeworfen. Der Schnitt ist nicht sauber und das Material wird mehr beiseite gedrückt als durchbohrt.

Spielt für die exakte Bohrlochpositionierung der richtige Bohrer bereits eine wichtige Rolle, so ist im Bereich der Durchkontaktierung bei doppelseitigen Leiterplatten die einwandfreie Qualität der Bohrwandlung eine grundsätzliche Voraussetzung, um überhaupt später die Durchkontaktierung vornehmen zu können.

Im vorliegenden Kapitel wollen wir uns daher ausführlich mit der Thematik des Bohrens von Leiterplatten befassen.

6.1 Auswahl des Bohrers

Die in der Metallverarbeitung auch heute noch weit verbreiteten HSS-Bohrer (Hochleistungs-Schnellschnitt-Stahl) wurden früher in der Leiterplattenfertigung teilweise beim Bohren von Pertinax-Platinen eingesetzt. Durch gestiegene Qualitätsanforderungen sind Leiterplatten aus Pertinax oder Hartpapier heute kaum mehr zu finden und es werden fast ausschließlich Epoxidplatten verwendet (z. B. FR 4).

Die Glasfasern im Epoxidmaterial besitzen eine ähnliche Härte wie HSS-Bohrer und schleifen deren Schneiden in kürzester

Zeit ab. HSS-Bohrer werden daher beim Leiterplattenbohren üblicherweise nicht mehr eingesetzt, da sie zum Bohren von Epoxidplatten ungeeignet sind.

In der modernen Leiterplattenfertigung kommen heute Vollhartmetallbohrer zum Einsatz, deren Härte nahezu so hoch wie bei Diamant ist. Vollhartmetallbohrer bestehen überwiegend aus Wolfram- und Kobaltkarbiden. In Abbildung 14 ist die Geometrie eines entsprechenden Bohrers dargestellt.

Vollhartmetallbohrer besitzen einen höchst präzisen Außendurchmesser, exakte Spitzenmittigkeit bei höchster Schliffgüte im Außendurchmesser an der Führungsphase, in der Spannut und am Spitzenwinkel. Ein Nachschleifen dieser Bohrer ist nur auf Spezial-Anschleifmaschinen möglich, wozu im gewerblichen Bereich die Bohrerhersteller oft einen Anschleifservice anbieten.

Da Vollhartmetallbohrer mit wesentlich höheren Schnittgeschwindigkeiten als HSS-Bohrer arbeiten, sind die Arbeitsdrehzahlen entsprechend hoch. Aus diesem Grunde muß die Rundlaufgenauigkeit der Bohrmaschine und insbesondere auch der Bohrer-Aufnahme außerordentlich präzise sein. Normale Dreibacken-Futter sind weder für die hohen Drehzahlen geeignet, noch bieten sie im allgemeinen die erforderliche Rundlaufgenauigkeit. So kommen Spannzangen-Bohrfutter zum Einsatz, welche die erforderliche hohe Rundlaufgenauigkeit sicherstellen und durch ihre kompakte Bauform auch für sehr hohe Arbeitsdrehzahlen geeignet sind.

Spannzangen sind jedoch meistens nur für einen einzigen Schaft-Durchmesser ausgelegt, weshalb die dafür vorgesehenen Vollhartmetallbohrer, unabhängig von dem eigentlichen Bohrerdurchmesser, alle den

gleichen Schaftdurchmesser besitzen für die Aufnahme in ein Spannzangen-Bohrfutter.

Dabei haben sich 2 Schaftdurchmesser herauskristallisiert: Zum einen gibt es die metrische Spannzangenaufnahme, die für einen Durchmesser von 3,0 mm ausgelegt ist und zum anderen die Spannzangenaufnahme in Zollteilung mit 1/8", entsprechend einem Schaftdurchmesser von 3,175 mm. Beim Kauf der Vollhartmetallbohrer muß daher genau auf den richtigen Schaftdurchmesser geachtet werden, damit dieser zur Spannzange der verwendeten Bohrmaschine paßt.

Abschließend soll noch auf eine Besonderheit der Vollhartmetallbohrer hingewiesen werden. Durch die extreme Härte des Materials sind die Bohrer spröde und können ähnlich wie Glas springen. Nicht zuletzt aus diesem Grunde ist die hohe Rundlaufgenauigkeit der verwendeten Bohrmaschine von großer Wichtigkeit, wie auch die präzise Führung durch einen entsprechend hochwertigen Bohrstander. Hierauf gehen wir im folgenden Abschnitt näher ein.

6.2 Bohrmaschinen

Neben dem Bohrer selbst, bei dem es sich laut vorangegangenem Kapitel um einen Vollhartmetallbohrer handeln sollte, stellt der Antrieb einen weiteren wichtigen Faktor dar, zur Erzielung einer optimalen Bohrlochqualität. Universal-Bohrmaschinen für Heimwerker sind allein aufgrund ihrer begrenzten Drehzahlen zum Leiterplattenbohren absolut ungeeignet. Auch stellt die für dünne Hartmetallbohrer unzureichende Rundlaufgenauigkeit in Verbindung mit dem Dreibacken-Bohrfutter ein deutlich erhöhtes Risiko dar im Hinblick auf Bohrerbruch.

Schaut man sich einmal den Aufwand im professionellen Leiterplattenbereich an, der bei CNC-gesteuerten Bohrautomaten getrieben wird, so ist leicht verständlich, daß ein gewisses Mindestmaß an Präzision auch bei der Herstellung einzelner Leiterplatten zwingend erforderlich ist. Dabei muß man sich auch hier vor Augen halten, daß aufgrund der technischen Entwicklung doppelseitige und auch einseitige Leiterplatten moderner Konzeption mit den „alten“ Pertinaxplatten von 1960 nur noch wenig gemeinsam haben.

Abbildung 15 zeigt ein Foto aus der ELV-Leiterplattenfertigung mit einem 4 Spindel-Bohrvollautomaten der Firma Excellon. Mit einem Drehzahlbereich bis zu 80.000 Upm arbeiten 4 Hochfrequenzspindeln gleichzeitig, wobei jeweils 3 Leiterplatten übereinanderliegen, d. h. pro Bohrhieb werden 12 Leiterplatten gebohrt. Durch die hohe Verfahrensgeschwindigkeit und den schnellen Bohrvorgang führt die Maschine

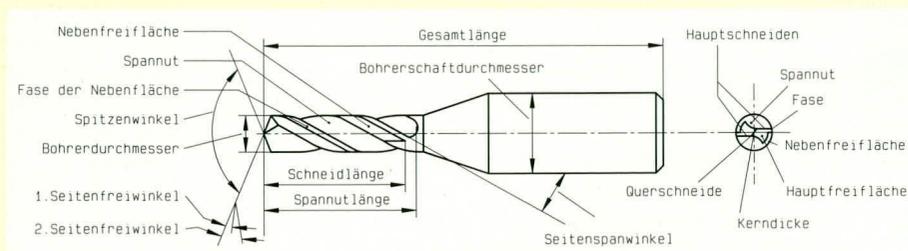


Bild 14: Bezeichnung am Vollhartmetall-Spiralbohrer



Bild 15: 4 Spindel-Bohrvollautomat der Firma Excellon

rund 3 komplette Bohrvorgänge pro Sekunde aus, entsprechend ca. 36 Einzelbohrungen pro Sekunde.

Man braucht nun aber nicht gleich eine halbe Million Mark auszugeben um einzelne Leiterplatten, sei es für den privaten Eigenbedarf oder fürs Entwicklungslabor, herzustellen. So werden auf dem Markt verschiedene Kleinbohrmaschinen und Bohrstände angeboten, die je nach Ausführung zum Bohren von Leiterplatten geeignet sind. Dabei sollte man auf folgende Mindestanforderungen achten:

- Einstellbarer Drehzahlbereich bis mindestens 20.000 Upm
- Leistungsaufnahme: min. 40 W
- Hohe Rundlaufgenauigkeit
- Spannzangen-Bohrfutter 3,0 mm oder 3,175 mm

Die technischen Daten sind dabei leicht überschaubar, mit Ausnahme der Rundlaufgenauigkeit. Vielfach liegen hier keine detaillierten Spezifikationen vor und die Anschaffung einer entsprechenden Bohrmaschine ist zu einem guten Teil Vertrauenssache.

Gut geeignet zum Leiterplattenbohren ist z. B. das MINIMOT-Bohr- und Fräsgerät 40/E mit einer elektronischen Drehzahlregelung von 5.000 bis 20.000/min. und einer Leistung von 40 W.

Eine Kategorie darüber ist die Maschine MINIMOT 100P (Abbildung 16) mit einem Drehzahlbereich von 5.000 bis 25.000/min. bei einer Leistung von



Bild 16: Bohr- und Fräsgerät MINIMOT 100P

100 W angesiedelt und immer dann empfehlenswert, wenn auch größere Bohrungen damit in Leiterplatten eingebracht werden sollen.

Beide Maschinen sind mit Spannzangen-Bohrfuttern ausgerüstet, mit mehreren Einsätzen für verschiedene Schaftdurchmesser von 0,8 bis 3,0 mm. Diese Bohr- und Fräsgeräte der Firma Proxxon besitzen die zum Leiterplattenbohren erforderliche hohe Rundlaufgenauigkeit und Präzision. Die Vollhartmetallbohrer werden sauber eingespannt und von der Maschine geführt, so daß sich keine vorzeitigen Bohrerbrüche einstellen. Letztendlich kann eine Billig-Bohrmaschine durch erheblichen Bohrerverschleiß viel teurer werden als ein Qualitätsgerät.

Zusätzlich zur Bohrmaschine wird ein hochwertiger Bohrständbenötigt, der eine saubere, spielfreie Führung der Bohrmaschine während des Bohrvorganges sicherstellt. Die großen für Heimwerker-Bohrmaschinen konzipierten Bohrstände sind dafür im allgemeinen nicht geeignet aufgrund unzureichender Führung. Tritt nämlich beim Absenken der Bohrmaschine ein leichter seitlicher Versatz auf, so ist der Bohrerbruch vorprogrammiert - einmal ganz davon abgesehen, daß die exakte Positionierung der Bohrlöcher unnötig erschwert ist.

Hier eignet sich z. B. auch der MINIMOT-Bohrständ MBS 140 von Proxxon, der eine exakte und saubere Führung der Bohrmaschine gewährleistet (Abbildung 17).

Wer häufig Prototypen oder sogar Kleinserien von Leiterplatten fertigt, für den kann der Einsatz eines kleinen, einspindeligen Bohrautomaten interessant sein. Hier bietet sich z. B. die ELVamat-Fräs-/Bohrmaschine (Abbildung 18) an. Darüber hinaus werden auf dem Markt in fast jeder Preisklasse XYZ-Automaten angeboten, die zum Teil sogar für eine direkte Ansteuerung aus einem CAD-Programm geeignet sind.

So kann es außerordentlich wirtschaftlich und komfortabel sein, wenn die Leiterplattenentflechtung mit einem Layoutprogramm (z. B. Easy-PC-Professional) durchgeführt wird, um anschließend die Bohrdaten direkt in die Prototypen-Bohrmaschine zu überspielen und die Leiterplatte mit hoher Präzision zu bohren.

6.3 Drehzahlen beim Bohren

Die Bohrerndrehzahl hängt im wesentlichen von folgenden Randbedingungen ab:

- Art des eingesetzten Bohrers (vorzugsweise Vollhartmetallbohrer)

- Leiterplattenmaterial (z. B. Epoxid FR 4)
- Bohrdurchmesser
- Bohrmaschinenendaten .

Bei dem von ELV üblicherweise eingesetzten Epoxid-Basismaterial des Typs FR 4 kommen im professionellen Leiterplattenbereich Schnittgeschwindigkeiten bis zu 200 m/min. zum Einsatz. Bezogen auf einen Bohrerndurchmesser von 1 mm ergibt dies eine Arbeitsdrehzahl von gut 60.000 Upm.

Ganz so hoch braucht die Schnittgeschwindigkeit und damit die Drehzahl beim Leiterplattenbohren jedoch nicht unbedingt zu sein. Im allgemeinen reicht eine Schnittgeschwindigkeit von 50 m/min. aus, um noch zu einem wirklich guten Bohr-Ergebnis zu kommen. Die daraus resultierende Bohrerndrehzahl errechnet sich nach folgender Formel:

$$n \text{ [Upm]} = \frac{1000 \cdot v \text{ [m/min]}}{d \text{ [mm]} \cdot \pi}$$



Bild 17: MINIMOT-Bohrständ MBS 140

Das in Abbildung 19 dargestellte Diagramm zeigt die Arbeitsdrehzahl in Abhängigkeit vom Bohrerndurchmesser bei verschiedenen Schnittgeschwindigkeiten. So reicht eine Drehzahl von 16.000 Upm für einen Vollhartmetallbohrer mit 1 mm Durchmesser zum Erreichen einer guten Bohrlochqualität aus. Jedoch schadet es keinesfalls, die Drehzahl auf 22.000 Upm zu erhöhen, da auch beim Bohren mit einer im Bohrständ eingesetzten Kleinbohrmaschine, Schnittgeschwindigkeiten von 70 m/min. handhabbar sind. Noch höhere Schnittgeschwindigkeiten sollten allerdings entsprechend abgesicherten und speziell dafür ausgelegten professionellen Bohrvollautomaten vorbehalten bleiben, denn die Gefahr eines Bohrerbruchs und das unkontrollierte Herumfliegen von

Bild 18:
ELVamat-
Fräs-/
Bohr-
maschine

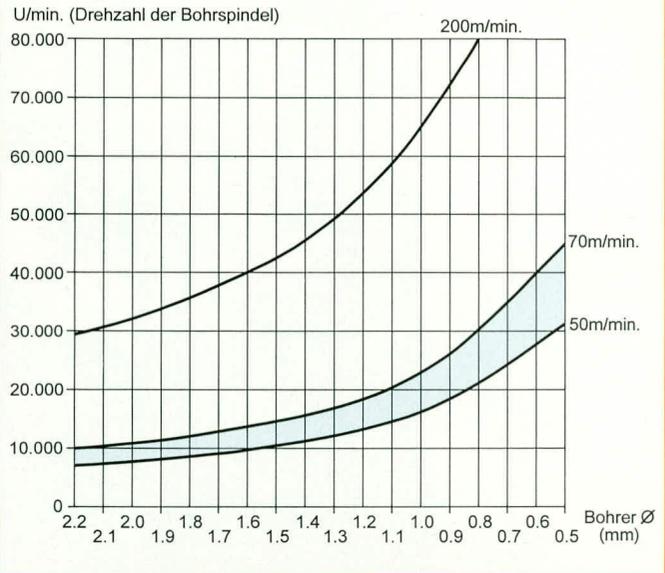
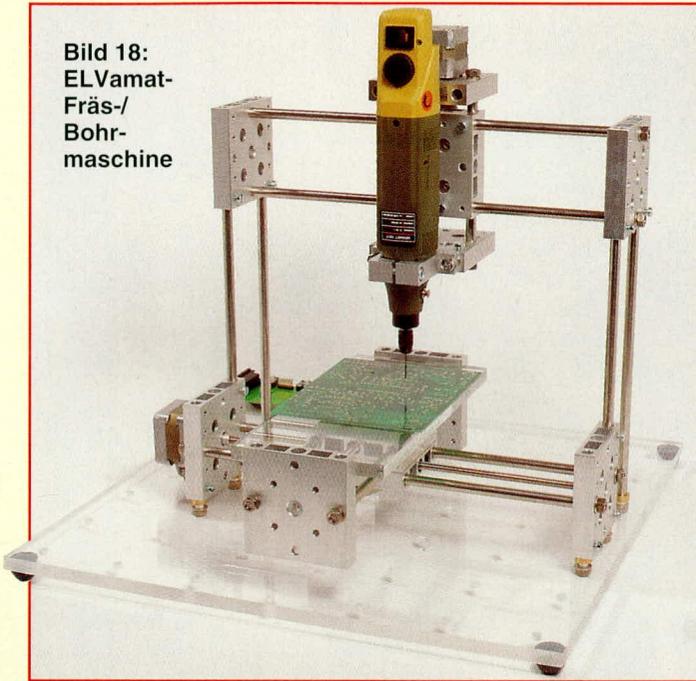


Bild 19: Bohrerndrehzahlen in Abhängigkeit von der Schnittgeschwindigkeit und dem Bohrdurchmesser.

Bruchstücken ist nicht zu unterschätzen. Bitte beachten Sie in diesem Zusammenhang auch die am Schluß dieses Artikels abgedruckten Sicherheitshinweise.

Nachdem wir uns mit der Bohrerndrehzahl befaßt haben, kommen wir als nächstes zum Vorschub. In der industriellen Leiterplattenfertigung wird üblicherweise mit einem Vorschub von 0,06 mm pro Umdrehung gearbeitet. Bei einem Bohrerndurchmesser von 1,0 mm und einer Drehzahl von 20.000 Upm entspricht dies einem Vorschub von 20 mm/sek. Eine 1,5 mm starke Leiterplatte wird daher innerhalb von weniger als einer Zehntel Sekunde durchbohrt, gerechnet vom Ansetzen des Bohrers bis zum Durchtritt. Beim „High-Feed-Bohren“ wird dieser Vorschub zum Teil um 100 % bis 200 % erhöht, allerdings zu Lasten der Bohrerndrehzeit.

Wer sich einmal einen Hochleistungsbohrvollautomaten im Leiterplattenbereich in Aktion angesehen hat, glaubt, daß die Bohrlöcher eher gestanzt als gebohrt werden, so schnell wird dort der eigentliche Bohrvorgang ausgeführt.

Was bedeutet dies nun für die Einzelanfertigung, von Leiterplatten? Unter Einsatz einer Kleinbohrmaschine, die in einem Präzisions-Bohrständer geführt wird, sind die angegebenen Vorschubgeschwindigkeiten natürlich nicht exakt nachvollziehbar. Hier kann in erster Linie nur nach Gefühl gearbeitet werden. Wenn man sich vergegenwärtigt, daß der eigentliche Bohrvorgang mit einem 1 mm Vollhartmetallbohrer bei einer Drehzahl von 20.000 Upm nur knapp 0,1 sek. zu dauern braucht, so entwickelt sich sehr schnell das richtige Feeling zum Durchführen des Bohrvorgangs. Wird zu Anfang der Vorschubdruck

sicherheitshalber etwas geringer gehalten, kann dieser bei den Folgebohrungen so weit erhöht werden, bis die Bohrzeit bei rund 0,1 sek. liegt. Im Zweifelsfall ist ein geringerer Vorschub zur Qualitätserhöhung besser als ein zu großer Vorschub.

Je größer der Bohrdurchmesser desto geringer ist die Drehzahl und damit auch die Vorschubgeschwindigkeit.

Zu guter Letzt sei noch auf die Standzeit der Vollhartmetallbohrer kurz eingegangen. In der industriellen Leiterplattenfertigung finden wir entweder die Angabe der Hübe (Anzahl der Bohrungen), unter Berücksichtigung der Materialstärke oder aber die gesamte Bohrstrecke (Bohrtiefe), die ein Bohrer bis zum ersten neuen Anschleifen arbeiten kann. Beim Bohren des weit verbreiteten Epoxid-Materials FR 4 ergibt sich eine Bohrtiefe von 25 m, teilweise sogar bis 50 m. Teilen wir die Gesamtbohrtiefe durch die Stärke der zu bohrenden Leiterplatte, erhalten wir die Anzahl der Bohrlöcher (25 m : 1,5 mm = 16.667).

Nehmen wir an, daß vielleicht die Voraussetzung für den Bohrer beim Einsatz in Vollautomaten günstiger ist, können wir immerhin noch mit Standzeiten von über 10.000 Bohrungen mit einem einzigen Vollhartmetallbohrer rechnen.

6.4 Bohrdurchmesser

Je nach Anwendungsfall sind die Bohrdurchmesser individuell den Erfordernissen entsprechend auszuwählen. Vielfach reichen jedoch bereits 3 Standard-Durchmesser aus:

- 0,8 mm für ICs, Kleinsignal-Transistoren, Dioden, 1/8 W-, 1/4 W- und 1/2 W-Widerstände
- 1,0 mm für Standard-Folienkondensatoren, keramische Kondensatoren, Elkos,

Steckleisten, >0,5 W-Widerstände sowie Bohrungen für gebräuchliche Hohl-nieten.

- 1,3 mm für größere Bauelemente, Printtrafos, Lötstifte, Platinsicherungen und Trimmer.

Darüber hinaus können Befestigungsbohrungen, sofern sie in kleiner Zahl einzubringen sind, auch mit konventionellen HSS-Bohrern durch Aufbohren einer 1,3 mm Bohrung erstellt werden.

Hinweis:

Aufgrund der Eigenschaften von HSS-Bohrern können diese im allgemeinen ohne weiteres zum Aufbohren bestehender Bohrungen benutzt werden, jedoch darf niemals dafür ein Vollhartmetallbohrer Verwendung finden. Aufgrund der Härte dieser Bohrer wäre ein Bruch vorprogrammiert. Vollhartmetallbohrer sind grundsätzlich nur zum Bohren von Vollmaterial geeignet.

6.5 Sicherheitshinweise

Beim Bohren von Leiterplatten ist grundsätzlich eine Schutzbrille zu tragen. Nicht allein bei einem Bohrerbruch können umherfliegende Teile „ins Auge gehen“, sondern auch der Bohrstaub birgt eine gewisse Gefahr.

Es ist günstig, wenn der Bohrstaub direkt am Entstehungsort unmittelbar mit einem entsprechend leistungsfähigen Staubsauger und einem nachgeschalteten Feinststaubfilter abgesaugt wird. Ersatzweise ist beim Bohren ein Atemschutz zu tragen.

In der kommenden Ausgabe befassen wir uns mit der Thematik des Durchkontaktierens von doppelseitigen Leiterplatten für Prototypen und Kleinserienanwendungen.



Telefon-Wahl-Begrenzer TWB 1000

Teil 2

Im zweiten und abschließenden Teil dieses Artikels folgt die detaillierte Beschreibung der Schaltung, des Nachbaus sowie der Inbetriebnahme.

Schaltung

Zur besseren Übersichtlichkeit haben wir die Schaltung des TWB 1000 in 2 sinnvoll zusammengehörende Teilschaltbilder aufgeteilt. Abbildung 3 zeigt den Analogteil, der dafür sorgt, daß einerseits die Stromversorgung sichergestellt ist, und andererseits die Detektierung der unterschiedlichen Signale ermöglicht wird.

Abbildung 4 zeigt den Digitalteil. Hier wird mit Hilfe eines MFV-Decoders und eines Mikroprozessors die Auswertung sowohl von IWW-Impulsen als auch von MFV-Signalen vorgenommen, einschließlich der gesamten digitalen Ablaufsteuerung.

Analogteil

Auf den ersten Blick scheint die in Ab-

bildung 3 dargestellte Schaltung des Analogteils recht komplex zu sein. Bei näherer Betrachtung wird man sich jedoch schnell zurechtfinden, da die einzelnen Funktionsblöcke in recht übersichtlicher Weise zusammenarbeiten.

Die Dioden D 4 und D 5 bilden zusammen mit dem Vorwiderstand R 9 eine Verpolungserkennung. Liegt die Schaltung am Telefonnetz (b-Klemme positiver Anschlußpunkt und a-Klemme negativer Anschluß), leuchtet D 4 auf zur Kennzeichnung, daß die beiden Anschlüsse umzupolen sind.

Die am Telefonnetz anliegende Versorgungsspannung gelangt direkt über die Diode D 3 und den Vorwiderstand R 10 auf den links neben der Diode D 12 gezeigten Schaltungsteil. Der geringe durch R 10 fließende Strom reicht zur Versorgung des 4fach-Operationsverstärkers

IC 5 des Typs TLC27L4 aus, nebst der weiteren Komponenten in diesem Bereich. IC 6 stellt eine genaue Referenzspannung von 1,22 V zur Verfügung, die auch der übrigen Schaltung als Bezugsspannung dient.

Die Stabilisierung der 5 V-Betriebsspannung für die gesamte Elektronik des TWB 1000 übernimmt IC 5 A in Verbindung mit T 5 und der diskreten Zusatzbeschaltung, wobei der Eigenverbrauch nur sehr gering ist.

Die weitere Funktion des Analogteils sieht wie folgt aus:

Nach dem Anlegen der Telefon-Versorgungsspannung wird zunächst der 4700 µF-Pufferkondensator C 19 aufgeladen. Hierzu schaltet zunächst T 6 durch und steuert die Stromquelle, bestehend aus T 7 mit Zusatzbeschaltung, an, die wiederum die Stromquelle um T 1 aktiviert. Daraufhin

wird C 19 mit einem Konstantstrom von ca. 5 mA geladen. Beim Erreichen von 4,3 V sperrt T 6 und im Anschluß daran auch T 1.

Sinkt nun die Spannung an den Eingangs-Klemmen a und b, bedingt durch das Abnehmen des Telefonhörers auf einen Wert unter 20 V ab, so wird dies durch den als Komparator geschalteten Operationsverstärker IC 5 C detektiert, der daraufhin über T 7 die 5 mA-Stromquelle, bestehend aus T 1 mit Zusatzbeschaltung, einschaltet sowie über die Transistoren T 10 und T 8 die Versorgungsspannung für den Digitalteil freigibt. Dieser Betriebszustand charakterisiert die aktive Überwachungsphase des TWB 1000.

Fällt die üblicherweise zwischen 7 V und 10 V liegende Betriebsspannung am Telefon unter 6,4 V ab, so aktiviert der Komparator IC 5 D über den Transistor T 11 eine weitere 5 mA-Stromquelle, bestehend aus T 3 mit Zusatzbeschaltung. Hierdurch ist sichergestellt, daß z. B. auch bei festgehaltener Telefonwählscheibe die Spannungsversorgung des Digitalteils weiter bestehen bleibt. Die Aktivierung dieser Stromquelle erfolgt ebenfalls, wenn die gesamte Schaltung vom Postnetz getrennt wird.

Im normalen Betriebsfall wird aus der Batterie nur für Bruchteile von Sekunden ein Pufferstrom entnommen, der keine nennenswerte Belastung darstellt. Damit nun die Batterie bei einem längeren Ausfall des Telefonnetzes oder auch im Falle, daß die Schaltung vom Telefonnetz getrennt wird, nicht vorzeitig entladen wird, kommt die Schaltung um T 9 zum Tragen.

Detektiert der Mikroprozessor über einen längeren Zeitraum einen Ausfall der Betriebsspannung, so lädt der Prozessor über D 13 den Kondensator C 23 auf die Betriebsspannung auf. Durch den Transistor T 9 und den Vorwiderstand R 33 wird der Thyristor TY 1 gezündet, der die Schaltung soweit belastet, daß die 5 V-Versorgungsspannung zusammenbricht. Damit wird die gesamte Schaltung deaktiviert und die Belastung der 9 V-Batterie auf ein Minimum reduziert.

Lediglich der Spannungsteiler, bestehend aus R 45 und R 46 läßt noch einen minimalen Strom fließen, der jedoch vernachlässigbar ist. Dieser Spannungsteiler dient zur Low-Bat-Erkennung in Verbindung mit dem als Komparator geschalteten IC 5 B.

Kommen wir zum Abschluß der Beschreibung des Analogteils zur eigentlichen Aufgabe des TWB 1000, der Amtsanschluß-Unterbrechung.

Sobald eine nicht gültige Telefonnummer erkannt wurde, aktiviert der Mikroprozessor für 0,5 sek. über den Transistor T 4 das Relais RE 1, dessen Öffnerkontakt

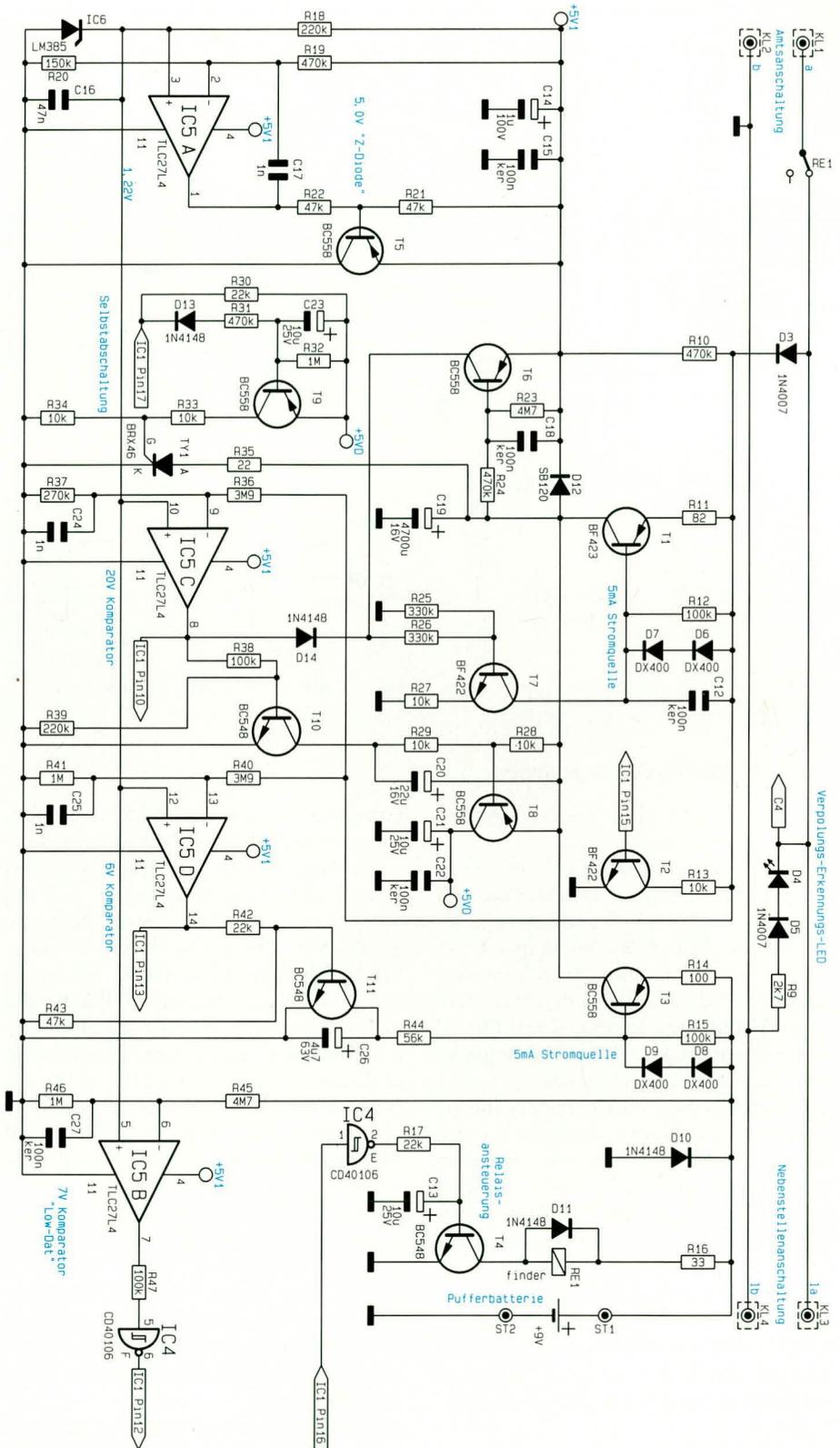


Bild 3: Schaltbild des Analogteils

daraufhin den Stromfluß zwischen dem Postnetz und dem angeschlossenen Telefon unterbricht. Dadurch detektiert das Amt ein kurzes Auflegen und wieder Abnehmen des Hörers, und ein durchgängiges Wählen der ursprünglich vorgesehenen Telefonnummer wird zuverlässig unterbunden.

Digitalteil

In Abbildung 4 ist der Digitalteil der Schaltung des TWB 1000 dargestellt. Hauptbestandteil ist hier der Single-Chip-CMOS-Mikroprozessor des Typs ELV 9360, in den bereits das komplette Ablauf- und Steuerprogramm implementiert ist, ein-

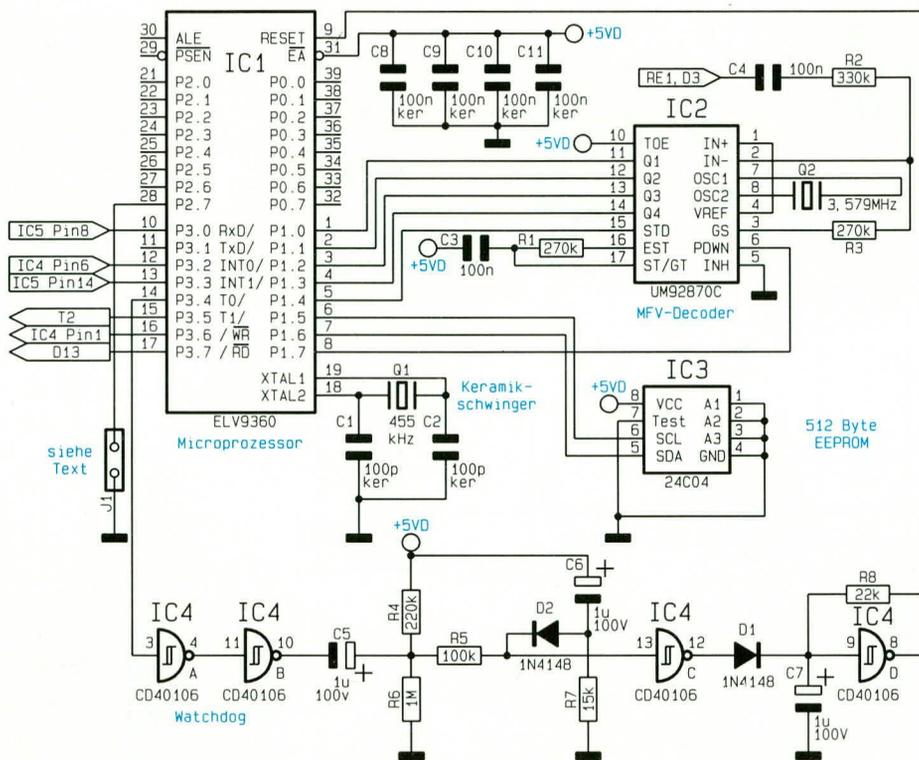


Bild 4: Schaltbild des Digitalteils

schließlich der Detektierung der verschiedenen Statussignale.

Der MFV-Decoder IC 2 des Typs 92870C übernimmt die Detektierung der MFV-Wählsignale. IC 3 beinhaltet ein EEPROM mit 512 Byte Speicherkapazität, in dem die Geheimnummer sowie die zu sperrenden bzw. durchzulassenden Nummern dauerhaft hinterlegt sind. Dieses EEPROM verliert auch bei Ausfall der Versorgungsspannung keine Informationen.

Im unteren Schaltbildbereich wird die Watchdog-Schaltung gezeigt, die mit den Invertern IC 4 A bis D aufgebaut ist. Dieser Schaltungsteil sorgt bei Anlegen der Versorgungsspannung dafür, daß der Mikroprozessor einen definierten Rücksetzimpuls erhält. Dafür gibt der Mikroprozessor an P 3.4 (Pin 14) ein regelmäßiges Rechtecksignal aus. Hierdurch wird über D 1 der Elko C 7 fortlaufend nachgeladen, und am Ausgang Pin 8 des Gatters IC 4 D liegt während des regulären Betriebes ein Low-Signal an.

Sobald die Generierung des Rechtecksignals durch den Prozessor ausbleibt, entlädt sich C 7 über R 8, und der Ausgang des Gatters IC 4 D wechselt auf High-Potential, wodurch der Prozessor in einen definierten Anfangszustand zurückgesetzt wird und seinen Betrieb wieder aufnehmen kann.

Nachbau

Die Schaltung des Telefon-Wahl-Begrenzlers TWB 1000 ist auf einer 108 x 53

mm großen, einseitigen Leiterplatte aufgebaut, die in ein ELV-Softline-Gehäuse paßt.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste mit dem Einsetzen der Brücken, gefolgt von den niedrigen und anschließend den höheren Bauteilen. Dabei ist darauf zu achten, daß die Anschlußdrähte der stehend einzubauenden Widerstände möglichst knapp an einem Ende abzuwinkeln sind, damit beim späteren Einbau in das Gehäuse diese nicht zu hoch aufbauen.

Der große Pufferelko C 19 ist liegend einzubauen und muß flach auf der Platine aufliegen.

Bedingt durch die relativ hohe Packungsdichte ist eine besonders sorgfältige Aufbauweise erforderlich.

Nach dem Verlöten der Anschlußbeinchen der Bauelemente sind die überstehenden Drahtenden so kurz als möglich abzuschneiden, ohne dabei die Lötstellen selbst anzuschneiden.

Nachdem nun alle Bauteile bestückt und verlötet sind, erfolgt zum Abschluß der Aufbauarbeiten das Ansetzen der 9 V-Batterie-Anschlußleitung, wobei auf die richtige Polung zu achten ist. Die rote Ader ist mit dem Platinenanschlußpunkt ST 1 (+) und die schwarze mit ST 2 (Masse) zu verbinden.

Inbetriebnahme

Für die Inbetriebnahme der Schaltung wird ein Netzteil mit einer Ausgangsgleich-

spannung von mindestens 24 V (max. 60 V) benötigt. An der positiven Ausgangsklemme ist für die Dauer der Überprüfung ein Vorwiderstand von 270 Ω anzuschließen, der über eine Zuleitung zunächst mit der Klemme KL 2 (b) verbunden wird, während die negative Versorgungsspannung des Netzteils an die Klemme KL 1 (a) zu legen ist.

Da es sich bei vorstehend beschriebener Anschlußart um die „Verpolungssituation“ des TWB 1000 handelt, müßte jetzt die Kontroll-LED mit mittlerer Helligkeit aufleuchten. Wird nun das Gerät mit richtiger Polung angeschlossen, durch Vertauschen der Anschlüsse an den Klemmen KL 1 und KL 2, bleibt die Leuchtdiode erloschen.

Als nächstes ist eine 9 V-Blockbatterie anzuschließen, wobei in diesem Stadium zunächst ein Amperemeter zur Messung des Betriebsstromes in Reihe geschaltet werden sollte.

Unmittelbar nach dem Anlegen der Versorgungsspannung darf das Gerät für maximal 6 Sekunden ca. 5 mA Strom ziehen, der kontinuierlich bis auf wenige µA zurückgehen muß, vorausgesetzt die Ausgangsspannung des Netzteils ist größer als 23 V.

Die Batterie darf nur dann belastet werden, wenn die Telefon-Speisespannung ausfällt oder beim Wählen in der IWW-Betriebsart oder wenn das Relais kurz anzieht.

Bei Verwendung von einigen älteren Telefonen kann es vorkommen, daß diese die Versorgung auf einen Wert von unter 6,4 V herunterziehen. In diesem Fall wird nach dem Abnehmen des Hörers die Batterie ebenfalls belastet. Diese Telefone sollten deshalb im späteren Betrieb keine Verwendung finden.

Bei einem Ausfall oder Kurzschluß der Betriebsspannung schaltet der Mikroprozessor automatisch nach ca. 30 min. die eigene Versorgungsspannung ab, und der Strom aus der Batterie geht auf wenige µA zurück, da lediglich noch der Spannungsteiler R 45, 46 die Batterie belastet.

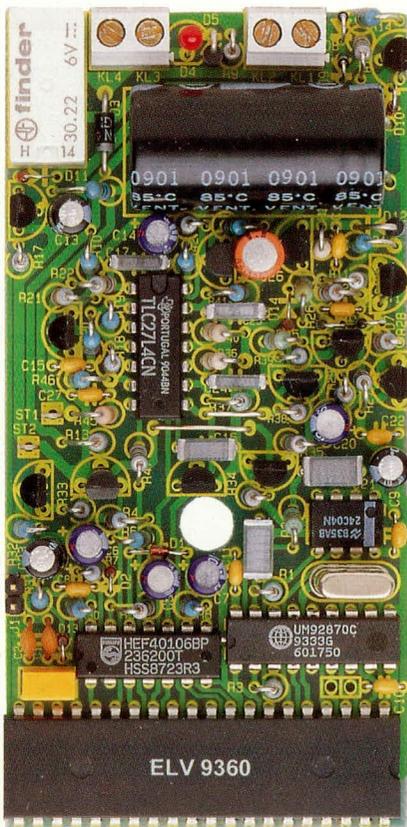
Für den weiteren Test wird noch ein Telefon benötigt, das an die Ausgangsklemmen KL 3 (a') und KL 4 (b') anzuschließen ist. Die Polung spielt dabei keine Rolle.

Nach dem Abnehmen des Telefonhörers muß nun bei der ersten Inbetriebnahme der „Code-Ton“ hörbar sein. Ist dies nicht der Fall, sind zunächst die Versorgungsspannungen, insbesondere die 5 V-Betriebsspannung für den Digitalteil, zu prüfen.

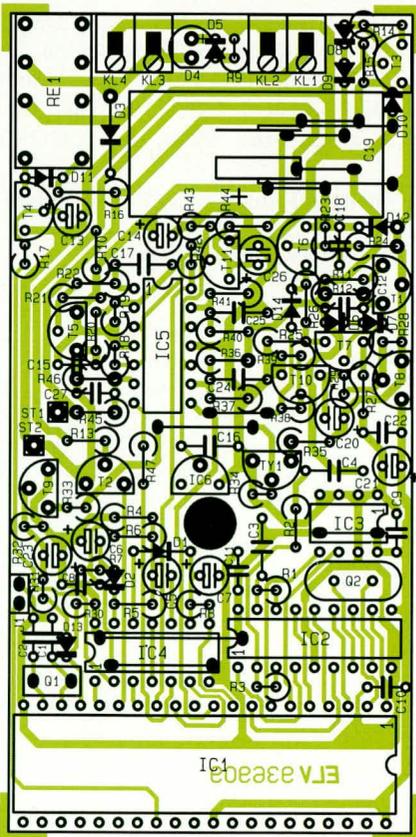
Bedingt durch das Abnehmen des Telefonhörers muß die Betriebsspannung für das Telefon auf einen Wert von 6 V bis 15 V zurückgehen. Dies wird vom TWB 1000 detektiert, woraufhin dann die Versorgungsspannung für den Mikroprozess-

sor zugeschaltet wird, der daraufhin die weitere Ablaufsteuerung übernimmt.

Wird nun eine Geheimnummer, gefolgt



Ansicht der komplett bestückten Leiterplatte des TWB 1000



Bestückungsplan des TWB 1000

von der Modus-Nummer und anschließend einer Telefonnummer, einprogrammiert, die später gesperrt werden soll, so muß beim anschließenden Anwählen dieser Nummer das DIL-Relais RE 1 für ca. 0,5 sek. anziehen. Die a-Leitung zwischen Telefon und Postnetz wird dadurch unterbrochen.

Abschließend kommt zum Schaltungsteil der für die Low-Bat-Erkennung zuständig ist. Anstatt der 9 V-Blockbatterie wird auch hier ein Netzgerät angeschlossen, dessen Spannung von 9 V aus beginnend langsam heruntergeregelt wird. Bei Unterschreiten einer Spannung von ca. 7 V muß bei Abnahme des Hörers der Low-Bat-Ton zu vernehmen sein, d. h. 10 kurz hintereinanderfolgende Signaltöne.

Sind alle Überprüfungen soweit zur Zufriedenheit ausgefallen, können anschließend die verschiedenen Funktionen des TWB 1000 mit Hilfe des angeschlossenen Telefons überprüft werden, wobei das System mit beiden Wählverfahren (IWW und MFV) zu testen ist.

Ist die eingegebene Geheimnummer verlorengegangen, besteht die Möglichkeit, diese wieder neu zu programmieren. Hier-

zu ist das Gehäuse zu öffnen, der Jumper J 1 zu setzen, der Hörer des Telefons abzunehmen und der Jumper wieder zu ziehen. Danach kann dann eine neue Geheimnummer programmiert werden. Die übrigen Einstellungen bleiben erhalten.

Um das Gerät nach Abschluß der Arbeiten in den Grundzustand zurückzusetzen, ist die Geheimnummer und anschließend die Ziffer „8“ zu wählen. Nach Ertönen des Bestätigungstones kann der Telefonhörer wieder aufgelegt werden. Das Gerät befindet sich nun wieder in seinem Ursprungszustand und kann seinem zukünftigen Einsatz zugeführt werden.

Abschließend weisen wir darauf hin, daß der TWB 1000 wie auch jedes andere elektronische Gerät einmal einen Defekt aufweisen und seinen Dienst ganz oder teilweise versagen kann. Für dadurch entstehende Schäden, insbesondere erhöhte Telefonkosten, können wir keine Haftung übernehmen. Aufgrund der ausgereiften Schaltungstechnik und der soliden Konstruktion können Sie als Anwender jedoch ein gutes Gefühl für einen dauerhaften und sicheren Betrieb des TWB 1000 haben. **ELV**

Stückliste: Telefon-Wahl-Begrenzer

Widerstände:

22Ω	R35
33Ω	R16
82Ω	R11
100Ω	R14
2,7kΩ	R9
10kΩ	R13, R27 - R29, R33, R34
15kΩ	R7
22kΩ	R8, R17, R30, R42
47kΩ	R21, R22, R43
56kΩ	R44
100kΩ	R5, R12, R15, R38, R47
150kΩ	R20
220kΩ	R4, R18, R39
270kΩ	R1, R3, R37
330kΩ	R2, R25, R26
470kΩ	R10, R19, R24, R31
1MΩ	R6, R32, R41, R46
3,9MΩ	R36, R40
4,7MΩ	R23, R45

Kondensatoren:

100pF	C1, C2
1nF	C17, C24, C25
47nF	C16
100nF/ker	C8 - C12, C15, C18, C22, C27
100nF	C3, C4
1µF/100V	C5, C6, C7, C14
4,7µF/63V	C26
10µF/25V	C13, C21, C23
22µF/16V	C20

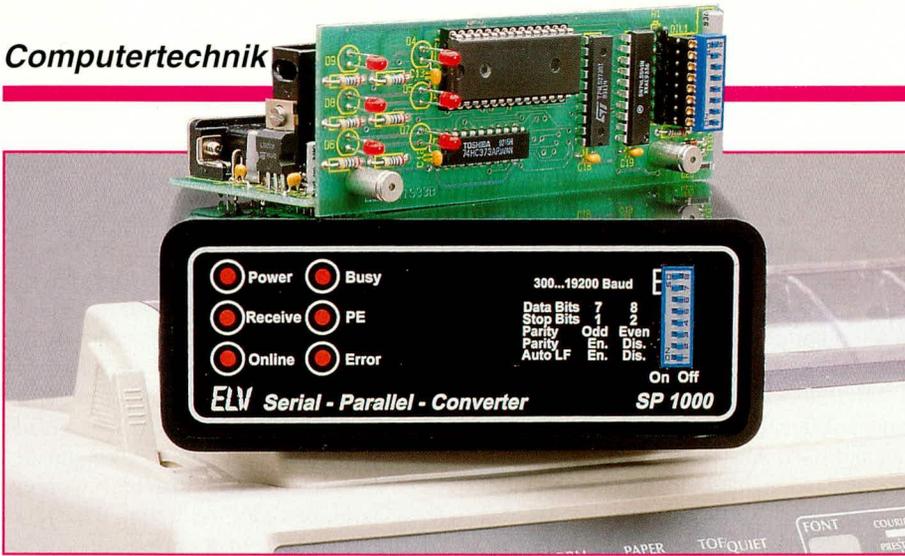
4700µF/16V	C19
------------	-------	-----

Halbleiter:

UM92870C	IC2
ELV9360	IC1
24C04	IC3
TLC27L4	IC5
CD40106	IC4
LM385	IC6
BC548	T4, T10, T11
BC558	T3, T5, T6, T8, T9
BF422	T2, T7
BF423	T1
BRX46	TY1
SB120	D12
1N4148	D1, D2, D10, D11, D13, D14
1N4007	D3, D5
DX400	D6-D9
LED, 3mm, rot	D4

Sonstiges:

Quarz, 3,579MHz	Q2
Keramikschringer, 455kHz	Q1
Relais, 6V, 2 x um	RE1
1 Stiftleiste, 1 x 2pol		
1 Jumper		
1 Batterieclip für 9V-Block		
2 Schraubklemmleisten, 2pol		
1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm		
1 Softline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt		



Seriell-Parallel-Converter SP 1000

Zur Anpassung einer seriellen Computerschnittstelle an eine parallele Schnittstelle z. B. eines Druckers dient der hier vorgestellte Converter. Ein integrierter kleiner Datenspeicher bietet zusätzliche Sicherheit vor Datenverlusten.

Allgemeines

Die Parallel-Schnittstelle zeichnet sich durch hohe Übertragungsraten und ein einfaches Übertragungsprotokoll aus. Häufiger Einsatz ist die Datenübertragung zum Drucker. Dafür sind 17 Leitungen mit 5 V-TTL-Pegel erforderlich, wobei die Übertragungstrecke auf ca. 3 m begrenzt ist.

Die Seriell-Schnittstelle hingegen ist aufgrund ihrer Konstruktion bestens geeignet, Daten auch über größere Entfernungen bis zu 15 m bei hoher Sicherheit zu übertragen. Zur Verbindung reichen im Minimalfall 3 Leitungen. Das Übertragungsprotokoll ist jedoch etwas aufwendiger.

Jede Schnittstellenart hat somit ihre eigene Existenzberechtigung und wird von Fall zu Fall eingesetzt. In den Fällen, wo sich 2 zu verbindende Geräte aufgrund unterschiedlicher Schnittstellen nicht miteinander „verstehen“, schafft ein entsprechender Converter Abhilfe.

Mit dem hier vorgestellten Seriell-Parallel-Converter SP 1000 können Peripheriegeräte mit paralleler Schnittstelle an einen Computer mit serieller Schnittstelle angeschlossen werden, wobei als Vorteil die Verbindungsstrecke bis zu 15 m zu nennen ist.

Mit dem Parallel-Seriell-Wandler PS 1000, der im „ELVjournal“ 2/94 vorgestellt wird, ist in umgekehrter Weise die Konvertierung einer parallelen in eine serielle Schnittstelle möglich.

Mit beiden Convertern zusammen ist

auf einfache Weise die Verlängerung einer Parallel-Schnittstellenverbindung möglich. Der PS 1000 wird hierzu mit Hilfe eines Standard-Druckerkabels an die parallele Schnittstelle des PCs angeschlossen. Der serielle Ausgang des Converters läßt sich dann über eine mindestens 3polige Leitung mit dem Eingang des SP 1000 verbinden, wo die Rückwandlung in das parallele Datenformat erfolgt.

Die Verbindungsleitung zwischen beiden Geräten darf laut Norm bis zu 15 m lang sein. In der Praxis hat sich bei Übertragungsraten bis zu 9600 Baud eine Verlängerung auf bis zu 100 m als unproblematisch erwiesen, vorausgesetzt, es treten keine nennenswerten Störeinstreuungen auf.

Das Übertragungsprotokoll der Seriell-Schnittstelle ist bereits im „ELVjournal“ 5/92 auf den Seiten 16, 17 beschrieben, während die Parallel-Schnittstelle im „ELVjournal“ 6/92 auf den Seiten 42, 43 erläutert ist. An dieser Stelle können wir daher gleich mit der Bedienung des SP 1000 fortfahren.

Bedienung

Die Versorgung des SP 1000 erfolgt über ein Steckernetzgerät mit einer Spannung zwischen +9 V bis +14 V. Die serielle Schnittstelle (BU 3) ist als 9polige Sub-D-Buchse ausgeführt. Zum Anschluß an die serielle Schnittstelle des PCs dient ein 1 : 1 Verbindungskabel. Die parallele Schnittstelle (BU 2) des SP 1000 ist über eine 25polige Sub-D-Buchse zugänglich und wird über ein Standard-Druckerkabel mit

dem Drucker verbunden.

Zur Konfiguration des SP 1000 sind auf der Gehäusefrontplatte DIP-Schalter zugänglich. DIP-Schalter 1 aktiviert den automatischen Zeilenvorschub. In der Schalterstellung „On“ wird ein empfangener Wagenrücklauf (CR) um einen Zeilenvorschub (LF) ergänzt.

Zur Datenübertragung unterstützt der SP 1000 den Hardware- und Software-Handshake. Das Verfahren läßt sich über den DIP-Schalter 2 auswählen, während die Paritätsprüfung mit den DIP-Schaltern 3 und 4 einstellbar ist.

Schalter DIP 4 aktiviert die Paritätsprüfung, während DIP 3 die gerade (even) und ungerade (odd) Paritätsprüfung bestimmt. DIP 5 selektiert die Anzahl der Datenbits (7 oder 8). Als Standardeinstellung sind hier 8 Datenbits zu empfehlen, da die Übertragung von Sonder- und Grafikzeichen mit 7 Bit nicht möglich ist.

Bedingt durch die interne Struktur des verwendeten Mikrocontrollers sind mindestens 9 Datenbits zu übertragen. Dies wird bei einer Datenübertragung mit 7 Datenbits durch die Paritätsprüfung erreicht, oder indem die sendende serielle Schnittstelle mindestens 2 Stopbits ausgibt.

Mit den DIP-Schaltern 6 bis 8 wird die Baudrate im Bereich von 300 bis 19.200 Baud eingestellt. Die Funktion der Schalter ist in Tabelle 1 aufgelistet.

Testweise kann eine Datei vom PC seriell gesendet und über einen Centronics-Drucker ausgegeben werden. Dabei ist der SP 1000 z. B. auf 2400 Baud und 8 Datenbits ohne Paritätsprüfung einzustellen. Die Schnittstelle des PCs wird nun mit „Mode COM2:2400, N, 8, 1, P“ konfiguriert. Danach kann eine Datei mit „COPY

Tabelle 1: Funktion der DIP-Schalter

DIP-Schalter				Bedeutung
6	7	8		
off	off	off		300 Baud
off	off	on		600 Baud
off	on	off		1200 Baud
off	on	on		2400 Baud
on	off	off		4800 Baud
on	off	on		9600 Baud
on	on	off		19200 Baud
on	on	on		–
5	off			8 Datenbits
5	on			7 Datenbits
4	off			Parity disable
4	on			Parity enable
3	off			even (gerade) Parity
3	on			odd (ungerade) Parity
2	off			Hardware-Handshake
2	on			Software-Handshake (xon/xoff)
1	off			Auto-LF off
1	on			Auto-LF on



TEST.TXT COM2" übertragen werden.

Die auf der Frontplatte des SP 1000 angeordneten Kontroll-LEDs dienen zur Überwachung des Betriebszustandes. Die LED „Power“ signalisiert die Betriebsbereitschaft, während die Signale „Online, Busy, PE, Error“ den Betriebszustand des Druckers darstellen. Die LED „Receive“ zeigt den seriellen Datenempfang an und leuchtet, wenn sich Daten im Speicher des SP 1000 befinden, die noch nicht zum Drucker übertragen wurden.

Die „Error“-LED signalisiert Fehlermeldungen des SP 1000. Ist bei der Paritätskontrolle ein Fehler aufgetreten, beginnt diese LED im Sekundentakt zu blinken. Wenn der serielle Sender nicht auf das Handshake-Signal des SP 1000 reagiert und die Sendung nicht unterbricht, kommt es im SP 1000 zu einem Datenüberlauf, und es gehen Zeichen verloren. In diesem Fall blinkt die „Error“-LED zweimal pro Sekunde kurz auf. Zur Löschung der Fehlermeldungen ist der Drucker kurz aus und wieder einzuschalten.

Änderungen der Konfiguration durch die DIP-Schalter werden nur übernommen, wenn sich im internen Speicher des SP 1000 keine Daten befinden („Receive“-LED leuchtet nicht).

Schaltung

Abbildung 1 zeigt das Netzteil des SP 1000. Die Spannungsversorgung erfolgt über ein Steckernetzteil mit einer Ausgangsspannung von 9 V - 14 V. Die Diode D 1 dient zum Verpolungsschutz.

Der V 24-Treiber IC 8 wird direkt mit der unstabilisierten Versorgungsspannung betrieben wie auch das zur Generierung

der negativen Spannung dienende IC 13. Mit Hilfe der Oszillatorschaltung, bestehend aus IC 13 und Zusatzbeschaltung, wird die negative Betriebsspannung von ca. -12 V für den V 24-Treiber IC 8 bereitgestellt.

Der Festspannungsregler IC 1 erzeugt die +5 V-Betriebsspannung für den Digitalteil. C 1 bis C 4 dienen der Pufferung und Schwingneigungsunterdrückung. D 9 mit dem Vorwiderstand R 14 signalisiert die Betriebsbereitschaft.

In Abbildung 2 ist der Digitalteil des SP 1000 dargestellt. Zentraler Bestandteil der Schaltung ist der Mikrocontroller IC 4 des Typs 80C31. Dieser erhält sein Betriebsprogramm über den Adreß-Zwischenspeicher IC 5 des Typs 74HC373 aus dem Programmspeicher IC 6 des Typs 9464.

Für die Schnittstellenwandlung steht auch ein integrierter Schaltkreis zur Verfügung, von deren Einsatz aber aus 2 Gründen abgesehen wurde. Wenn das Peripheriegerät an der parallelen Schnittstelle keine Daten empfangen kann, wird vom Peripheriegerät ein Hardware-Handshake-Signal gesetzt. Dieses Signal wird an die serielle Schnittstelle des Senders weitergereicht, um die Übertragung zu stoppen.

In manchen Fällen reagiert der serielle Sender nicht sofort auf diese Unterbrechungsanforderung und gibt noch einige Zeichen aus. Üblicherweise können die integrierten Wandlerbausteine keine Daten zwischenspeichern, womit ein Datenverlust vorprogrammiert ist.

Im Mikrocontroller wurde daher ein Zwischenspeicher realisiert, der bis zu 60 Zeichen puffern kann, zur Vermeidung eines Datenüberlaufes. Als angenehme Begleiterscheinung ergibt sich ein gleichmä-

ßigerer serieller Datenfluß. Wird für IC 4 ein 80C32 Prozessor eingesetzt, so erhöht sich dieser Zwischenspeicher auf 190 Byte. Zudem bietet der Prozessor die Möglichkeit, mit einfachen Mitteln den Software-Handshake der seriellen Schnittstelle zu unterstützen (XON/XOFF). Eine vergleichbare Hardwarelösung wäre mit einem deutlich höheren Aufwand verbunden.

Die serielle Schnittstelle ist mit einer 9poligen Sub-D-Buchse versehen, deren Signale über den Pegelwandler IC 7 des Typs MC 1489 auf die Eingänge des Prozessors gelangen. Dessen Signalleitungen werden wiederum über den Treiber IC 8 des Typs MC 1488 auf V 24-Pegel umgesetzt.

Die Belegung der Buchse ist so gewählt, daß die Verbindung zu einem PC mit einem 1 : 1-Kabel (9poliger Sub-D-Stecker und 9polige Sub-D-Buchse) hergestellt werden kann.

Die parallele Schnittstelle ist über eine 25polige Sub-D-Buchse zugänglich. Auch hier ist die Belegung so gewählt, daß der Anschluß mit einem Standard-PC-Druckerkabel an die Centronics-Schnittstelle des Druckers erfolgen kann.

Die Statusleitungen des Druckers werden über IC 2 des Typs 74LS541 eingelesen. Der Prozessor gibt die Daten über den Zwischenspeicher IC 3 des Typs 74LS273 aus. Über die Inverter IC 11 A bis E werden die Handshake-Signale für den Drucker bereitgestellt. Ein kurzer Impuls auf der Strobe-Leitung fordert das Peripheriegerät zur Übernahme der Daten auf. Kann das Peripheriegerät keine weiteren Daten mehr annehmen, so setzt es von sich aus die Busy-Handshake-Leitung, um den Datenfluß zu stoppen.

Über IC 10 des Typs 74LS541 wird der Zustand der DIP-Schalter zur Konfiguration eingelesen. Das Latch-IC 9 des Typs 74LS273 dient zum Ansteuern der Status-LEDs, die den aktuellen Betriebszustand signalisieren. Die Gatter IC 12 A, B und IC 11 F übernehmen die Adreßdecodierung und ermöglichen den direkten Anschluß von IC 2, IC 3, IC 9 und IC 10 an den Bus des Mikrocontrollers.

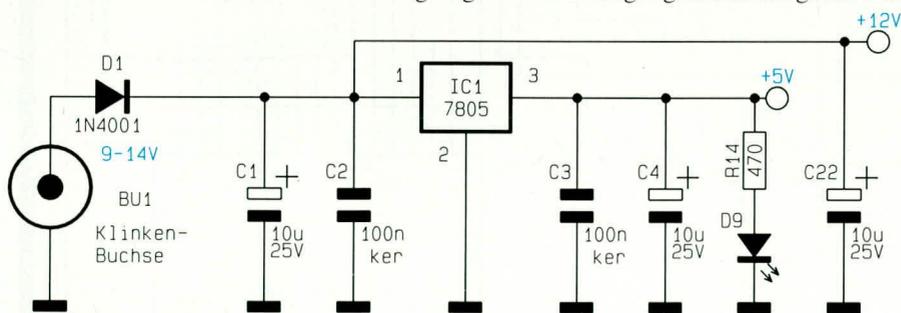


Bild 1:
Netzteil des
Seriell-Parallel-
Converters

Nachbau

Für den Aufbau der Schaltung stehen 2 doppelseitige durchkontaktierte Leiterplatten mit den Abmessungen 124 x 49 mm und 190 x 40 mm zur Verfügung. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise.

Anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste werden zunächst die niedrigsten und anschließend die höheren Bauelemente auf die Leiterplatten gesetzt und jeweils auf der Platinenunterseite verlötet. Der DIP-Schalter wird in 2 übereinander gesteckte IC-Sockel gesetzt, damit er nach dem Ein-

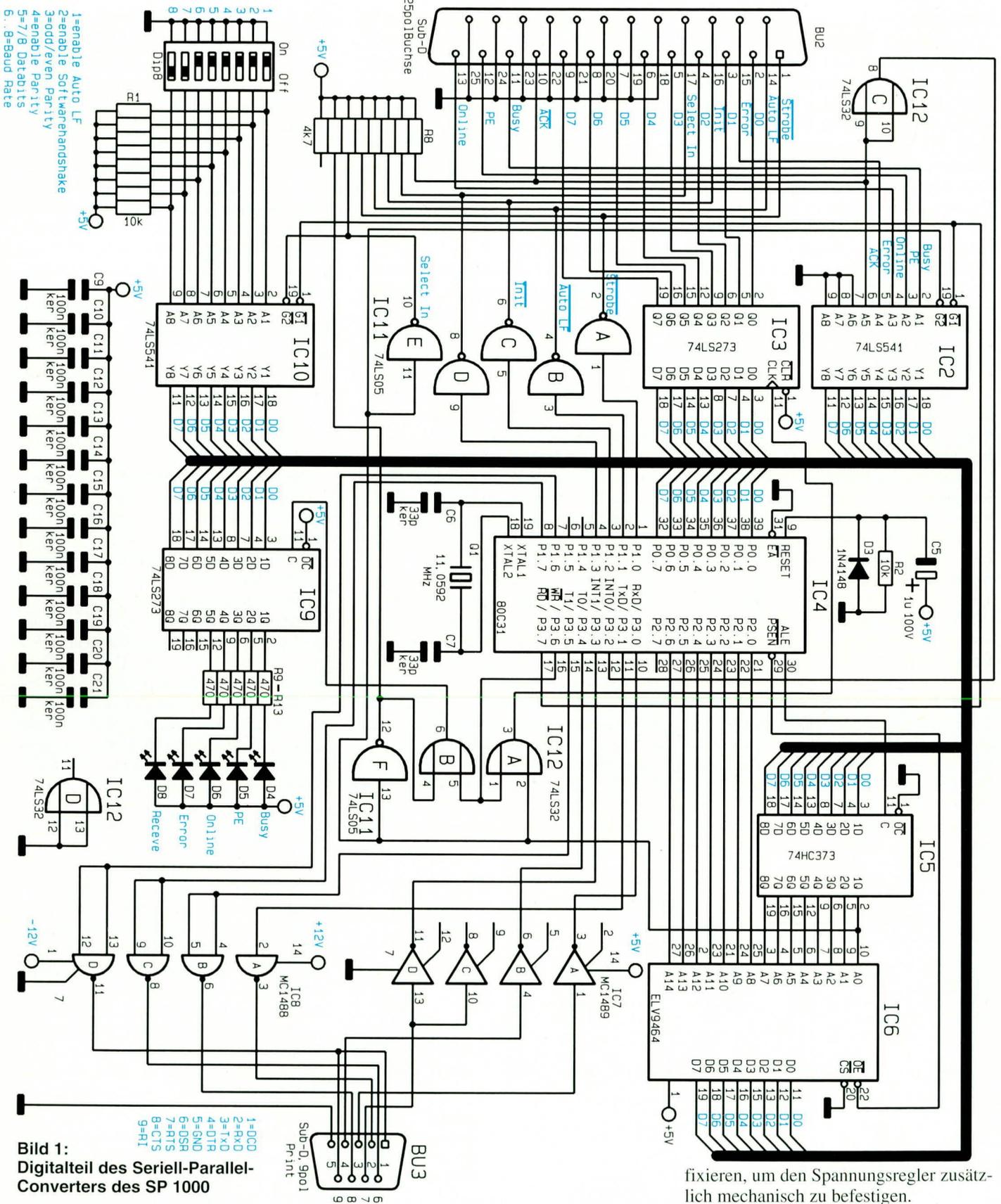


Bild 1: Digitalteil des Seriell-Parallel-Converters des SP 1000

setzen in das Gehäuse durch die Frontplatte zugänglich ist. Nur der Spannungsregler des Typs 7805 ist noch nicht zu bestücken.

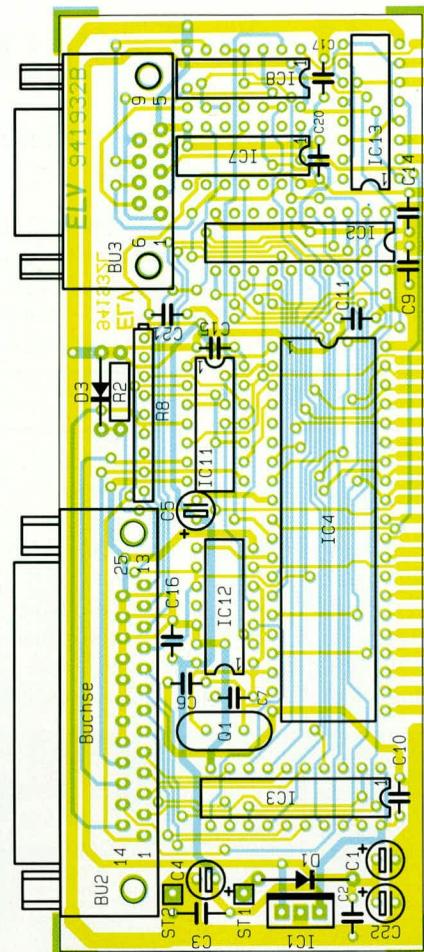
Auf der Frontseite sind 2 Abstandsbolzen mit je einer M 3 x 6 mm Schraube zu befestigen. Nun erfolgt der Anschluß des Klinkensteckverbinders über 10 cm lange Anschlußleitungen. Hierbei ist

auf die richtige Polung zu achten.

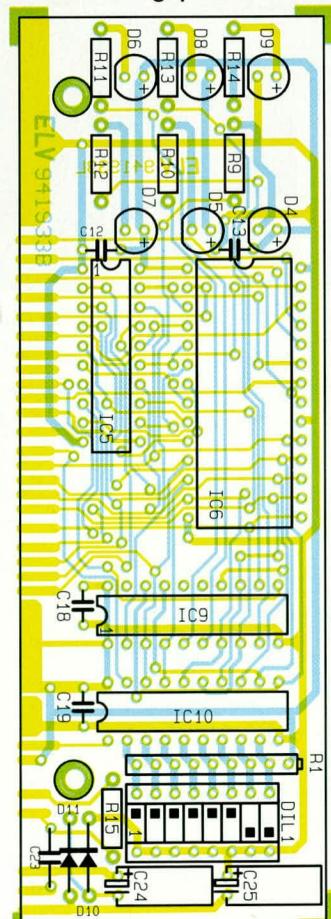
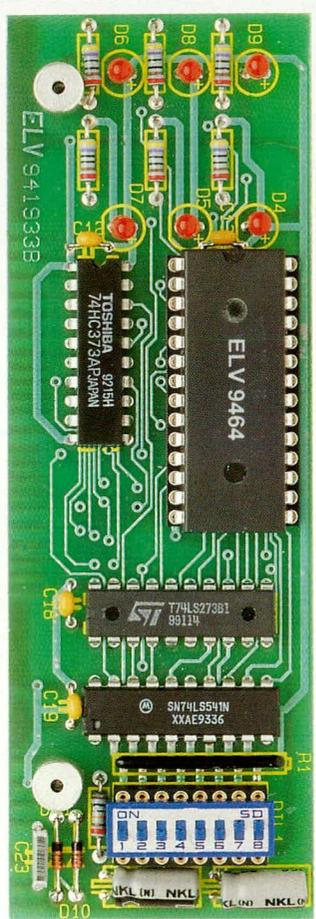
Zum Abschluß wird der Spannungsregler mit dem Kühlkörper verschraubt. Hierzu wird das IC so weit in die zugehörigen Bohrungen eingesteckt, bis der Kühlkörper auf dem IC 3 aufliegt. Nach dem Verlöten der Anschlußbeinchen ist der Kühlkörper mit etwas Klebstoff auf dem IC 3 zu

fixieren, um den Spannungsregler zusätzlich mechanisch zu befestigen.

Kommen wir als nächstes zur Verbindung der beiden Leiterplatten untereinander. Hierzu wird die Frontplatte im rechten Winkel an die Basisplatte gesetzt, wobei die Unterkante der Frontplatte 2 mm unterhalb der Leiterplattenunterseite der Basisplatte hervorsteht. Die miteinander korrespondierenden Leiterbahnen



Ansicht der bestückten Platine mit zugehörigem Bestückungsplan



Ansicht der fertig aufgebauten Frontplatte mit zugehörigem Bestückungsplan

Stückliste: Seriell-Parallel-Converter SP1000

Widerstände:

470Ω	R9-R14
4,7kΩ/Array	R8
10kΩ	R2
10kΩ/Array	R1
100kΩ	R15

Kondensatoren:

33pF/ker	C6, C7
1nF	C23
100nF/ker	C2, C3, C9 - C21
1µF/100V	C5
10µF/25V	C1, C4, C22, C25
100µF/16V	C24

Halbleiter:

ELV9464	IC6
80C31	IC4
MC1488	IC8
MC1489	IC7
74LS05	IC11
74LS32	IC12
74LS273	IC3, IC9
74LS373	IC5
74LS541	IC2, IC10
CD4049	IC13
7805	IC1
1N4001	D1
1N4148	D3, D10, D11
LED, 3mm, rot	D4 - D9

Sonstiges:

- 1 Quarz, 11,0592MHz
- 1 DIP-Schalter, 8fach
- 1 SUB-D-Buchse, 25pol, Winkelprint
- 1 SUB-D-Stecker, 9pol, Winkelprint
- 1 Klinkenbuchse, print, mono
- 1 micro-line-Gehäuse, gebohrt und bedruckt
- 1 Frontplatte, gebohrt und bedruckt
- 1 Basisplatine
- 1 Frontplatte
- 2 Abstandshalter
- 1 U-Kühlkörper, SK 12
- 3 Zylinderkopfschrauben, M3 x 6 mm
- 1 Mutter, M 3
- 20 cm flexible Leitung, ST1x0,22 mm²

müssen dabei exakt aneinander stoßen. Unter Zugabe von ausreichend Lötzinn erfolgt dann die elektrische und mechanische Verbindung.

Vor der eigentlichen Inbetriebnahme empfiehlt es sich, die Lötstellen nochmals sorgfältig zu prüfen und auch die Leiterbahnen im Hinblick auf Unterbrechungen und Kurzschlüsse zu untersuchen.

Nach erfolgreicher Inbetriebnahme ist die 3,5 mm Klinken-Einbaubuchse mit Hilfe der dazugehörigen Mutter in die Rückwand des ELV-micro-line-Gehäuses einzusetzen und zu verschrauben. Nun können die Leiterplatten in das Gehäuse eingeschoben werden. Den Abschluß bildet das Einsetzen der Frontplatte unter kräftigem Druck von einer Seite aus beginnend. **ELV**

Mikrocontroller-Grundlagen

Die praktische Ausführung der in Teil 2 vorgestellten Prozessorschaltung stellen wir im dritten Teil dieser Artikelserie vor.

Teil 3

2.12 Nachbau

Für den Aufbau steht eine einseitig ausgeführte Leiterplatte mit den Abmessungen 112 x 74 mm zur Verfügung. In gewohnter Weise sind zunächst die niedrigen Bauelemente wie Brücken, Dioden und der Widerstand einzusetzen. Die genaue Positionierung der Bauelemente geht aus dem Foto (Abbildung 18) bzw. aus dem Bestückungsplan (Abbildung 19) auf der Leiterplatte hervor. Informationen über das einzusetzende Bauelement gibt die Stückliste (Tabelle 4).

Der Spannungsregler IC 5 des Typs 7805 wird liegend auf einem U-Kühlkörper montiert, wobei es sich empfiehlt, zuerst die Befestigung auf der Leiterplatte mit der beiliegenden M3-Zylinderkopfschraube und Mutter vorzunehmen, um anschließend die Anschlußbeine zu verlöten.

Für die Codierbrücken JP 1, JP 2 und JP 3 sind jeweils 2- bzw. 3polige, einreihige Pfostensteckverbinder einzusetzen, während für den Programmspeicher IC 3 zunächst ein 28poliger Präzisions-Sockel einzubauen ist. Die Bestückung des EEPROMs IC 6 ist in der Grundversion nicht notwendig, da dieses IC für die grundsätzliche Funktionsweise der Schaltung nicht erforderlich ist.

Vor der Inbetriebnahme der Schaltung sollte nochmals die Leiterplatte auf korrekte Bestückung und Kurzschlüsse überprüft werden. Insbesondere ist auf die richtige Polung der integrierten Schaltkreise, der Elkos und der Dioden zu achten.

Die Abmessungen der Platine sind so gewählt, daß der Einbau in ein Standard-Universal-Gehäuse Modell E 440

(Best.-Nr.: 1816) oder E 445 (Best.-Nr.: 1815) möglich ist. Vor dem Einbau in das Gehäuse sind die erforderlichen Aussparungen für die Sub-D- und die Klinkenbuchse gemäß Abbildung 20 einzubringen.

2.13 Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme der Schaltung ist vergleichsweise einfach. Anhand der vorliegenden Beispielschaltung soll die systematische Inbetriebnahme und die Fehler-suche gezeigt werden.

Nach dem Anlegen der Spannungsversorgung wird zunächst die Stromaufnahme der Schaltung geprüft, die bei Verwendung eines CMOS-Mikroprozessors bei

ca. 30 mA liegen sollte. Werte über 50 mA erfordern ein sofortiges Abschalten und eine erneute Kontrolle des Aufbaus.

Als dann sind die einzelnen Versorgungsspannungen der integrierten Bausteine mit einem Multimeter zu prüfen. Hierzu ist der Masseanschluß des Multimeters mit der Schaltungsmasse zu verbinden, während mit der positiven Tastschleife die einzelnen +5 V-Anschlüsse der ICs nacheinander geprüft werden.

Im Anschluß daran kann in gleicher Weise die korrekte Masseverbindung eines jeden Bausteins getestet werden, indem nun der positive Anschluß des Multimeters mit der 5 V-Betriebsspannung der Schaltung verbunden wird, um anschlie-

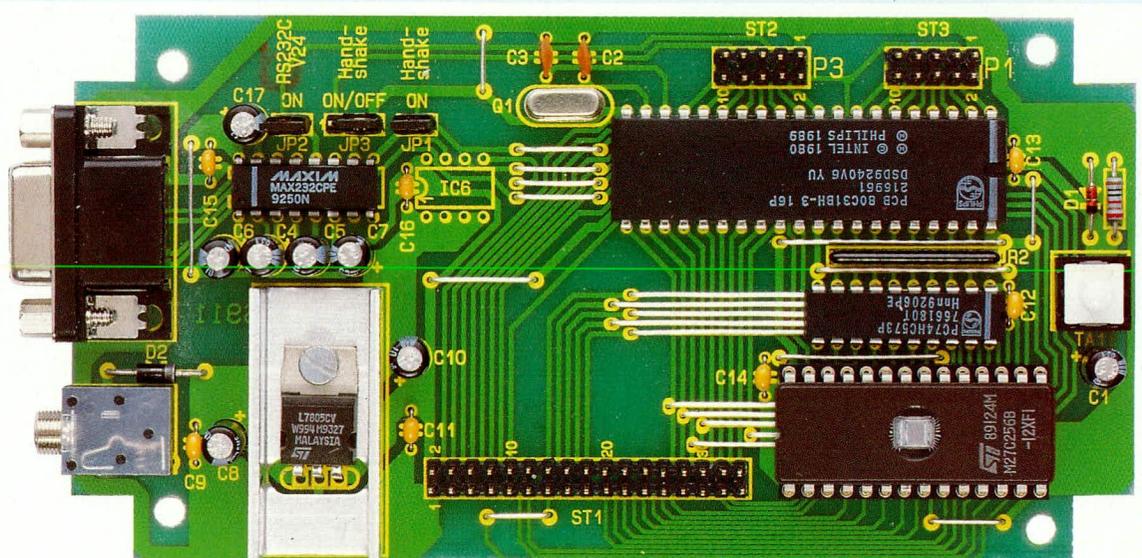


Bild 18 (oben): Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte.
Bild 19 (unten): Bestückungsplan der Leiterplatte

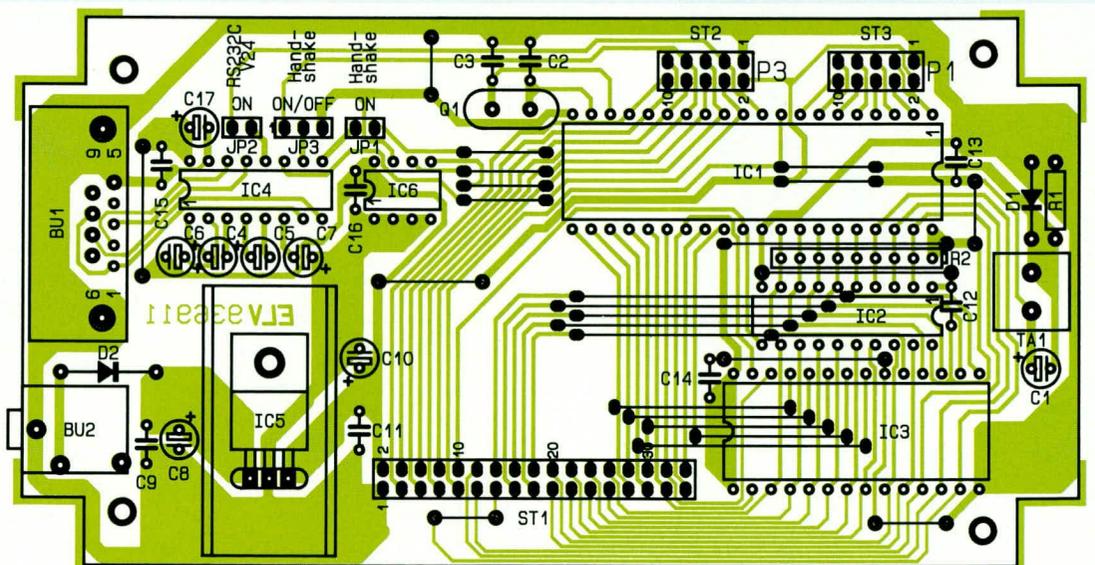


Tabelle 4: Stückliste

Widerstände:

10kΩ R1
10kΩ/Array R2

Kondensatoren:

33pF/ker C2, C3
100nF/ker C9, C11 - C16
10µF/25V C1, C4 - C8, C10, C17

Halbleiter:

80C31 IC1
ELV9363 IC3
74HC573 IC2
MAX232 IC4
7805 IC5
1N4148 D1
1N4001 D2

Sonstiges:

Quarz, 11,0592MHz Q1
Print-Taster TA1
Stiftleiste, 1 x 2polig JP1, JP2
Stiftleiste, 1 x 3polig JP3
Stiftleiste, 2 x 5polig ST2, ST3
Stiftleiste, 2 x 17polig ST1
3 Jumper
70cm Silberdraht, blank
SUB-D-Buchse, 9polig, 90° abgewinkelt, Printmontage BU 1
Klinkenbuchse, Printmontage, 3,5 mm, mono BU 2
4 Zylinderkopfschrauben, M3 x 5 mm
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm
1 Mutter, M3
1 IC-Sockel, 28polig
1 U-Kühlkörper

End mit der Meßspitze die entsprechenden Anschlußbeinchen der ICs abzufragen. Sollte also ein Pin nicht korrekt angeschlossen sein, so läßt sich dies durch die vorstehend beschriebenen Messungen leicht ermitteln.

2.13.1 Dynamische Messungen

Für die weiteren Messungen ist ein Analog-Oszilloskop erforderlich. Verfügt das Oszilloskop zusätzlich über einen Digital-speicher, sind die Messungen besonders komfortabel möglich.

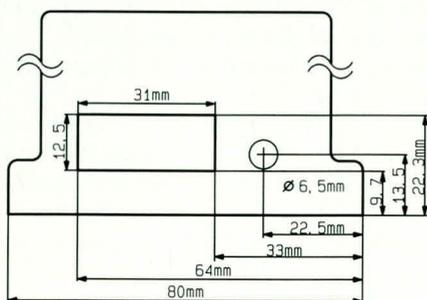


Bild 20: Maßzeichnung für die Aussparungen an der Gehäusestirnseite

Zunächst wird mit der Oszilloskop-Tastspitze der Resetanschluß überprüft. Es muß sich ein Verlauf gemäß Abbildung 11 („ELVjournal“ 6/93, Seite 25) ergeben. Abschließend erfolgt die Überprüfung des Oszillators. Hierzu ist mit dem Tastkopf, der auf ein 10 : 1-Teilverhältnis einzustellen ist, an Pin 18 und Pin 19 zu messen. Es muß jeweils die sinusförmige Oszillatortfrequenz zu messen sein.

Im nächsten Schritt sind die ALE- und PSEN-Steuerleitungen zu prüfen. Der Signalverlauf muß der in Abbildung 12 („ELVjournal“ 6/93, Seite 26) gezeigten Kurvenform entsprechen.

2.13.2 NOP-Stecker

Für eine Überprüfung des Daten- und Adreßbusses ist es sinnvoll, einen einfachen Teststecker aufzubauen. Abbildung 21 zeigt hierzu die Schaltung, während in Abbildung 22 der praktische Aufbau zu sehen ist.

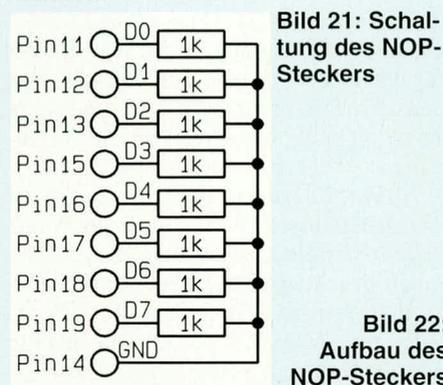
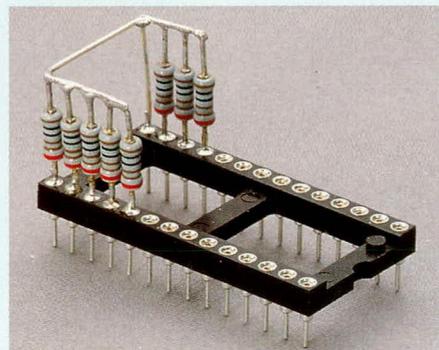


Bild 21: Schaltung des NOP-Steckers

Bild 22: Aufbau des NOP-Steckers



Dieser NOP-Stecker bewirkt, daß der Mikroprozessor, bedingt durch die Pull-down-Widerstände, bei jedem Befehls-Lesezyklus an allen 8 Datenpins einen Low-Pegel detektiert. Für den Prozessor wird somit der Befehl 00H gelesen. Dieser Befehl nennt sich NOP (No Operation ≙ mache nichts). Der 16-Bit-Programmzähler wird mit jedem Befehl um 1 erhöht. Somit werden die Adressen 0 (Reset-Zustand) bis 65.535 durchlaufen. Anschließend folgt wieder die Adresse 0.

Hierdurch ergibt sich bei jedem Befehl ein Wechsel der Adreßleitung A 0. Die Adreßleitung A 1 wechselt bei jedem zweiten Befehl, während A 3 bei jedem vierten Befehl wechselt usw. Daraus folgt, das in

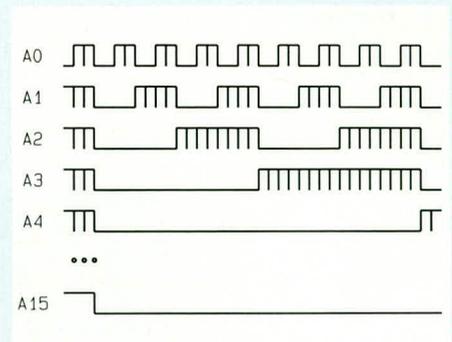


Bild 23: Timing der Adreß-Leitung bei Verwendung des NOP-Steckers

Abbildung 23 gezeigte Timing.

Das High-Signal ist durch einen kurzen Low-Impuls unterbrochen, da pro Befehl diese Adresse zweimal in den Adreßzwischenpeicher übernommen wird. Ab der Adreßleitung A 8 sind die kurzen Impulse nicht mehr vorhanden, da die oberen 8 Adressen direkt am Port 2 anliegen. Die genannten Messungen können am einfachsten am Steckverbinder ST 1 vorgenommen werden.

Bei einer Quarzfrequenz von 11,0592 MHz werden 921.600-Befehle pro Sekunde abgearbeitet. Hieraus ergibt sich eine Frequenz an der höchsten Adreßleitung A 15 von rund 14 Hz. Der gesamte Frequenzbereich läßt sich relativ einfach mit einem Standard-Oszilloskop durchmessen. Sind einzelne Signale auf benachbarten Adreßleitungen identisch, so liegt ein Kurzschluß zwischen diesen Leitungen vor. Ebenso dürfen auf keiner der Adreßleitungen die Signale fehlen (Kurzschluß oder offene Leitung).

Sind diese Überprüfungen zufriedenstellend ausgefallen, ist die grundsätzliche Funktionsfähigkeit des Daten- und Adreßbusses gegeben, und wir können zu den ersten Hardware-Testprogrammen kommen.

2.13.3 Testprogramm

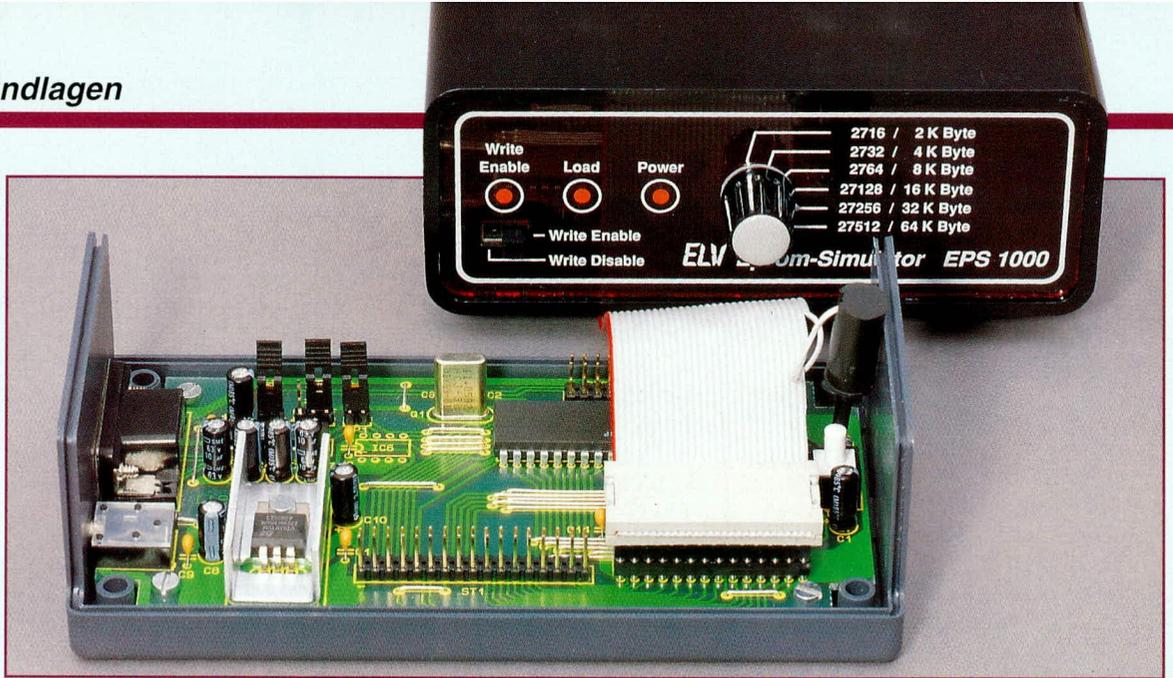
Zur Funktionsprüfung der Ports P 1 und P 3 empfiehlt es sich, ein kleines Testprogramm zu erstellen. Abbildung 24 zeigt ein entsprechendes Assembler-Programm.

In der ersten Zeile wird der Inhalt des Akkumulators um 1 erhöht. In der nächsten Zeile wird dieser Wert auf Port 1 und in der weiteren Zeile auf Port 3 ausgegeben. Am Ende des Programms wird zum Anfang zurückgesprungen und die Schleife beginnt von neuem.

Abbildung 25 zeigt die Bytefolge, die mit einem Hex-Editor- oder EPROM-Programmiergerät erfaßt und in ein EPROM vom Typ 27(C)256 eingebrannt werden kann. In der Grundversion steht bereits ein EPROM mit diesem Programm zur Verfügung.

Nachdem nun das EPROM eingesetzt

Betrieb der Schaltung während der Entwicklungsphase mit einem EPROM-Simulator



und die Versorgungsspannung eingeschaltet ist, kann an Port 1.0 ein Rechtecksignal mit einem Puls-Pausenverhältnis von 1 : 1 und einer Frequenz von ca. 92 kHz gemessen werden. An Port 1.1 und den Folge-Ports halbiert sich diese Frequenz jeweils bis an Port 1.7 noch ca. 720 Hz zu messen sind. Die gleichen Signalformen stehen an den Ports 3.0 bis P 3.7 zur Verfügung.

Bei entsprechend gesetzten Jumpers lassen sich die Signale von P3.1 und P3.4 auch an Pin 2 und Pin 8 bzw. 1 der Sub-D-Buchse BU 1 messen.

Wird während der Messung der Reset-Taster betätigt, so liegen an den Ports statische Signale an. Nach dem Loslassen beginnt das Testprogramm mit dem Zählerstand 0 erneut.

Sind weitere Peripheriegeräte am Grundgerät angeschlossen, so sollte die Funktion auch dieser Bausteine mit entsprechender Testsoftware geprüft werden.

Für die Software-Entwicklungsphase läßt sich auch anstatt eines EPROMs ein EPROM-Simulator, wie oben gezeigt, anschließen.

2.14 Port-Struktur der MCS-51-Familie

Die Ports des 8051 bilden den einzigen Weg der CPU, Ereignisse mitzuteilen und auf externe Anforderungen zu reagieren.

Anfang:	INC	A
	MOV	P1, A
	MOV	P3, A
	AJMP	Anfang

Bild 24: Kleines Assemblerprogramm zur Funktionsüberprüfung von P1 und P3

```
04 F5 90 F5 B0 01 00
```

Bild 25 zeigt die Bytefolge, die ab der Adresse 0000H im EPROM abgelegt wird.

Gleichzeitig bilden diese Ports auch die einzige Schnittstelle zur Überprüfung der richtigen Funktionsweise des Programmes.

Von den 4 Ports stehen bei der ROMlosen Version (8031/32) nur Port 1 bzw. 3 zur freien Verfügung. Port 0 wird immer für den niederwertigen Teil der Adressen und den Datenbus verwendet und steht somit nicht als regulärer Port zur Verfügung.

An Port 2 liegen die höherwertigen 8 Bit des Adreßbusses. Weiterhin kann Port 2 gleichzeitig als Ausgabe-Port dienen. Der Inhalt des Ausgaberegisters erscheint allerdings nur bei 2 Befehlen: „MOVX A, @Rr“ und „MOVX @ Rr, A“. Gleichzeitig gibt die CPU ein Schreib- bzw. Lese-Signal aus, um den Datenbusinhalt zwischenspeichern.

Port 1 und 3 sind bidirektional nutzbar, d. h. sie können sowohl zur Eingabe als auch zur Ausgabe dienen, wobei Port 3 noch weitere Eingangs- bzw. Ausgangsfunktionen besitzt.

2.14.1 Port 0

Abbildung 26 zeigt die Struktur der Anschlußpins der identisch aufgebauten Ports 0.0 bis 0.7. Der Port 0 wird bei Verwendung eines externen ROM oder RAM-Speichers als Adreß- und Datenbus genutzt. Bei der Ausgabe werden die High- und Low-Pegel aktiv durch jeweils einen Feldeffekttransistor P 1 und N 1 betrieben.

Beim Einlesen eines Befehls oder Datenwortes sind beide Transistoren hochohmig und ermöglichen somit dem Mikrocontroller die von externen Peripheriebausteinen angelegten Dateninformationen einzulesen. Das interne D-Flip-Flop wird in dieser Betriebsart nicht genutzt.

Verwendet man den Mikrocontroller mit internem ROM, so ist grundsätzlich P1 hochohmig, während N 1 bei Ausgabe eines Low-Pegels den Port niederohmig (100 Ω bis 300 Ω) nach Masse zieht. Wird

hingegen ein High-Pegel ausgegeben, muß ein externer Pull-up-Widerstand an Port 0 dafür sorgen, daß dieser Ausgangspin auch tatsächlich High-Pegel annimmt. Das Fehlen eines internen Pull-up-Widerstandes bietet den Vorteil, daß der Datenbus hochohmig ist und somit in externen Bussystemen integriert werden kann.

Durch die bidirektionale Ausföhrung von Port 0 (d. h. es können sowohl Daten ausgegeben als auch über den gleichen Pin eingelesen werden) ist für den Betrieb als Eingangs-Port die Ausgabe eines logischen High-Pegels erforderlich. Bei Ausgabe eines Low-Pegels würde es einem extern angeschlossenen Treiber nicht möglich sein, den Port-Pin auf High-Pegel zu setzen. Im Low-Zustand kann der Port-Anschluß je nach Prozessorausföhrung mit 1 mA bis 30 mA belastet werden.

Bei Verwendung eines externen Programmspeichers dürfen in das Register von P0 auch logisch Low-Pegel hineingeschrieben werden. Da die CPU aber vor jedem Befehlsholzyklus diesen Ausgabespeicher mit logisch High beschreibt, wird der folgende Programmlesezyklus nicht beeinflusst.

2.14.2 Port 1

Der Grundaufbau der 8 Port-Pins von P 1.0 bis P 1.7 entspricht dem Aufbau von Port 0, allerdings mit dem Unterschied, daß dieser Port für den bidirektionalen Datentransport vorgesehen ist, d. h. es können sowohl Daten ausgegeben als auch über den gleichen Pin eingelesen werden (Abbildung 27).

Bei der Ausgabe eines Low-Pegels zieht der Ausgangstreiber ähnlich wie Port 0 den Ausgangspin mit einem sehr niedrigen Innenwiderstand auf Low-Pegel. Bei Ausgabe eines High-Pegels schaltet zunächst der Transistor P 1, der einen Innenwiderstand von 10 kΩ bis 50 kΩ besitzt, durch. Zusätzlich wird für die Länge von 2 Oszillatorperioden der Transistor P 2 durchgesteuert, der einen 100 mal größeren Strom als

P1 liefert. Diese Vorkehrung ist notwendig, um die Schaltgeschwindigkeit zu erhöhen und eine saubere positive Flanke zu erhalten, insbesondere wenn kapazitive Lasten wie z. B. CMOS-Eingänge mit dem Anschlußpin verbunden sind.

Soll der Port-Pin als Eingang genutzt werden, so ist auf jeden Fall in das D-Flip-Flop über den Ausgabebefehl eine logische 1 zu schreiben. Der Port-Pin kann über die angeschlossene Peripherie auf Low-Pegel gezogen werden. In diesem Fall fließt ein geringer Strom über den Transistor P 1. Bei Anlegen eines High-Pegels

hingegen fließt kein Strom über den Port-Anschlußpin.

2.14.3 Port 2

Abbildung 28 zeigt den grundsätzlichen Aufbau der Anschlußpins P 2.0 bis P 2.7. Dieser Port besitzt 2 Funktionen. Zum einen werden hier bei externem Programmspeicher die 8 höherwertigen Adreßleitungen angelegt. Zum anderen können bei der Verwendung eines internen Programmspeichers P 2.0 bis 2.7 als normale bidirektionale Ports Verwendung finden. Die technischen Daten entsprechen

denen im wesentlichen denen von Port 1.

2.14.4 Port 3

In Abbildung 29 ist die Struktur der Anschlußpins P 3.0 bis P 3.7 dargestellt. Die Ausgangs- und Eingangstreiber entsprechen im wesentlichen denen von Port 1 und 2.

Zusätzlich ist den Port-Anschlüssen noch eine zweite Funktion zugeordnet. Tabelle 5 zeigt eine Übersicht über die Alternativ-Funktionen von P 3.0 bis P 3.7. Um die weiteren Funktionen dieser Port-Pins nutz-

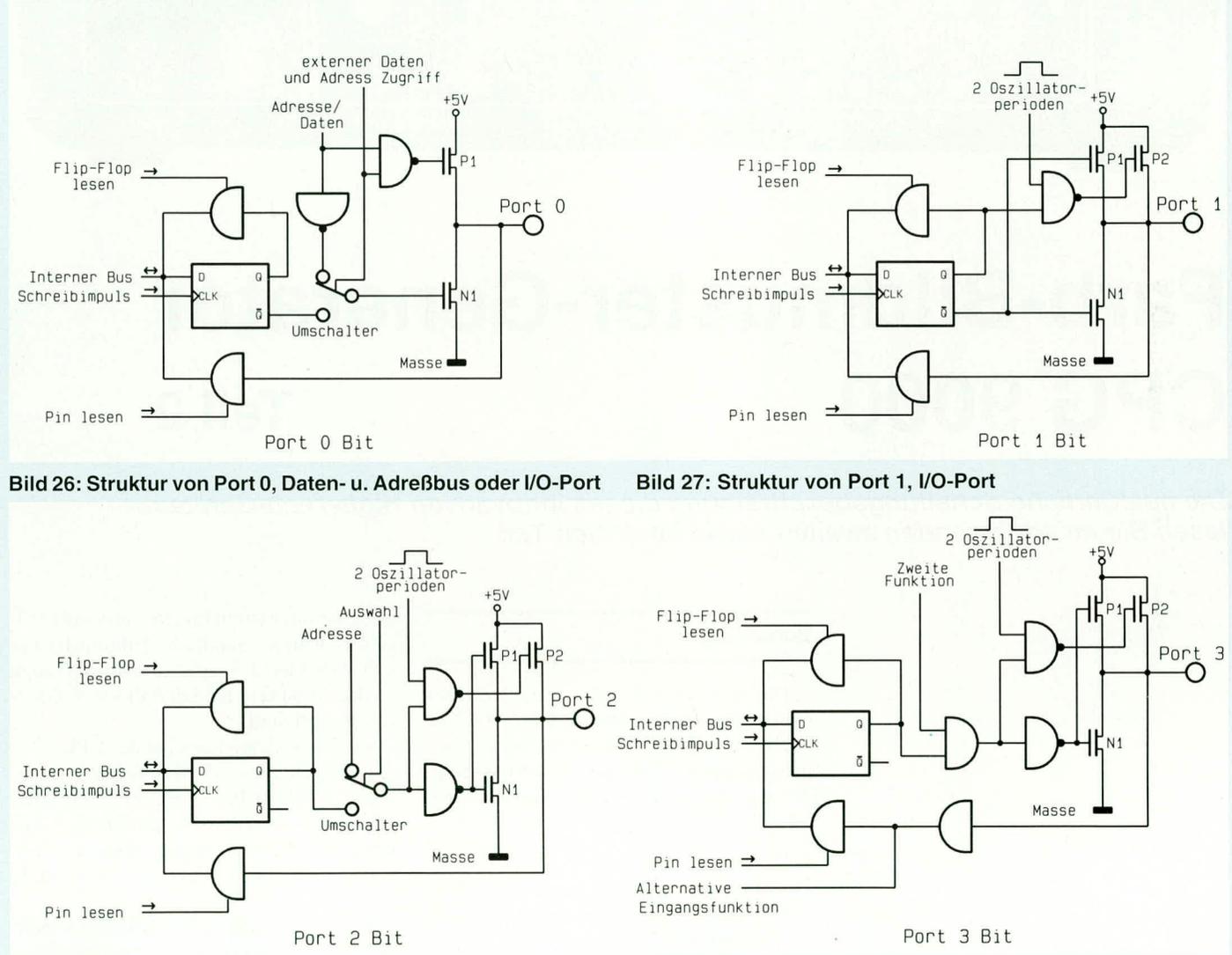


Bild 26: Struktur von Port 0, Daten- u. Adreßbus oder I/O-Port

Bild 27: Struktur von Port 1, I/O-Port

Bild 28: Struktur von Port 2, Adreßbus oder I/O-Port

Bild 29: Struktur von Port 3 I/O-Port oder Sonderfunktionen

Tabelle 5: Alternativfunktionen von Port 3

Port-Pin	Richtung	Symbol	Alternativfunktionen
P3.0	Eingang	RxD	Serieller Eingangs-Port
P3.1	Ausgang	TxD	Serieller Ausgangs-Port
P3.2	Eingang	INT0	Externer Interrupt 0
P3.3	Eingang	INT1	Externer Interrupt 1
P3.4	Eingang	T0	Timer 0 Eingang
P3.5	Eingang	T1	Timer 1 Eingang
P3.6	Ausgang	WR	Write-Signal für externe Speicher
P3.7	Ausgang	RD	Read-Signal für externe Speicher

zen zu können ist jeweils sicherzustellen, daß das Ausgangs-Flip-Flop auf logisch 1 gesetzt ist.

Die ausgangsseitigen Zusatzfunktionen werden über ein UND-Gatter hinter dem D-Flip-Flop eingekoppelt, während die alternativen Eingangsfunktionen über einen Treiber direkt am Port-Pin abgegriffen werden.

Im vierten Teil dieser Artikelserie wenden wir uns dem grundsätzlichen Aufbau der Befehle der MCS-51-Mikrocontroller-Familie zu.



Farb-Bildmuster-Generator CPG 9000

Teil 2

Die ausführliche Schaltungsbeschreibung dieses innovativen High-Tech-Gerätes lesen Sie im vorliegenden zweiten sowie im dritten Teil.

Schaltung

Die komplexe Schaltungstechnik des Colour-Pattern-Generators CPG 9000 ist zur besseren Übersicht in 6 logisch zusammengehörende Teilschaltbilder unterteilt, die wir der Reihe nach ausführlich beschreiben.

1. Digitaler Video-Encoder (Bild 3)
2. Bedienteil mit Mikrocontroller und Testbildspeicher (Bild 4)
3. Audioteil (Bild 5)
4. Netzteil (Bild 6)
5. Analogteil (Bild 7)
6. HF-Modulator (Bild 8)

Wir beginnen die Beschreibung mit dem in Abbildung 2 dargestellten Video-Encoder als einer der zentralen Komponenten in diesem Gerät.

Digitaler Video-Encoder (Bild 3)

Die komplette Testbildgenerierung im CPG 9000 wird mit Hilfe eines neuen digitalen Video-Encoder-Bausteins von Philips vorgenommen, der Funktionen erlaubt, die in herkömmlicher Schaltungstechnik kaum

oder nur mit extrem hohem Aufwand realisierbar wären. Sämtliche Bildmuster des CPG 9000 werden softwaremäßig erzeugt, so daß in punkto Bildvielfalt kaum Grenzen gesetzt sind.

Da das gesamte Konzept des CPG 9000 auf dem hochintegrierten Video-Encoder SAA7199B von Philips basiert, kommt der Beschreibung dieses in Abbildung 3 dargestellten ICs mit der zugehörigen Peripheriebeschaltung besondere Bedeutung zu.

Die wesentliche Aufgabe des im 84poligen PLCC-Gehäuse untergebrachten Bausteins ist die Umsetzung von digitalen Bild-daten in analoge Fernsehsignale. Der SAA7199B ist aufgrund unterschiedlicher Betriebsmodi und seiner komfortablen Programmierbarkeit sehr flexibel einsetzbar und besitzt eingangsseitig drei 8 Bit breite Datenports, denen entweder ein 24 Bit breites RGB-Signal, ein Y/UV-Signal oder auch ein 8-Bit-Indexed-Colour-Signal zugeführt werden kann.

Bei Y/UV-Signalen besteht zusätzlich die Möglichkeit, das Abtastverhältnis zwischen dem Y-Signal (BAS) und den Farbkomponenten zu verändern, wobei die For-

mate 4:1:1, 4:2:2 und 4:4:4 unterstützt werden.

Zum besseren Verständnis zeigt Abbildung 2 blockschaltbildmäßig die komplexe interne Struktur des SAA7199B.

Intern werden zunächst die Eingangsdaten über Colour-Lock-up-Tables (CLUTs) geführt, die eine beliebige Modifikation der digitalen Bilddaten erlauben. Anschließend werden die modifizierten RGB-Signale mit Hilfe einer Matrix in digitale Y/UV-Signale umgesetzt.

Im eigentlichen Encoder erfolgt digital die Modulation des Farbtägers mit den Farbdifferenzsignalen U und V. Hierbei werden softwaremäßig gesteuert verschiedene PAL- und NTSC-Fernsehnormen unterstützt.

Am Ausgang der eigentlichen Encoderstufe stehen dann sowohl das Y- und Chromasignal getrennt als auch zusammengesetzt in Form eines digitalen FBAS-Signals zur Verfügung. Die Umsetzung in analoge Fernsehsignale übernehmen 3 integrierte, schnelle DA-Wandler, die in der Lage sind, am Ausgang Lasten von 75 Ω zu treiben.

Als Mikrocontroller-Schnittstelle steht sowohl der in der Konsumerelektronik weit verbreitete I²C-Bus als auch eine Parallel-Schnittstelle (8-Bit-Daten, 2 Adreßbits sowie Read- und Chip-Select) zur Verfügung.

Die parallele 8-Bit-Mikrocontroller-Schnittstelle erlaubt natürlich einen wesentlich schnelleren Datentransfer, so daß besonders beim Laden der Colour-Lock-

up-Tables erhebliche Zeitvorteile gegenüber dem I²C-Bus zu verzeichnen sind.

Während für die Kommunikation mit dem externen Mikrocontroller an Pin 36 das Chip-Select-Signal erforderlich ist, wird der Schreib-Lese-Zugriff über Pin 35 geregelt.

Die Adreßleitungen A 0 und A 1 legen fest, ob es sich um einen Adreß- oder Datenzugriff handelt, oder ob auf die Colour-Lock-up-Tables (CLUTs) bzw. auf Kontrollregister zugegriffen wird.

Über interne Kontrollregister sind verschiedene Parameter softwaremäßig einstellbar, so daß im Bereich des Encoders kein Hardwareabgleich erforderlich ist.

Ein integrierter Sync-Prozessor liefert normgerechte Synchronimpulse sowohl in PAL-Norm als auch in NTSC-Norm und sämtliche Timing- und Takt-Signale werden von einem an Pin 59 und Pin 60 angeschlossenen Quarz von 24,576 MHz abgeleitet.

Doch nun zurück zu unserer Schaltung in Abbildung 3.

Im CPG 9000 nutzt der digitale Encoder (DENC) das 8-Bit-Indexed-Colour-Datenformat, wobei die Daten über den digitalen 8-Bit-Grün-Kanal zugeführt werden. Die Ports PD 1 und PD 2 werden im CPG 9000 nicht genutzt und deshalb über die Schutzwiderstände R 206 und R 207 an

Masse gelegt. Des weiteren arbeitet der DENC (Digitaler Encoder) im CPG 9000 im Stand-alone Mode, d. h. der Encoder generiert auch die normgerechten Synchronimpulse. In dieser Schaltungskonstellation benötigt der DENC (IC 204) einen externen Clock-Generator (IC 200).

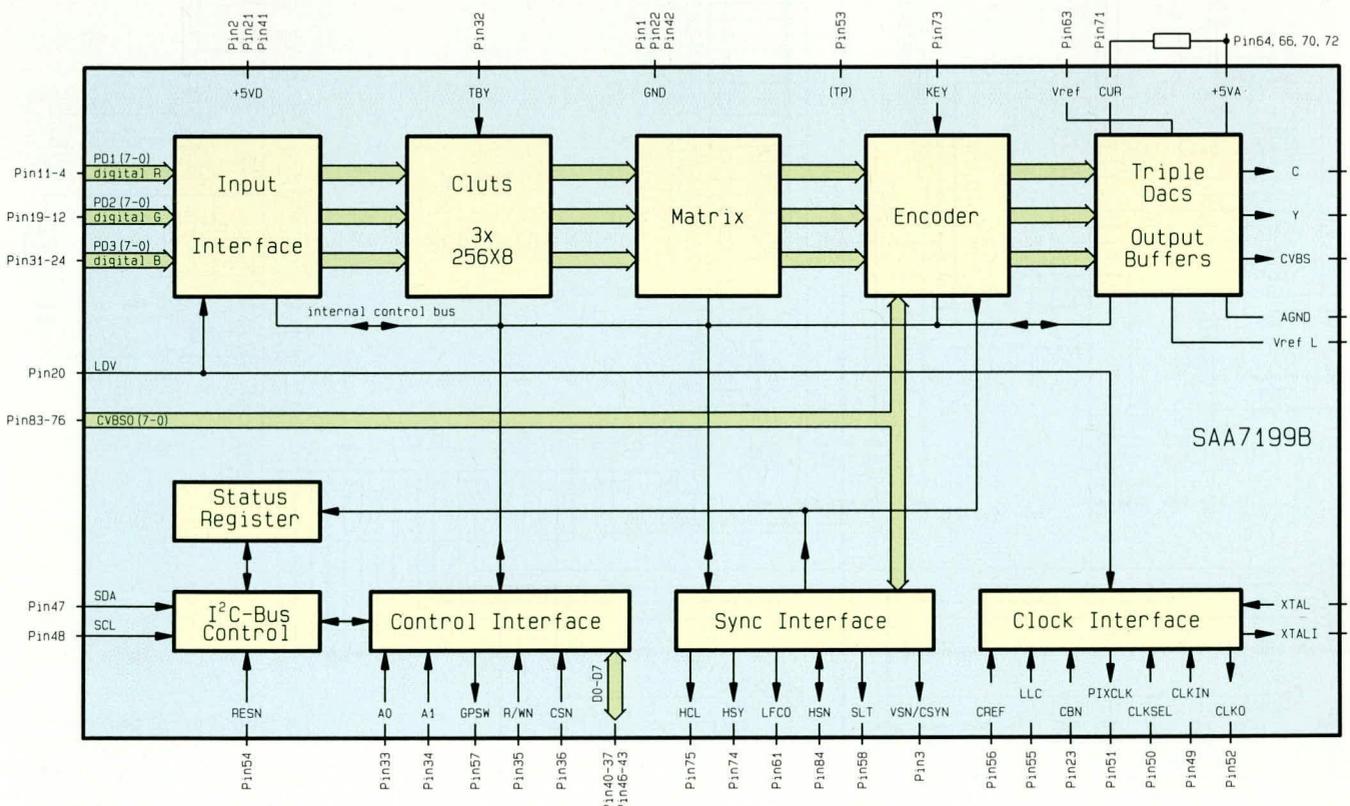
Im Stand-alone Mode wird der an Pin 59 und Pin 60 zugängliche Quarz-Oszillator des DENC mit einem 24,576 MHz-Oberwellenquarz beschaltet, wobei die Bauelemente L 204 und C 235 ein Schwingen auf der Grundwelle verhindern. Die Quarzfrequenz ist sowohl in PAL als auch in NTSC-Norm gleich.

Die Verkopplung der Zeilenfrequenz mit dem Pixeltakt von 13,5 MHz übernimmt der Clock-Generator IC 200. Dazu stellt der DENC an Pin 61 ein 6,75 MHz-Signal bereit, welches dem SAA7157 an Pin 11 (LFCO) zugeführt wird.

Im SAA7157 wird mit Hilfe einer PLL-Schaltung eine zeilenfrequenzverkopplerte Taktfrequenz von 27 MHz generiert, die an Pin 7 des Bausteins ansteht. Des weiteren werden die 27 MHz intern noch durch 2 geteilt, so daß an Pin 14 und Pin 20 des IC 200 der 13,5 MHz-Pixeltakt entnehmbar ist.

Während der Load-Data-Valid-Eingang des DENC (Pin 20) direkt den Pixeltakt erhält, muß das Signal für den Clock-Eingang (Pin 49) und den Line-Locked-Clock-Input (Pin 55) noch mit Hilfe der beiden High-Speed-CMOS-Gatter IC 201 A, B um einige Nanosekunden verzögert werden.

Bild 2: Interner Aufbau des digitalen Video-Encoders SAA7199B



Das Power-On-Reset-Signal für den DENC wird ebenfalls vom SAA 7157 generiert. Auch hier ist die externe Beschaltung minimal und besteht nur aus dem Kondensator C 202.

Wie bereits eingangs erwähnt, soll der DENC aus den digitalen Bildinformationen analoge Fernsehsignale generieren. Die Wandlung der encodierten Daten übernehmen 3 im DENC integrierte schnelle 9 Bit-DA-Umsetzer mit 75 Ω Ausgangsimpedanz.

Während das analoge BAS-Signal an

Pin 67 und das Chroma-Signal an Pin 65 mit Norm-Pegeln entnommen werden kann, steht das FBAS-Signal in der gewünschten Fernsehnorm an Pin 69 an.

Zusätzliche Bildwechselimpulse werden an Pin 3 und horizontalfrequente Synchronimpulse an Pin 84 des SAA7199B jeweils mit TTL-Pegel ausgegeben. Anschließend werden mit dem EXOR-Gatter IC 202 A die Signale verknüpft und über die parallelgeschalteten Treiber IC 201 C, D, E an der BNC-Buchse BU 201 ausgegeben.

Ein ganz besonderes Feature, welches

sonst bei Bildmuster-Generatoren dieser Preisklasse kaum zu finden ist, stellt der Genlock-Modus dar. In diesem Betriebsmodus kann das Bild des CPG 9000 mit einer beliebigen anderen Videosignalquelle synchronisiert werden. Besonders zum Überprüfen von Videomischpult und ähnlichen Geräten ist der Genlock-Mode sehr hilfreich.

Für den Genlock-Betrieb besitzt der DENC (IC 204) an den Pins 76 bis 83 einen zusätzlichen digitalen 8-Bit-FBAS-Eingang. Die Synchronimpulse dieses Vi-

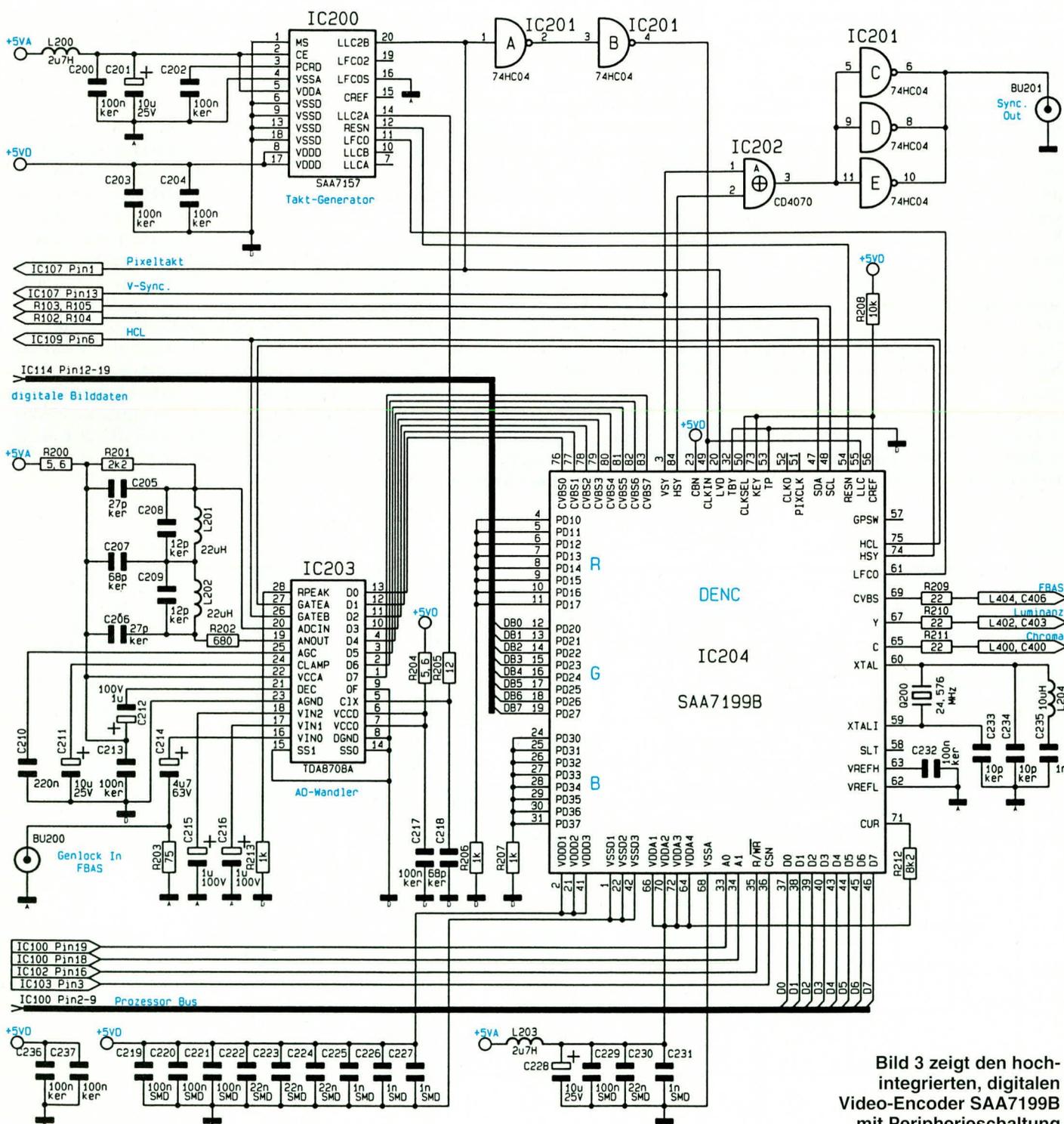


Bild 3 zeigt den hoch-integrierten, digitalen Video-Encoder SAA7199B mit Peripherieschaltung

deosignals dienen dann als Referenz und der Pixeltakt des Systems wird mit der Zeilenfrequenz der externen Quelle verkoppelt.

Da jedoch FBAS-Signale üblicherweise nur analog zur Verfügung stehen, muß mit Hilfe des schnellen Video-AD-Wandlers TDA8708A (IC 203) eine Analog-Digital-Wandlung erfolgen. Der AD-Wandler wird vom DENC mit den Signalen H-Sync (HSY, Pin 74) und Horizontal Clamping (HCL, Pin 75) gesteuert, die Gate A und Gate B des Wandlers zugeführt werden.

Das analoge Videosignal der Referenzsignalquelle wird an der Buchse BU 200 zugeführt, mit R 203 abgeschlossen und über C 214 gleichspannungsentkoppelt auf den Eingang VIN0 (Pin 16) des im TDA 8708 A integrierten Signalquellenumschalters gegeben.

Intern erfolgt zunächst ein automatisch geregelter Verstärker, der den Videopegel am Eingang des AD-Wandlers unabhängig von Signalpegelschwankungen am Genlock-Eingang konstant hält. Die Regelzeitkonstante der automatischen Verstärkungsregelung wird durch den

Kondensator C 210 bestimmt. Für die Verstärkungsregelung wird die Amplitude des Synchronimpulses als Referenz herangezogen, wobei mit Hilfe des am Gate A anstehenden Signals auf den Sync-Boden und mit Hilfe des am Gate B anstehenden Signals auf die hintere Schwarzscherle des Videosignals geklemmt wird. Durch die automatische Regelung kann der Eingang des AD-Umsetzers für die bestmögliche Auflösung voll ausgenutzt werden, ohne das Übersteuerungen auftreten können.

Das in der Amplitude geregelte Videosignal steht an Pin 19 des TDA 8708A an und wird über den mit L 201, L 202 und C 205 bis C 209 aufgebauten Tiefpaß dem eigentlichen Flash-Wandler-Eingang (Pin 20) zugeführt. An den digitalen Datenausgängen D 0 bis D 7 steht dann die Videoinformation im Zweierkomplement zur weiteren Verarbeitung an.

Da es sich bei der in Abbildung 2 dargestellten Schaltung um eine sehr schnelle Digitaltechnik handelt, sind entsprechend umfangreiche Abblock- und Entstörmaßnahmen erforderlich. Diese Aufgabe übernehmen die an den digitalen und analogen Versorgungspins eingezeichneten Kondensatoren bzw. Kondensatorgruppen. So ist z. B. an den 3 digitalen Versorgungsleitungen des DENC jeweils direkt am entsprechenden Pin eine Gruppe aus 3 Kondensatoren (1 nF, 22 nF, 100 nF) angeordnet. Des Weiteren ist es bei einer derart schnel-

len Schaltung mit digitalen und analogen Schaltungskomponenten unerlässlich die 5 V-Betriebsspannung in eine analoge und digitale Spannung aufzuteilen. Eine wichtige Rolle spielt auch die Leiterbahnführung im Layout.

Bedienteil mit Mikrocontroller und Testbildspeicher (Bild 4)

Das umfangreiche Bedienteil mit dem Single-Chip-Mikrocontroller 80C31 (IC 102), dem Programmspeicher (IC 101) sowie dem digitalen Testbildspeicher ist in Abbildung 4 zu sehen. Der Mikrocontroller 80C31 (IC 102) übernimmt sämtliche Bedien- und Steuerungsaufgaben innerhalb des CPG 9000. Das Betriebsprogramm für den Prozessor sowie die Daten für den digitalen Testbildaufbau befinden sich in dem externen Programmspeicher ELV 9361.

Der Mikrocontroller verarbeitet die Daten und die unteren 8 Adressen auf der Portgruppe P0 im Multiplexbetrieb. Aus

Normgerechte Testbilder können mit dem CPG 9000 in den Fernsehnormen PAL und NTSC generiert werden

diesem Grund wird das untere Adreßbyte mit Hilfe eines 8-Bit-D-Registers (IC 100) zwischengespeichert und dem EPROM quasi statisch zur Verfügung gestellt. Die oberen 7 Adreßbits werden von der Portgruppe P 2 bedient und direkt den Adreßeingängen A 8 bis A 14 des EPROMs zugeführt.

Der Taktoszillator des Controllers ist an Pin 18 und Pin 19 extern zugänglich und mit einem 12 MHz-Quarz sowie den beiden Kondensatoren C 101 und C 102 beschaltet. Für einen definierten Power-On-Reset sorgen im Einschaltmoment die Bauelemente C 100, D 100 und R 100.

Die Ansteuerung der 40 Leuchtdioden (mit Ausnahme der „Power-On-LED“) der drei 7-Segment-Anzeigen sowie die Abfrage der 31 Bedientaster des CPG 9000 erfolgt im Multiplexbetrieb.

Zur Decodierung des Binärcodes für das jeweils aktive Digit dient der BCD-Dezimal-Anzeigentreiber 74LS145 (IC 117). Der Baustein besitzt Open-Kollektor-Ausgänge, die wiederum über einen Basisspannungsteiler die Darlington-Transistoren T 100 bis T 107 (Digittreiber) ansteuern. Die Transistoren werden mit der ungestabilisierten Versorgungsspannung betrieben, so daß der Spannungsregler im Netzteil nicht mit dem Displaystrom belastet wird. Um die Störausstrahlung der Multiplexanzeige gering zu halten und um den EMV-Richtlinien gerecht zu werden, verhindern die Kondensatoren C 122 bis C 130

in diesem Bereich steile Anstiegsflanken. Der jeweils durchgeschaltete Transistor legt die in Gruppen zu 8 Digits zusammengefaßten Anoden der Anzeigeelemente an die Betriebsspannung.

Die vom Mikrocontroller zur Verfügung gestellten Segmentinformationen werden über den gemultiplexten Adreß- und Datenbus ausgegeben, mit Hilfe des 8-Bit-D-Registers IC 105 zwischengespeichert und dem Segmenttreiber des Typs ULN 2803 (IC 106) zugeführt. Zur Segment-Strombegrenzung dienen in diesem Zusammenhang die Widerstände R 106 bis R 113.

Die Abfrage der 31 Bedientaster wird in Abbildung 4 unten links gezeigt. Es handelt sich bei der Tastatur um eine 4fach-Matrix, wobei die Abfrage über die Portleitungen P 1.4 bis P 1.7 des Prozessors erfolgt.

Bei unbetätigten Tasten nehmen die Porteingänge über prozessorinterne Pull-up-Widerstände High-Pegel an. Die Abfrage der Eingänge erfolgt synchron zur

Multiplexfrequenz der Anzeigeelemente, wobei die Dioden D 101 bis D 132 zur gegenseitigen Ent-

kopplung der jeweils an einem Digit angeschlossenen Tasten dienen.

Doch wenden wir uns nun wieder dem Mikrocontroller (IC 102) zu. Der Datenverkehr zwischen einigen Peripheriebausteinen und dem Mikrocontroller erfolgt über den in der Konsumerelektronik weit verbreiteten bidirektionalen I²C-Bus. Der Bus besteht aus nur einer Taktleitung (SCL) und einer Datenleitung (SDA) und wird von IC 102 an Port 3.0 und Port 3.1 bereitgestellt.

Sämtliche Peripherieschaltungen die über diesen Zweidrahtbus verfügen, liegen parallel am Bus, wobei die Widerstände R 101 und R 102 als Pull-up-Widerstände fungieren und somit den High-Pegel anheben.

Im CPG 9000 dient der I²C-Bus zum Steuern des HF-Modulators und zum Datenaustausch zwischen Prozessor und EEPROM (IC 107). Das EEPROM dient in erster Linie als Backup von Bedienelementen, so daß der CPG 9000 nach dem Ausschalten mit den zuletzt getroffenen Einstellungen wieder gestartet werden kann. Die Daten bleiben selbst über Jahre hinaus ohne Netzspannung oder Akkupufferung erhalten.

Wie bereits beschrieben, wird der DENC wegen des erheblich schnelleren Datentransfers über die parallele Mikroprozessorschnittstelle angesprochen. Deshalb werden der 8-Bit-breite Datenbus des Mikrocontrollers, die Adreßleitungen A 0 und

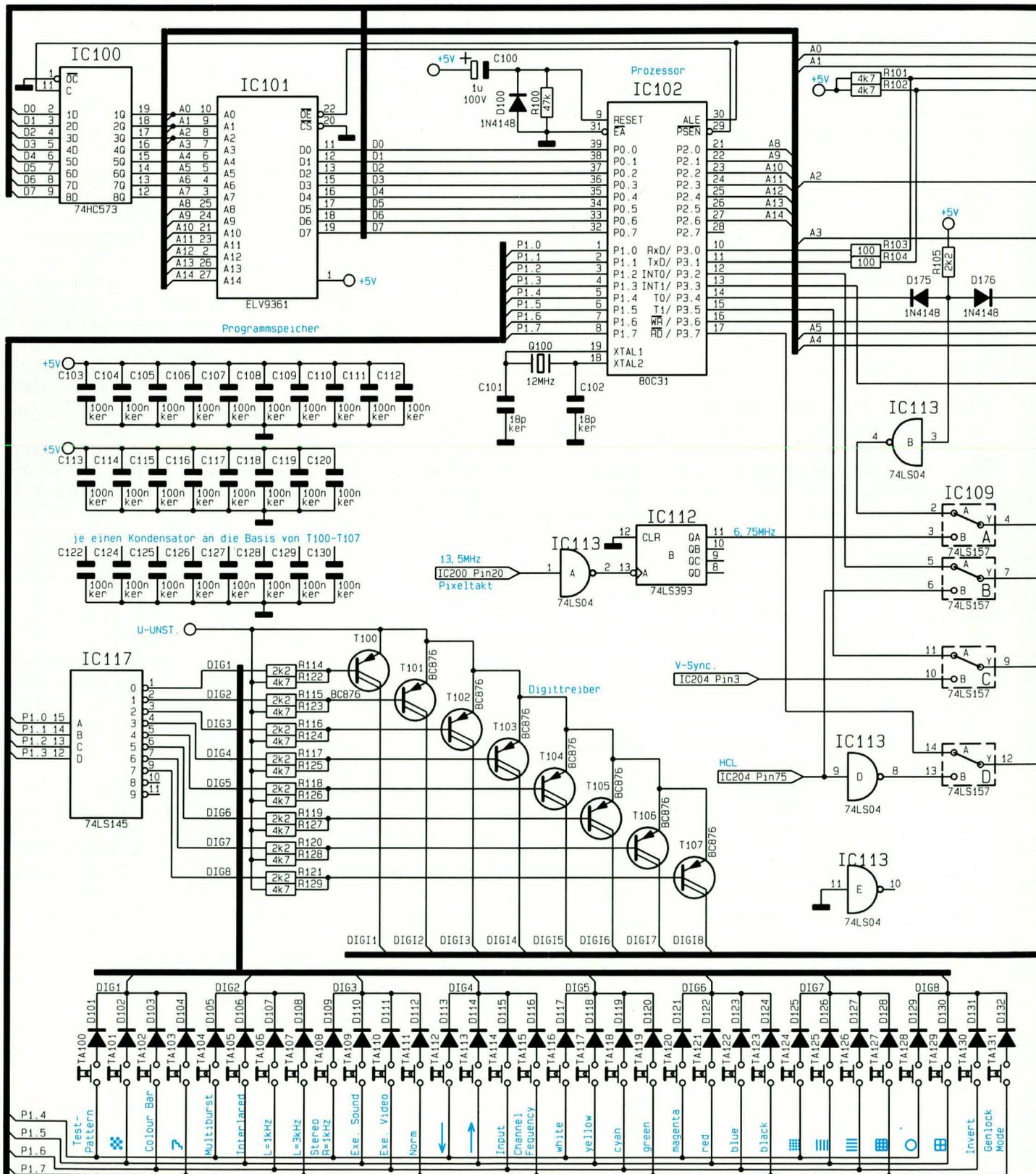
A 1 sowie das $\overline{R/\overline{W}}$ -Signal direkt zum DENC geführt. Das Chip-Select-Signal wird vom ODER-Gatter IC 103 A bereitgestellt und mit Hilfe der Adrebleitung A 5 und dem \overline{WR} -Signal des Controllers generiert.

Die ODER-Gatter IC 103 B, C und D dienen zum Adressieren des D-Zwischenspeichers IC 104, zur Adressierung des Segmenttreibers sowie zum Ansprechen des 1 MBit Testbildspeichers IC 115.

Als nächstes kommen wir zum Testbildspeicher IC 115 und dem damit verbundenen Bildaufbau. Nach dem Einschalten des Gerätes und nach jedem Testbildwechsel erhält zuerst der Mikrocontroller (IC 102) den Zugriff auf das RAM. Über den Busleitungstreiber des Typs 74LS245 (IC 116) werden die Daten für das gewünschte Testbild zum Speicher transferiert. Die Adressierung des Speichers über die Pixel- und Zeilenzähler (IC 110 bis IC 112) wird

während des Datentransfers ebenfalls vom Mikrocontroller gesteuert, d. h. die in IC 109 integrierten Datenselektoren nehmen die im Schaltbild eingezeichnete Schalterstellung ein.

Nach der Übertragung der Daten für das jeweils gewünschte Testbild zum RAM wechselt der Logik-Pegel an Port 3.3 von low auf high. Der Bustreiber IC 116 wird gesperrt. Gleichzeitig wird über IC 113 F das RAM freigegeben und die Datenselek-



toren IC 109 A bis D wechseln die Schalterstellung.

Von nun an erhält der Encoder (SAA-7199B) den Zugriff auf den Bildspeicher (IC 115). Für die Generierung der Pixel-Adresse wird der von IC 220 kommende Pixel-Takt (13,5 MHz) mit IC 112 A durch 2 geteilt und über IC 109 A den mit IC 110 A, B aufgebauten Pixel-Adreßzähler am Clock-Eingang zugeführt. Der Reset des Zählers erfolgt zu Beginn einer jeden neuen

Zeile mit Hilfe des horizontalen Synchronimpulses, der über IC 109 B den beiden Reseteingängen des 74LS393 zugeführt wird.

Die Spaltenadresse (Zeilenadresse) wird mit Hilfe des an IC 113, Pin 9 zugeführten horizontalen Synchronimpulses generiert. Mit dem Beginn des vertikalen Synchronimpulses werden die 3 kaskadierten 4 Bit-Binärzähler IC 111 A, B und IC 112 A wieder zurückgesetzt.

Der Datentransfer vom Speicher zum

digitalen Encoder erfolgt über den 8-Bit-Latch (Zwischenspeicher) IC 114. Die Speicherfreigabe (Latch-Enable) arbeitet mit dem halben Pixel-Takt von 6,75 MHz über den Inverter IC 113 C.

Wesentliche Komponenten und Funktionen des CPG 9000 sind damit bereits beschrieben. Im folgenden Teil kommen wir zum Audioteil und der Stromversorgung sowie zur Beschreibung des Analogteils und des HF-Modulators. **ELV**

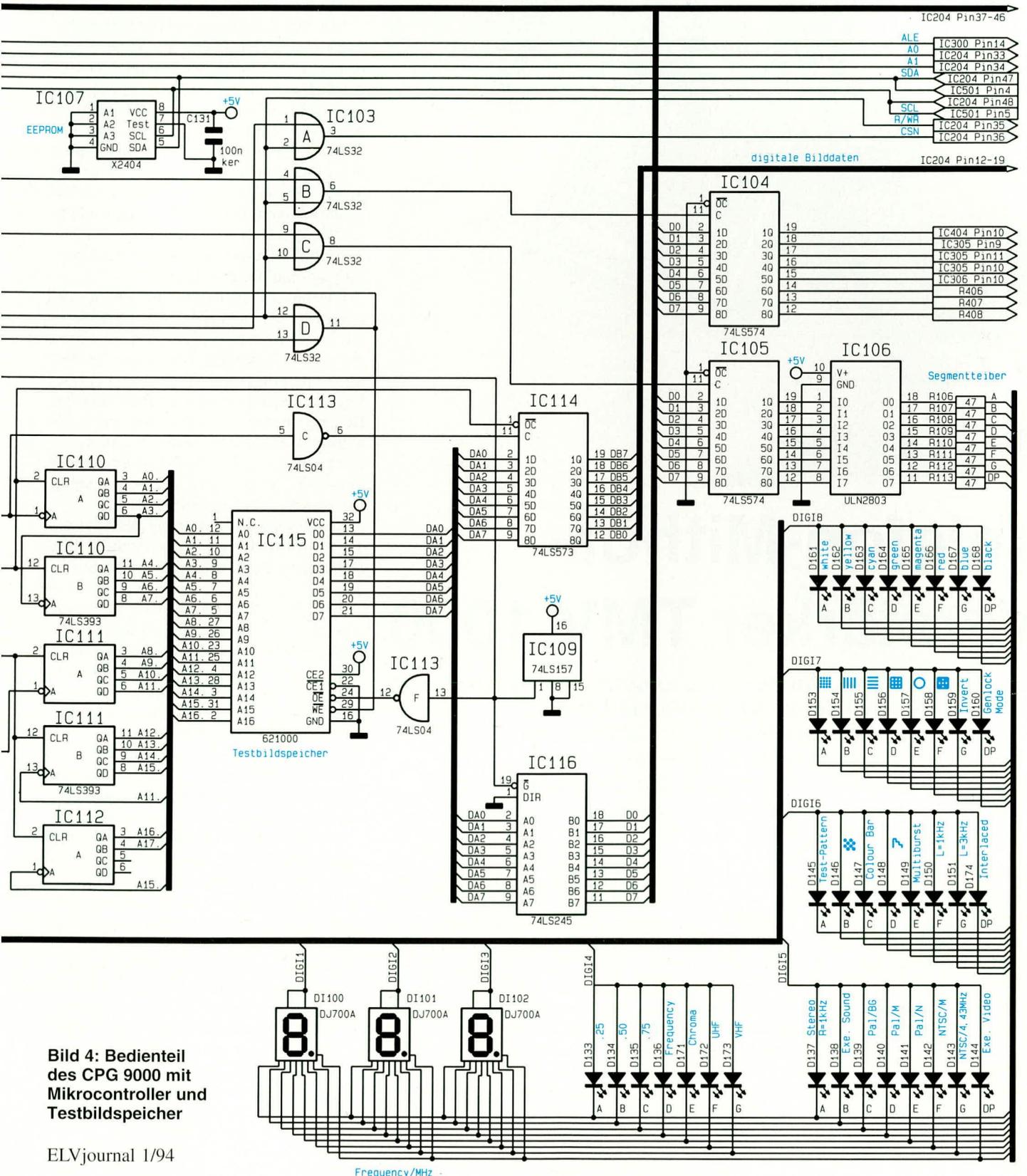


Bild 4: Bedienteil des CPG 9000 mit Mikrocontroller und Testbildspeicher



Bedienung und Funktion

Die hier vorgestellte Luxusausführung eines Telefon-Mithör-Verstärkers bietet neben den eingangs bereits erwähnten Komfortmerkmalen einige Voreinstellmöglichkeiten zur Anpassung an die individuellen Wünsche des Anwenders. Nachfolgend wollen wir zunächst auf die Standard-Betriebsart des TMV 1000 eingehen, um im Anschluß daran die weiteren Besonderheiten zu beschreiben.

Mit dem links unten auf der Frontplatte angeordneten Bedientaster „On/Off“ wird das Gerät bei abgenommenem Hörer eingeschaltet. Eine darüber angeordnete rote Kontroll-LED signalisiert die Betriebsbereitschaft. Unmittelbar darauf wird das Telefongespräch klar und deutlich über den eingebauten Lautsprecher wiedergegeben. Besonders wenn sich mehrere Personen an einem Telefonat beteiligen möchten, leistet dieser Telefon-Mithör-Verstärker aufgrund seiner ausgezeichneten Übertragungsqualität gute Dienste.

Die beiden rechts auf der Frontplatte angeordneten, mit Pfeilen gekennzeichneten Taster dienen zur digitalen Lautstärkeeinstellung. Jede kurze Betätigung der oberen Taste erhöht die Wiedergabelautstärke, während mit der unteren Taste bei jeder Betätigung die Lautstärke um ca. 3 dB abnimmt. Insgesamt stehen 8 Stufen zur Verfügung, so daß sich ein Einstellbereich von über 20 dB ergibt, der für ein Gerät dieser Art großzügig bemessen ist.

Durch erneute Betätigung der On/Off-Taste wird das Gerät wieder ausgeschaltet. Dabei geht die Schaltung in einen Sleep-Modus.

Zusätzlich besitzt der TMV 1000 eine Ausschalt-Automatik. Sobald das Telefonat beendet und der Hörer aufgelegt wird, registriert dies die eingebaute Überwachungselektronik, die daraufhin ihrerseits eine automatische Ausschaltung des Gerätes vornimmt. Der On/Off-Taster dient daher üblicherweise nur zum Einschalten, wobei über eine weitere Betätigung dieses Tasters der TMV 1000 natürlich auch vorzeitig ausschaltbar ist.

Als Besonderheit steht wahlweise auch zusätzlich die Möglichkeit der vollautomatischen Einschaltung zur Verfügung. Auf Wunsch kann ein Codierstecker in das Gerät gesetzt werden, woraufhin nun das Gerät mit Abnehmen des Telefonhörers einschaltet und bei Auflegen wieder ausschaltet. Der Bedientaster bleibt dabei auch weiterhin in Betrieb für ein vorzeitiges Ausschalten und ggf. Wiedereinschalten.

Eine weitere Besonderheit des TMV 1000 liegt in der programmierbaren Grundlautstärke, die das Gerät jeweils unmittelbar nach dem Einschalten ausgibt. Hierzu ste-

Telefon-Mithör-Verstärker TMV 1000

Interessante Komfortmerkmale und nützliche Features zeichnen diesen Telefon-Mithör-Verstärker aus:

- **Digitale Lautstärkeeinstellung per Tastendruck**
- **Aufbau in stromsparender CMOS-Technologie**
- **Vollautomatische oder manuelle Ein- und Ausschaltung**
- **Ausgezeichnete Übertragungsqualität**
- **Einfachster Anschluß**

Allgemeines

Ein übliches Verfahren zum Anschluß von Telefon-Mithör-Verstärkern ist die induktive Auskopplung des NF-Signals. Je nach verwendetem Telefon kann, insbesondere auch bei den heute gebräuchlichen, modernen Apparaten, die Signalqualität mehr oder weniger zu wünschen übrig lassen. Wir haben uns daher für eine direkte Ankopplung entschlossen, wobei der

Anschluß hochohmig parallel zu den bestehenden Telefonen erfolgt.

Durch die technische Ausführung und hier insbesondere die hochohmige Ankopplung ist zwar auch der Einsatz am öffentlichen Postnetz der DBP-Telekom technisch möglich, jedoch nicht gestattet. Die Nichtbeachtung der Vorschriften kann strafrechtliche Folgen nach sich ziehen. So bleibt denn nur der Einsatz an privaten Nebstellenanlagen, die nicht mit dem Postnetz in Verbindung stehen.

hen innerhalb des Gerätegehäuses 3 Co-dierstecker zur Verfügung, mit deren Hilfe die entsprechende Vorgabe gewählt wird. Unabhängig von der während des vorangegangenen Telefonates mit den Lautstärke-tastern eingestellten Verstärkung, nimmt nun der TMV 1000 nach jedem neuen Einschalten diese vorprogrammierte Lautstärkeeinstellung ein.

Die Lautstärkevorwahl ist besonders dann nützlich, wenn mehrere Personen das Gerät benutzen. So wird sich kein Anwender mehr über eine verstellte Lautstärke ärgern müssen, da er grundsätzlich von dem gewohnten vorprogrammierten Pegel ausgehen kann.

Der Anschluß dieses Telefon-Mithör-Verstärkers erfolgt parallel zum Telefon. Hierzu besitzt die Leiterplatte eine 2polige Schraubklemmleiste, deren Anschlüsse über eine 2adrige, flexible Zuleitung mit den entsprechenden Telefonanschlüssen zu verbinden sind.

KL 1 ist mit dem positiven Anschluß und KL 2 mit dem negativen Anschluß der Telefonanlage zu

verbinden. Bei falsch angeschlossener Polarität nimmt der TMV 1000 keinen Schaden und nimmt nach Betätigung der On/Off-Taste seinen Dienst auf, jedoch arbeitet die automatische Ein-Ausschaltung nicht. In diesem Fall sind dann die Anschlüsse der Klemmen KL 1 und KL 2 zu vertauschen.

Schaltung

In Abbildung 1 ist die Schaltung des Telefon-Mithör-Verstärkers TMV 1000 dargestellt. Das vom Telefonanschluß kommende NF-Signal gelangt auf den Kondensator C 6 und wird hier wechsellängsmäßig vom Gleichspannungspegel der Telefonanlage entkoppelt.

Der spannungsabhängige Widerstand VDR 1, parallel zum Eingang, begrenzt hohe Spannungsspitzen auf maximal ca. 95 V. Der Eingang des Operationsverstärkers IC 3 A wird zusätzlich durch die Dioden D 7, 8 in Verbindung mit dem Vorwiderstand R 11 geschützt.

Da die Operationsverstärker mit einer unsymmetrischen Versorgungsspannung betrieben werden, ist ein virtueller Massepunkt erforderlich. Dieser wird durch den Spannungsteiler R 12 und R 13 auf die halbe Betriebsspannung eingestellt und mit dem über R 11 kommenden NF-Signal überlagert.

Die Verstärkung des IC 3 A bestimmen die Widerstände R 14 und R 15, wobei die Kondensatoren C 7 und C 8 zusammen mit den Widerständen einen Bandpaß bilden,

der das ankommende NF-Signal schon im Eingangsbereich vorfiltert.

Zur Einstellung der Lautstärke wird der CMOS-Schalter IC 4 verwendet. Die Ansteuerung des CMOS-Schalters erfolgt hierbei durch den programmierbaren Zählerbaustein IC 2. In Verbindung mit der Widerstandsteilerkette R 16 bis R 23 kann nun die Abschwächung des analogen NF-Signals in jeweils ca. 3 dB Stufen, je nach Stellung der im IC 4 integrierten Analogschalter, gewählt werden.

Die Grundeinstellung des ansteuernden Zählers IC 2 erfolgt über die Jumper J 1 bis J 3. Damit diese Voreinstellung im Einschaltmoment übernommen wird, ist der Kondensator C 5 im Sleep-Modus des Gerätes zunächst entladen. Unmittelbar nach dem Einschalten erhält IC 2 an seinem Programmierpin 11 einen Low-Impuls, woraufhin der Zählerstand mit den vorprogrammierten Werten geladen wird.

Telefon-Mithör-Verstärker TMV 1000: Hohe Übertragungsqualität bei herausragendem Bedienkomfort

Über R 10 lädt sich nun C 5 auf High-Pegel auf und der Zähler ist für die Veränderung mit den Lautstärke-Einstell-tasten freigegeben.

Die Tasten TA 1 (auf) und TA 2 (ab) sind in Verbindung mit der externen Beschaltung und den nachfolgenden Schmitt-Trigger-eingängen des IC 1 entprellt. Die Tasteninformation wird über die Gatter IC 1 A und IC 1 D nur solange weitergeleitet bis der maximale bzw. minimale Zählerstand erreicht ist. Das Sperren bei maximalem bzw. minimalem Zählerstand wird über die Dioden D 1 bis D 6 erreicht. IC 1 B dient zur Invertierung des Signals für den Steuereingang Pin 2 des IC 1 A.

Damit bei maximaler Lautstärke entsprechend einem Zählerstand von „000“ kein Überlauf durch eine weitere Betätigung der Taste TA 1 zur minimalen Lautstärke erfolgt, wird der Steuereingang des IC 1 D (Pin 13) über D 2, D 4, D 6 gesperrt, sobald alle 3 Zählerausgänge Q 1, Q 2, Q 3 Low-Pegel führen. Nur wenn einer der Ausgänge Q 1, 2, 3 des IC 2 High-Pegel führt, kann heruntergezählt werden, entsprechend einer Erhöhung der Lautstärke durch Betätigen der Taste TA 1.

Umgekehrt wird ein Überlauf des Zählerstandes „111“ auf „1000“ durch D 1, D 3, D 4 in Verbindung mit dem Inverter IC 1 B durch Sperren des Steuereingangs Pin 2 des IC 1 A verhindert.

Nach Durchlaufen des Analogschalters IC 4 gelangt das NF-Signal auf den Ausgangsverstärker, aufgebaut mit IC 3 B, T 1 und T 2 mit Zusatzbeschaltung. Die Ver-

stärkung wird durch das Verhältnis von R 24 zu R 26 festgelegt. Zur Ausgangsstromverstärkung ist dem Operationsverstärker eine Gegentaktstufe, gebildet aus T 1 und T 2, nachgeschaltet. Das NF-Signal wird über C 12 gleichspannungsmäßig entkoppelt und auf den Lautsprecher LS 1 gegeben.

Die Aktivierung des TMV 1000 erfolgt über die Toggle-Taste TA 3, die in Verbindung mit den als Inverter geschalteten Gattern IC 5 D, B realisiert ist. Ausgehend vom Sleep-Modus führt Pin 4 des IC 5 High-Potential und der Schalltransistor T 3 ist über R 35 gesperrt. Dieser High-Pegel gelangt über R 33 auf die Eingänge Pin 12 und 13, woraufhin Pin 11 Low-Pegel führt und C 15 über R 34 entlädt. Dieser Schaltungsteil befindet sich somit in einem stabilen Zustand.

Durch Betätigen von TA 3 wird ein Low-Impuls auf die Eingänge Pin 12, 13 gegeben, woraufhin der Ausgang Pin 11 seinen Zustand ändert und auch Pin 4 von vormals high nun

auf Low-Pegel wechselt. Auch dieser Zustand wird über R 33 beibehalten und über R 35 der Schalltransistor T 3 durchgesteuert und die gesamte Elektronik damit eingeschaltet.

Eine erneute Betätigung des Tasters TA 3 läßt die Gatter IC 5 D, B erneut ihren Zustand wechseln und die Schaltung befindet sich wieder im Sleep-Modus. Diese Betriebsart kann ebenfalls automatisch durch Auflegen des Hörers herbeigeführt werden.

Hierzu wird die Eingangsspannung an den Klemmen KL 1 und KL 2 überwacht und mit R 27, R 28 und R 29 heruntergeteilt und auf den invertierenden (-)Eingang (Pin 2) des IC 6 gegeben. Durch die Dimensionierung ist die Schaltschwelle auf ca. 18 V festgelegt, bei deren Überschreitung der Ausgang (Pin 6) von High- auf Low-Pegel wechselt. Die entsprechende Referenzspannung gelangt über R 30, 31 auf Pin 3 des IC 6.

Der Spannungssprung am Ausgang (Pin 6) wird auf die Eingänge des als Inverter geschalteten Gatters IC 5 A gegeben, woraufhin am Ausgang (Pin 3) ein High-Pegel erscheint. Dieser setzt über R 32 und D 12 die Toggle-Schaltung definiert in ihren Grundzustand zurück und der TMV 1000 ist mit Auflegen des Telefonhörers ausgeschaltet.

Ist der Jumper J 4 aufgesteckt und hierdurch die Diode D 12 mit dem Kondensator C 14 überbrückt, so schaltet der TMV 1000 nun auch automatisch ein wenn der Telefonhörer abgenommen wird. Beim

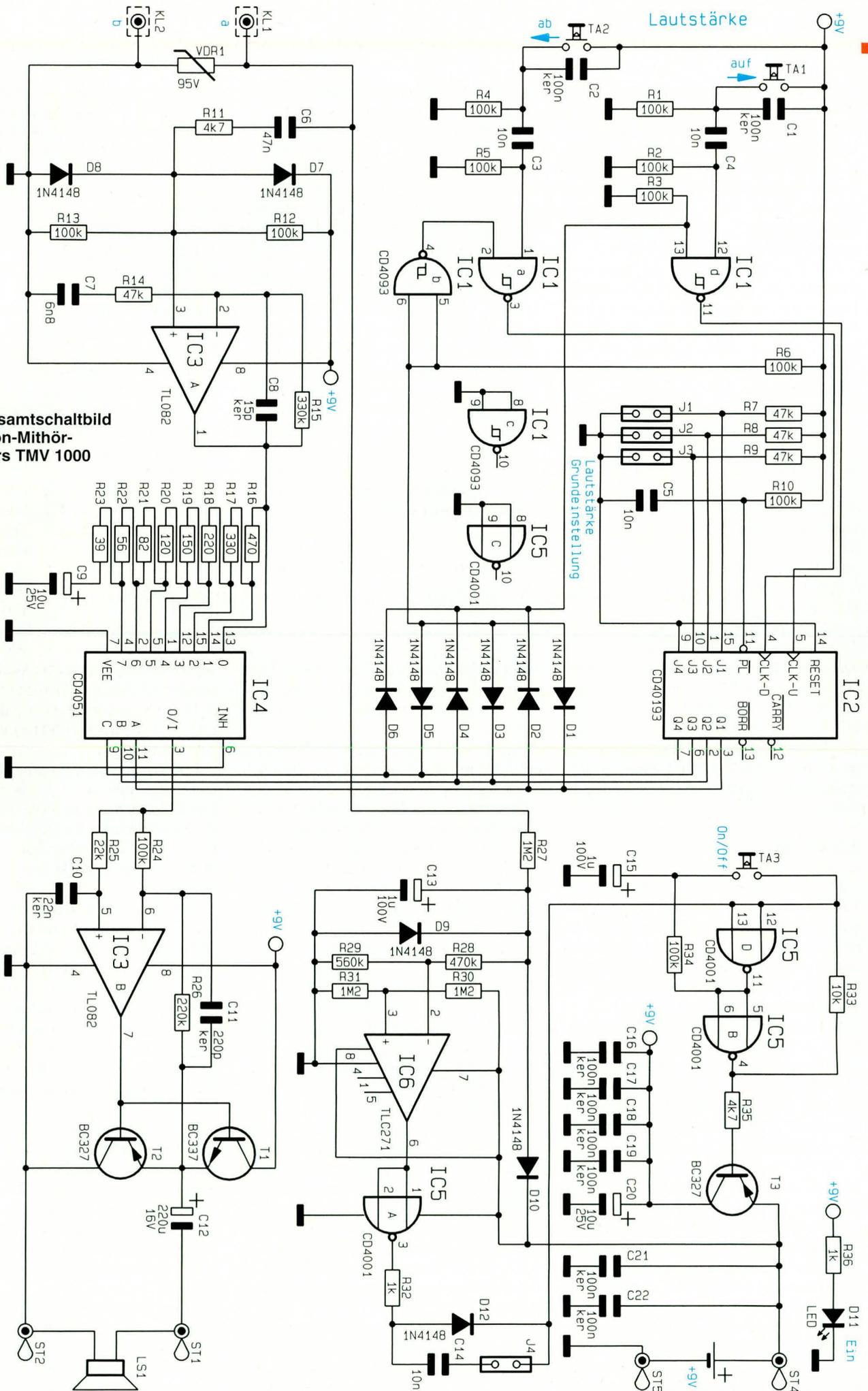
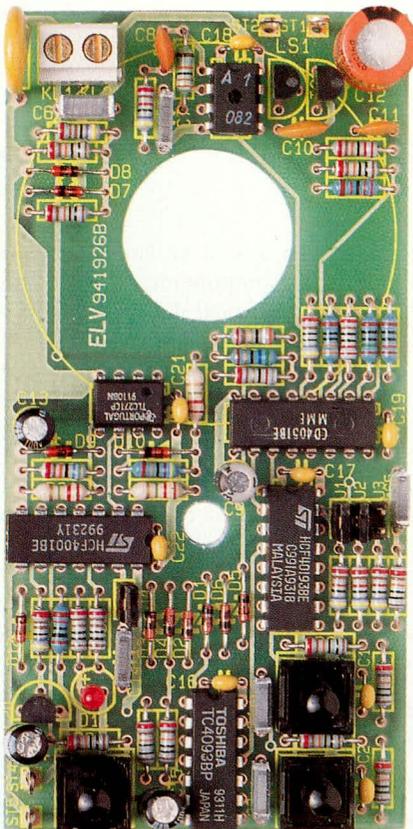


Bild 1: Gesamtschaltbild des Telefon-Mithör-Verstärkers TMV 1000



Fertig aufgebaute Leiterplatte des TMV 1000

Auflegen des Hörers erfolgt ebenfalls automatisch die Abschaltung. Selbstverständlich kann auch während des Gesprächs eine manuelle Bedienung mit der Taste On/Off erfolgen.

Nachdem wir uns ausführlich mit der Schaltungstechnik dieses komfortablen Telefon-Mithör-Verstärkers befaßt haben, wenden wir uns der praktischen Ausführung zu.

Nachbau

Die Schaltung ist für den Einbau in das ELV-Softline-Gehäuse ausgelegt, das durch seine flache und kompakte Bauform nur wenig Platz beansprucht.

Trotz der recht hohen Bauteildichte ist das Platinenlayout übersichtlich ausgeführt und der Aufbau schnell und einfach durchgeführt.

Die Bestückung wird anhand des Bestückungsplanes in gewohnter Weise auf der 54 x 108 mm messenden Platine vorgenommen. Dabei werden zuerst die niedrigen Bauelemente eingesetzt und verlötet. Anschließend sind die überstehenden Drahtenden so kurz als möglich abzuschneiden, ohne die Lötstellen selbst zu beschädigen.

Es folgen die gepolten Bauelemente wie Dioden und Elkos, deren Einbaulage genau wie bei den 3 Transistoren und den 4 ICs wichtig ist. Die Transistoren sind so tief wie möglich durch die Bohrungen der

Stückliste: Telefon-Mithör-Verstärker

Widerstände:

39Ω	R23
56Ω	R22
82Ω	R21
120Ω	R20
150Ω	R19
220Ω	R18
330Ω	R17
470Ω	R16
1kΩ	R32, R36
4,7kΩ	R11, R35
10kΩ	R33
22kΩ	R25
47kΩ	R7 - R9, R14
100kΩ	R1 - R6, R10, R12, R13, R24, R34
220kΩ	R26
330kΩ	R15
470kΩ	R28
560kΩ	R29
1,2MΩ	R27, R30, R31

Kondensatoren:

15pF/ker	C8
220pF/ker	C11
6,8nF	C7
10nF	C3 - C5, C14
22nF/ker	C10
47nF	C6
100nF/ker	C1, C2, C16 - C19, C21, C22
1µF/100V	C13, C15
10µF/63V	C9, C20
220µF/16V	C12

Halbleiter:

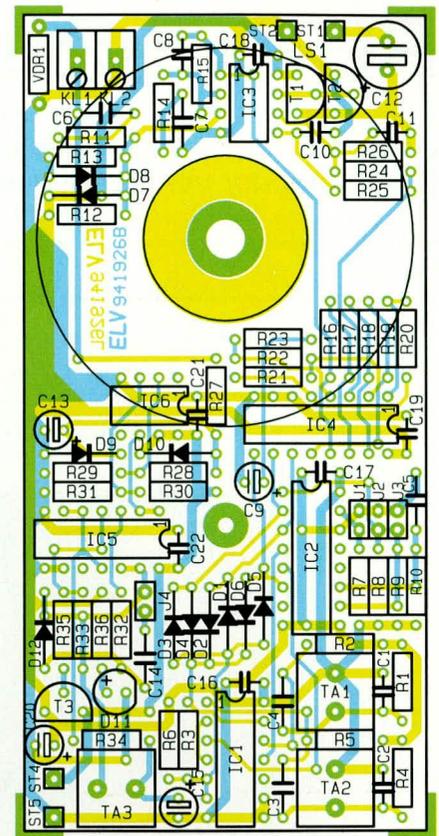
CD4001	IC5
CD4051	IC4
CD4093	IC1
CD40193	IC2
TL082	IC3
TLC271	IC6
BC327	T2, T3
BC337	T1
1N4148	D1 - D10, D12
LED, 5mm, rot	D11

Sonstiges:

- VDR, 95V VDR1
- Print-Taster, schwarz TA1-TA3
- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 1 Batterieclip für 9V-Block
- 4 Lötstifte mit Lötöse
- 1 Stiftleiste, 2 x 3polig
- 1 Stiftleiste, 1 x 2polig
- 4 Jumper
- 1 Klein-Lautsprecher, 50mm
- 10cm flexible Leitung, ST1x0,22 mm
- 1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm
- 1 Softline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt

Leiterplatte zu stecken und auf der Lötseite zu verlöten. Die ICs sind so einzusetzen, daß die Gehäusekennzeichnung des Bauelements mit dem entsprechenden Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Als nächstes wenden wir uns dem Einbau der Leuchtdiode zu. Die Kathode ist diejenige Seite, in welche die Pfeilspitze



Bestückungsplan der doppelseitig ausgeführten Leiterplatte

des Schaltungssymbols weist und die dem Minusanschluß entspricht. Bei der hier verwendeten 5 mm Leuchtdiode ist dieser Anschluß durch eine Abflachung an einer Seite des hervorstehenden Ringes des Kunststoffgehäuses der LED gekennzeichnet. Der Abstand zwischen Leiterplattenoberseite und Gehäuseunterseite der LED sollte 12 mm betragen.

Den Abschluß bildet das Anlöten der Zuleitung des 9 V-Batterieclips. Die rote Ader wird an ST 4 (+) und die schwarze an ST 2 (GND) angeschlossen.

Bevor die Leiterplatte in das Gehäuse eingesetzt wird, empfiehlt es sich, die Bestückung nochmals sorgfältig zu kontrollieren.

Der Lautsprecher ist mit einem entsprechenden Universalkleber direkt hinter die Bohrungen des Lautsprechergitters im Gehäuseoberteil anzukleben und mit flexiblen isolierten Leitungen mit den Platinenanschlußpunkten ST 1 und ST 2 zu verbinden.

Als dann kann die Leiterplatte in die Gehäuseunterhalbschale eingesetzt werden. Sie ist richtig positioniert, wenn die darin befindliche 5,5mm-Bohrung genau über dem mittleren Befestigungszapfen des Gehäuses liegt, so daß sie nach dem Aufsetzen der oberen Gehäusehalbschale mit anschließender Verschraubung durch den mittleren Gehäusesteg gehalten wird. Nach dem Einsetzen der Batterie kann das Gehäuse verschlossen und von unten mit einer Knippingschraube verschraubt werden.

PC-NF-Pegelschreiber

Die ausführliche Beschreibung von Nachbau und Inbetriebnahme beschreibt der vorliegende dritte und zugleich abschließende Teil.

Teil 3

Nachbau

Aufgrund der übersichtlich gestalteten, doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte, auf der sämtliche Bauelemente des PC-NF-Pegelschreibers Platz finden, geht der Aufbau zügig vonstatten und die PC-Ein-

steckkarte ist innerhalb weniger Stunden einsatzbereit.

Im oberen, dem Slotblech zugewandten Leiterplattenbereich befindet sich der Eingangs-Meßverstärker, der zur Vermeidung von Störsignaleinstreuungen vollständig abgeschirmt ist.

Wir beginnen den Nachbau mit der

Montage der aus insgesamt 5 einzelnen Weißblech-Komponenten bestehenden Abschirmung, wobei die beiden 92 x 42 mm messenden Gehäusedeckel erst nach vollständiger Bestückung und nach dem Funktionstest aufgelötet werden. Zunächst wird die 14 x 135 mm große Gehäuseseitenwand an der vorgelochten Stelle rechtwinklig abgewinkelt und auf der Bestückungsseite der Einsteckplatine aufgelötet. Hierbei ist darauf zu achten, daß die Seitenwand an der Slotblechseite und an der Oberseite bündig mit der Leiterplatte abschließt. Ein gleich langer, jedoch nur 4 mm hoher Blechstreifen wird ebenfalls wie

Ansicht der komplett aufgebauten Platine

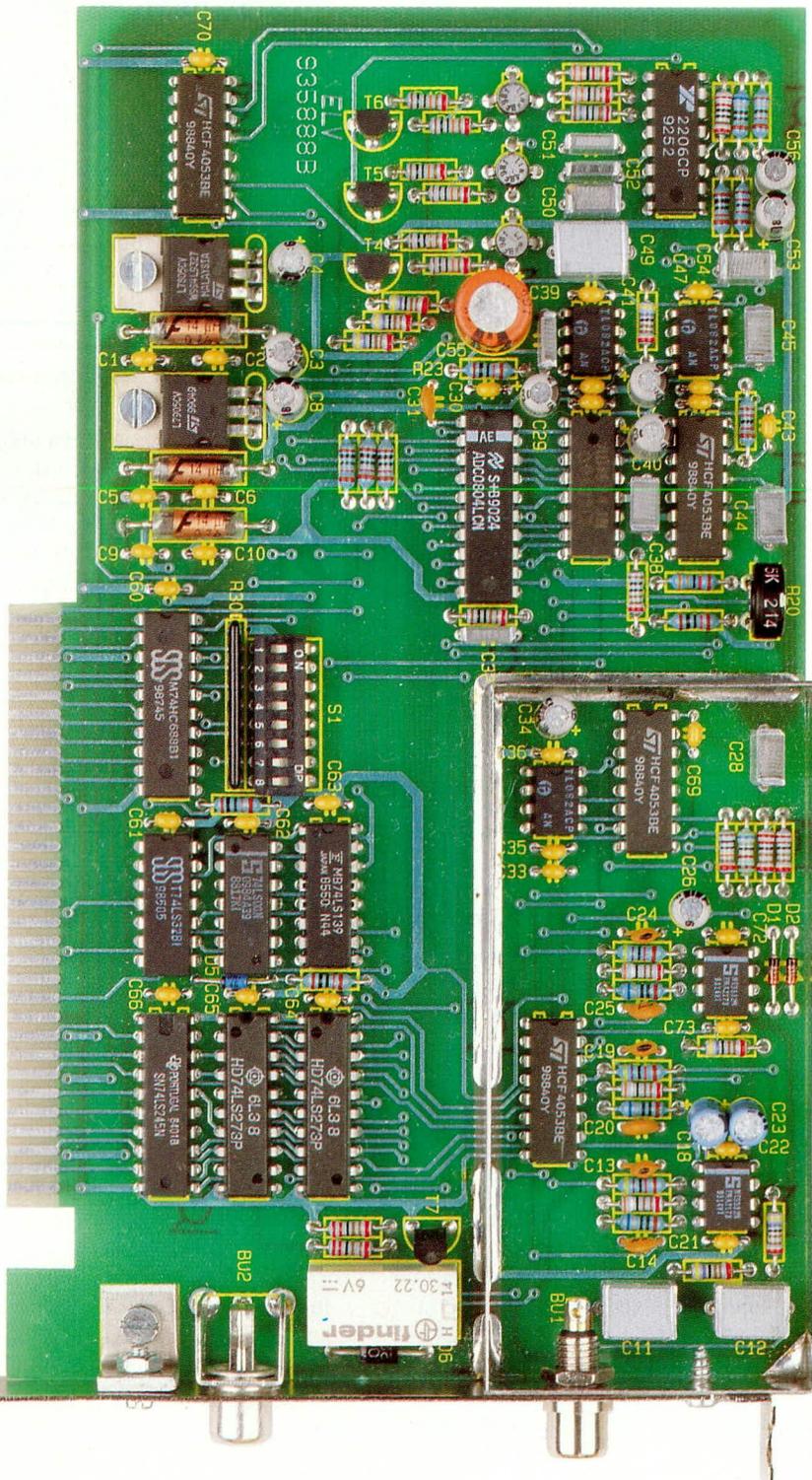
Stückliste:

Widerstände:

180Ω	R36*
220Ω	R49
680Ω	R4, R9, R13, R52
1kΩ	R22, R24
2,2kΩ	R17, R18, R27, R28
3,3kΩ	R35*
3,9kΩ	R3, R8, R12
4,7kΩ	R6, R10, R25, R43, R45, R47
10kΩ	R21, R23, R29, R31, R44, R46, R48, R50
10kΩ/Array	R30
12kΩ	R26*, R53
18kΩ	R51
33kΩ	R19, R34*
47kΩ	R1, R2, R7, R11
68kΩ	R14*
100kΩ	R15, R37 - R42
PT10, stehend, 5kΩ	R20

Kondensatoren:

4,7pF/ker	C13, C19, C24
47pF/ker	C14, C20, C25
100pF/ker	C43
150pF/ker	C31
1nF	C52
10nF	C32, C39*, C51
100nF	C28, C38, C44*, C45*, C50, C54
100nF/ker	C1, C2, C5, C6, C9, C10, C21, C22, C30, C33, C35 - C37, C41, C42, C46, C47, C60 - C71
1µF	C11, C12, C49
2,2µF/63V	C26*
10µF/25V	C3, C4, C7, C8, C29, C34, C40, C53, C56





beschrieben abgewinkelt und anschließend auf der Unterseite der Leiterplatte (Lötseite) aufgelötet.

Als dann schließen wir die Seitenwände des Abschirmgehäuses, indem wir die außen an der Leiterplatte verlaufende 135 mm lange Seitenwand anlöten.

Nachdem sowohl die Nahtstellen zwischen den Weißblechkomponenten und der Leiterplatte und auch die Nahtstellen zwischen den auf der Leiterplatte befindlichen Seitenwänden und der außen geführten Seitenwand unter Zugabe von reichlich Lötzinn miteinander verlötet sind, können wir mit der Bestückung der Bauelemente beginnen. Die vorstehende Beschreibung hört sich als „Trockenübung“ vielleicht etwas kompliziert an, jedoch handelt es sich letztendlich nur um den Bau eines einfachen viereckigen Gehäuses. Haben Sie die Komponenten erst einmal in der Hand, geht der Aufbau fast wie von selbst.

Bei den nun folgenden Bestückungsar-

beiten gehen wir in gewohnter Weise vor. Zunächst sind die niedrigen Bauelemente wie Dioden und Widerstände und anschließend die höheren Komponenten einzulöten. Der genaue Bauteiltyp und Wert geht aus der Stückliste hervor, während die Position im Bestückungsplan bzw. durch den Bestückungsdruck der Leiterplatte gekennzeichnet ist.

Bei der Cinch-Buchse BU 2 handelt es sich um eine Print-Version, die direkt in die Platine eingesteckt und angelötet wird. Die Buchse BU 1 ist in die Bohrung des Abschirmgehäuses einzuschrauben und der Mittelanschluß anschließend an den zuvor eingesetzten Lötstift ST 1 anzulöten.

Nachdem das Relais RE 1, der Trimmer R 20 und der DIP-Schalter S 1 eingelötet sind, folgt die Bestückung der Platine mit den Halbleiterbauelementen. Hierbei ist besonders auf richtige Polung der ICs zu achten.

Die Spannungsregler IC 1 und IC 2 sind liegend zu montieren und zusätzlich mit je einer M 3 x 6 mm Zylinderkopfschraube und Mutter zu verschrauben. Die Anschlußbeine der Feldeffekttransistoren T 1 und T 2 des Typs BF981 sind 2 mm vom Transistorgehäuse entfernt, rechtwinklig nach unten abzuknicken, wobei die Beschriftung des Transistors nach oben weist. Richtig eingebaut weisen die gekennzeichneten

**Bestückungsplan des
PC-NF-Pegelschreibers**

NF-Pegelschreiber

47µF/16V C18, C23
220µF/16V C55

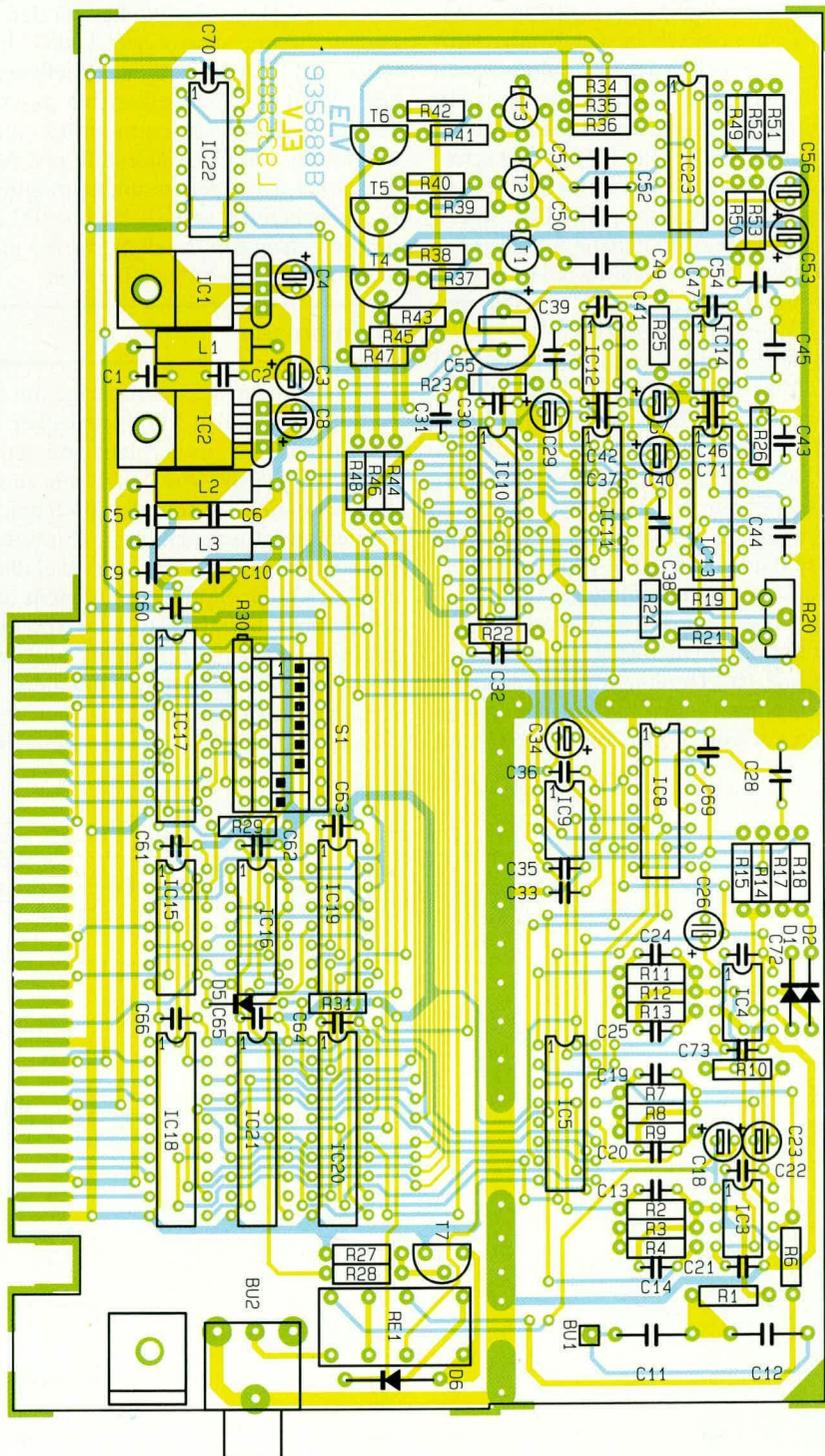
Halbleiter:

XR2206 IC23
AD7524 IC11
NE5532 IC3, IC4
TL082 IC9, IC12, IC14
ADC0803 IC10
CD4053 IC5, IC8, IC13, IC22
74LS00 IC16
74LS32 IC15
74LS139 IC19
74LS245 IC18
74LS273 IC20, IC21
74LS688 IC17
7805 IC1
7905 IC2
BF981 T1 - T3
BC548 T7
BC558 T4 - T6
1N4148 D1, D2, D6
BAT46 D5

Sonstiges:

Spule, 14µH L1 - L3
DIP-Schalter, 8fach Dip1
Cinbuchse, Printmontage BU2
Cinbuchse BU1
Klein-Relais RE1
1 Blechschraube, 2,9x6,5 mm
1 Befestigungswinkel
1 Lötstift, 1,3mm
4 Zylinderkopfschrauben, M3 x 6mm
4 Muttern, M3
1 Abschirm-Gehäuse, komplett
1 Slotblech

* gegenüber Schaltbild geändert





Anschlußbeine zum oberen Rand der PC-Einsteckplatine.

Bevor das Slotblech und die Gehäuse-Abdeckung der Abschirmung montiert werden, sollte ein Funktionstest und der Abgleich erfolgen.

Hardwaretest und Abgleich

Um den PC-NF-Pegelschreiber ordnungsgemäß im PC installieren zu können, ist die Basisadresse sowohl hardwaremäßig auf der Einsteckkarte als auch für die Software einzustellen. In der Software ist die Basisadresse defaultmäßig auf 300H eingestellt.

Beim ersten Aufruf der Software gelangen Sie automatisch in den Konfigurationsmode, wo neben der Basisadresse auch verschiedene weitere Parameter einstellbar sind. Eine genaue Beschreibung dieser Funktionen ist an dieser Stelle nicht erforderlich, da die gesamte Software weitgehend selbsterklärend ausgeführt ist. Soll zu einem späteren Zeitpunkt die Adresse oder die Konfiguration geändert werden, so wird am Programmaufruf „Pegel“ der Parameter „C“ angehängt (Pegel C).

Gemäß der Einstellung der Software wird die Hardwareeinstellung der Einsteckkarte vorgenommen. Eine genaue Vorgehensweise für diese Einstellarbeiten ist im PC-Grundlagen-Artikel im „ELVjournal“ 1/93 beschrieben.

Nachdem die Einstellarbeiten durchgeführt sind und die PC-NF-Pegelschreiberkarte erkannt wurde, folgt der Abgleich.

Hierfür ist durch die Software der Sinus-Generator-Mode auszuwählen und die Frequenz auf 10 kHz einzustellen. Alsdann wird ein Sinus-Signal mit einer Frequenz im Bereich von 1 kHz bis 20 kHz und

einem effektiven Pegel zwischen 1 V und 1,2 V an den Eingang des Meßverstärkers angelegt, der in den entsprechenden Meßbereich gebracht wird. Mit dem Trimmer R 20 wird nun die 10 kHz-Spektrallinie gemäß dem anliegenden Sinus-Signalpegel eingestellt. Damit ist der Abgleich des PC-NF-Pegelschreibers bereits fertiggestellt.

Als nächstes kommen wir zu weiteren Überprüfungen. Hierzu ist der Eingangspegel des Sinus-Signals zu variieren, um den Eingangs-Meßverstärker zu testen.

Arbeitet der Meßverstärker einwandfrei, kommen wir zur Überprüfung des Frequenzgangs von Generatorstufe und Meßverstärker. Hierzu verbinden wir den Generatorkopf über eine Cinch-Leitung direkt mit dem Eingang des Meßverstärkers. Wird ein Wobbelvorgang gestartet, so erscheint im Pegeldiagramm der Amplitudengang von Generatorstufe und Meßverstärker. Über den gesamten möglichen Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz dürfen sich an den Bereichsgrenzen maximal 1 dB Abweichungen ergeben.

Endmontage

Wir beginnen die Endmontage mit dem Auflöten der beiden Abschirmdeckel. Auf der Lötseite der Leiterplatte müssen im Bereich des Abschirmdeckels alle zu weit überstehenden Anschlußdrähte gekürzt werden, so daß es hier nicht zu Kurzschlüssen kommt. Beide Anschlußdeckel dürfen im Bereich der Slotblechseite nicht überstehen. Nachdem alle Nähte des Abschirmgehäuses vollständig verlötet sind, wird abschließend das Slotblech montiert. Unterhalb der Buchse BU 2 ist hierfür zunächst ein Aluwinkel mit einer M3 x 6 mm

Zylinderkopfschraube und Mutter anzuschrauben. Das Slotblech wird nun wiederum mit einer M3 x 6 mm Zylinderkopfschraube an den Aluwinkel geschraubt.

Im oberen Bereich erfolgt die Befestigung mit einer 2,9 x 6,5 mm Blechschraube, die durch die Bohrung des Slotbleches direkt in das Abschirmgehäuse eingedreht wird und so einen sicheren Halt gewährleistet.

Damit ist der Nachbau des PC-NF-Pegelschreibers abgeschlossen und dieses universelle Audio-Meßgerät kann seinem bestimmungsgemäßen Einsatz zugeführt werden.

Hinweis:

Aufgrund von Erkenntnissen aus umfangreichen Funktionstests konnte noch eine Verbesserung der Schaltung des PC-NF-Pegelschreibers vorgenommen werden. Durch einen neuen automatischen Abgleich sind die in Abbildung 4 („ELVjournal“ 6/93, Seite 81) dargestellten schaltbaren Tiefpaßfilter um IC 6, 7 nicht mehr erforderlich und das Generatorsignal wird nun über ein Relais mit entsprechender Ansteuerschaltung direkt auf den Eingang des IC 3 B (zweite Verstärkerstufe) geschaltet. Die neue Schaltbildversion ist in Abbildung 8 gezeigt. Zusätzlich entfallen die Bauelemente R 32, 33 sowie C 48 und die Anschlüsse Pin 14 und Pin 15 des IC 22 liegen nun direkt an Masse (Abbildung 3 im „ELVjournal“ 6/93, Seite 80).

In der hier vorgestellten Aufbauanleitung sind die Neuerungen bereits berücksichtigt.

Durch vorstehende Verbesserungen wird der Selbsttest des Systems verkürzt, bei gleichzeitiger schnellerer Meßfolge, da die entsprechenden Filter nicht mehr geschaltet zu werden brauchen. **ELV**

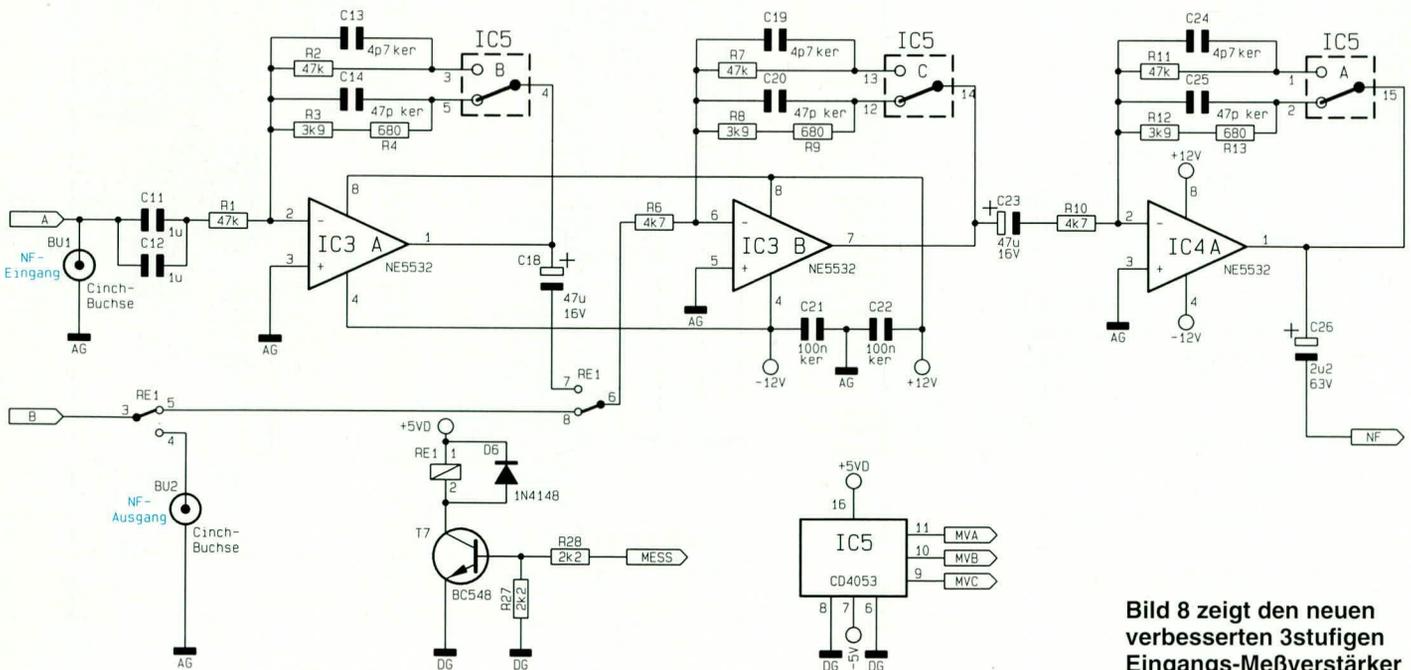
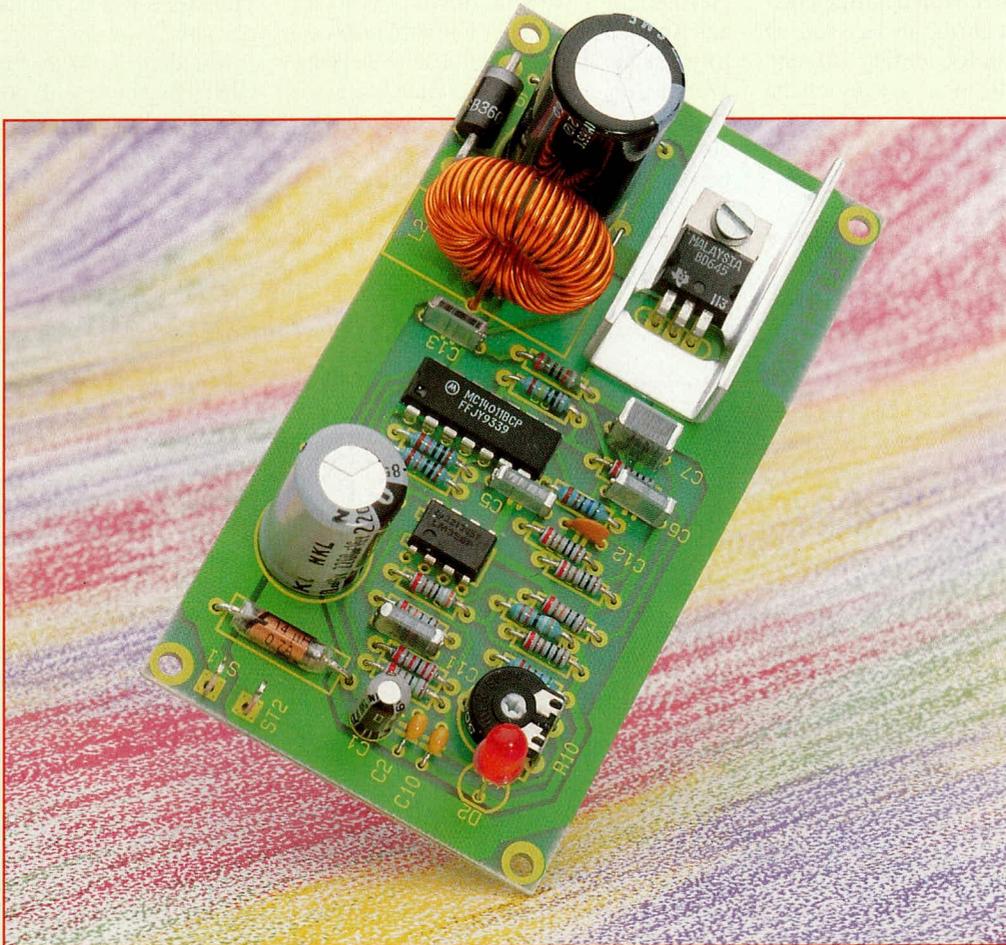


Bild 8 zeigt den neuen verbesserten 3stufigen Eingangs-Meßverstärker



DC-DC-Wandler

Die Funktionsweise eines Step-up-Wandlers wird anhand einer erprobten, vielfältig einsetzbaren Schaltung ausführlich beschrieben. **Teil 2**

Allgemeines

Im ersten Teil dieser Artikelreihe über DC-DC-Wandler („ELVjournal“ 6/93) haben wir uns im wesentlichen mit Abwärts-Wandlern befaßt. Neben den sekundärgetakteten DC-DC-Wandlern haben wir auch die Funktionsweise der primärgetakteten Wandler beschrieben.

Bei diesem Wandlertyp wird das Spannungs-Umsetzungsverhältnis meist durch den Ausgangstransformator bestimmt, d. h. Step-up- und Step-down-Wandler unterscheiden sich prinzipiell nicht.

Bei den sekundärgetakteten DC-DC-Wandlern ist dies nicht der Fall. Die Grundschaltung des sekundärgetakteten Abwärts-Wandlers läßt sich nicht zu einem Aufwärts-Wandler umdimensionieren. Dennoch besteht zwischen beiden Wandlertypen eine gewisse Ähnlichkeit.

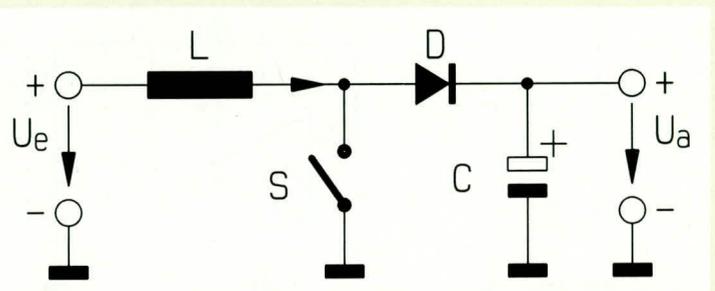
Durch „Umlegen“ der einzelnen Grundelemente des in Abbildung 1 („ELVjournal“ 6/93) dargestellten Abwärts-Wandlers erhalten wir einen sekundärgetakteten Aufwärts-Wandler.

Abbildung 4 zeigt die Grundschaltung des wiederum nur aus 4 Grundelementen bestehenden Step-up-Wandlers. Auch hier können wir die Diode und den Leistungs-

schalter zu einem Leistungsumschalter zusammenfassen, wodurch die gesamte Leistungsstufe dann nur noch aus 3 Grundelementen besteht.

Wie wir es vom Abwärts-Wandler kennen, wird auch hier der Leistungsschalter S periodisch geschaltet. Ist der Schalter geöffnet, so fließt vom Eingang über die Drossel L und die Diode D ein Strom zum Ausgang des Wandlers. Der Kondensator C

Bild 4:
Grundschaltung
des sekundär-
getakteten
Aufwärts-
Wandlers



lädt sich nun auf den Wert der Eingangsspannung, reduziert um die an der Diode D abfallende Diodenflußspannung auf und am Ausgang steht die niedrigste mögliche Ausgangsspannung an.

Wird der Schalter S geschlossen, steigt der Strom durch die Drossel L an. In diesem Schaltzustand wird eine Entladung des Ausgangskondensators durch die nun sperrende Diode D verhindert. Öffnet der Schalter es, so addiert sich die an der Drossel liegende Spannung zu der Eingangsspannung U_e hinzu und der Ausgangskondensator C wird über die Diode D entsprechend aufgeladen. Der mathematische Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung wird durch die folgende Formel beschrieben:

$$U_a = \frac{t_{aus} + t_{ein}}{t_{aus}} \cdot U_e$$

Auch bei diesem Wandlertyp wird die Ausgangsspannung durch das Tastverhältnis, mit dem der Leistungsschalter S schaltet, bestimmt. Es besteht keine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.

Schaltung des Aufwärts-Wandlers

Abbildung 5 zeigt die detaillierte Schaltung des Step-up-Wandlers. Obwohl die Steuersignalerzeugung prinzipiell auf die

gleiche Weise wie beim Abwärts-Wandler aus Abbildung 3 („ELVjournal“ 6/93) erfolgen kann, haben wir für den Step-up-Wandler eine völlig andere Schaltungsvariante gewählt. Dennoch ist auch die hier aufgezeigte Schaltung ausschließlich mit konventionellen Bauelementen ausgeführt,

Preiswerter Step-up-Wandler durch den Einsatz konventioneller Bauelemente

damit Messungen an den einzelnen Funktionseinheiten des Wandlers leicht möglich sind.

Durch den Oszillator, aufgebaut mit den Gattern IC 1 A, B, den Widerständen R 1, R 2 sowie dem Kondensator C 5 wird die Takt- oder auch Schaltfrequenz des Wandlers festgelegt. Bei der gewählten Dimensionierung liegt sie mit 25 kHz deutlich über der Hörschwelle des Menschen, wodurch mögliche mechanische Schwingungen an der Drossel nicht mehr stören. Aus dem an Pin 4 des IC 1 B anliegenden Rechtecksignals wird durch R 3 in Verbindung mit C 6 ein sägezahnförmiges Signal generiert. Hierzu ist die Grenzfrequenz des

Tiefpasses R 3 / C 6 entsprechend niedrig gewählt.

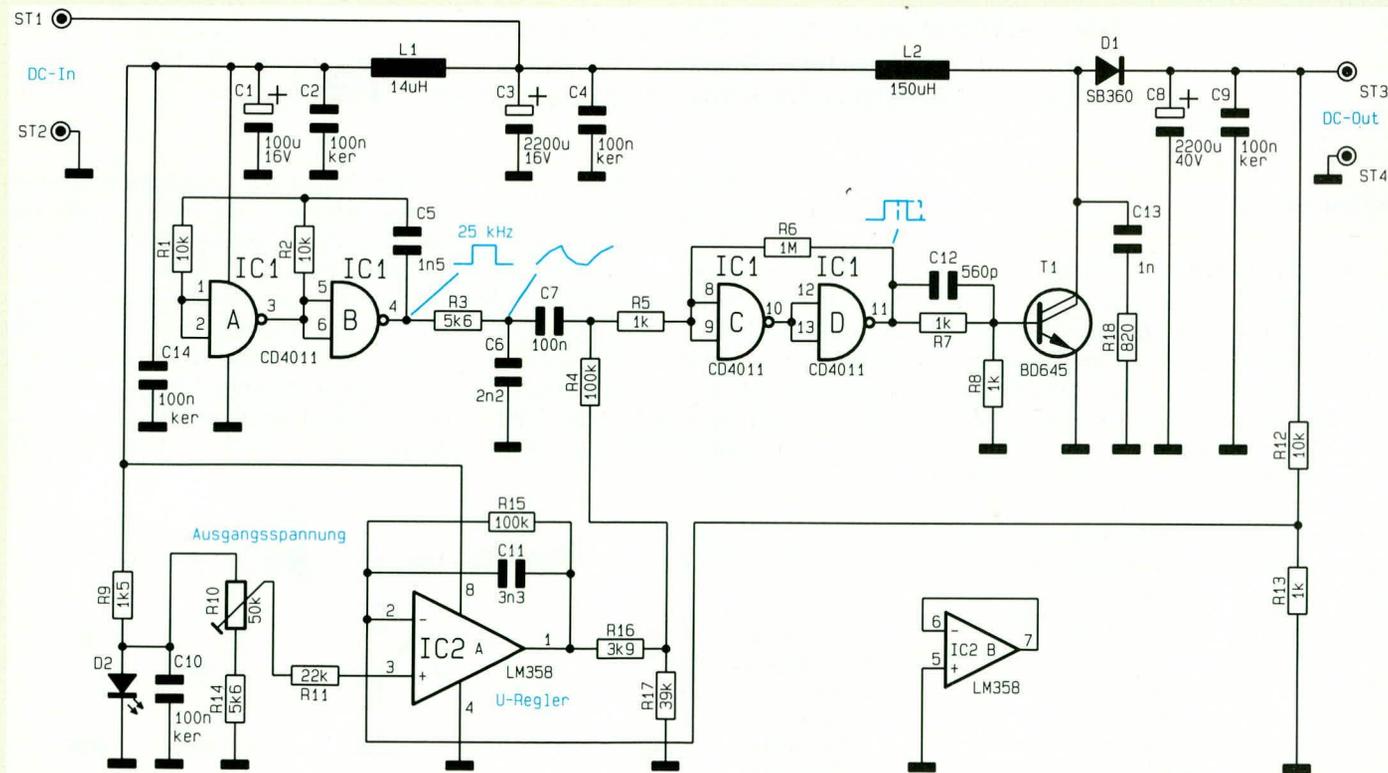
Mit dem Kondensator C 7 wird eine Gleichspannungsentkopplung des Sägezahnsignals vom DC-Pegel des Oszillators vorgenommen. IC 1 C, D in Verbindung mit R 5, R 6 bilden einen Komparator, dessen Schaltschwelle bedingt durch die Gatterschalt-schwelle bei ca. $U_{Bet}/2$ liegt. Die genaue Lage der Schalt-

schwelle spielt hier nur eine untergeordnete Rolle, denn sobald der Regelkreis, auf den wir noch detailliert eingehen, geschlossen wird, erfolgt automatisch eine Ausregelung. Die Hysterese des Komparators wird durch die Widerstände R 5 und R 6 festgelegt.

Wird nun das zwischen C 7 und R 5 liegende Sägezahnsignal mit einer über R 4 kommenden variablen Gleichspannung überlagert, so verschiebt sich hierdurch die Schaltschwelle des Komparators, bezogen auf das Sägezahnsignal. Am Ausgang des Komparators steht dann ein Rechtecksignal mit variablem Impuls-Pausen-Verhältnis zur Verfügung, das über die Gleichspannung an R 4 einstellbar ist. IC 1 C, D mit Zusatzbeschaltung bilden also den für die Ansteuerung der Leistungsstufe erforderlichen Pulsweiten-Modulator.

Über die Widerstände R 7 und R 8 sowie den Kondensator C 12 erfolgt direkt die

Bild 5: Schaltbild des Step-up-Wandlers



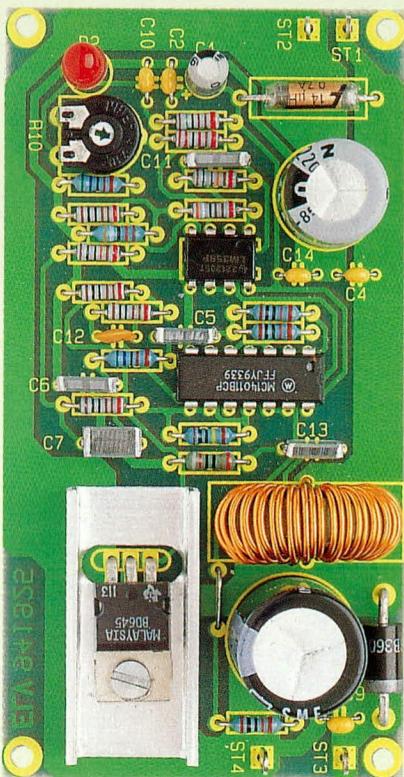
Ansteuerung des Leistungstransistors T 1. Mit diesem Darlington-Transistor ist der Leistungsschalter S aus Abbildung 4 realisiert. Die Ringkern-Drossel L 2, die Diode D 1 und der Ladeelko C 8 entsprechen den übrigen in Abbildung 4 gezeigten Grundelementen des Aufwärts-Wandlers.

Die DC-Ausgangsspannung steht an den Lötstiften ST 3 und ST 4 zur Verfügung. Über den Widerstandsteiler R 12/R 13 wird die Ist-Größe der Ausgangsspannung dem Regler um IC 2 A zugeführt. Die Soll-Größe für die Spannungsregelung wird mit Hilfe der Leuchtdiode D 2 und dem Vorwiderstand R 9 erzeugt. Hierbei werden die spannungsstabilisierenden Eigenschaften der Leuchtdiode genutzt, wodurch sich eine weitgehend stabile Ausgangsspannung unabhängig von der am Eingang anstehenden Spannung ergibt.

Mit dem Trimmer R 10 in Verbindung mit R 14 kann die Sollspannung und damit auch die Ausgangsspannung in einem weiten Bereich eingestellt werden.

Über den Festwiderstand R 11 gelangt die Sollspannung zum nicht-invertierenden Eingang des Reglers. Entsprechend der Differenz zwischen Soll- und Ist-Spannung steuert der als U-Regler arbeitende Operationsverstärker IC 2 A über den Widerstandsteiler R 16, R 17 den Eingang des Pulsweiten-Modulators um IC 1 C, D.

Durch die im Gegenkoppelzweig lie-



Ansicht des fertig aufgebauten Step-up-Wandlers

Tabelle 2: Technische Daten Step-up-Wandler

Eingangsspannung:	5-10 V
Ausgangsspannung:	10 -20 V
Restwelligkeit:	≤100 mV bei 1 A
Ausgangsstrom:	max. 1 A
Schaltfrequenz:	ca. 25 kHz

genden Bauelemente R 15 und C 11 in Verbindung mit dem „Ist-Spannungsteiler“ R 12, R 13 erfolgt die Stabilisierung des Regelkreises.

Die Spannungsversorgung der aktiven Schaltungskomponenten um IC 1 und IC 2 erfolgt aus der ungestabilisierten Eingangsspannung. Hierzu werden vorhandene Störsignale durch die Drossel L 1 in Verbindung mit den Kondensatoren C 1 und C 2 unterdrückt.

Die technischen Daten dieses universellen Step-up-Wandlers sind in Tabelle 2 zusammengefaßt.

Stückliste: DC/DC-Wandler

Widerstände:

820Ω	R18
1kΩ	R5, R7, R8, R13
1,5kΩ	R9
3,9kΩ	R16
5,6kΩ	R3, R14
10kΩ	R1, R2, R12
22kΩ	R11
39kΩ	R17
100kΩ	R4, R15
1MΩ	R6
PT10, liegend, 50kΩ	R10

Kondensatoren:

560pF/ker	C12
1nF	C13
1,5nF	C5
2,2nF	C6
3,3nF	C11
100nF/ker	C2, C4, C9, C10, C14
100nF	C7
100µF/16V	C1
2200µF/16V	C3
2200µF/40 V	C8

Halbleiter:

CD4011	IC1
LM358	IC2
BD645	T1
SB360	D1
LED, 5mm, rot	D2

Sonstiges:

Spule, 14µH	L1
Ringkernspule, 150µH	L2
1 U-Kühlkörper	
1 Zylinderkopfschraube, M 3 x 8 mm	
1 Mutter, M 3	
4 Lötstifte mit Lötöse	

Nachbau

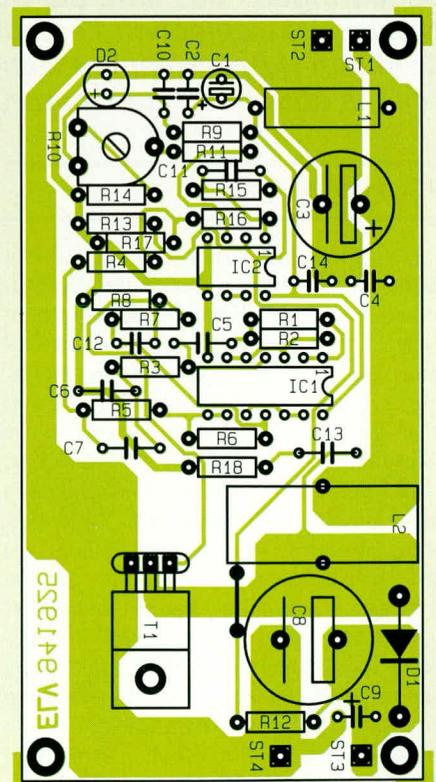
Der Step-up-Wandler wird auf einer 100 x 53 mm messenden, einseitig ausgeführten Leiterplatte aufgebaut. Anhand von Stückliste und Bestückungsplan nehmen wir die Bestückung der Bauelemente vor. Es empfiehlt sich, zuerst die niedrigen Bauelemente wie Dioden und Widerstände und dann die übrigen höheren Komponenten einzubauen und festzulöten.

Der Leistungstransistor T 1 ist liegend zu montieren, wobei zur Kühlung ein entsprechender U-Kühlkörper eingesetzt wird. Zuerst wird die mechanische Befestigung mit einer M 3-Schraube und Mutter und anschließend die elektrische Verbindung durch Verlöten der Anschlußbeine vorgenommen.

Ist die Schaltung soweit fertiggestellt, sollte vor der ersten Inbetriebnahme nochmals eine sorgfältige Prüfung auf korrekte Bestückung und Lötung erfolgen.

Obwohl die Schaltung des Step-up-Wandlers in erster Linie als praktisches Schaltungsbeispiel für das Verständnis der funktionellen Zusammenhänge konzipiert wurde, bietet sich auch der reale Einsatz aufgrund der einfachen und preiswerten Ausführung im Bereich der Elektronik an.

ELV



Bestückungsplan der 100 x 53 mm messenden, einseitig ausgeführten Leiterplatte



Elektronische Last EL 7000

100 W Leistungsaufnahme, ein integriertes Lüfteraggregat, Strom- und Widerstandskennlinie, interne und externe Modulation, umfangreiche Schutzschaltungen - das sind die wesentlichen Merkmale dieser elektronischen Last, die speziell für den Test von Netzgeräten konzipiert ist, sich darüber hinaus aber auch zur Überprüfung von Akkus eignet.

Allgemeines

Elektronische Lasten kommen immer dann zum Einsatz, wenn es um die Leistungsprüfung von Spannungsquellen oder Netzteilen geht. Insbesondere bei der Optimierung der Regeleigenschaften von stabilisierten Netzgeräten ist eine elektronische Last unabdingbar. Genau für diese Anwendung wurde die EL 7000 entwickelt.

Bei der Konzeption des Gerätes stand nicht die maximal mögliche Verlustleistung allein im Vordergrund, sondern es wurde insbesondere großer Wert auf das dynamische Verhalten der Last im Impulsbetrieb gelegt. Weiterhin sollten verschiedene Schutzschaltungen die Handhabung vereinfachen und auch bei Fehlbedienung eine Überlastung ausschließen.

Neben der kontinuierlichen Belastung des Testobjektes bietet die EL 7000 den Pulsbetrieb zur Beurteilung der Quelle bei schnellen Laständerungen. Dabei ist ein unterer und ein oberer Widerstand/Strom einstellbar. So lassen sich z. B. die Regelei-

genschaften eines Netzgerätes in Verbindung mit einem Oszilloskop optimal darstellen.

Der Eingang „Mod.In“ ermöglicht darüber hinaus eine externe Steuerung der EL 7000, so daß die Quelle mit beliebigen Kurvenverläufen belastbar ist. Die Aufnahmeleistung beträgt 100 W, wobei umfangreiche Absicherungen das Gerät vor Überlast schützen. Die Abfuhr der großen Verlustleistung wird gehäuseintern durch das neue von ELV entwickelte Kompakt-

Lüfteraggregat LK 40 erreicht. Durch eine elektronische Regelung wird die Drehzahl des Lüfters der Kühlkörpertemperatur optimal angepaßt zur Minimierung der Geräuschentwicklung.

Die Bedienung des Gerätes erfolgt über Drehregler und Taster, wobei die jeweilige Funktion auf der übersichtlichen Frontplatte durch Leuchtdioden angezeigt wird.

Die an der elektronischen Last anliegende Spannung ist auf einem 3stelligen LED-Display mit einer Auflösung von 0,1 V ablesbar. Auf der 4stelligen Stromanzeige wird der aktuell fließende Strom mit einer Auflösung von 10 mA angezeigt, wobei im Pulsbetrieb wahlweise der minimale, der maximale oder der Mittelwert des Laststromes ablesbar ist.

Durch Multiplikation der verschiedenen Ströme mit der angezeigten Spannung sind auf einfache Weise die resultierenden Leistungen berechenbar.

Die Spannungsversorgung der EL 7000 erfolgt in Verbindung mit dem integrierten Netzteil direkt aus dem 230 V-Netz. Die bemerkenswerten technischen Daten sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Bevor wir uns mit der Schaltung im Detail befassen, kommen wir zunächst zur

Tabelle 1: Technischen Daten EL 7000

Leistung:	100 Watt
I _{max} :	Dauer: 10 A, Impuls: 20 A
U _{max} :	40 V
R-Bereich:	1 Ω - 100 kΩ
Funktionen:	R/I _{min} , R/I _{max} , Pulsbetrieb, externe Modulation
Pulsfrequenz:	10 Hz-1 kHz stufenlos einstellbar
U-Anzeige:	3stellig, 0,1 V Auflösung
I-Anzeige:	4stellig, 10 mA Auflösung zwischen I _{min} , I _{max} , I _{mittel} umschaltbar
Schutzschaltungen:	Temperatur > 100 °C, P > 100 Watt, I-Dauer > 10 A
Betriebsspannung:	230 V ± 10 %, 50/60 Hz
Abmessungen:	272 x 215 x 99 mm
Gewicht:	ca. 1,7 kg

Beschreibung der Bedienung und der Eigenschaften des Gerätes.

Bedienung und Funktion

Im linken unteren Bereich der Frontplatte befindet sich die Netz-Taste der EL 7000. Mit einer einmaligen Betätigung schaltet das Gerät ein, während eine weitere Betätigung zum Ausschalten dient.

Über der Netz-Taste ist die 3stellige, digitale Spannungsanzeige angeordnet. Hier wird die an den Eingangsbuchsen anliegende Spannung mit einer Auflösung von 0,1 V angezeigt.

Rechts neben der Spannungsanzeige ist die 4stellige Stromanzeige angeordnet. Sie verfügt über eine 10 mA-Auflösung. Ist die EL 7000 auf interne Modulation geschaltet, so können 3, die Modulation charakterisierende Ströme, auf dem Display angezeigt werden. Dabei handelt es sich um den Strommittelwert, den Spitzenstrom und den minimalen Strom.

Bei interner Modulation schaltet die elektronische Last mit der eingestellten Schaltfrequenz zwischen 2 unabhängig voneinander einstellbaren Lastgrößen um. Das intern generierte Umschaltsignal weist ein Impuls-Pausenverhältnis von 1 : 1 auf, d. h. beide Lastgrößen sind für die gleiche Zeit aktiv. Neben der Anzeige des hieraus resultierenden Strommittelwertes kann, wie bereits erwähnt, auch der Spitzenstrom der oberen Lastgröße sowie der minimale Strom für die untere Lastgröße angezeigt werden.

Die Umschaltung der Stromanzeige selbst erfolgt durch den Taster im Bedienfeld „I-Anzeige“. Der jeweils aktive Anzeige-Modus wird durch die 3 links neben der Taste angeordneten LEDs signalisiert. Die freie Wahl des I-Anzeige-Modus ist nur bei aktivierter interner Modulation möglich. Bei kontinuierlicher Belastung oder bei externer Modulation wird der I-Anzeige-Modus von der Steuerlogik vorgegeben.

Links neben dem Bedienfeld „I-Anzeige“ befindet sich das Bedienfeld „Kennlinie“. Mit dem entsprechenden Taster wird zwischen I- und R-Kennlinie gewählt. Im I-Betrieb arbeitet die EL 7000 als Konstant-Stromsenke, d. h. der Laststrom ist unabhängig von der am Eingang anliegenden Spannung. Im R-Betrieb besteht zwischen dem Laststrom und der Klemmenspannung am Eingang ein linearer Zusammenhang ($I = U/R$) gemäß dem ohmschen Gesetz.

Der von der EL 7000 nachgebildete Widerstand läßt sich im Bereich von 1 Ω bis 100 k Ω einstellen, während im I-Betrieb Impuls-Ströme bis zu 20 A möglich sind.

Die Vorgabe der Lastgrößen erfolgt analog über 2 getrennte Potentiometer. Je nach

dem mit welcher Kennlinie die EL 7000 gerade arbeitet, entspricht die Einstellung hier dem Konstantstrom bzw. dem Belastungswiderstand.

Mit dem Regler „I/R_{min}“ wird die untere Lastgröße und mit „I/R_{max}“ die obere Lastgröße eingestellt. Aufgrund der internen Verknüpfung beider Regler empfiehlt es sich, zuerst die obere und anschließend die untere Lastgröße vorzuwählen.

Mit der Taste „Funktion“ sind 4 verschiedene Grundfunktionen auswählbar. Unmittelbar nach dem Einschalten des Gerätes ist die Funktion „I/R_{max}“ aktiviert. Angezeigt wird dies durch die über dem zugehörigen Potentiometer befindliche LED. Gleichzeitig ist im Bedienfeld „I-Anzeige“ die Anzeigefunktion „I_{max}“ eingeschaltet. Mit dem Regler „I/R_{max}“ kann nun die obere Lastgröße eingestellt werden, wobei gleichzeitig auf dem Strom-Display der fließende Laststrom ablesbar ist. In dieser Funktion stellt die EL 7000 eine kontinuierliche Belastung für die angeschlossene Quelle dar.

Mit einer Betätigung der Taste „Funktion“ wird auf „I/R_{min}“ umgeschaltet. Entsprechend leuchtet nun die LED über dem Poti „I/R_{min}“ und im Bedienfeld „I-Anzeige“ ist die Anzeigefunktion „I_{min}“ aktiviert. Auch in dieser Funktion arbeitet das Gerät als kontinuierliche Last, wobei die Lastgröße mit „I/R_{min}“ stufenlos einstellbar ist. Der maximalen Lastgröße entspricht hier der zuvor mit „I/R_{max}“ eingestellte Wert.

Durch eine weitere Betätigung der Taste „Funktion“ wird auf interne Modulation umgeschaltet, d. h. die elektronische Last schaltet nun selbständig und kontinuierlich im Takt der eingestellten Frequenz zwischen oberer und unterer Lastgröße um. Zur Kennzeichnung der Funktion ist die LED über den Poti „f/Hz“ eingeschaltet. Mit diesem Poti kann die Modulationsfrequenz im Bereich von 10 Hz bis 1 kHz eingestellt werden.

Wie bereits beschrieben, kann jetzt mit der Taste „I-Anzeige“ die Stromanzeige während der aktiven internen Modulation zwischen I_{mittel}, I_{max} und I_{min} umgeschaltet werden. Hierdurch sind komfortabel und definiert Korrekturen an der oberen bzw. an der unteren Lastgröße durchführbar, ohne dabei die Modulation unterbrechen zu müssen.

Mit der dritten Betätigung der Taste „Funktion“ wird auf externe Modulation umgeschaltet, was durch die nun aktive LED oberhalb der „Mod. In“-Buchse angezeigt wird. Der Laststrom wird nun durch die Spannung bestimmt, die an der „Mod. In“-Buchse anliegt.

Die Modulationsspannung darf im Bereich zwischen 0 bis 4 V liegen. Der maximal mögliche Spitzenstrom im Impulsbetrieb wird hier bei einer Modulationsspan-

nung von 4 V erreicht, während bei Gleichspannungsansteuerung der zulässige maximale Strom von 10 A bei einer Modulationsspannung von 2 V erreicht ist. Die Stromanzeige wird in diesem Betriebsmodus automatisch auf „I_{mittel}“ (I) geschaltet.

Wird nun die Taste „Funktion“ ein viertes mal betätigt, so befindet sich die EL 7000 wieder in der Ausgangsfunktion, wie sie auch unmittelbar nach dem Einschalten eingenommen wird.

Kommen wir als nächstes zu den Schutzfunktionen der EL 7000. Erreicht die Endstufe eine Temperatur von 100°C (z. B. durch erhöhte Umgebungstemperatur oder bei abgedeckten Lüftungsschlitzen), so wird automatisch die Belastung abgeschaltet, d. h. die Endstufe ist deaktiviert. Dieser Betriebszustand wird durch die LED „Temp“, rechts neben der Strom-Anzeige, signalisiert. Sobald die Temperatur wieder unterhalb der Abschaltsschwelle gesunken ist, schaltet die Endstufe automatisch wieder ein, und das Gerät nimmt den Betrieb mit den zuvor gewählten Einstellungen wieder auf.

Überschreitet der Mittelwert des Laststromes einen Wert von 10 A, so wird dies durch die LED „I>10 A“ angezeigt. Bei Überschreitung des Grenzwertes regelt die EL 7000 automatisch den Laststrom zurück.

Die maximale Verlustleistung ist auf 100 W begrenzt. Wird dieser Grenzwert überschritten, regelt auch hier die EL 7000 die Lastgröße zurück. Hierzu besitzt die Schaltung einen integrierten Multiplizierer, der den Strom mit der Spannung multipliziert und so die Leistung berechnet. Sobald die Leistungsbegrenzung aktiv ist, leuchtet die LED „P>100 W“ auf.

Im rechten unteren Bereich der Frontplatte befinden sich die Eingangsbuchsen und links daneben die BNC-Meßbuchse.

Bei Rechteck-Modulation liegt die mittlere Anstiegszeit bei ca. 10 μ s. Damit diese relativ hohe Anstiegszeit auch zum Prüfling übertragen wird, ist den Zuleitungen besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Insbesondere sollten die Zuleitungen so kurz als möglich gehalten werden und auch der Querschnitt groß ausgelegt sein.

Einen erheblichen Einfluß an der Signalübertragungsqualität hat die Induktivität der verwendeten Zuleitung. Hier sollten Hin- und Rückleiter möglichst dicht und parallel zueinandergeführt werden. Gute Ergebnisse lassen sich auch mit handelsüblichen Labor-Meßleitungen erzielen, wenn diese, wie in Abbildung 1 gezeigt, miteinander verflochten sind.

Über die BNC-Meßbuchse „U_{meß}“ wird die am Shunt-Widerstand abfallende, zum Laststrom proportionale Spannung abgenommen. Insbesondere ist hierüber bei externer Modulation mit Hilfe eines Oszilloskops die korrekte Modulation überprüf-



Bild 1: Handelsübliche Labor-Meßleitung zur Optimierung der Übertragungsqualität miteinander verflochten

bar. Für die Beurteilung der Regelqualität des Prüflings kann eine Messung an der Buchse „U_{meß}“ nicht herangezogen werden. Um hier eine Aussage treffen zu können, sollte immer direkt an den Klemmen des Prüflings gemessen werden, damit die dynamischen Eigenschaften der Zuleitung keinen Einfluß mehr haben.

Nach dieser ausführlichen Funktions- und Bedienungsbeschreibung wenden wir uns der Schaltungstechnik zu.

Schaltung

Zur guten Übersicht haben wir die Gesamtschaltung der elektronischen Last EL

7000 in 4 Einzelschaltbilder unterteilt. Folgende Funktionseinheiten sind dabei zusammengefaßt:

1. Leistungs-Endstufe mit Regler, Leistungs- und Strombegrenzung sowie Lüftersteuerung (Bild 2)
2. Steuerlogik mit Modulationssignal-Erzeugung (Bild 3)
3. U/I-Anzeige (Bild 4)
4. Netzteil (Bild 5)

Abbildung 2

In der oberen Hälfte dieses Teilschaltbildes ist die Leistungs-Endstufe der EL 7000 dargestellt. Sie wird gebildet aus 4 parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren des Typs STP60N05 (T5, T 8, T 11, T 14). Jedem Transistor ist ein Shunt-Widerstand (R 50, R 54, R 58, R 62) von jeweils 100 mΩ zugeordnet.

Aufgrund der thermischen Eigenschaften ist eine direkte Parallelschaltung der SIPMOS-Transistoren im linearen Betrieb nicht ohne weiteres möglich. Aus diesem Grunde ist jedem Transistor eine Regelschaltung, bestehend aus einem Operationsverstärker mit nachgeschalteter Stromverstärkerstufe zugeordnet. Die Funktion dieser 4fach, identisch aufgebauten Schaltungseinheiten wollen wir nun anhand der Schaltung um T 14 näher betrachten.

Der Soll-Wert für den zu liefernden Strom wird dem Operationsverstärker IC 19 B an seinem nicht-invertierenden Eingang

Pin 5 zugeführt. Die Ist-Größe gelangt vom Shunt-Widerstand R 62 über R 121 auf den invertierenden Eingang des OPs.

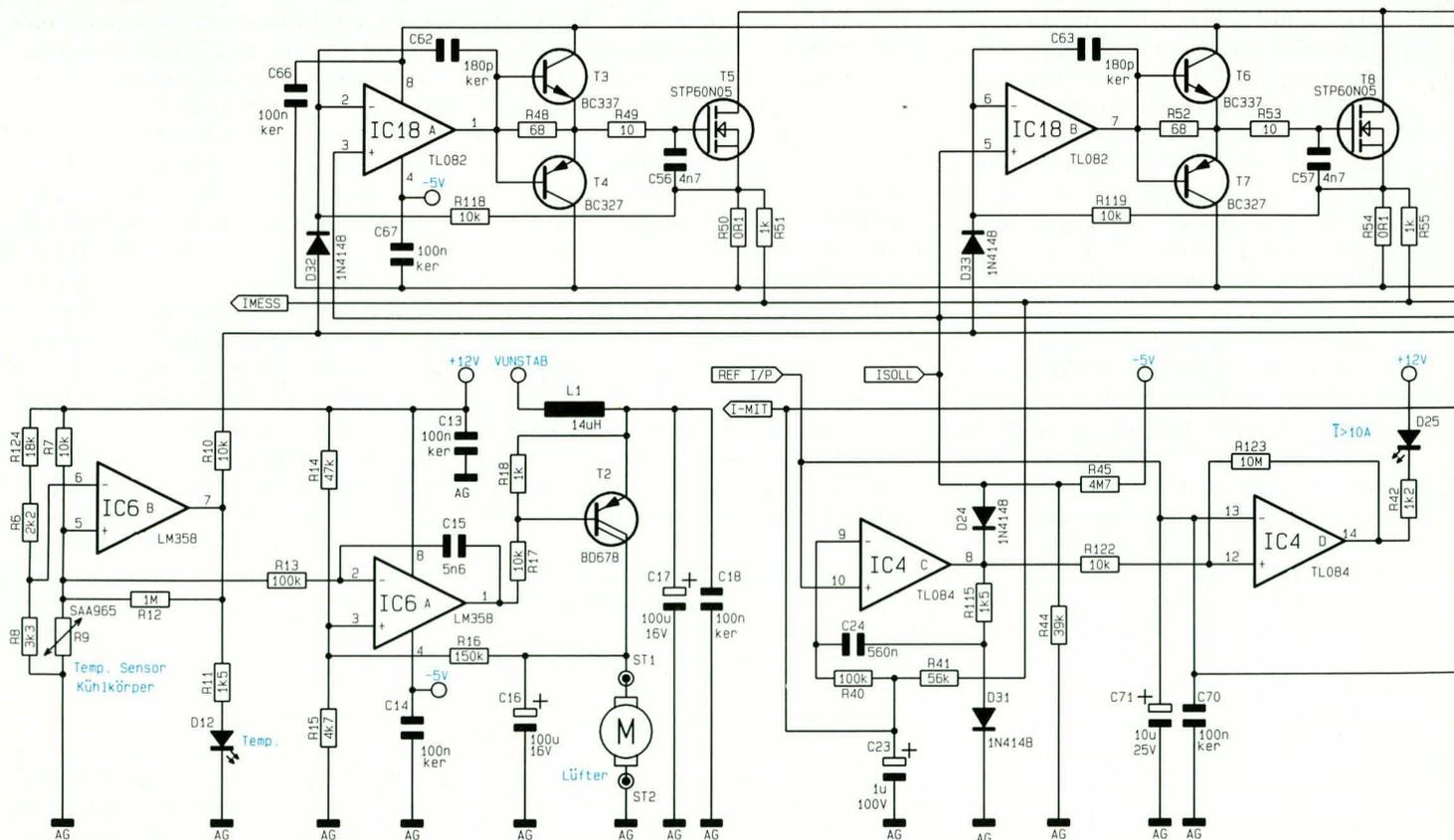
Je nach Differenz zwischen Soll- und Ist-Spannung steuert der OP IC 19 B nun über seinen Ausgang (Pin 7) die Basen der komplementären Emitterfolger T 12 und T 13 an. Durch den Widerstand R 60 werden Übernahmeverzerrungen, bedingt durch die endliche Slew-Rate des OPs reduziert. Über den Widerstand R 61 wird das Gate des Endstufentransistors angesteuert.

Der Kondensator C 59 dient der hochfrequenten Schwingneigungsunterdrückung für die Endstufe. Die Stabilisierung des Reglers wird durch C 65 im Gegenkopplungsweig in Verbindung mit R 121 erreicht.

Im linken unteren Bereich des Schaltbildes ist die Temperaturschutzschaltung sowie die Lüftersteuerung dargestellt. Der Temperatursensor R 9 ist direkt am Lüfteraggregat montiert. Überschreitet hier die Temperatur den Wert von 100°C, so ist die durch R 6, R 124 und R 8 festgelegte Schwellenspannung des IC 6 B erreicht und der Ausgang Pin 7 des OPs wechselt von Low- auf High-Pegel.

Über den Widerstand R 10 und die Entkoppeldioden sind nun die Enstufen gesperrt. Dieser Betriebszustand wird durch die Leuchtdiode „Temp.“ angezeigt.

Die am Temperatursensor anliegende



Spannung gelangt weiterhin über R 13 auf den invertierenden Eingang des als Regler geschalteten OP IC 6 A. Die am Sensor anliegende Spannung stellt für den Lüfter-Regler die Soll-Größe dar. Als Ist-Größe wird die am Lüfter anliegende Spannung über R 16 dem IC 6 A an seinem nicht-invertierenden Eingang zugeführt.

Entsprechend der Eingangs-Größen steuert IC 6 A nun direkt den Basis-Spannungsteiler des Längstransistors T 2 an, womit der Regelkreis geschlossen ist.

Für die Begrenzung des Laststromes auf einen Mittelwert von 10 A dient eine mit dem OP IC 4 C aufgebaute Regelschaltung. Hierzu wird über den Tiefpaß R 41 und C 23 zunächst der Mittelwert, der an den Shunt-Widerständen abfallenden, dem Laststrom proportionalen Spannung, gebildet und über R 40 dem als Regler arbeitenden OPIC 4 C an seinem invertierenden Eingang zugeführt. Überschreitet der Ist-Wert die am nicht invertierenden Eingang anliegende Referenz-Größe, so wird der Regler aktiv und wirkt über die zur Entkopplung dienende Diode D 24 auf den Laststrom ein.

Eine weitere Begrenzungsregelung überwacht die an der EL 7000 anliegende Verlustleistung. Für eine korrekte Erfassung sorgt der Analog-Multiplizierer IC 14 des Typs AD633. Hier wird die anliegende Eingangsspannung mit dem Mittelwert der Lastspannung multipliziert. Das Produkt

aus dieser Rechenoperation gelangt über R 74 und R 75 als Ist-Größe auf den invertierenden Eingang des OP IC 9 A, der wiederum als Begrenzungsregler arbeitet.

Überschreitet die Verlustleistung den Grenzwert von 100 W, so wird über die Entkoppeldiode D 27 der Laststrom heruntergeregelt. Anzeigt wird dieser Betriebszustand von der Leuchtdiode D 26. Die Ansteuerung übernimmt der Komparator OP IC 9 B.

Die Eingangsgrößen für Spannung und Laststrom können nicht direkt auf die Eingänge des Multiplizierers gegeben werden. Mit IC 13 erfolgt daher eine Verstärkung der an C 23 anstehenden Strom-Meßgröße. Die Klemmenspannung wird mit dem Spannungsteiler R 78 / R 77 heruntergeteilt und über R 73 dem Multiplizierer zugeführt.

Damit ist das in Abbildung 2 dargestellte Schaltbild soweit erläutert und wir wenden uns der Schaltung in Abbildung 3 zu.

Abbildung 3

Zentrales Bauelement dieses Schaltbildes ist der programmierbare Logikbaustein IC 7. Bis auf die Steuerung der Last-Kennlinie (über die Taster TA 3 und IC 12 B) ist hier die gesamte Bedienlogik implementiert. Die Taster für „Funktion“ und „Anzeige“ sind direkt über R 21 und R 22 mit den Eingängen des GAL-Bausteins verbunden. Die weitere hier angeordnete

externe Beschaltung sorgt für definierte und saubere Tastersignale.

Die Ansteuerung der CMOS-Schalter IC 5, IC 8 und IC 11 erfolgt direkt über die Ausgänge (Pin 12 bis Pin 16) des Logik-Bausteins. Auch werden hierüber die Leuchtdioden D 13 sowie D 16 bis D 19 direkt angesteuert.

Mit dem Operationsverstärker IC 10 mit Zusatzbeschaltung ist der Oszillator für die interne Modulation realisiert. Der Frequenzbereich beträgt 20 Hz bis 2 kHz. Zur Einstellung der Frequenz dient R 68. Das nachgeschaltete D-Flip-Flop nimmt eine Frequenzteilung vor und erzeugt ein Impuls-Pausenverhältnis von 1 : 1, so daß an den Ausgängen Q und \bar{Q} der erforderliche Frequenzbereich von 10 Hz bis 1 kHz zur Verfügung steht.

Mit dem CMOS-Schalter IC 11 ist die Umschaltung und die entsprechende Ansteuerung der Strom-Anzeige realisiert.

Im oberen Schaltbildbereich sind mit R 1 und R 2 die Potentiometer zur Einstellung der Last-Größe eingezeichnet. Die Operationsverstärker IC 4 A, B dienen hierbei zur Entkopplung und verhindern so eine gegenseitige Beeinflussung.

Am Ausgang des CMOS-Schalters IC 5 (Pin 15) liegt mit „I_{soll}“ die Soll-Größe für den Laststrom an (siehe auch Abbildung 2). IC 5 nimmt die Umschaltung der gewünschten Soll-Größe für den Laststrom vor.

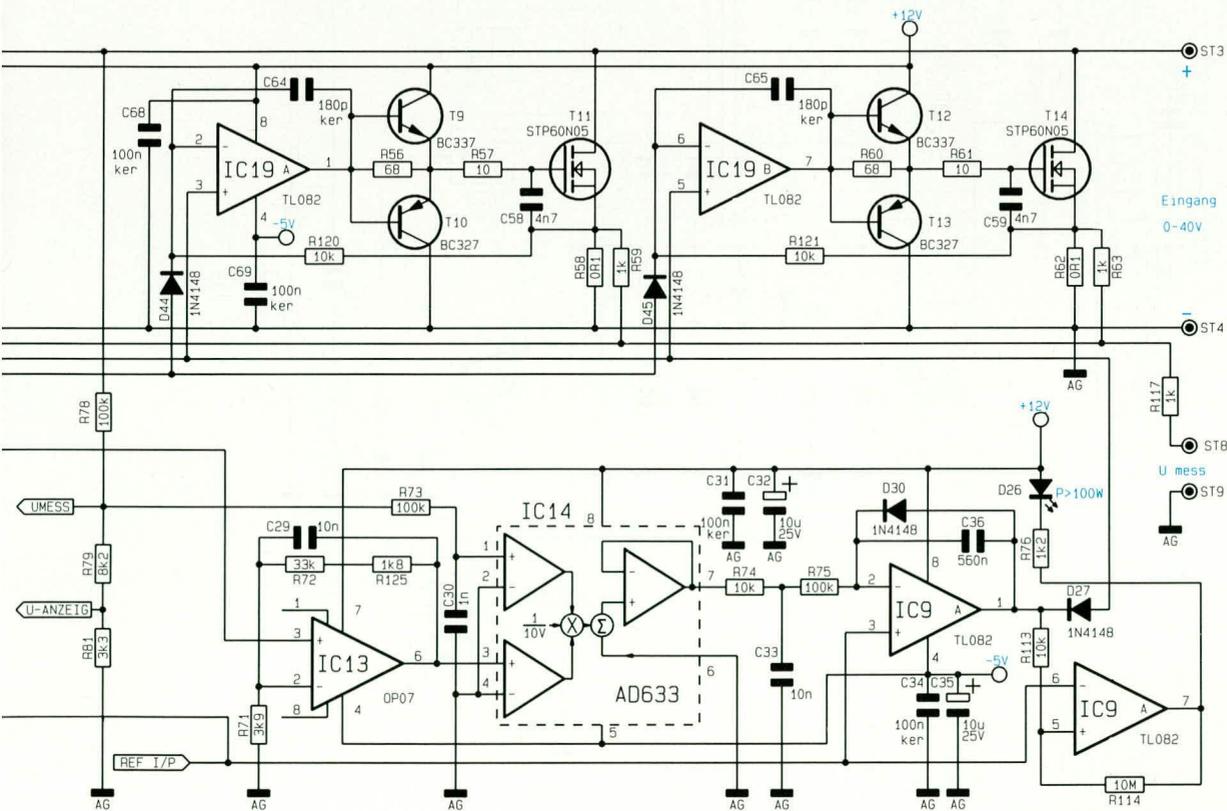


Bild 2: Schaltbild der Leistungsendstufe mit Lüftersteuerung sowie Leistungs- und Strombegrenzung

Wie bereits erwähnt, ist die Umschaltung der Laststromkennlinie mit dem D-Flip-Flop IC 12 B realisiert. Die eigentliche Umschaltung nimmt dabei der CMOS-Umschalter IC 8 C vor.

In der eingezeichneten Schalterstellung gelangt die über den Widerstandsteiler R 37 bis R 39 heruntergeteilte konstante Spannung auf die Regler zur Einstellung der Last-Größe, wodurch die EL 7000 als Konstantstromsenke arbeitet.

Schaltet IC 8 C um, so ist die aus der Eingangsspannung erzeugte Meßgröße „U_{meß}“ (siehe auch Abbildung 2) mit der Schaltung um R 1 und R 2 verbunden.

Hierdurch ist der Laststrom linear mit der Eingangsspannung verknüpft und die EL 7000 verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Dabei darf allerdings die Spannung nicht verpolt werden, was auch für den Konstantstrom-Betrieb gilt.

Abbildung 4

In Abbildung 4 sind die beiden Teilschaltungen der digitalen Strom- und Spannungsanzeige zu sehen. Obwohl die Stromanzeige 4stellig ausgeführt ist, sind beide Teilschaltungen weitgehend identisch aufgebaut.

Die verwendeten AD-Wandler des Typs

ICL7107 setzen die an ihren Eingangspins 30, 31 anliegende Meßspannung in einen digitalen Anzeigewert um, wobei die 7-Segment-LED-Anzeigen direkt angesteuert werden.

Abbildung 5

Das Netzteil der elektronischen Last zeigt Abbildung 5. Insgesamt stehen 4 verschiedene Betriebsspannungen zur Verfügung, wovon 3 stabilisiert sind. Zur Stabilisierung dient jeweils ein Spannungsregler mit Zusatzbeschaltung.

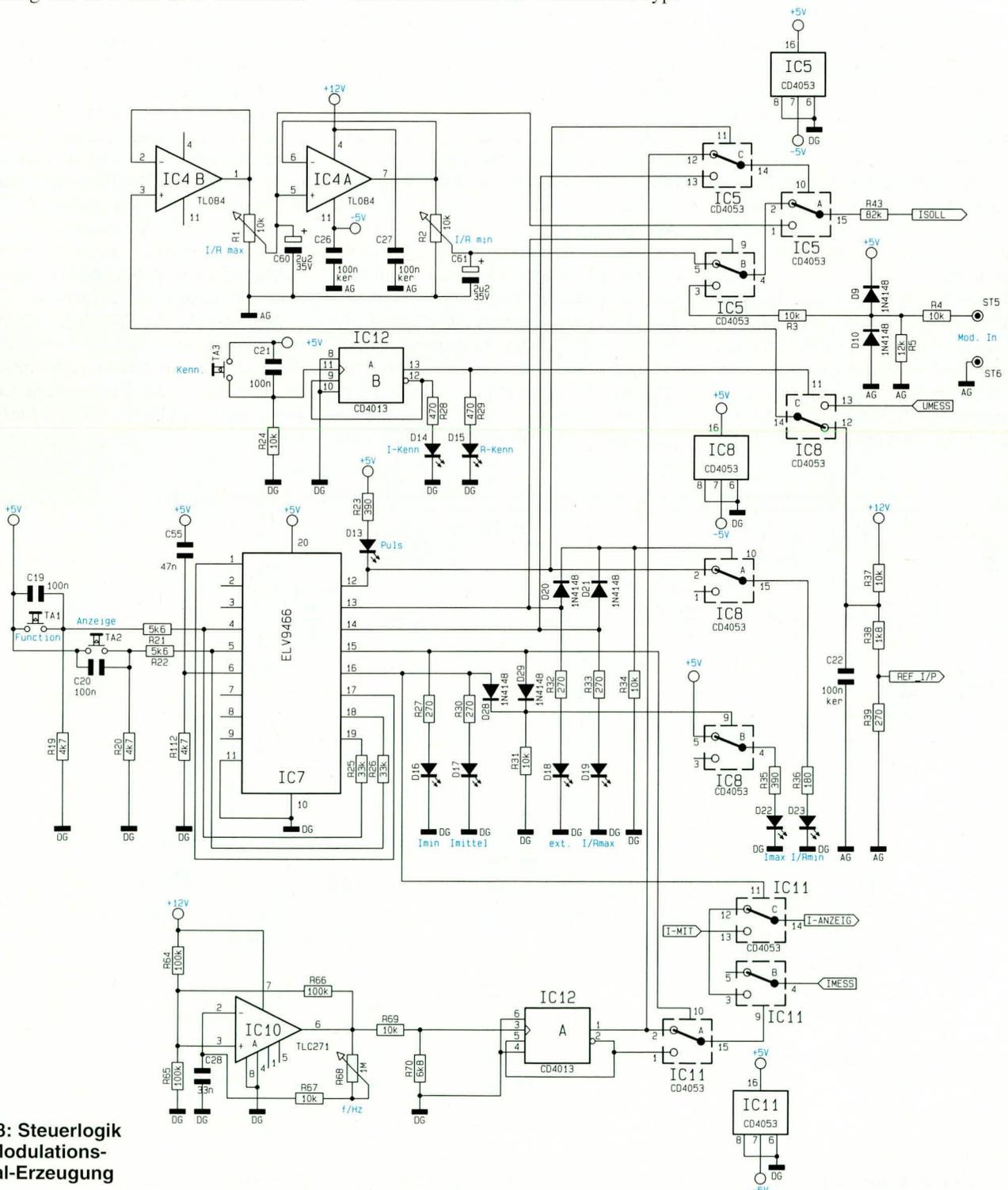


Bild 3: Steuerlogik mit Modulations-signal-Erzeugung

Bild 4: Strom- und Spannungsanzeige der EL 7000

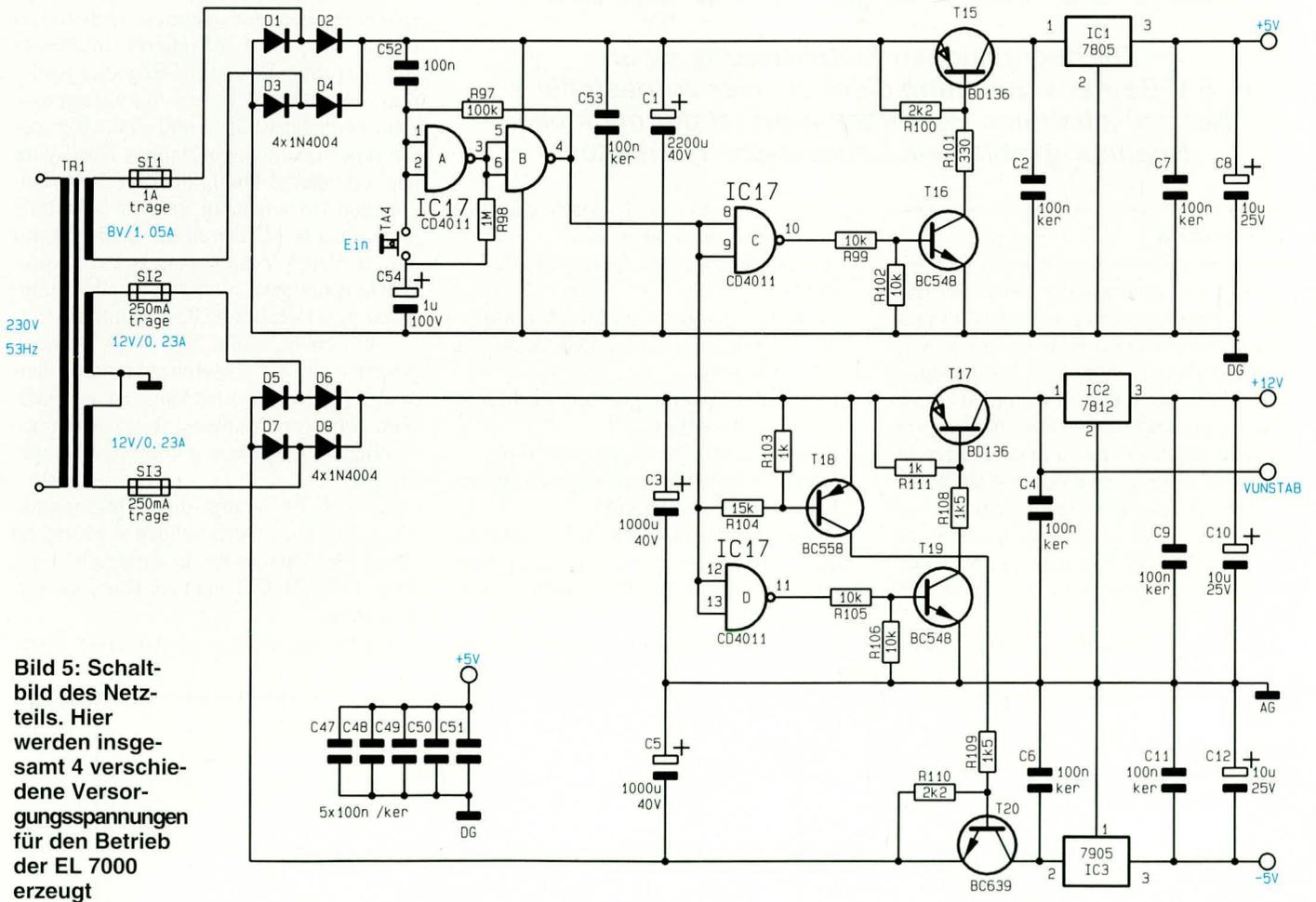
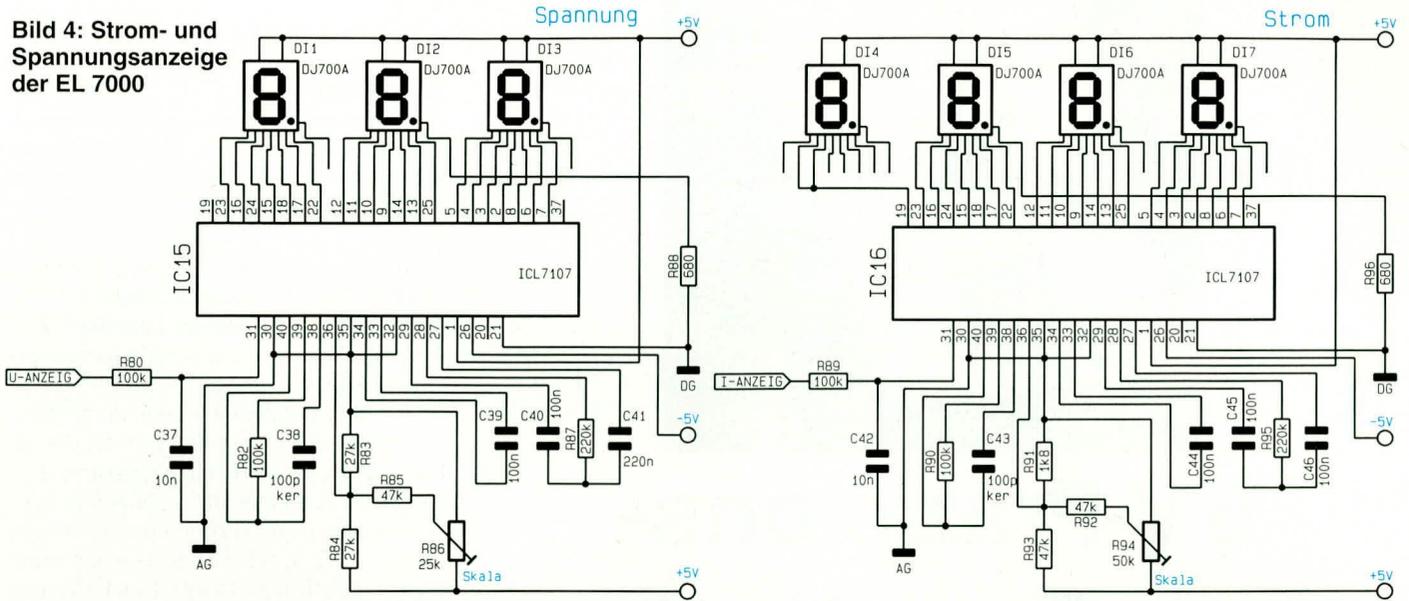


Bild 5: Schaltbild des Netzteils. Hier werden insgesamt 4 verschiedene Versorgungsspannungen für den Betrieb der EL 7000 erzeugt

Der verwendete Netztransformator TR 1 ist auf der Primärseite direkt mit der Netzschnur versehen, so daß die Ein- und Ausschaltfunktion auf der Sekundärseite realisiert ist. Der Vorteil dieser Aufbauweise besteht darin, daß keinerlei gefährliche Spannungen innerhalb des Gerätes berührbar sind, da die lebensgefährliche Netzwechselspannung innerhalb des vergossenen Netztransformators verbleibt und

die zugängliche Sekundärseite galvanisch davon getrennt ist.

Als Schaltelemente dienen in den 3 Betriebsspannungszweigen jeweils Bipolartransistoren (T 15, T 17, T 20). Die Ansteuerung erfolgt über je einen Treibertransistor, wobei für die positiven Zweige (T 15 und T 17) nochmals eine Invertierung durch die Gatter IC 17 C, D vorhanden ist.

Die eigentliche Toggle-Schaltfunktion für den Taster TA 4 (Netz) ist mit den Gattern IC 17 A, B realisiert. Ein definierter Schaltzustand (EL 7000 ausgeschaltet), nach dem Einstecken des Netzsteckers, wird durch den Kondensator C 52 gewährleistet.

Im zweiten Teil dieses Artikels wenden wir uns dem Nachbau dieses interessanten und nützlichen Laborgerätes zu.



5 V-Präzisions-Low-Drop-Regler

Zur hochgenauen Stabilisierung einer 5 V-Betriebsspannung dient die hier vorgestellte Netzteilerschaltung. Bemerkenswert ist der minimale Spannungsabfall am Längsregler-Transistor.

Allgemeines

Festspannungsregler der Serie 78xx sind in den gebräuchlichsten positiven und negativen Spannungswerten verfügbar und aufgrund ihrer technischen Spezifikationen und des guten Preis-Leistungsverhältnisses weit verbreitet. Für die meisten Anwendungsfälle im Standard-Bereich sind diese Regler bestens geeignet. Kommen jedoch spezielle Anforderungen wie höhere Genauigkeit oder geringer Spannungsabfall hinzu, treten die Grenzen herkömmlicher Festspannungsregler in Erscheinung.

Die hier vorgestellte Stabilisierungsschaltung zeichnet sich durch folgende Eigenschaften besonders aus:

schaltung zeichnet sich durch folgende Eigenschaften besonders aus:

- Ausgangsspannung exakt auf 5,00 V einstellbar
- Hohe Temperaturstabilität (20 ppm)
- Weiter Eingangsspannungsbereich von 5,5 V bis 15 V
- Minimaler Spannungsabfall am Längstransistor von nur 0,5 V
- Steueranschluß für Desaktivierung
- Geringe Eigen-Stromaufnahme (im Leerlauf weniger als 0,8 mA)
- Ausgangsstrom bis 200 mA, wobei die maximale Verlustleistung des Längstransistors T 2 von 625 mW nicht überschritten werden darf.

Im folgenden wollen wir uns nun zu-

nächst der Schaltungstechnik zuwenden.

Schaltung

Abbildung 1 zeigt das Schaltbild dieses mit vergleichsweise geringem Aufwand realisierbaren 5 V-Präzisions-Low-Drop-Reglers.

Die unstabilisierte Betriebsspannung wird an den Eingangs-Lötstiften ST 1 (+UB) und ST 3 (Masse) zugeführt. C 1 dient zur Pufferung und Schwingneigungsunterdrückung.

Von ST 1 kommt die positive Betriebsspannung auf den Emitter des als Längsregler geschalteten Transistors T 2, an dessen Kollektor die stabilisierte 5 V-Festspannung zur Verfügung steht und am Ausgang ST 4, ST 5 abgenommen wird. C 3 dient auch in diesem Fall der Pufferung und Schwingneigungsunterdrückung.

Zur Erzeugung einer präzisen Referenzspannung dient der integrierte Schaltkreis IC 2 des Typs LM 385. Hierbei handelt es sich um eine Präzisions-Spannungsreferenz mit einer typischen Stabilisierungsspannung von 1,235 V und einem Temperaturkoeffizienten von 20 ppm. Diese wird ähnlich einer Z-Diode über einen Vorwiderstand betrieben. In unserer Schaltung dient dazu R 11. Durch die Speisung aus der stabilen 5 V-Spannung ist der Stromfluß konstant zur Unterstützung des Stabilisierungseffektes von IC 2. Damit im Einschaltmoment, wenn T 2 zunächst noch gesperrt ist, die Referenzspannung dennoch aufgebaut werden kann, ist der hochohmige Vorwiderstand R 3, von der un-stabilisierten Spannung kommend, eingefügt.

Über R 10 gelangt die Referenzspannung auf den invertierenden (-)Eingang (Pin 2) des Operationsverstärkers IC 1 des Typs TLC271. C 2 dient zur Rauschunterdrückung.

Die Ist-Spannung gelangt über den Span-

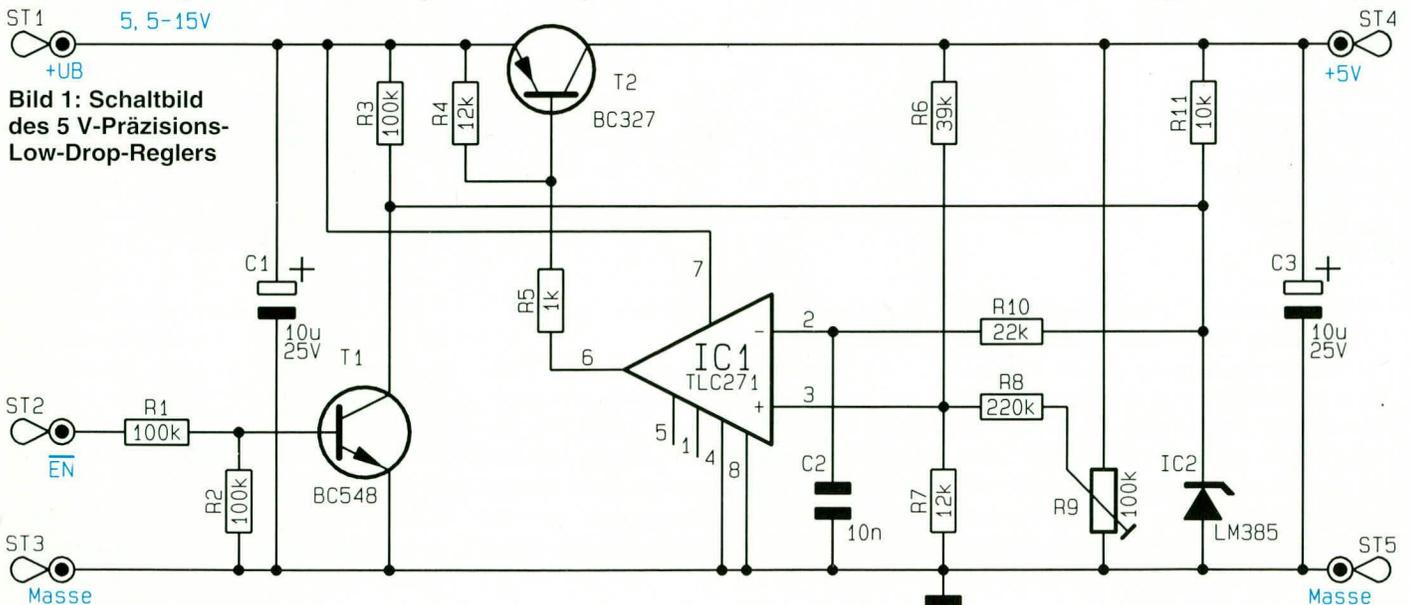
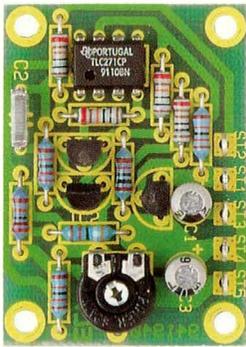


Bild 1: Schaltbild des 5 V-Präzisions-Low-Drop-Reglers

Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte



nungsteiler R 6, R 7 auf den nicht-invertierenden (+)-Eingang (Pin 3) des IC 1, wobei der Trimmer R 9 in Verbindung mit dem Vorwiderstand R 8 zur exakten Feineinstellung der Ausgangsspannung auf 5,00 V dient.

IC 1 vergleicht nun die an Pin 2 anstehende Referenzspannung mit der tatsächlichen Ausgangsspannung und stellt seinen Ausgang (Pin 6) so ein, daß sich durch die Ansteuerung der Basis von T 2 über R 5 die Differenzspannung an den Eingängen von IC 1 zu 0 V ergibt. Zum besseren Verständnis wollen wir uns nachfolgend einen kompletten Regelzyklus ansehen. Hierzu nehmen wir an, daß die Ausgangsspannung z. B. durch eine erhöhte Belastung geringfügig unter dem Soll-Wert abgesunken ist. Daraus folgt, daß auch die Spannung an Pin 3 des IC 1 sinkt, d. h. die Spannung an Pin 2 ist höher als an Pin 3. Hierdurch strebt der Ausgang (Pin 6) in Richtung negativerer Spannungswerte, wodurch sich der Basisstrom von T 2 erhöht und dieser mehr durchsteuert. Daraufhin steigt die Spannung am Ausgang (ST 4) wieder an. Die stabilisierende Eigenschaft der Schaltung ist somit gegeben und der Regelkreislauf ist geschlossen. Mit dem Transistor T 1

Stückliste: 5V-Präzisions-Low-Drop-Regler

Widerstände:

1kΩ	R5
10kΩ	R11
12kΩ	R4, R7
22kΩ	R10
39kΩ	R6
100kΩ	R1 - R3
220kΩ	R8
PT10, liegend, 100kΩ	R9

Kondensatoren:

10nF	C2
10µF/25V	C1, C3

Halbleiter:

TLC271	IC1
LM385	IC2
BC327	T2
BC548	T1

Sonstiges:

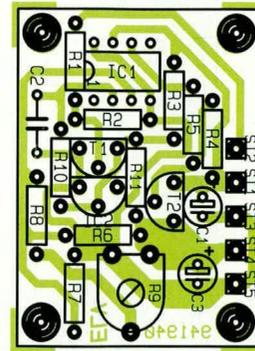
5 Lötstifte mit Lötöse

kann die Schaltung über den Vorwiderstand R 1 desaktiviert werden. Sobald an ST 2 eine Spannung von +3 V bis +15 V anliegt, steuert T 1 durch und schließt damit die Referenzspannung kurz. Daraufhin sperrt T 2 und die Ausgangsspannung geht auf Werte unter 0,1 V zurück. Bleibt ST 2 unbeschaltet (offen), so ist T 1 über R 2 gesperrt und die Schaltung im Aktiv-Zustand.

Nachbau

Für den Aufbau steht eine kleine Leiterplatte mit den Abmessungen von 32 x 44 mm zur Verfügung, auf der sämtliche Bauelemente dieser Schaltung untergebracht sind.

Anhand des Bestückungsplanes und der



Bestückungsplan des 5 V-Präzisions-Low-Drop-Reglers

Stückliste werden zunächst die 10 Widerstände eingesetzt, gefolgt von den 4 Lötstiften, dem Trimmer R 9 sowie dem Kondensator C 2. Auf der Platinenunterseite sind die Anschlußdrähte leicht abzuwickeln und zu verlöten. Anschließend werden die überstehenden Drahtenden so kurz als möglich abgeschnitten, ohne dabei die Lötstelle selbst zu beschädigen.

Als dann kommen wir zum Einsetzen der beiden Elkos, des Präzisions-Spannungsreglers IC 2 und der beiden Transistoren. Auf die richtige Einbaulage ist dabei sorgfältig zu achten.

Zu guter Letzt wird das IC 1 eingesetzt. Die Gehäuseseite, an der Pin 1 liegt, ist mit einer Markierung versehen, die mit der Kennzeichnung im Bestückungsplan übereinstimmen muß.

Nachdem alle Komponenten eingesetzt und festgelötet sind, folgt zum Abschluß der Aufbauarbeiten eine sorgfältige Überprüfung. Jetzt kann die Versorgungsspannung an ST 1 (+UB) und ST 3 (Masse) im Bereich zwischen 5,5 V bis 15 V angelegt werden. Die Ausgangsspannung wird nun mit einem möglichst genauen Multimeter überprüft und mit Hilfe von R 9 auf exakt 5,00 V eingestellt. **ELV**



Messung von:

- Leistungsaufnahme
- Energiekosten
- Netzspannung
- Stromaufnahme
- Netzfrequenz
- Betriebszeit
- Einschaltzeit
- Min- und Max-Werte
- Automatische Meßbereichswahl

Leistung und Energiekosten
exakt bestimmen

Energie-Monitor EM 94

Endlich hat das Herumrätselfn, wieviel Strom bzw. Energie ein Gerät verbraucht, wirklich ein Ende. Mit dem neuen ELV Energie-Monitor EM 94 messen Sie spielend einfach die Leistungsaufnahme und den Energieverbrauch eines jeden Gerätes. Im Gegensatz zu manch anderen Geräten wird beim ELV Energie-Monitor EM 94 u. a. die Wirkleistung gemessen, und das bereits ab 0,2 W (!).

Allgemeines

Dieser neue von ELV entwickelte und in modernster Technik ausgeführte Universal-Leistungsmesser und Energiezähler stellt sogar manch teure professionelle Leistungsmesser in den Schatten, und das zu einem außergewöhnlichen Preis-Leistungsverhältnis.

Durch besonders innovative Meßverfahren ist die große Meßvielfalt des EM 94 möglich geworden. In Tabelle 1 sind die technischen Daten zusammengestellt.

Um die Leistungsaufnahme von Ver-

brauchern richtig zu beurteilen, reicht es meist nicht aus, nur die Spannung und den Strom zu messen, um daraus die Leistung zu berechnen. Vielmehr ist es wichtig, auch die Phasenbeziehung von Strom und Spannung mit in die Berechnung der Leistung und des Energieverbrauchs einfließen zu lassen. Dies ist wichtig, um auch kapazitive und induktive Lasten (Motoren, Leuchtstofflampen usw.) in ihrer Wirkleistung zu erfassen, denn im privaten Haushalt berechnet das E-Werk die zu bezahlenden Kosten üblicherweise nicht aus der Multiplikation von Spannung, Strom und Zeit, sondern zusätzlich unter Berücksichtigung des Phasenwinkels.

Im ELV Energie-Monitor wird deshalb sowohl die Spannung und der Strom als auch die Phasenbeziehung zwischen beiden gemessen. Daraus berechnet dann der integrierte Mikroprozessor die verschiedenen Leistungsarten (Schein-, Blind- und die besonders interessante Wirkleistung) sowie den Energieverbrauch in dem riesigen Bereich von 1 mWh bis zu 20 MWh (Megawatt-Stunden!).

Bemerkenswert ist auch die hohe Auflösung im Leistungs-Meßbereich des ELV-Energie-Monitors EM 94, die bei 0,2 W liegt. So können denn auch sehr kleine Leistungen bis hinunter zu 1 W zuverlässig angezeigt werden. Dies ist besonders wichtig, denn die Leistungsaufnahme von Geräten die im Stand-by-Betrieb arbeiten, liegt üblicherweise im Bereich von 5 W bis 20 W. Aber gerade dies sind Energiefresser, die Jahr ein Jahr aus unbeachtet ohne Unterbrechung laufen und deren Energiebedarf 24 h am Tag, 365 Tage im Jahr gedeckt werden will.

Da die Anzahl entsprechender Geräte ständig steigt, ist es von erheblichem Interesse wieviel Energie so ein Gerät für den Vorteil eines sofortigen ferngesteuerten Einsatzes benötigt.

Ausgehend von nur 10 W Stand-by-Verbrauch ergibt sich bei 5 Geräten über ein Jahr bereits ein Energieverbrauch von 438 kWh. Bei diesen Energiemengen ist es sicherlich interessant, die Leistungsaufnahme zu kennen und ggf. zu optimieren.

Und genau hier ist ein wesentliches Einsatzgebiet des Energie-Monitors zu sehen, denn er mißt Wirkleistungen im Bereich von 0,2 W bis zu 4000 W.

Zusätzlich wird die durchschnittliche Leistungsaufnahme (Energieverbrauch/Gesamteinschaltzeit) angezeigt und der Prozessor berechnet die angefallenen Kosten unter Berücksichtigung des individuellen Gebührensatzes.

Aber auch andere Betrachtungen sind mit dem Energie-Monitor möglich. Z. B. wird die Einschaltdauer, d. h. die Zeitspanne die ein Gerät in Betrieb war gemessen. Vergleicht man diese Zeit mit der gesamten Meßzeit, so können Geräte, die eigentlich zuviel in Betrieb sind (z. B. defekte oder veraltete Kühlschränke oder Kühltruhen) leicht erkannt werden, zur Erleichterung der Entscheidung für einen Austausch dieser Geräte.

Doch der ELV-Energie-Monitor bietet noch mehr. Da die Berechnung der Leistung ein Mikroprozessor vornimmt, werden im Gerät die Netzspannung, der Laststrom, die Phasenverschiebung und die Netzfrequenz gemessen. Diese Werte sind natürlich alle auch einzeln per Tastendruck verfügbar, wodurch sich der Griff zu einem Multimeter meistens schon erübrigt. Zu allen gemessenen Werten speichert der

EM 94 die Minimal- und Maximal-Werte ab, die ebenfalls auf Tastendruck zur Anzeige kommen.

Aus den gemessenen Werten berechnet der Prozessor dann die Schein-, Wirk- und die Blindleistung und summiert dies im internen Speicher auf, mit einer Auflösung von 10 mWh. Dies entspricht dem Energieverbrauch einer 40 W-Glühlampe in einer Sekunde. Der Energieverbrauch kann zusätzlich mit einem Kostenfaktor versehen werden, so daß die Beträge in Mark und Pfennigen jederzeit abrufbar sind.

Zusätzlich kann noch die gesamte Dauer der Energiezählung oder auch die Zeit, die ein Verbraucher in Betrieb war (Laststrom größer als der vorgegebene Schwellenstrom) sowie die kürzeste und die längste

Einschaltzeit des angeschlossenen Verbrauchers angezeigt werden.

Bei Stromausfall werden alle relevanten Werte in einem EEPROM gespeichert, und der ELV-Energie-Monitor fährt bei Spannungswiederkehr ohne Datenverlust mit seiner Messung fort. Batterien zur Pufferung sind bei diesem Gerät nicht mehr erforderlich.

Um die Bedienung und Übersichtlichkeit zu optimieren, wurde bewußt auf ein umfangreiches Display verzichtet und jeweils nur der gewählte Wert angezeigt, jeweils mit der gültigen Einheit.

Durch die Verwendung eines Stecker/Steckdosengehäuses ist der Energie-Monitor denkbar einfach in der Handhabung und wird einfach in die Netzsteckdose ge-

steckt, während der Verbraucher wiederum an der im EM 94 integrierten Steckdose angeschlossen wird.

Nach diesen einleitenden Erläuterungen wollen wir uns nun der Funktionsbeschreibung im Detail zuwenden.

Funktion

Die umfangreichen Meßmöglichkeiten des ELV-Energie-Monitors EM 94 werden zur besseren Übersicht nachfolgend im einzelnen beschrieben:

Strommessung:

Der durch die Last fließende Strom wird gemessen und angezeigt.

Spannungsmessung:

Die an der Last anliegende Spannung wird gemessen und angezeigt.

Phasenmessung:

Aus dem zeitlichen Versatz der Nulldurchgänge von Spannung und Strom ermittelt der Mikroprozessor die Phasenverschiebung und zeigt diese in Grad an. Zusätzlich ermittelt der Mikroprozessor die Art der Phasenverschiebung und zwar kapazitiv (angezeigt durch ein C vor der Gradzahl) oder induktiv (angezeigt durch ein L vor der Gradzahl).

Frequenzmessung:

Aus dem zeitlichen Abstand der Nulldurchgänge der Spannung ermittelt der Mikroprozessor die momentane Netzfrequenz.

Meßzeit:

Solange der ELV-Energie-Monitor mit Spannung versorgt wird, läuft eine interne Uhr und mißt die bisher vergangene Zeit. Die Uhr kann durch einen Reset zurückgesetzt werden. Nach einem Netzausfall fährt die Uhr ohne Beeinträchtigung mit der Zeitmessung fort.

Einschaltzeit:

Hier wird die gesamte Einschaltdauer des Verbrauchers gemessen, bei welcher der Laststrom größer als ein vorgegebener Schwellenstrom ist. Die Zeit kann durch einen Reset gelöscht werden.

Maximale Einschaltzeit:

Hier ermittelt der Mikroprozessor die längste Zeitspanne, die der angeschlossene Verbraucher ohne Unterbrechung in Betrieb war. Interessant ist dieser Meßwert z. B. beim Betrieb eines Kühlschranks, um die längste Einschaltdauer eines Zyklus festzustellen.

Minimale Einschaltzeit:

Dies ist die bisher kürzeste Zeit die ein angeschlossener Verbraucher in Betrieb war.

Scheinleistung:

Die Multiplikation der Effektivwerte von Spannung und Strom, ohne Berücksichtigung des Phasenwinkels, ergibt die Scheinleistung (VA).

Tabelle 1: Technische Daten ELV Energie-Monitor EM 94

Meßart	Anzeigebereich	Auflösung	Genauigkeit	
Strom	0,000 A - 1,600 A	1 mA	±1 %	
	1,60 A - 16,00 A	10 mA	±1 %	
Spannung	180 V - 250 V	1 V	±1 %	
	Phase	0° - 90° Induktiv	1°	±1 %
0° - 90° Kapazitiv		1°	±1 %	
Frequenz	10,0 Hz - 199,9 Hz	0,1 Hz	±0,1 %	
Meßzeit	0:00 min - 19:59 min	1 sek	±0,1 %	
	0:20 h - 19:59 h	1 min	±0,1 %	
	20 h - 1999 h	1 h	±0,1 %	
	2,00 kh - 19,99 kh	10 h	±0,1 %	
	20,0 kh - 65,5 kh	100 h	±0,1 %	
	Einschaltzeit	0:00 min - 19:59 min	1 sek	±0,1 %
		0:20 h - 19:59 h	1 min	±0,1 %
		20 h - 1999 h	1 h	±0,1 %
		2,00 kh - 19,99 kh	10 h	±0,1 %
	Scheinleistung	20,0 kh - 65,5 kh	100 h	±0,1 %
0,0 VA - 199,9 VA		100 mA	±3 %	
200 VA - 1999 VA		1 VA	±3 %	
Wirkleistung	2,00 kVA - 4,00 kVA	10 VA	±3 %	
	0,0 W - 199,9 W	100 mW	±3 %	
	200 W - 1999 W	1 W	±3 %	
Blindleistung	2,00 kW - 4,00 kW	10 W	±3 %	
	0,0 var - 199,9 var	100 mvar	±3 %	
	200 var - 1999 var	1 var	±3 %	
	2,00 kvar - 4,00 kvar	10 var	±3 %	
Energieverbrauch	0,00 Wh - 19,99 Wh	10 mWh	±3 %	
	20,0 Wh - 199,9 Wh	100 mWh	±3 %	
	200 Wh - 1999 Wh	1 Wh	±3 %	
	2,00 kWh - 19,99 kWh	10 Wh	±3 %	
	20,0 kWh - 199,9 kWh	100 Wh	±3 %	
	200 kWh - 1999 kWh	2 kWh	±3 %	
Energiekosten	2,00 MWh - 19,99 MWh	10 kWh	±3 %	
	0,00 - 19,99	0,01		
	20,0 - 199,9	0,1		
	200 - 1999	1		
Durchschnittliche Wirkleistung	0,000 W - 1,999 W	1 mW	±3 %	
	2,00 W - 19,99 W	10 mW	±3 %	
	20,0 W - 199,9 W	100 mW	±3 %	
	200 W - 1999 W	1 W	±3 %	
	2,00 kW - 4,00 kW	10 W	±3 %	

Zusätzlich Anzeige der Minimal- und Maximalwerte von: Spannung, Strom, Phase, Frequenz, Einschaltzeit, Scheinleistung, Wirkleistung, Blindleistung

Tabelle 2: Die Gruppen und ihre Unterfunktionen

Energie	Zeit	Messen	Max	Leistung
Energie Kosten	Meßzeit Einschaltzeit	Strom Spannung Phase Frequenz	Minimal Maximal Aktuell	Wirkleistung Scheinleistung Blindleistung Durchschnittl. Wirkleistung

Wirkleistung:

Wird die Scheinleistung mit dem Cosinus des Phasenwinkels multipliziert, so ergibt sich die Wirkleistung (W). Das ist diejenige Leistung, die in entsprechende Wirkung (Arbeit) umgesetzt wird und z. B. einen Heizstrahler erwärmt oder eine Glühlampe zum Leuchten bringt. Im privaten Haushalt dient die Wirkleistung üblicherweise dem E-Werk als Grundlage für die Berechnung der Gebühren.

Blindleistung:

Die Blindleistung (var) ergibt sich aus der Scheinleistung, multipliziert mit dem Sinus des Phasenwinkels.

Energieverbrauch:

Integriert man die Wirkleistung über die Zeit, ergibt sich daraus der Energieverbrauch in kWh. Dies entspricht genau dem vom Energiezähler im Haushalt gemessenen Wert.

Energiekosten:

Der Energieverbrauch multipliziert mit dem Kostenfaktor ergibt die Energiekosten.

Durchschnittliche Wirkleistung:

Dividiert man den Energieverbrauch durch die entsprechende Zeitspanne, so erhält man die durchschnittliche Wirkleistung.

Bedienung

Trotz der umfangreichen Anzeigemöglichkeiten des ELV-Energie-Monitors ist die Bedienung sehr übersichtlich. Sämtliche Funktionen sind in 5 Gruppen aufgeteilt und mit den zugeordneten Tastern aktivierbar, wie dies auch aus Tabelle 2 ersichtlich ist.

Mehrfaches Betätigen einer Taste führt zum jeweils nächsten Meßwert der aktuellen Gruppe, wobei am Ende der Liste wieder der erste Gruppenwert auf dem Display erscheint.

So führt z. B. die erste Betätigung der Taste „Energie“ zur Anzeige der bisher verbrauchten Energie. Ein weiterer Druck auf diese Taste zeigt die zugehörigen Kosten an, während beim nächsten Druck wieder der Energiewert auf dem Display erscheint.

Die Betätigung der Taste einer anderen

Gruppe läßt den entsprechenden Meßwert der neuen Gruppe auf dem Display erscheinen, der das letzte Mal in dieser Gruppe aktiv war. Wurde z. B. in der Gruppe „Messen“ die Spannung und anschließend in der Gruppe „Leistung“ die Wirkleistung angezeigt, so führt ein Druck der Taste „Messen“ jetzt wieder zur Anzeige der Spannung und nicht zur Stromanzeige mit der die Gruppe startet.

Eine Ausnahme bildet dabei die Taste „Max“. Die erste Betätigung dieser Taste führt grundsätzlich zur Anzeige des Minimalwertes, während die zweite Betätigung den Maximalwert und die dritte wieder den aktuellen Wert auf dem Display ausgibt.

Durch Betätigen mehrerer Tasten sind noch spezielle Sonderfunktionen gemäß Tabelle 3 verfügbar. Um eine dieser Funktionen aufzurufen wird zuerst die betreffende Taste (z. B. „Max“) gedrückt und festgehalten. Anschließend ist die Taste „Leistung“ zusätzlich zu betätigen und beide Tasten für mindestens 2 Sekunden zu halten. Erst dann wird die jeweilige Funktion ausgeführt.

Nachfolgend kommen wir zur ausführlichen Erläuterung dieser Möglichkeiten.

Max + Leistung:

Der momentan angezeigte Maximal- oder Minimal-Wert wird gelöscht. Ist kein entsprechender Wert aktiv, so wird die Funktion nicht ausgeführt.

Messen + Leistung:

Diese Funktion dient zur Einstellung des Schwellenstromes. Es wird der bisherige Schwellenstrom mit 10 mA-Auflösung auf dem Display angezeigt. Mit Hilfe der Tasten „Energie Zeit, Messen, Max“ kann nun jede Ziffer geändert werden, wobei die Taste „Energie“ die erste Ziffer (links), die Taste „Zeit“ die zweite Ziffer, die Taste „Messen“ die dritte Ziffer und die Taste „Max“ die vierte Ziffer (rechts) jeweils um „1“ erhöht. In Abbildung 1 ist die Zuordnung grafisch dargestellt. Beim Überlauf von „9“ auf „0“ wird die nächste Stelle nicht beeinflusst. Mit der Taste „Leistung“ wird die Eingabe bestätigt und der neue Schwellenstrom ist gesetzt.

Zeit + Leistung:

Die gleichzeitige Betätigung dieser bei-

den Tasten länger als 3 Sekunden löscht alle Speicherwerte des Energie-Monitors, d. h. alle Maximal- und Minimal-Werte, die durchschnittliche Leistung, der Energiezähler, der Kostenzähler, die Einschaltzeit und die Meßzeit. Es beginnt somit ein neuer Meßzyklus.

Energie + Leistung:

Mit dieser Tastenkombination wird die Einstellung des Kostenfaktors (Kosten pro kWh) aufgerufen. Zunächst erscheint der bisherige Kostenfaktor auf der Anzeige. Mit Hilfe der Tasten „Energie, Zeit, Messen, Max“ sind die einzelnen Ziffern einstellbar, wobei die Taste „Energie“ die erste Ziffer (links), die Taste „Zeit“ die zweite Ziffer, die Taste „Messen“ die dritte Ziffer und die Taste „Max“ die vierte Ziffer (rechts) jeweils um „1“ erhöht. Beim Überlauf von „9“ auf „0“ wird die nächste Stelle nicht beeinflusst. Mit der Taste „Leistung“ wird die Eingabe bestätigt und der neue Kostenfaktor gesetzt. Die Gesamtenergiekosten berechnen sich immer nach dem aktuellen Kostenfaktor.

Energie + Leistung beim Einschalten:

Werden während des Einschaltens des Gerätes die Tasten „Energie + Leistung“ gedrückt gehalten, geht der EM 94 in den Kalibriermodus. Werksseitig sind die Fer-

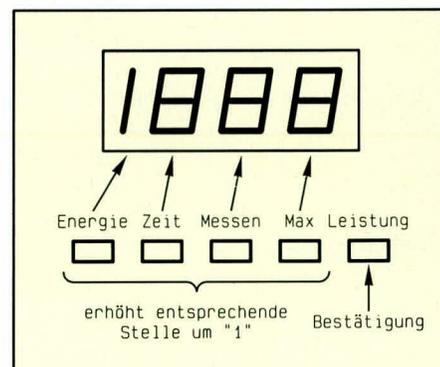


Bild 1: Tastenzuordnung

tigergeräte selbstverständlich komplett abgeglichen, so daß eine Neukalibrierung nicht erforderlich ist. Der Kalibriermodus wurde speziell für den Abgleich der selbst aufgebauten Geräte vorgesehen und darüber hinaus um dem professionellen Anwender die Möglichkeit zu geben, nach einigen Jahren Betriebszeit altersbedingten Abweichungen durch eine Neukalibrierung entgegenzuwirken. Dabei ist unbedingt zu berücksichtigen, daß die mit den Kalibrierarbeiten zusammenhängenden Arbeiten ausschließlich von Fachkräften durchgeführt werden dürfen, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind.

Zur Kalibrierung muß eine reine ohmsche Last in der Größenordnung von 200 W bis 350 W vorhanden sein (z. B. 300 W-Halogenleuchte).

Die Kalibrierung erfolgt in 3 Schritten, und zwar einmal ohne Last und zweimal

Tabelle 3: Sonderfunktionen

1. Max + Leistung	: Maximal oder Minimalwert löschen
2. Messen + Leistung	: Einstellung des Schwellstromes
3. Zeit + Leistung	: Alles löschen
4. Energie + Leistung	: Kosten pro kWh eingeben
5. Energie beim Einschalten + Leistung	: Kalibrierung

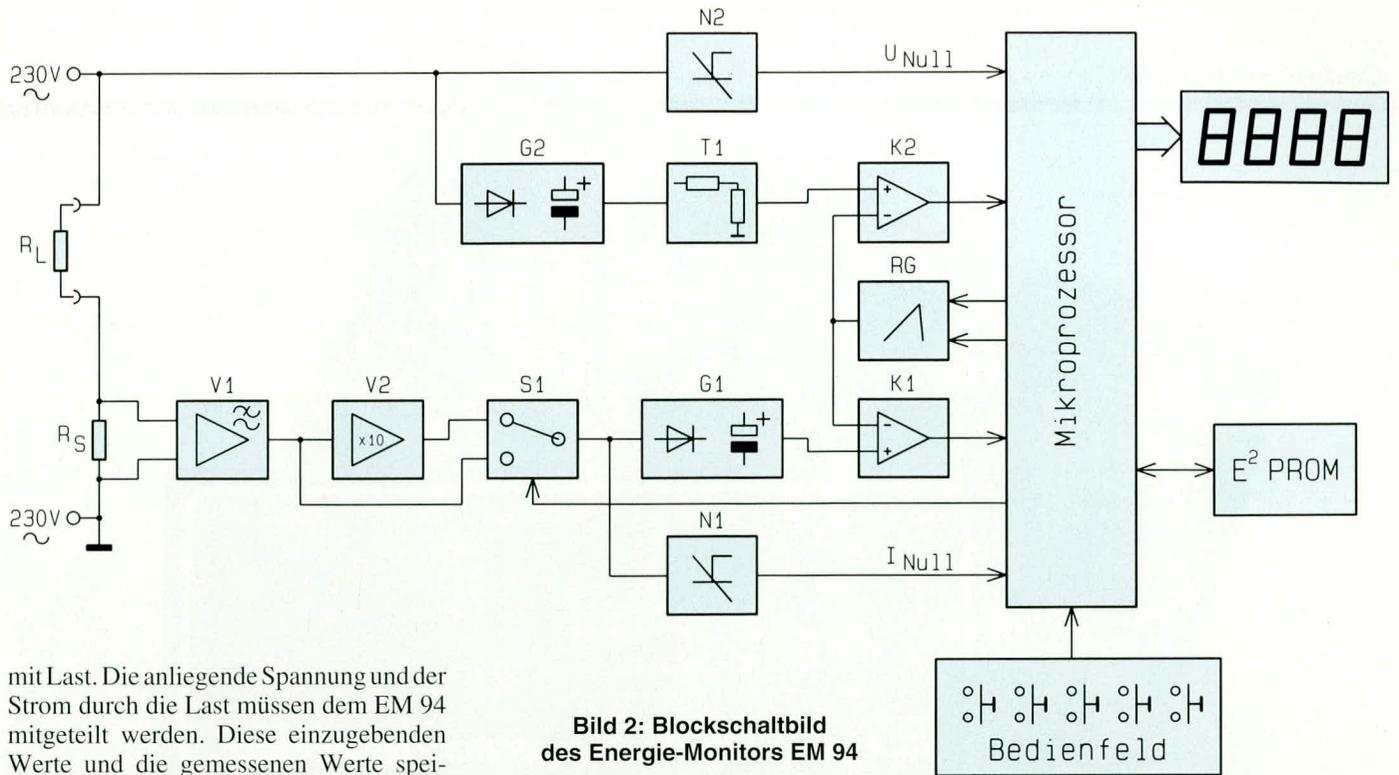


Bild 2: Blockschaltbild des Energie-Monitors EM 94

mit Last. Die anliegende Spannung und der Strom durch die Last müssen dem EM 94 mitgeteilt werden. Diese einzugebenden Werte und die gemessenen Werte speichert der Energie-Monitor als Referenz im integrierten EEPROM ab. Es ist daher wichtig, daß die eingegebenen Werte mit den realen, tatsächlichen Werten exakt übereinstimmen.

Nach dem Aktivieren des Kalibriermodus erscheint auf der Anzeige „CAL“. Es folgen die 3 Kalibriervorgänge, wobei die Reihenfolge unerheblich ist. Sobald ein Kalibriervorgang gestartet ist, (erster Wert gesetzt) erscheint nur noch ein „C“ in der Anzeige und zu jedem Wert ein waagrechttes Segment in der rechten Ziffer zur Signalisierung der Übernahme dieses Wertes. Dabei können auch einzelne Werte doppelt gesetzt werden, wobei aber nur der letzte Wert Gültigkeit besitzt. Die Vorgehensweise sieht wie folgt aus:

1. Nullwert einstellen: Dabei ist keine Last angeschlossen. Zur Bestätigung ist die Taste „Zeit“ zu drücken. Es erscheint in der rechten Anzeigeziffer das oberste Segment.

2. Referenzstrom eingeben: Hierbei muß ein bekannter Strom durch den Energie-Monitor fließen, wozu die zuvor erwähnte Last dient. Nach Betätigung der Taste „Messen“ ist der momentane Wert des Stromes einzugeben, wobei die Vorgehensweise identisch ist wie bei der Eingabe des Schwellenstromes oder der Kosten. Nach Bestätigung des Eingabewertes vergehen ca. 3 Sekunden, in der verschiedene Meßbereich abgeglichen werden. Während dieser Zeit erscheinen alle Dezimalpunkte zur Verdeutlichung des Meßvorganges. Nach Beendigung der Referenzstrommessung erscheint in der rechten Ziffer das mittlere Segment.

3. Referenzspannung eingeben: Die am EM 94 anliegende Spannung muß hierbei genau bekannt sein. Nach Betätigen der Taste „Max“ wird der momentane Wert der Spannung eingegeben, mit gleicher Vorgehensweise wie bei Eingabe des

Schwellenstromes oder der Kosten. Im Anschluß an die Programmierung des Spannungswertes erscheint in der rechten Ziffer das unterste Segment.

Sind alle 3 Kalibrierungsvorgänge abgeschlossen, kehrt der EM 94 in seine reguläre Betriebsfunktion automatisch zurück.

Blockschaltbild

Zum einfacheren Verständnis der recht komplexen Funktionsabläufe im ELV-Energie-Monitor EM 94 wollen wir nun die Funktionsabläufe anhand des in Abbildung 2 dargestellten Blockschaltbildes erläutern.

Die Meßwerterfassung für den Strom sowie für die Nulldurchgangsmessung des Stromes erfolgt über den Leistungs-Shunt R_S . Über diesen Shunt-Widerstand liegt die Last direkt an der Netzspannung, so daß der durch die Last und den Shunt fließende Strom einen Spannungsabfall am Shunt hervorruft.

Da diese Spannung, bedingt durch den sehr kleinen Shunt-Widerstand, nur gering ist und sich dadurch Störeinflüsse stark auf die Meßgenauigkeit auswirken, wird die Spannung zunächst mit V 1 verstärkt. Zur Unterdrückung höherfrequenter Störungen ist der Verstärker V 1 als Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 90 Hz ausgeführt. Bei kleinen Strömen wird zur Erhöhung der Auflösung der Verstärker V 2 über S 1 vom Prozessor zugeschaltet.

Im Anschluß an die Signalverstärkung gelangt das Meßsignal zum einen auf den Nulldurchgangsschalter N 1, der dem Prozessor die Strom-Nulldurchgänge mitteilt und zum anderen auf den Präzisions-Zweiggleichrichter G 1, der die Wechselspannung gleichrichtet und siebt.

Die dem Laststrom proportionale Gleich-

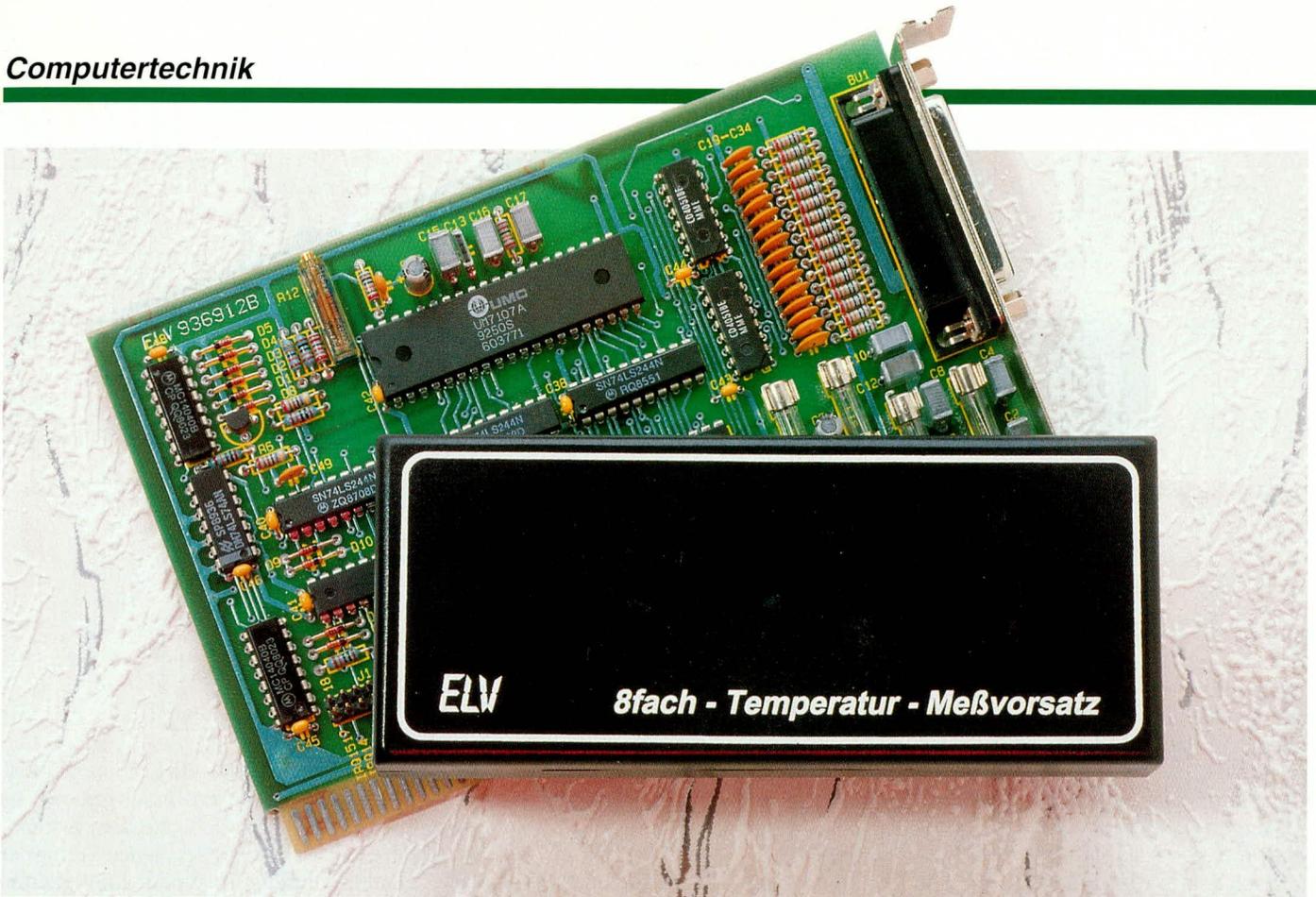
spannung gelangt auf den Komparator K 1. Mit Hilfe des vom Prozessor gesteuerten Rampengenerators RG und dem Komparator K 1 setzt der Prozessor den Betrag der Gleichspannung in einen äquivalenten Digitalwert um, d. h. diese Schaltungseinheit bildet den AD-Wandler.

Kommen wir als nächstes zur Messung der Spannung und der Nulldurchgangsmessung der Spannung. Die Netzwechselspannung gelangt einerseits auf den Nulldurchgangsschalter N 2, der dem Prozessor die Nulldurchgänge der Spannung mitteilt und andererseits auf den Gleichrichter G 2. Im Anschluß an die Gleichrichtung und Siebung wird die der Netzspannung proportionale Gleichspannung mit dem Teiler T 1 auf einen Wert herabgesetzt zur optimalen Weiterverarbeitung durch den nachgeschalteten Komparator K 2. Mit Hilfe des Rampengenerators RG und dem Komparator K 2 ermittelt der Prozessor den Digitalwert der angelegten Spannung, d. h. auch hier bildet dieser Schaltungsteil einen AD-Wandler.

Der zentrale Mikroprozessor berechnet nun aus den Nulldurchgängen der Spannung die Netzfrequenz und aus der zeitlichen Differenz der Nulldurchgänge von Spannung und Strom den Phasenwinkel. Zusammen mit den digital gewandelten Strom- und Spannungswerten errechnet der Prozessor alle anzeigbaren Werte und gibt diese auf der 3,5stelligen LCD-Anzeige aus.

Die Bedienung erfolgt über 5 Tasten, die der Prozessor abfragt. In einem EEPROM kann der Prozessor alle erforderlichen Daten netzausfallsicher abspeichern, ohne Pufferbatterien.

Im zweiten Teil dieses Artikels wenden wir uns dann der Schaltungstechnik im Detail zu, gefolgt von Nachbau und Inbetriebnahme.



8fach Temperatur-Meßvorsatz

8 Temperaturen gleichzeitig erfassen und in eine analoge der Temperatur proportionale Gleichspannung umwandeln ist die Aufgabe dieses Meßvorsatzes. In Verbindung mit einer 12 Bit-AD-Wandlerkarte können die Temperaturwerte dann in den PC eingelesen, ausgewertet und dargestellt werden. Auch kann ein Digital-Multimeter mit einem vorgeschalteten 8fach-Umschalter in besonders einfacher Weise als Anzeigeeinheit dienen.

Allgemeines

Im Laborbereich werden bei Langzeitmessungen häufig mehrere Temperaturmeßstellen gleichzeitig benötigt, aber auch im privaten Bereich kann die gleichzeitige Darstellung mehrerer Temperaturmeßstellen von Interesse sein. Beim Einsatz im Wohnbereich ist die Kenntnis der einzelnen Zimmertemperaturen für eine optimierte, angepaßte Heizungsregelung nützlich, während in einem anderen Beispiel

die Temperaturen in Haus und Garten von Interesse sind, so z. B. die Temperatur in 10 cm Tiefe, in Bodennähe, in 2 m Höhe, an der Nord-, Ost-, West- und Südseite des Hauses sowie die Temperaturen in Wohnbereich, Keller und Dachboden.

Gleichwohl bietet der hier vorgestellte 8fach-Temperatur-Meßvorsatz stets eine preiswerte und genaue Möglichkeit, verschiedene Temperaturen zu erfassen, wobei ein Bereich von -30°C bis $+120^{\circ}\text{C}$ mit einer Auflösung von 0,1 K überstrichen wird unter Einsatz der 12 Bit-AD-Wandlerkarte AD 12 („ELVjournal“ 6/93). Selbstverständlich können auch nahezu beliebige andere AD-Wandlerkarten zur Auswertung dienen, wobei dann der Meßbereich bzw. die Auflösung ggf. eingeschränkt ist. In Verbindung mit der ADA 8 ergibt sich z. B. ein Meßbereich von 0°C bis 120°C bei einer Auflösung von 0,5 K, allerdings mit dem Vorteil, daß diese Karte gleichzeitig Ausgänge zur Steuerung von Prozeßabläufen besitzt. Hierdurch ist der

Aufbau eines Regelkreises recht einfach möglich.

Soll der 8fach-Temperatur-Meßvorsatz ohne PC betrieben werden, ist eine symmetrische Versorgungsspannung von $\pm 9\text{ V}$ bis $\pm 15\text{ V}$ erforderlich und ein Digital-Multimeter mit 8fach-Umschalter (z. B. Drehschalter), das sich im 2 V-Meßbereich befindet.

Nach diesen Vorbemerkungen wollen wir uns nun der Schaltungstechnik zuwenden:

Schaltung

Im wesentlichen besteht die Schaltung des 8fach-Temperatur-Meßvorsatzes aus 8 identisch aufgebauten Meßverstärkern mit jeweils einem Temperatursensor sowie der Spannungsversorgung.

Abbildung 1 zeigt die Schaltung des Netzteils. Die positive Versorgungsspannung, die im Bereich zwischen $+9\text{ V}$ bis $+15\text{ V}$ liegen darf, wird an die Lötöse ST 1



und die Masse an ST 2 angeschlossen, während die negative Versorgungsspannung zwischen -9 V und -15 V ST 3 zugeführt wird.

Die Kondensatoren C 1 bis C 4 sorgen für die Eingangssiebung der Betriebsspannung. Die beiden Festspannungsregler IC 1 und IC 2 nehmen eine Stabilisierung auf +5 V und -5 V vor. C 5 bis C 8 dienen zur Ausgangssiebung und Schwingneigungsunterdrückung.

In Abbildung 2 ist das Schaltbild der 8 Meßkanäle dargestellt. Da die Meßverstärker für alle 8 Meßstellen vollkommen identisch aufgebaut sind, nehmen wir die Funktionsbeschreibung anhand des erste Kanals oben links im Schaltbild vor.

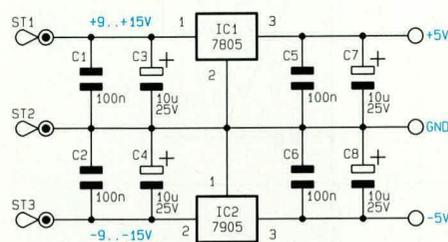


Bild 1: Netzteil des 8fach-Temperatur-Meßvorsatzes

Der Meßwertaufnehmer TS 1 des Typs SAX 1000 liegt an den Schraubklemmen KL 1 und KL 2. Durch geeignete Dimensionierung gibt der Spannungsteiler, bestehend aus R 5 und dem Temperatursensor, eine zur Temperatur proportionale Spannung ab. Der Fußpunkt dieses Spannungsteilers liegt am Ausgang (Pin 1) des Operationsverstärkers IC 3 A, dessen Ausgangsspannung mit dem Trimmer R 1 in Verbindung mit den Festwiderständen R 2, 3, 4 einstellbar ist.

Beim späteren Abgleich ist R 1 so einzustellen, daß bei einer Sensortemperatur von genau 0°C die Spannung an Pin 7 des nachgeschalteten Operationsverstärkers exakt 0 V beträgt, gemessen gegenüber der Schaltungsmasse an ST 2.

Dem Meßwertaufnehmer TS 1 ist der Spannungsteiler R 6, R 7 nachgeschaltet, dem wiederum IC 3 B mit Zusatzbeschaltung folgt. Die Verstärkung dieses Schaltkreises läßt sich über den Trimmer R 11 variieren. Aufgrund der Schaltungstechnik ändert sich während der Verstärkungseinstellung die Offset-Einstellung nicht eine wesentliche Voraussetzung für den einfachen Abgleich.

Die zur Temperaturproportionalen Ausgangsspannungen der jeweiligen Meßverstärker stehen an den Platinenanschlußpunkten ST 4 bis ST 11 zur Verfügung. Beim Anschluß dient der Platinenanschlußpunkt ST 2 als Bezugspotential für die Meßspannungen.

Nachbau

Die Schaltung des Temperatur-Meßvorsatzes ist auf einer 53 x 136 mm doppelseitigen Leiterplatte untergebracht. Die Bestückung wird in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste vorgenommen. Zunächst sind die passiven und aktiven Bauelemente auf die Platine zu setzen und auf der Unterseite zu verlöten.

Tabelle 1: Zuordnung der Sub-D-Steckverbinderpins

Platinenanschlußpunkt	Bedeutung	Anschlußpin Sub-D-Buchse	
		AD 12	ADA8
ST 1	±12 V	12	12
ST 2	GND	1, 10, 11, 15-22	1,10,11
ST 3	-12 V	13	13
ST 4	Kanal 0	2	15
ST 5	Kanal 1	3	16
ST 6	Kanal 2	4	17
ST 7	Kanal 3	5	18
ST 8	Kanal 4	6	19
ST 9	Kanal 5	7	20
ST 10	Kanal 6	8	21
ST 11	Kanal 7	9	22

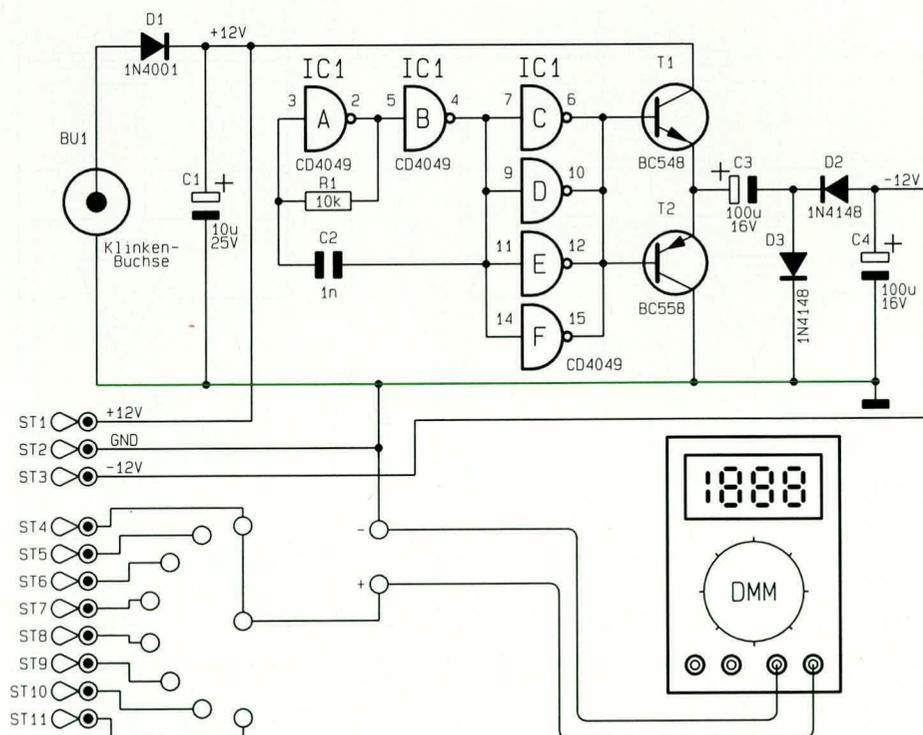


Bild 3 zeigt beispielhaft die Anschaltung eines Multimeters mit 8fach-Umschalter

Jeder Temperatursensor ist mit einer 2 m langen Anschlußleitung versehen, die ohne weiteres bis auf 10 m verlängert werden darf. Die Sensorleitungen sind abzuisolieren und an die Schraubklemmen KL 1 bis KL 16 anzuschließen, wobei die Abschirmung jeweils mit KL 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 zu verbinden ist.

Anschließend wird eine 10adrige abgeschirmte Leitung an die Lötösen ST 1 bis ST 11 angeschlossen. Die Abschirmung führt das Massepotential und liegt an ST 2. An der anderen Seite der Leitung ist der 25polige Sub-D-Stecker gemäß Tabelle 1 anzulöten. Soll der Meßvorsatz nicht an eine AD-Wandlerkarte angeschlossen werden, ist die Verdrahtung entsprechend den vorliegenden Gegebenheiten auszuführen. Die positive Versorgungsspannung ist an ST 1, die negative an ST 3 und die Masse an ST 2 anzuschließen.

Die einzelnen Meßspannungen stehen an den Lötösen ST 4 bis ST 11 zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung, wobei die Bezugsmasse mit dem Platinenanschlußpunkt ST 2 zu verbinden ist.

Abbildung 3 zeigt beispielhaft die Anschaltung eines Multimeters mit 8fach-Umschalter und die Versorgung über ein Steckernetzteil.

Inbetriebnahme

Zum Abgleich wird der Meßvorsatz mit dem 25poligen Sub-D-Stecker an die 12 Bit-AD-Wandlerkarte angeschlossen und das dazugehörige Wandlerprogramm auf

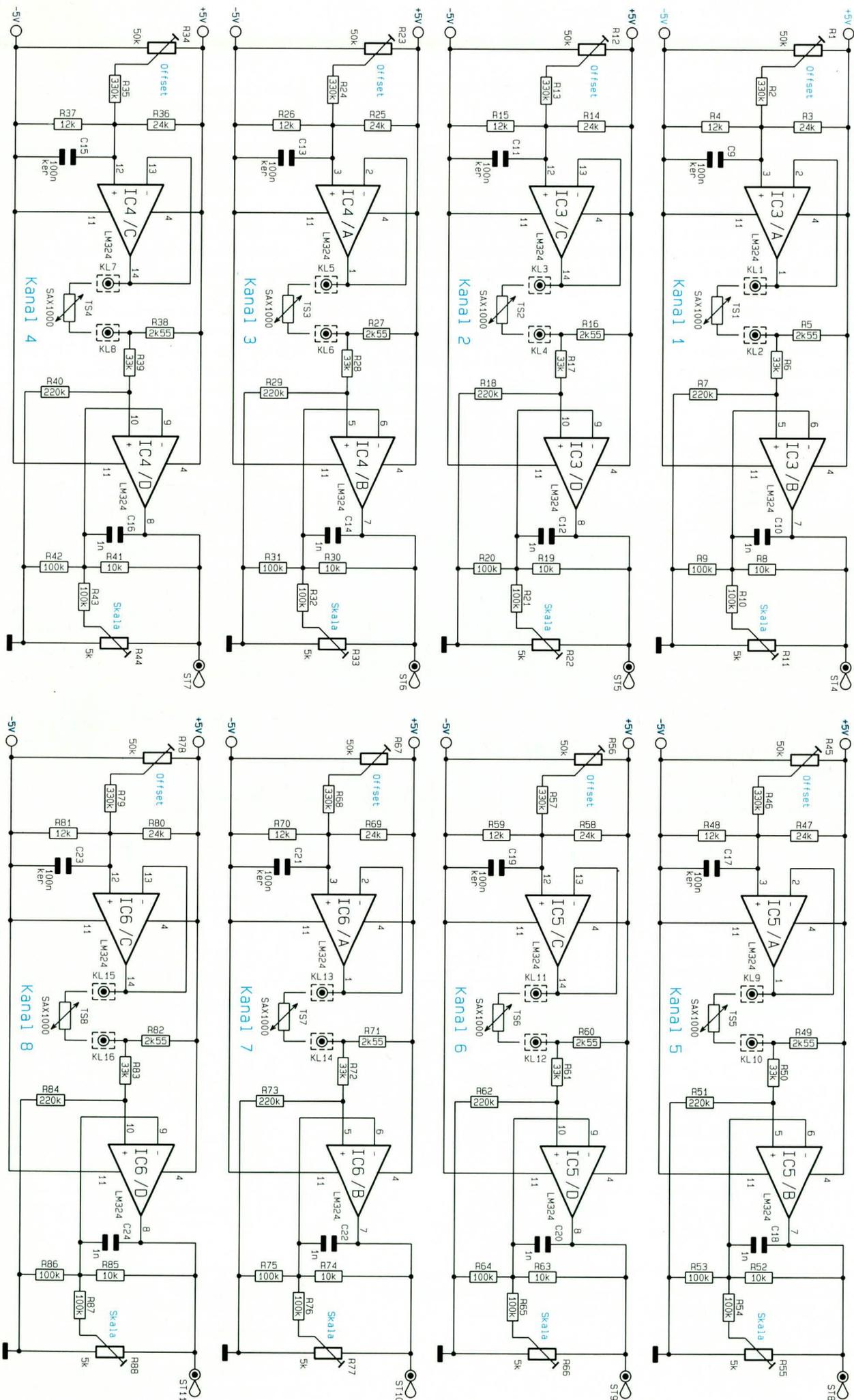


Bild 2: Schaltung des 8fach-Temperatur-Meßvorsetzes



Ansicht der komplett bestückten Leiterplatte

dem PC gestartet, um die Meßwerte darzustellen. Dabei ist darauf zu achten, daß alle Temperatursensoren an den Meßvorsatz angeschlossen sind, da ansonsten die Meßverstärker übersteuern und ihrerseits im AD-Wandler die Messung der benachbarten Kanäle beeinflussen.

Wie bereits erwähnt, ist es auch möglich, den Meßvorsatz extern mit Spannung zu versorgen und die Signale mit einem Multimeter abzugreifen.

Es folgt der Abgleich der einzelnen Vorverstärker. Zunächst sind die Temperaturfühler in gut durchgemischtes Eiswasser einzutauchen (gleicher Anteil von kleinsten Eiswürfeln und Wasser). Die Nullpunkteinstellung erfolgt mit den Offsettrimmern R 1, R 12, R 23, R 34, R 45, R 56, R 67 und R 78, die in der hinteren Reihe angeordnet sind. Dabei muß die Einstellung so erfolgen, daß an jedem Meßausgang exakt 0,000 V anliegt.

Im Anschluß daran kommen wir zum Abgleich des Skalenfaktors mit den Trimmern R 11, R 22, R 33, R 44, R 55, R 66,

Stückliste: 8fach-Temperatur-Meßvorsatz

Widerstände:

2,55kΩ	R5, R16, R27, R38, R49, R60, R71, R82
10kΩ	R8, R19, R30, R41, R52, R63, R74, R85
12kΩ	R4, R15, R26, R37, R48, R59, R70, R81
24kΩ	R3, R14, R25, R36, R47, R58, R69, R80
33kΩ	R6, R17, R28, R39, R50, R61, R72, R83
100kΩ	R9, R10, R20, R21, R31, R32, R42, R43, R53, R54, R64, R65, R75, R76, R86, R87
220kΩ	R7, R18, R29, R40, R51, R62, R73, R84
330kΩ	R2, R13, R24, R35, R46, R57, R68, R79
PT10, stehend, 5kΩ	R11, R22, R33, R44, R55, R66, R77, R88
PT10, stehend, 50kΩ	R1, R12, R23, R34, R45, R56, R67, R78

Kondensatoren:

1nF	C10, C12, C14, C16, C18, C20, C22, C24
100nF/ker	C9, C11, C13, C15, C17, C19, C21, C23
100nF	C1, C2, C5, C6
10µF/25V	C3, C4, C7, C8

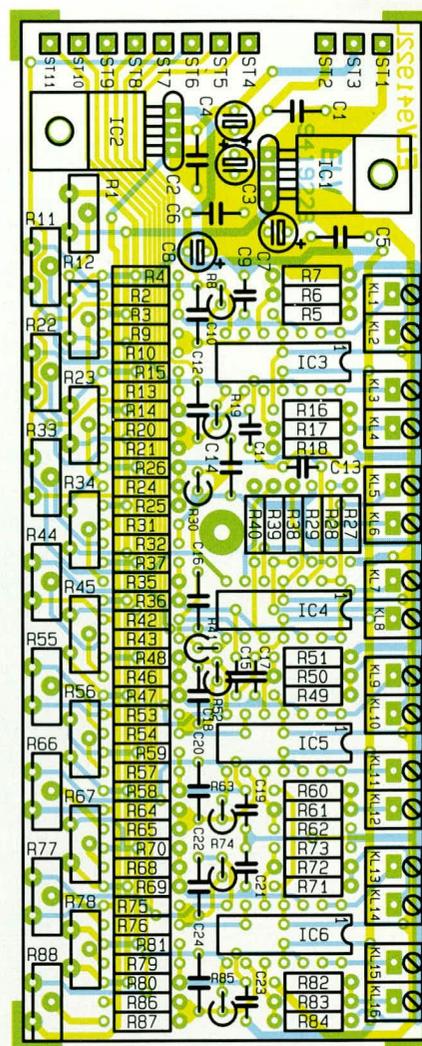
Halbleiter:

LM324	IC3 - IC6
7805	IC1
7905	IC2

Sonstiges:

- 8 Temperatursensoren, SAX 1000 mit 3m Zuleitung MK1
- 8 Schraubklemmleisten, 2pol
- 11 Lötstifte mit Lötöse
- 1 SUB-D-Stecker, 25pol, mit Lötanschluß
- 1 Posthaube, für SUB-D 25pol
- 2m Computerkabel, 10 x 0,14mm²
- 2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 5mm
- 2 Muttern, M3
- 1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm
- 1 Softline-Gehäuse, bearbeitet
- 1 Kabelbinder, 90mm

R 77 und R 88, die in der vorderen Reihe zu finden sind. Dazu werden die Sensoren in heißes Wasser eingetaucht, dessen Temperatur genau bekannt ist und sich möglichst im oberen Bereich des Meßbereichs befindet (z. B. 100°C kochendes Wasser). Mit



Bestückungsplan des 8fach-Temperatur-Meßvorsatzes

den zugehörigen Trimmern ist nun die Meßspannung so einzustellen, daß sich ein Verhältnis von 100°C entsprechend 1,000 V ergibt. Bei 37,0°C ergibt sich eine Ausgangsspannung von 370 mV.

Soll in erster Linie im Raumtemperaturbereich gemessen werden, empfiehlt es sich, den Abgleich des Skalenfaktors in der Nähe von 37°C vorzunehmen und mit einem Fieberthermometer zu prüfen, während für technische Einsatzfälle mit dem Erfordernis, auch höhere Temperaturen zu messen, der 100°C-Abgleich günstiger ist.

Damit sind die Einstellarbeiten bereits abgeschlossen, und die Schaltung wird in das Gehäuse eingebaut. Um die Meßleitungen zu verlegen, kann es notwendig sein, die Sensoren vom Meßwandler zu lösen. In diesem Fall ist darauf zu achten, daß jeder Sensor wieder an die ursprünglichen Anschlüsse gelegt wird, da jeder Meßkanal individuell auf den angeschlossenen Temperatursensor abgeglichen ist.



RS232-Opto-Interface OI 1000

Die mit geringem Aufwand realisierte Schaltung des RS232-Opto-Interface nutzt das Medium Licht zur schnellen Übertragung von seriellen, digitalen Daten über eine Standard- RS232/V24-Schnittstelle.

Allgemeines

Nahezu sämtliche Computer und auch die meisten „intelligenten“ elektronischen Geräte, die über eine serielle Schnittstelle mit ihrer Umwelt kommunizieren können, bedienen sich der Standard-RS232C-Schnittstelle, die auch V 24 genannt wird.

Die V 24-Schnittstelle dient heutzutage nicht nur zum Anschluß von Modem, Drucker oder anderen Peripheriegeräten, sondern wird oft auch zur Datenübertragung

von Computer zu Computer genutzt. Weiterhin werden die meisten Steueraufgaben und auch die Erfassung von Meßwerten in der Regel über die serielle Schnittstelle vorgenommen. Die Datenübertragungsrates beim PC reicht von 0 bis maximal 115,2 k-Baud.

Leider ist die serielle Schnittstelle mit herkömmlichen Datenleitungen, besonders bei schnellen Datenübertragungsrates und weit entfernten Peripheriegeräten mit einer ganzen Reihe von Problemen behaftet.

Wir stellen Ihnen daher im vorliegenden Artikel eine interessante Alternative zur elektrischen Datenübertragung vor. Das von ELV entwickelte RS232-Opto-Interface OI 1000 arbeitet, wie der Name schon vermuten läßt, mit Licht als Übertragungsmedium.

Bevor wir uns der vergleichsweise einfachen Schaltungstechnik zuwenden, wollen wir zunächst einige grundlegende Betrachtungen voranstellen.

Grundlagen

Sowohl im Bereich der Computervernetzung, als auch bei der Anbindung von Peripheriegeräten kommen immer höhere Übertragungsrates zum Einsatz. Gerade bei längeren Verbindungsleitungen treten dann auch Probleme auf, denen verschiedene Ursachen zugrunde liegen.

Aufgrund unterschiedlicher Stromnetze können Massepotentialdifferenzen eine wichtige Rolle spielen, ja selbst eine Übertragung unmöglich machen. Die Potentialdifferenzen, die in erster Linie durch die Innenwiderstände der Potentialausgleichsleitungen bedingt sind, werden mit zunehmender Entfernung in der Regel größer und führen zu Ausgleichsströmen über die Datenleitungen. Kaum lokalisierbare Übertragungsfehler, das Auslösen eines Fehlerstromschutzschalters oder sogar die Zerstörung des Rechners bzw. eines angeschlossenen Peripheriegerätes können die Folge sein.

Ein weiterer nicht zu vernachlässigender Aspekt bei der Datenübertragung ist die Störstrahlungsfestigkeit der Datenleitungen sowie die eigene Störausstrahlung. Gerade im Hinblick auf die neuen Gesetze zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV-Gesetz) dürfen diese Punkte nicht vernachlässigt werden. Weiterhin weisen lange herkömmliche Datenleitungen hohe Kapazitäten auf, die wiederum die Ausgangstreiber der Geräte unzulässig belasten können. Auch aus diesem Grund ist es nicht möglich, bei größeren Entfernungen hohe Übertragungsrates zu nutzen.

In der Meßtechnik, wenn z. B. an hochspannungsführenden Teilen gemessen wird, ist eine galvanische Trennung zwischen Meßgerät und Computer häufig aus



Sicherheitsgründen zwingend vorgeschrieben.

Während eine galvanische Trennung der Schnittstelle auch relativ leicht mit Optokopplern erreicht werden kann, sieht es bei den leitungsbedingten Störungen schon erheblich schwieriger aus. In extrem störstrahlungsverseuchter Umgebung sind die Probleme auch mit entsprechend hochwertigen Leitungen nur schwer lösbar.

Bei der zuvor genannten Problematik kommen die Vorteile der Lichtwellenleiter-Übertragungstechnik voll zum Tragen. Die Leistungsfähigkeit eines optischen Übertragungssystems hängt in erster Linie von wenigen Eigenschaften der Einzelkomponenten ab und wird durch die höchste Datenübertragungsrate und die maximal zu übertragende Streckenlänge beschrieben. Die wichtigsten Eigenschaften sind in diesem Zusammenhang die Wellenlänge des Senders, die wellenlängenabhängige Empfängerdämpfung und die Dämpfung des Lichtwellenleiters, die ebenfalls von der Emissionswellenlänge des Lichtes abhängt.

Der stark von der Wellenlänge des Lichts abhängige Dämpfungsverlauf eines Kunststoff-Lichtwellenleiters ist in Abbildung 1 zu sehen. Während Glasbündelfasern ihr Dämpfungsminimum im infraroten Wellenlängenbereich aufweisen, liegt die minimale Dämpfung bei Kunststoff-Lichtwellenleitern im sichtbaren Bereich bei 570 nm (grün) und 650 nm (rot).

Aufgrund der erheblich kürzeren Schaltzeiten werden zur Datenübertragung nahezu ausschließlich Rot-Emitter eingesetzt, während grüne Sendedioden mehr für Anzeige-Anwendungen geeignet sind. Auch

wenn Kunststoff-LWL im infraroten Bereich eine recht hohe Dämpfung aufweisen, werden bei Streckenlängen von einigen Metern aufgrund der erheblich leistungsstärkeren Infrarot-Dioden höhere optische Leistungspegel erreicht.

Die Grenzfrequenz des im RS232-Opto-Interface eingesetzten Senders SFH 752 V liegt bei 4 MHz, und die Grenzfrequenz des Empfängerbausteins SFH 551 V beträgt 5 MHz. Die Faserbandbreite beträgt bei 100 m Leitungslänge mehr als 50 MHz und kann somit vernachlässigt werden.

Weiterhin hängt die Leistungsfähigkeit einer optischen Übertragungsstrecke stark von der Behandlung der Faserenden ab. Im Gegensatz zu Glasbündelleitungen ist die Konfektionierung von Kunststoff-LWL aber recht einfach ohne Spezialwerkzeuge oder Präzisionsinstrumente möglich.

Für kurze Übertragungsstrecken reicht es schon aus, wenn die Leitungen mit einem scharfen Abbrech-Klingmesser auf die gewünschte Länge zugeschnitten werden. Für längere Übertragungsstrecken sollten die Schnittflächen der Faserenden zusätzlich auf einem Naßschleifpapier mit 600er-Körnung poliert werden.

Um sehr glatte Faserendflächen zu erreichen, wird von Siemens auch empfohlen, Kunststoff-LWL mit einer auf 160°C bis 180°C erhitzten Klinge abzuschneiden. Durch 2 bis 4 Sekunden langes Andrücken eines sauber abgeschnittenen Faserendes auf eine 100°C bis 140°C erhitzte Platte kann ebenfalls eine sehr glatte Faserendfläche erreicht werden.

Die in unserer Schaltung eingesetzten Siemens-Lichtwellenleiter-Bauelemente benötigen keine Stecker. Die Leitungsenden werden direkt in die Öffnung der Sender- und Empfangsmodule gesteckt und mit einer Drehung der zugehörigen, verliersicheren Rändelmutter festgesetzt.

Durch die besondere Konstruktion der Siemens-Sender- und Empfangsmodule wird der LWL

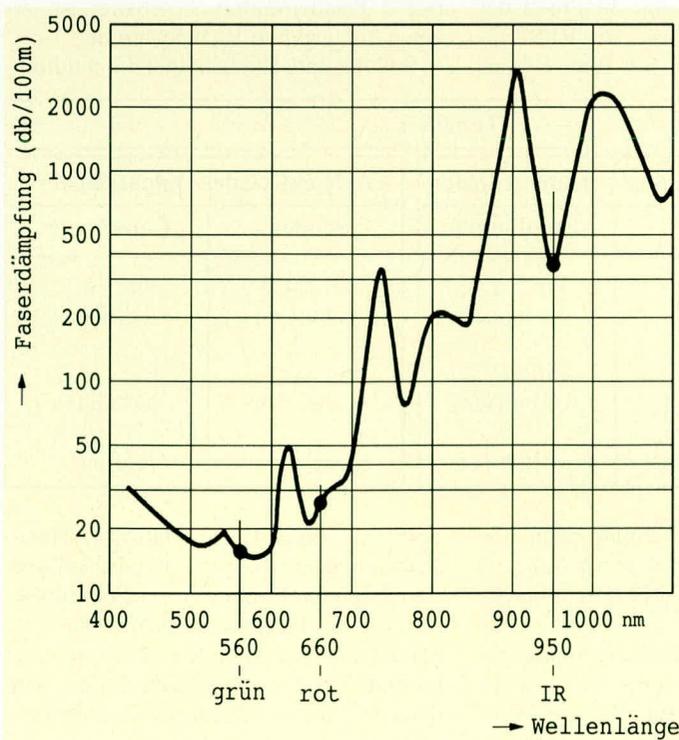


Bild 1 zeigt den wellenlängenabhängigen Dämpfungsverlauf eines Kunststoff-Lichtwellenleiters

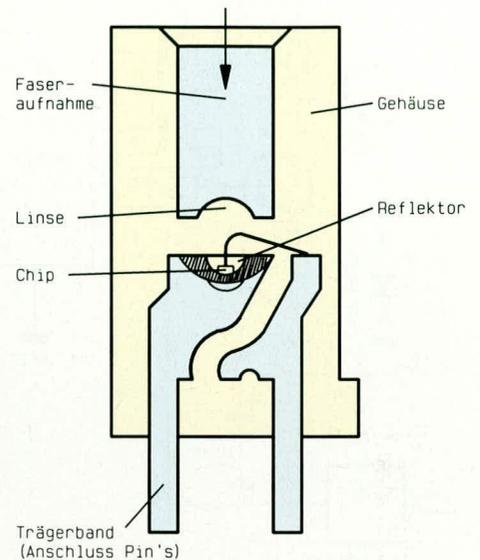
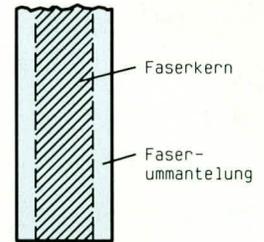


Bild 2: Mechanischer Aufbau eines Siemens-Lichtwellenleiter-Bauelementes

mit nur einer Drehung fixiert, ohne daß sich beim Festdrehen der Mutter der Lichtwellenleiter dreht. Des weiteren ist kein Abmanteln des Kunststoff-LWL erforderlich, und es erfolgt eine automatische Faserjustierung auf den Chip.

Abbildung 2 zeigt den mechanischen Aufbau eines Siemens-Lichtwellenleiter-Bauelementes, wobei grundsätzlich die Sender in ein graues und die Empfänger in ein schwarzes Gehäuse eingebaut werden.

Auch in punkto Installation bieten Lichtwellenleiter gegenüber herkömmlichen Leitungsverbindungen erhebliche Vorteile. Durch den geringen Gesamtdurchmesser von nur 2,2 mm inkl. Schutzmantel können die Leitungen leicht unter einer Fußleiste oder hinter einer Verkleidung verlegt werden. Da absolut keine Störeinkopplungen möglich sind, spielt auch die Leitungsführung in störstrahlungsverseuchter Umgebung keine Rolle. Weiterhin wird die Installation von Kunststoff-LWL durch die hohe mechanische Flexibilität erleichtert, wobei sogar Biegeradien von 20 mm zulässig sind.

Nachdem wir uns ausführlich mit der grundsätzlichen Thematik der Datenübertragung über Lichtwellenleiter befaßt haben, kommen wir als nächstes zur Schaltung der optischen Data-Link.

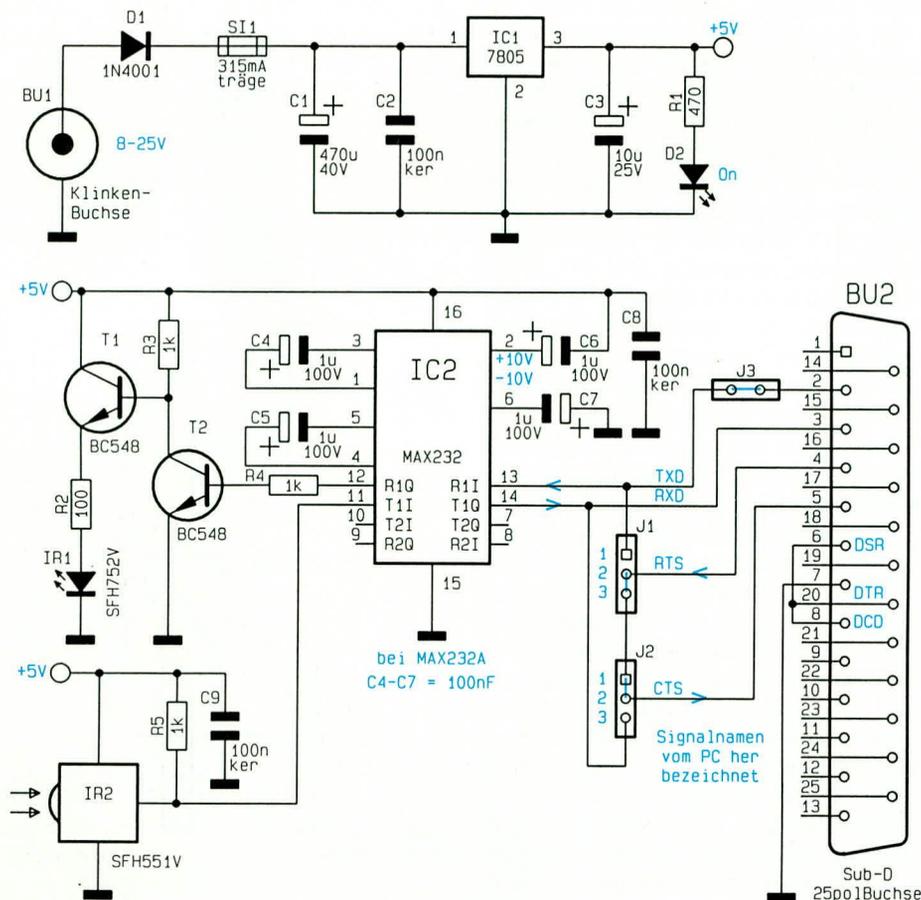


Bild 3: Schaltung des RS232-Opto-Interface

Schaltung

Die mit sehr wenig Aufwand realisierte Schaltung der optischen Schnittstelle ist in Abbildung 3 zu sehen. Die Verbindung vom Computer bzw. vom Peripheriegerät zur optischen Schnittstelle erfolgt zunächst über eine kurze Standard-1:1-Leitung, die an die 25polige Sub-D-Buchse BU 2 des OI 1000 angeschlossen wird.

Unsere optische Data-Link kann, je nach Stellung der Codierstecker J 1 bis J 3, sowohl bidirektional ohne Hardware-Handshake (nur die Signale TXD und RXD werden übertragen), als auch unidirektional mit zugehörigem Hardware-Handshake eingesetzt werden.

Bei der Schaltungsbeschreibung wollen wir zunächst von der bidirektionalen Betriebsart ausgehen, d. h. Pin 4 (RTS) und Pin 5 (CTS) der Buchse BU 2 werden über die Codierstecker J 1 und J 2 miteinander verbunden, und der Jumper J 3 ist geschlossen. Des weiteren sind die Leitungen DSR (Pin 6), DCD (Pin 8) und DTR

(Pin 20) grundsätzlich miteinander verbunden. Die Kontrolle des Datenflusses muß in dieser Betriebsart von der Software erfolgen.

Zunächst betrachten wir den Sendeweg, wobei die vom externen Gerät (z. B. Computer) kommenden Daten an Pin 2 der 25poligen Sub-D-Buchse mit RSR232-Pegel angelegt werden. Der Baustein des

stellern mit 20 kBit/Sek. spezifiziert ist, garantiert die High-Speed-Version von Maxim mit der Bezeichnung Max 232 A eine maximale Datenübertragungsrate von 116 kBaud. Die A-Version ist mit den Standard-Bausteinen völlig pin- und funktionskompatibel, wobei lediglich die Kapazität der externen Kondensatoren C 4 bis C 7 anstatt 1 µF dann 100 nF betragen muß. Unsere Leiterplatte wurde so ausgelegt, daß beide Kapazitätswerte einsetzbar sind.

Doch nun zurück zum Ausgang (Pin 12) des Pegelwandlers. Die hier invertiert anstehenden Daten werden mit Hilfe des Transistors T 2 nochmals invertiert und der Basis des Emittierfolgers T 1 zugeführt. Im Emittierzweig dieses Transistors liegt die schnelle Sendediode des Typs SFH 752 V mit in Reihe geschaltetem Strombegrenzungswiderstand R 2.

Das optische Empfangsmodul (IR 2) beinhaltet die hochempfindliche Empfangsdiode sowie einen schnellen integrierten Verstärker mit TTL-kompatiblem Open-Collector-Digitalausgang. R 5 dient in diesem Zusammenhang als Pull-Up-Widerstand am Ausgang.

Die gewandelten Daten werden Pin 11 des Max 232 A zugeführt, der wiederum eine Pegelwandlung entsprechend den RS232-Spezifikationen vornimmt.

Zum Betrieb benötigt der Max 232 A nur eine einfache +5 V-Spannung an Pin 16. Über eine integrierte Spannungsverdoppler-Schaltung, die an Pin 1 bis Pin 3 mit nur 2 Kondensatoren extern beschaltet ist, generiert der Baustein die positive Schnittstellen-Betriebsspannung von 10 V. Eine zweite integrierte Spannungswandler-Schaltung, die an Pin 4 bis Pin 6 ebenfalls mit 2 Kondensatoren beschaltet ist, erzeugt die negative 10 V-Spannung.

Soll die optische Schnittstelle unidirek-

Tabelle 1				
Jumper	Bidirektionaler Datentransfer		Unidirektionaler Datentransfer	
	Sender	Empfänger	Sender	Empfänger
J 1	Pin 2 u. 3 verbunden	Pin 2 u. 3 verbunden	Pin 2 u. 3 verbunden	Pin 1 u. 2 verbunden
J 2	Pin 1 u. 2 verbunden	Pin 1 u. 2 verbunden	Pin 2 u. 3 verbunden	Pin 1 u. 2 verbunden
J 3	geschlossen	geschlossen	geschlossen	offen

Typs Max 232 A (IC 2) nimmt dann eine Pegelwandlung vor, so daß am Ausgang (Pin 12) die Daten mit TTL-Pegel bereitstehen.

Die maximale Datenübertragungsgeschwindigkeit des Systems ist in erster Linie von diesem Baustein abhängig. Während die Datenrate bei den meisten Her-

stional mit zugehörigem Hardware-Handshake eingesetzt werden, so wird entsprechend Tabelle 1 mit Hilfe der Codierbrücken J 1 bis J 3 jeweils ein Interface als Sender und ein Interface als Empfänger konfiguriert. Das Handshake-Signal wird dann über die nicht genutzte Datenleitung übertragen.



Sollen z. B. 2 PCs über die optische Schnittstelle miteinander verbunden werden, ist aufgrund der gleichen Pinbelegung bei beiden Geräten ein sogenanntes Nullmodem erforderlich. In diesem Fall werden einfach die Lichtwellenleiter für Transmitter und Receiver gekreuzt.

Da zum Betrieb des RS232-Opto-Interface nur eine einzige stabile Betriebsspannung von 5 V benötigt wird, konnte das Netzteil mit entsprechend wenig Aufwand realisiert werden. Eine ungestabilisierte Betriebsspannung zwischen 8 V und 25 V wird an der Klinkerbuchse BU 1 zugeführt und gelangt über die Verpolungsschutzdiode D 1 sowie die Sicherung SI 1 auf den Eingang (Pin 1) des Spannungsreglers IC 1. Am Ausgang (Pin 2) des IC 1 steht dann eine stabilisierte Spannung von 5 V zur Verfügung.

Während der Elko C 1 die Betriebsspannung puffert, dienen C 2 und C 3 zur Schwingneigungsunterdrückung des Netzteils. Die Leuchtdiode D 2 wird über den Strombegrenzungswiderstand R 1 mit Spannung versorgt und signalisiert die Betriebsbereitschaft des Gerätes.

Nachbau

Der Nachbau des RS232-Opto-Interface ist einfach und in ca. einer halben Stunde zu bewerkstelligen. Die Bestückung der Leiterplatte wird anhand des vorliegenden Bestückungsplanes, der Stückliste sowie des Bestückungsaufdrucks auf

der Leiterplatte vorgenommen.

Zuerst werden die Anschlußbeinchen der 5 Widerstände und der Verpolungsschutzdiode D 1 abgewinkelt, durch die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte gesteckt und etwas auseinandergebogen, damit sie nach dem Umdrehen der Platine nicht mehr herausfallen können. Nach dem Verlöten auf der Leiterbahnseite werden die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abgeschnitten, ohne die Lötstelle selbst anzuschneiden.

Es folgt das Einsetzen des Pegelwandlers Max 232 A, wobei besonders auf die richtige Polung zu achten ist, d. h. die Kerbe des Gehäuses muß mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen.

Als nächstes werden die 3 Keramik-Kondensatoren C 2, C 8 und C 9 sowie die Folienkondensatoren C 4 bis C 7 eingelötet.

Bei den beiden Elektrolyt-Kondensatoren ist auf die richtige Polarität zu achten, wobei der Puffer-Elko C 1 zusätzlich liegend einzulöten ist.

Die beiden Transistoren sind so tief wie möglich einzusetzen, und die Leuchtdiode

D 2 wird mit einem Abstand von 16 mm, gemessen zwischen Leuchtdiodenunter- und Platinenoberseite eingesetzt und verlötet.

Der Festspannungsregler IC 1 wird liegend eingelötet und mit einer Schraube M 3 x 5 mm und zugehöriger Mutter festgesetzt.

Nach dem Einlöten der Kontakt-Stiftleisten zur Aufnahme der Codierstecker empfiehlt es sich, gleich mit Hilfe der 3 Jumper die gewünschte Konfiguration gemäß Tabelle 1 einzustellen.

Es folgt das Einlöten der Buchsen BU 1 und BU 2 sowie der beiden Lichtwellenleiter-Bauelemente. Die Hälften des Platinsicherungsalters werden bestückt und die zugehörige Sicherung eingesetzt.

Danach wird die Leiterplatte in die Gehäuseunterhalbschale des zugehörigen ELV Softline-Gehäuses gelegt, das Gehäuseoberteil aufgesetzt und von der Gehäuseunterseite aus mit einer Knipping-Schraube fest verschraubt.

Die Buchsen und Lichtleiteranschlüsse des ELV RS232-Opto-Interface wurden so angeordnet, daß anstatt des Gehäuseeinbaus die Platine auch an ein PC-Slotblech angeschraubt werden kann. In diesem Fall kann die Spannungsversorgung der Platine weiterhin mit einem Steckernetzteil oder auch über die PC-interne 12 V-Spannung erfolgen.

Nach der Installation der Kunststoff-Lichtwellenleiter steht der optischen Datenübertragung nichts mehr im Wege. **ELV**

Stückliste: V24-OPTO-Interface

Widerstände:

100Ω	R2
470Ω	R1
1kΩ	R3 - R5

Kondensatoren:

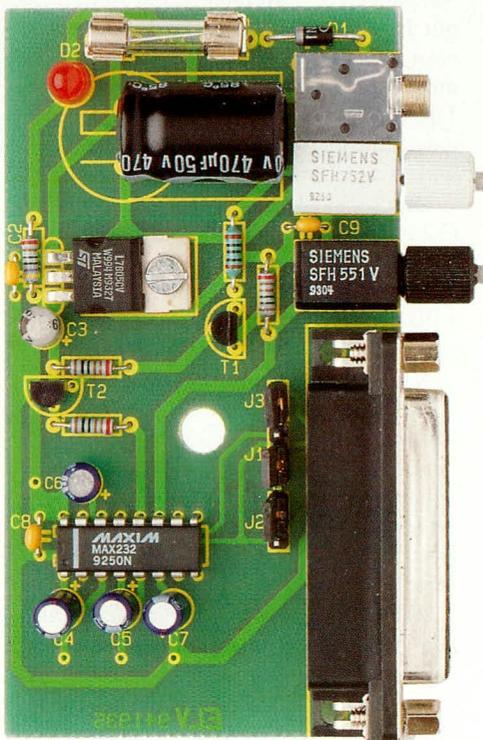
100nF/ker	C2, C8, C9
100nF	C4 - C7
10µF/25V	C3
470µF/40V	C1

Halbleiter:

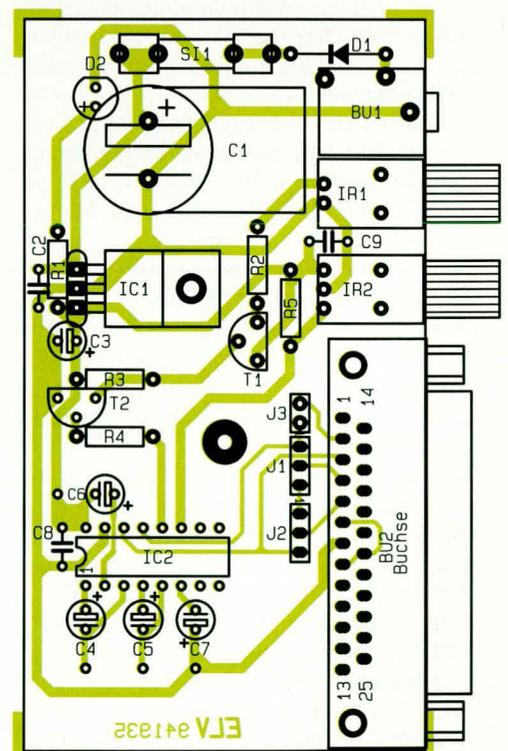
MAX232A	IC2
7805	IC1
BC548	T1, T2
SFH551V	IR2
SFH752V	IR1
1N4001	D1
LED, 5mm, rot	D2

Sonstiges:

- 1 Sicherung 315mA, träge
- 1 Platinsicherungshalter (2 Hälften)
- 1 SUB-D-Buchse, 25pol, winkelpoint
- 1 Klinkerbuchse, mono
- 2 Stiftleisten, 1 x 3pol
- 1 Stiftleiste, 1 x 2pol
- 3 Jumper
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm
- 1 Mutter, M3
- 1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm
- 1 Softline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt



Ansicht der fertig bestückten Platine des OI 1000



Bestückungsplan des RS232-Opto-Interface

Fitneß-Check

Testen Sie schnell und einfach Ihren Fitneßgrad - mit der hier vorgestellten kleinen Schaltung in wenigen Sekunden möglich.

Allgemeines

Wie fit Sie sich in diesem Moment gerade fühlen, hängt von den unterschiedlichsten Faktoren ab und unterliegt im allgemeinen einer subjektiven Beurteilung. Den Fitneßgrad zu objektivieren versucht nun die hier vorgestellte Elektronik. Das dabei zugrundeliegende Verfahren ist ebenso interessant wie ungewöhnlich. Die Funktion sieht wie folgt aus:

Das menschliche Auge bzw. die über das Gehirn vorgenommene Auswertung der entsprechenden Signale unterliegt einer gewissen Trägheit. So nimmt der Mensch beim Fernsehen bei einer Bildfolgefrequenz von 50 Halbbildern pro Sekunde nicht mehr die Einzelbilder wahr, sondern es werden fließende Bewegungsabläufe registriert. Auch Leuchtstofflampen oder im Multiplex betriebene Displays können nur durch die Trägheit des menschlichen Auges Einsatz finden.

Die Grenzfrequenz, bei der gerade noch ein Flackern wahrgenommen wird, liegt im allgemeinen zwischen 30 und 40 Hz. Im hellwachen, topfiten Geisteszustand liegt diese „Flacker-Wahrnehmungsschwelle“ höher als nach Ablauf eines anstrengenden Tages, wenn Sie müde sind oder nach Alkoholgenuß.

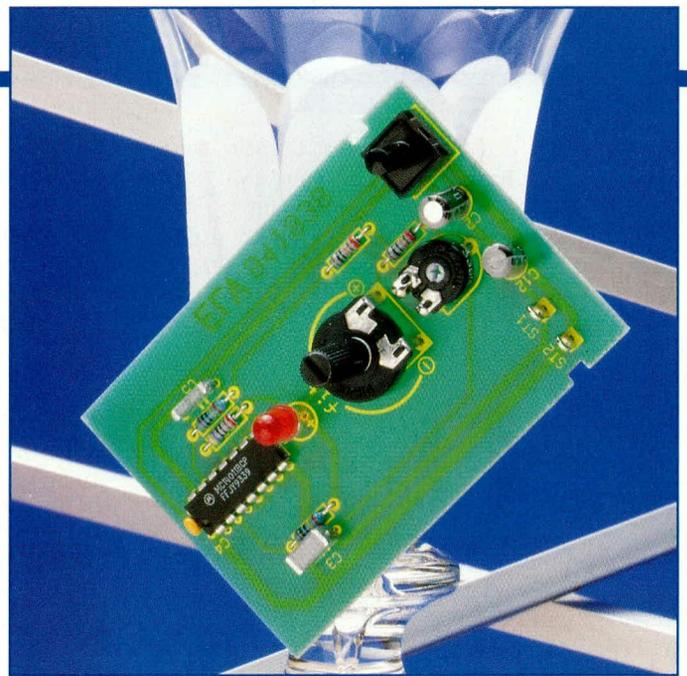
Mit der hier vorgestellten Schaltung ermitteln Sie den „Flacker-Schwellenwert“ im Vergleich zu Ihrem „Normalwert“ auf einfache Weise und schon kennen Sie Ihren aktuellen Fitneßgrad.

Bedienung und Funktion

Mit der On-Taste schalten Sie Ihren Fitneß-Check ein. Zur Batterieschonung schaltet sich das Gerät automatisch nach rund 10 sek. wieder aus.

Bei der ersten Inbetriebnahme nehmen Sie einen Grundabgleich vor, indem Sie den Drehregler in Mittelstellung bringen und einmalig mit dem darunter angeordneten Einstelltrimmer unter Zuhilfenahme eines Schraubenziehers Ihren persönlichen „Flacker-Schwellenwert“ einstellen.

Durch langsames Verdrehen des Trimmers ermitteln Sie dabei genau den Übergangspunkt zwischen ruhig und kontinuierlich leuchtender LED und einer gerade noch leicht flackernden Leuchtdiode. Diese Schwelle ist recht genau zu bestimmen,



wobei der Trimmer mehrfach leicht hin- und hergedreht wird, um den genauen Einstellpunkt zu finden.

Bei dieser Ersteinstellung sollten Sie sich möglichst fit fühlen, d. h. ausgeruht sein und ohne vorherigen Alkoholgenuß. Sofern für diese Ersteinstellung eine etwas längere Zeitspanne als die 10 sek. Betriebszeit benötigt wird, kann die Taste wiederholt gedrückt oder auch festgehalten werden.

Immer wenn Sie nun Ihren aktuellen persönlichen Fitneßgrad testen wollen, schalten Sie Ihren Fitneß-Check durch Tastendruck ein und verdrehen den Einstellregler soweit bis Sie den neuen Schwellenwert von leicht flackernder zur kontinuierlich leuchtender LED ermittelt haben.

Befindet sich die Poti-Einstellung links von der Mittelstellung, können Sie von einem geringeren Fitneßgrad ausgehen. Je weiter sich die Poti-Einstellung rechts von der Mittelstellung befindet (in Richtung „+“ gedreht), desto ausgeruhter und fitter werden Sie sich vermutlich fühlen.

Grundsätzlich muß der Vollständigkeit halber angemerkt werden, daß es sich beim Fitneß-Check nicht um ein medizinisches Meßgerät handelt und die damit erzielten Erkenntnisse nicht Grundlage zu Entscheidungen, gleich welcher Art, sein dürfen.

Schaltung

Für die Realisierung des Fitneß-Checks wird nur ein einziges preiswertes IC mit wenigen zusätzlichen Komponenten benötigt.

Die beiden Gatter IC 1 B und IC 1 C sind mit ihrer Zusatzbeschaltung zu einem Oszillator aufgebaut. R 2, R 6 und R 7 dienen zur Erzeugung einer Schalthysterese am Eingang Pin 6 (Schmitt-Trigger). Durch Hinzufügen der frequenzbestimmenden Komponenten R 3, R 4 und C 3 wird daraus ein Oszillator hergestellt. C 5 dient zur Verbesserung der Schalteigenschaften.

Die Frequenzeinstellung kann nun zum

einen durch Verändern der Schalthysterese mit R 2 vorgenommen werden, als auch durch Veränderung des Ladewiderstandes R 4 für den Kondensator C 3. Mit R 2 läßt sich die Frequenz-Grundeinstellung vornehmen, während R 4 zur jeweils individuellen Frequenzveränderung dient.

Das nachgeschaltete Gatter IC 1 D dient der Pufferung. Der Ausgang (Pin 11) steuert über den Vorwiderstand R 5 die Leuchtdiode D 1 an.

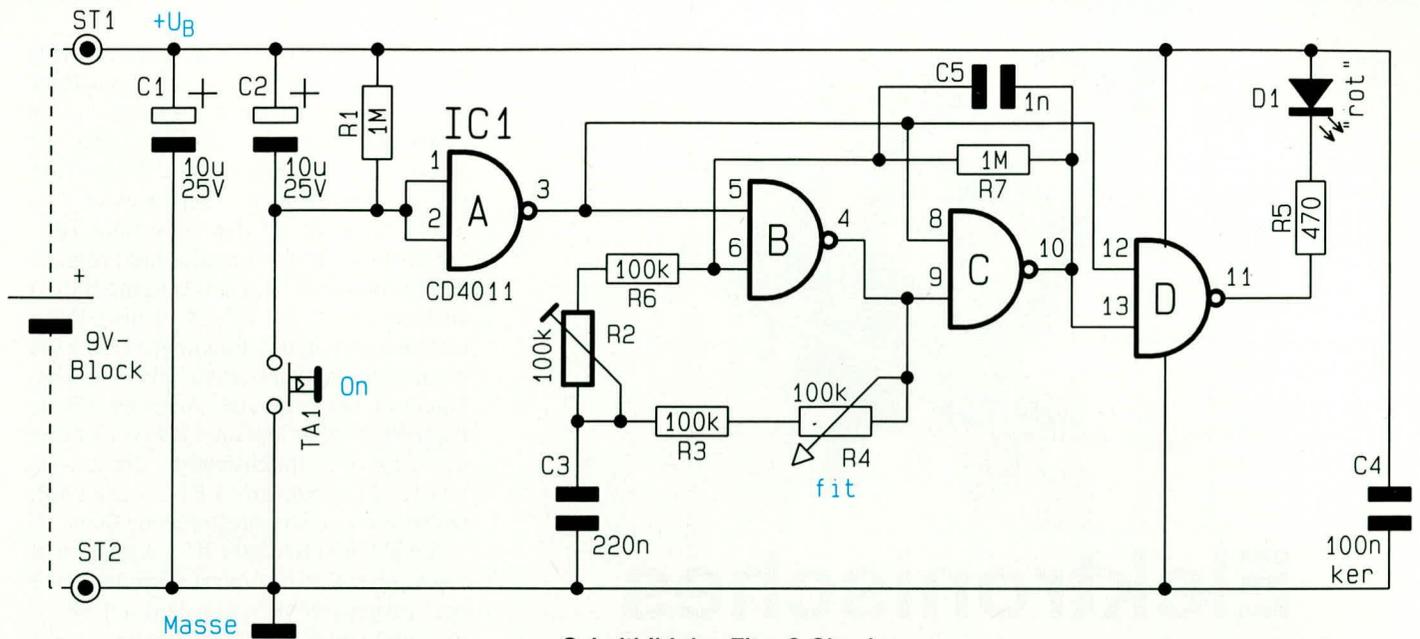
Der jeweils zweite Eingang der Gatter IC 1 B, C, D (Pin 5, 8, 12) liegt am Ausgang (Pin 3) des als Inverter geschalteten Gatters IC 1 A. Im Ruhezustand ist C 2 über R 1 entladen, d. h. die beiden Eingänge Pin 1, 2 des IC 1 A führen High-Potential und der Ausgang (Pin 3) liegt auf 0 V. Die Ausgänge der 3 übrigen Gatter führen somit High-Potential und die LED D 1 ist ausgeschaltet. In diesem Betriebszustand nimmt die gesamte Schaltung weniger als 1 µA auf, d.h. die Stromaufnahme liegt unterhalb der Selbstentladung der Batterie und ist somit vernachlässigbar.

Durch Betätigen der Taste TA 1 wird C 2 aufgeladen und der Ausgang (Pin 3) des IC 1 A führt High-Pegel. Die 3 weiteren Gatter sind somit freigegeben, der Oszillator schwingt und die LED wird angesteuert.

Nach Ablauf von ca. 10 sek. ist C 2 über R 1 soweit entladen, daß IC 1 A seinen Zustand ändert und Pin 3 wieder auf Low-Potential wechselt, woraufhin die gesamte Schaltung ausgeschaltet wird.

Nachbau

Wir beginnen die Aufbauarbeiten mit dem Einsetzen der 5 Widerstände, gefolgt von den beiden Kondensatoren C 3 und C 5. Die Anschlußdrähte werden auf der Leiterbahnseite abgewinkelt und verlötet. Überstehende Drahtenden sind so kurz wie möglich abzuschneiden, ohne dabei die Lötstelle selbst zu beschädigen.



Schaltbild des Fitneß-Check

Als dann sind die beiden Trimmer R 2 und R 4 einzusetzen, wie auch der Taster TA 1 und die beiden Lötstifte für die Zuführung der Versorgungsspannung.

Beim Einsetzen der Elkos C 1 und C 2 ist auf die richtige Polarität zu achten, genau wie auch beim Einbau des IC 1. Der Anschluß Pin 1 ist an der Gehäuseoberseite mit einem Punkt oder einer Kerbe gekennzeichnet, deren Position mit der entsprechenden Markierung auf dem Bestückungsplan übereinstimmen muß.

Als nächstes wenden wir uns dem Einbau der Leuchtdiode zu. Die Katode ist diejenige Seite in welche die Pfeilspitze des Schaltungssymbols weist und die dem Minusanschluß entspricht. Bei der hier verwendeten 5 mm-Leuchtdiode ist dieser Anschluß durch eine Abflachung an einer Seite des hervorstehenden Ringes des Kunststoffgehäuses der LED markiert. Der

Abstand zwischen Leiterplattenoberseite und Gehäuseunterseite der LED sollte 6 mm betragen.

Den Abschluß bildet das Anlöten der Zuleitung des 9 V-Batterieclips. Die rote Ader wird an ST 1 (+UB) und die schwarze an ST 2 (Masse) angeschlossen.

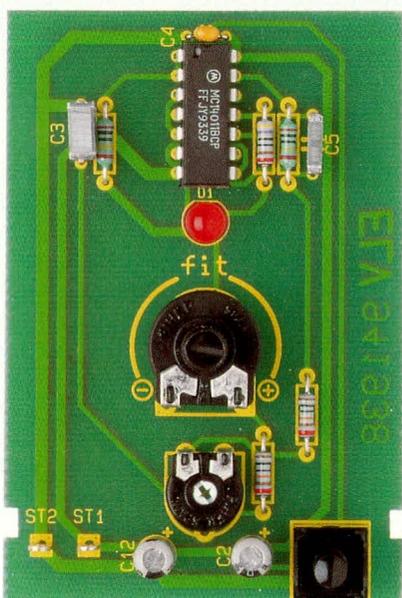
Bevor die Leiterplatte in das Gehäuse eingesetzt wird, ist die Bestückung nochmals sorgfältig zu kontrollieren.

Sind alle Überprüfungen zur Zufriedenheit verlaufen, empfiehlt es sich, die Schaltung in ein passendes Klarsichtgehäuse einzusetzen. Hierzu wird das Gehäuse in Längsrichtung auseinandergezogen. Zwar sind beide Halbschalen einander recht ähnlich, jedoch existiert ein Unterschied in den beiden Haltnasen, die zur Fixierung der Leiterplatte dienen. Diese befinden sich ca. 40 mm von der hinteren Stirnseite entfernt auf jeder der seitlichen Gehäusekan-

ten. Hier wird nun die Leiterplatte mit der Bauteilseite voran eingesetzt. Zuvor sind die beiden Bohrungen für den Einstellregler R 4 und für die Durchführung des Schraubenziehers zur Voreinstellung des Trimmers R 2 an entsprechender Stelle einzubringen.

Die 9 V-Blockbatterie wird in den noch freien unteren Raum eingesetzt und die zweite Gehäusehalbschale in Längsrichtung aufgeschoben. Damit ist die Leiterplatte im Gehäuse fest verankert und die Schaltung kann ihren Betrieb aufnehmen. Durch die geringe Stromaufnahme von weniger als 10 mA (typ. 6 mA) sind mit einer 9 V-Alkali-Mangan-Blockbatterie rund 30.000 Einsätze möglich, bei jeweils 10 sekundiger Betriebszeit.

Zum Abschluß wird die Potiachse eingesteckt, der Zeiger-Drehknopf aufgesetzt und festgeschraubt. **ELV**



Ansicht der fertig aufgebauten Platine

Stückliste: Fitneß-Check

Widerstände:

470Ω	R5
100kΩ	R3, R6
1MΩ	R1, R7
PT10, liegend, 100kΩ	R2
PT15, liegend, 100kΩ	R4

Kondensatoren:

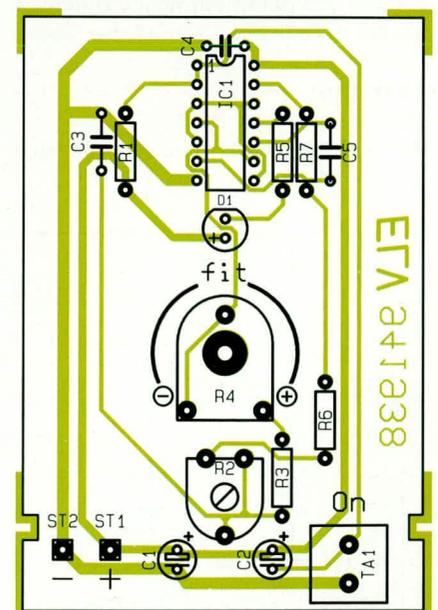
1nF	C5
100nF/ker	C4
220nF	C3
10µF/25V	C1, C2

Halbleiter:

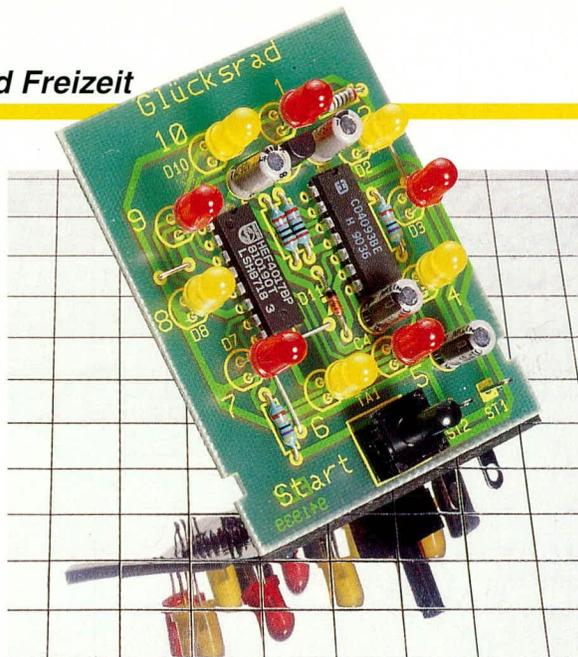
CD4011	IC1
LED, 5mm, rot	D1

Sonstiges:

- Print-Taster, schwarz, 20 mm TA 1
- 1 Batterieclip für 9V-Block
- 2 Lötstifte mit Lötöse
- 1 Kunststoffachse, 22 mm, 6 mm Ø
- 1 Spannzangen-Drehknopf mit Pfeilscheibe und Deckel, 14 mm Ø



Bestückungsplan des Fitneß-Check



Elektronisches Glücksrad

10 in einem Kreis angeordnete Leuchtdioden bilden dieses elektronische Glücksrad. Nach einigen Sekunden „Laufzeit“ markiert eine der 10 LEDs die zugehörige „Gewinnziffer“.

Allgemeines

Nur 2 ICs und wenige zusätzliche Bauelemente reichen zum Aufbau dieser kleinen Schaltung aus.

Per Tastendruck wird das Glücksrad eingeschaltet und ein Zufallsgenerator gestartet. Dieser steuert ein aus 10 LEDs bestehendes Lauflicht an.

Nach ca. 3 sek. „Laufzeit“ leuchtet nach dem Zufallsprinzip eine der 10 LEDs für weitere ca. 6 sek. auf. Danach schaltet sich zur Batterieschonung die Elektronik selbsttätig wieder aus. Durch Tastendruck kann zu jedem Zeitpunkt ein neuer Durchlauf gestartet werden.

Schaltung

Mit dem Gatter IC 1 A, dessen Eingänge

Schmitt-Trigger-Funktionen besitzen, ist in Verbindung mit R 3, C 3 ein Oszillator aufgebaut. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt die Frequenz rund 20 Hz und ist abhängig von R 3, C 3 sowie der Hysterese des Schmitt-Trigger-Eingangs Pin 2 des IC 1 A (herstellerabhängig).

Im Ruhezustand liegt der zweite Eingang (Pin 1) des IC 1 A über R 1 auf Massepotential, wodurch der Oszillator gesperrt ist und der Ausgang (Pin 3) des IC 1 High-Pegel führt.

Infolgedessen ist D 11 ebenfalls gesperrt und C 4 lädt sich über R 4 auf, woraufhin der Ausgang des IC 1 B Low-Potential (0 V) führt, d. h. T 1 ist gesperrt und die Schaltung deaktiviert. Die Ruhestromaufnahme von IC 1 und IC 2 ist dabei praktisch vernachlässigbar.

Durch Betätigen der Taste TA 1 wird C 2 aufgeladen und damit der Steuerein-

gang Pin 1 des IC 1 A freigegeben. Der Oszillator schwingt und steuert den Zähler IC 2 an seinem Eingang Pin 14 an.

An den Ausgängen des IC 2 sind 10 Leuchtdioden angeschlossen, die im Takt der Ansteuerfrequenz nacheinander aufleuchten, sofern T 1 durchgeschaltet ist.

Sobald die ersten Impulse mit Freigabe des Oszillators IC 1 A am Ausgang (Pin 3) anstehen, wird der Elko C 4 über D 11 entladen und an den Eingängen (Pin 5, 6) des nachfolgenden Gatters liegt nun Low-Potential, woraufhin der Ausgang (Pin 4) High-Pegel führt und über R 5 den Schalttransistor T 1 durchsteuert - die jeweils von IC 2 angesteuerte LED leuchtet auf, wobei R 6 zur Strombegrenzung dient.

Sobald der Oszillator IC 1 A nach rund 3 sek. über Pin 1 gesperrt wird, wechselt der Ausgang (Pin 3) konstant auf High-Potential und C 4 kann sich nun über R 4 aufladen. Nach weiteren ca. 6 sek. wechselt dann der Ausgang (Pin 4) des IC 1 B zurück auf Low-Pegel und T 1 sperrt, d. h. die LEDs sind ausgeschaltet.

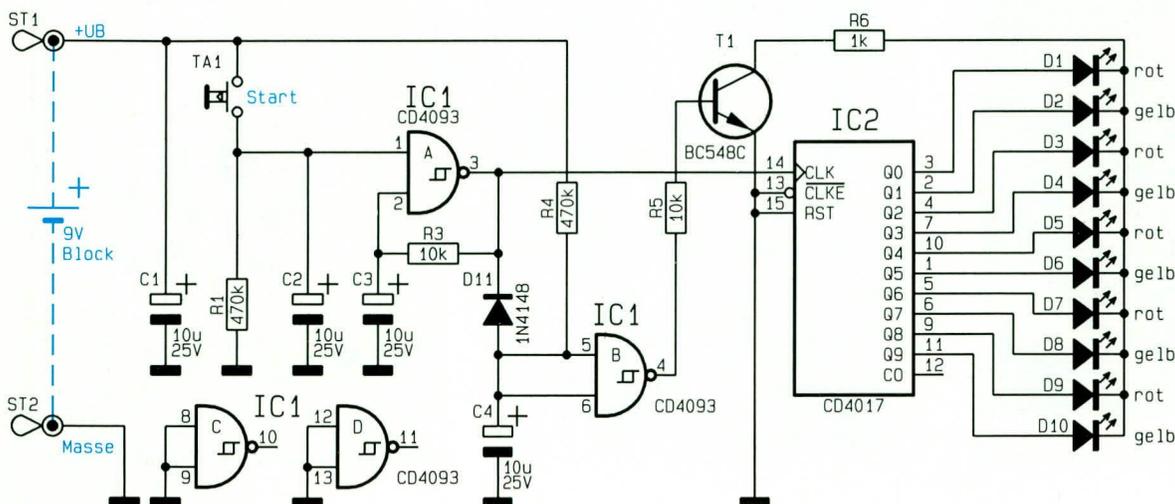
Abschließend noch ein Hinweis zur Zufälligkeit des Ergebnisses:

Bei der hier gewählten Oszillatorfrequenz ist der „Lauffeffekt“ des Glücksrades gut zu sehen, allerdings mit dem kleinen Wermutstropfen, daß bei dieser vergleichsweise niedrigen Frequenz die Zufälligkeit des Aufleuchtens einer LED nur eingeschränkt gegeben ist. Mit Betätigen der Taste TA 1 wird C 2 aufgeladen und definiert über R 1 wieder entladen, wodurch sich eine recht konstante Betriebszeit ergibt, die sich in erster Linie durch die Länge des Tastendruckes verändert. Wird die Taste immer recht genau gleich lange betätigt, ist das Anzeigeergebnis bei der vorliegenden Betriebsfrequenz „nicht mehr so ganz zufällig“.

Abhilfe kann leicht geschaffen werden, indem C 3 durch einen kleinen keramischen Kondensator mit einer Kapazität von 10 nF ersetzt wird.

In dieser neuen Dimensionierung wird es selbst geübten Glücksrad-Spielern

schwerfallen, eine bestimmte LED aufleuchten zu lassen. Der Laufflichteffekt ist bei einer entsprechend hohen Betriebsfrequenz jedoch nicht mehr gegeben, d. h. für die ersten 3 sek. leuchten alle



Schaltbild des elektronischen Glücksrades

10 LEDs mit geringer, jedoch gleichmäßiger Helligkeit, bis anschließend eine LED in gewohnter Leuchtstärke das Ergebnis signalisiert.

Die „Gewichtung“ der einzelnen LEDs ist durch die Ziffern 1 bis 10 auf der Platine aufgedruckt.

Nachbau

Für den Aufbau dieser kleinen Schaltung steht eine übersichtlich gestaltete Leiterplatte mit den Abmessungen 68 x 53,5 mm zur Verfügung, auf der sämtliche Bauelemente Platz finden. Für diejenigen, die sich die Platine in Verbindung mit der ELV-Platinenvorlage selbst erstellen, sei angemerkt, daß links und rechts des Tasters eine kleine Einkerbung einzubringen ist. In Verbindung mit den Haltenasen des Klarsichtgehäuses ergibt sich dadurch eine sichere Positionierung.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten mit dem Einsetzen der 5 Widerstände, gefolgt von den 4 Elkos. Bei letzteren handelt es sich um gepolte Bauelemente, deren korrekte Einbaulage wichtig ist. Das Minus-Anschlußbeinchen ist üblicherweise durch ein Minuszeichen auf dem Gehäuse gekennzeichnet.

Es folgt das Einsetzen der beiden integrierten Schaltkreise. Auch hier spielt die Einbaulage eine wichtige Rolle, wobei die Stirnfläche auf der Seite mit dem Anschluß Pin 1 durch eine Einkerbung oder eine Punktmarkierung zu erkennen ist.

Es folgt das Einsetzen der Diode D 11, wobei auch hier auf die richtige Einbaulage zu achten ist. Diejenige Seite des Schal-

die entsprechenden Bohrungen gesteckt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Alle überstehende Drahtenden sind so kurz als möglich abzuschneiden, ohne dabei die Lötstellen selbst zu beschädigen.

Als nächstes wenden wir uns dem Einbau der Leuchtdioden zu. Die Katode ist diejenige Seite, in welche die Pfeilspitze des Schaltungssymbols weist und die dem Minusanschluß entspricht. Bei den hier verwendeten 5 mm-Leuchtdioden ist dieser Anschluß durch eine Abflachung an einer Seite des hervorstehenden Ringes des Kunststoffgehäuses der LED gekennzeichnet.

Für D 1, D 3, D 5, D 7 und D 9 wird jeweils eine rote und für D 2, D 4, D 6, D 8 und D 10 eine gelbe LED eingesetzt. Der Abstand zwischen Leiterplattenoberseite und Gehäuseunterseite einer jeden LED sollte 6 mm betragen.

Den Abschluß bildet das Einsetzen und Verlöten des Tasters TA 1 sowie das Anlöten der Zuleitungen des 9 V-Batterieclips. Die rote Ader wird in die mit ST 1 (+UB) gekennzeichnete Bohrung und die schwarze in ST 2 (Masse) eingesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet.

Eine 9V-Blockbatterie wird angeschlossen und TA 1 kurz betätigt. Sogleich müssen die LEDs nacheinander aufleuchten. Ca. 3 sek. nach Loslassen des Tasters muß nach zufälligen Kriterien eine LED aufleuchten zur Markierung der „Gewinnziffer“. Nach weiteren rund 6 sek. erlischt die Anzeige und das Gerät befindet sich in einem stromsparenden Modus, der nahezu einem ausgeschalteten Zustand entspricht, d. h. die Stromaufnahme liegt unter der

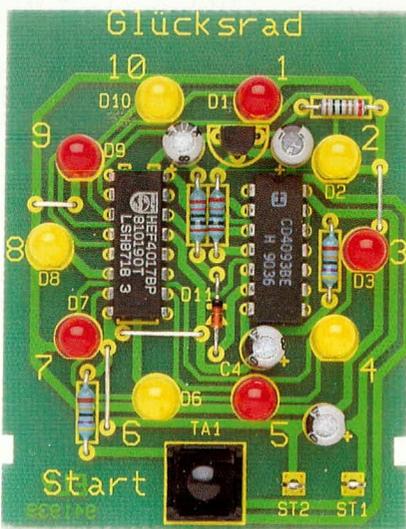
Selbstentladung einer 9V-Blockbatterie.

Arbeitet die Schaltung zur Zufriedenheit, kann die Leiterplatte in ein dafür passendes Klarsichtgehäuse eingesetzt werden. Hierzu wird das Gehäuse in Längsrichtung auseinandergezogen. Zwar sind beide Halbschalen einander recht ähnlich, jedoch existiert ein Unterschied in den beiden Haltenasen, die zur Fixierung der Leiterplatte dienen. Diese befinden sich ca. 40 mm von der hinteren Stirnseite entfernt auf jeder der seitlichen Gehäusekanten. Hier wird später die Leiterplatte mit der Bauteilseite voran eingesetzt.

Zunächst ist jedoch die Bohrung für den Taster einzubringen. Der Mittelpunkt der Bohrung liegt genau 36 mm von der Stirnseite entfernt (Außenkante) bei gleichem Abstand von der linken und rechten Längsseite. Zunächst wird eine Bohrung mit einem 2 mm-Bohrer eingebracht, um anschließend die genaue Positionierung unter teilweisem Probeeinbau der Platine zu prüfen. Der Enddurchmesser sollte 4,5 mm betragen, wobei ein spezieller Kunststoffbohrer dienlich ist.

Nun kommen wir zur Endfertigstellung unseres elektronischen Glücksrades, indem die Leiterplatte mit der Bauteilseite voran in die betreffende Gehäusehalbschale eingesetzt wird, gefolgt von der daneben anzuordnenden 9V-Blockbatterie. Die kleinen seitlichen Aussparungen der Platine fassen genau in die zugehörigen Gehäusearretierungen. Alsdann wird die zweite Gehäusehalbschale in Längsrichtung darübergeschoben.

Damit ist die Leiterplatte im Gehäuse fest verankert. Eine Prüfung auf Leichtgängig-



Ansicht der fertig aufgebauten Platine

tungssymbols, in welche die Pfeilspitze weist (Katode), ist auf dem Gehäuse mit einem Ring markiert.

Der Transistor T 1 wird gemäß dem Bestückungsplan auf die Platine gesetzt und die Beinchen so tief wie möglich durch

Stückliste: Elektronisches Glücksrad

Widerstände:

1kΩ	R6
10kΩ	R3, R5
470kΩ	R1, R4

Kondensatoren:

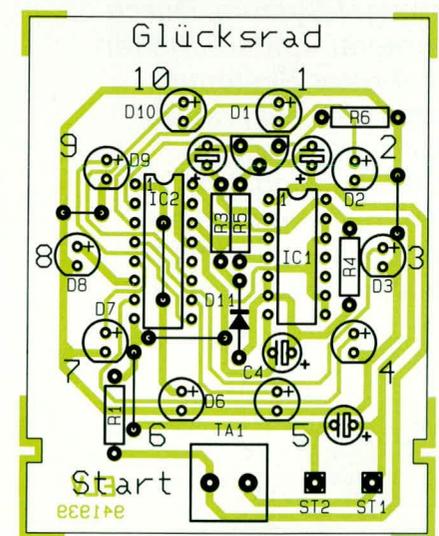
10µF/25V	C1 - C4
----------	-------	---------

Halbleiter:

CD4017	IC2
CD4093	IC1
BC548	T1
1N4148	D11
LED, 5mm, rot	D1, D3, D5, D7, D9
LED, 5mm, gelb	D2, D4, D6, D8, D10

Sonstiges:

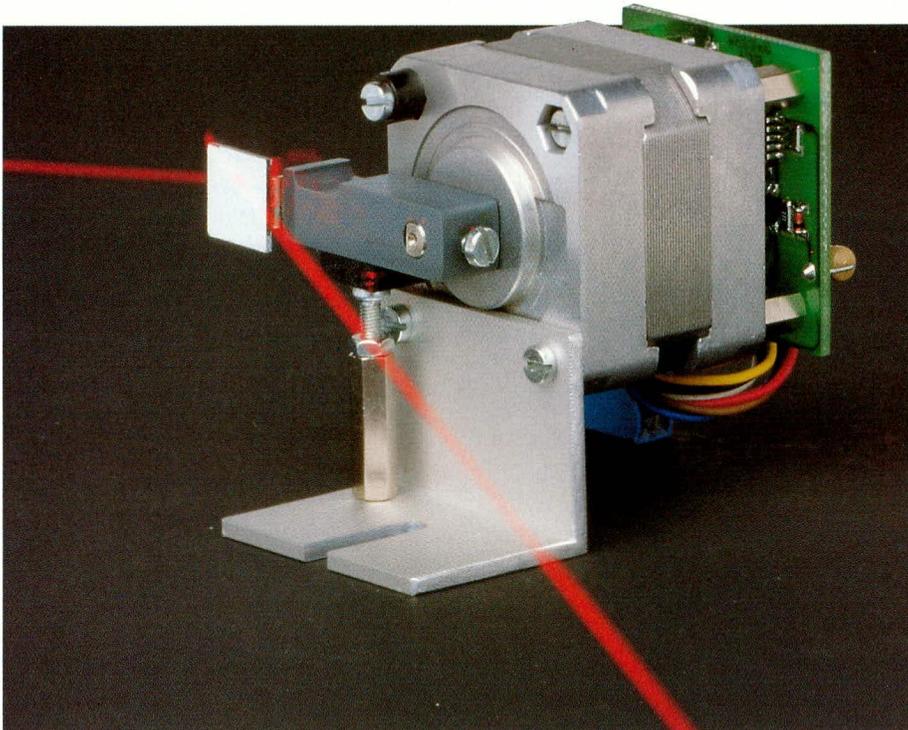
Print-Taster, 20 mm, schwarz	..TA 1
1 Batterieclip für 9V-Block	
15cm Silberdraht, blank	



Bestückungsplan des elektronischen Glücksrades

keit des Tasters schließt den Aufbau ab.

Durch die geringe Stromaufnahme von nur rund 8 mA ergibt sich mit einer Alkali-Mangan-Blockbatterie eine Betriebszeit von über 50 Stunden, entsprechend mehr als 20.000 Zyklen. **ELV**



Laserstrahl-Schalter LS 96

Zur präzisen gezielten Ablenkung eines Laserstrahls dient dieses elektronisch gesteuerte Schwenkspiegel-System. Durch Hintereinanderschalten mehrerer Systeme kann der Laserstrahl auf verschiedene Effekteinrichtungen gelenkt und so eine abwechslungsreiche Show gestaltet werden.

Allgemeines

Lasershows zählen zu den interessantesten Lichteffekten überhaupt. Durch vielfältigste Möglichkeiten zur Ablenkung und Beeinflussung des Laserstrahls können Sie Ihre private Party durch faszinierende Showeffekte bereichern.

Die Lasershow ist dabei um so abwechslungsreicher und unterhaltsamer, je mehr Variationsmöglichkeiten der Laserstrahlprojektion zur Verfügung stehen. So entstanden in den vergangenen Jahren in der ELV-Entwicklungsabteilung mehrere recht unterschiedliche Effektgeräte vom parallel arbeitenden Laser-Interferograph über ein Motor-Spiegelsystem, einen Laser-Akustik-Modulator bis hin zur computer-gesteuerten XY-Ablenkeinheit.

Jedes System erzeugt dabei auf seine charakteristische Weise durch spezielle Ablenkalgorithmen eigene Showeffekte, deren Vielseitigkeit sich durch Kombination mehrerer unterschiedlicher Systeme deutlich steigert.

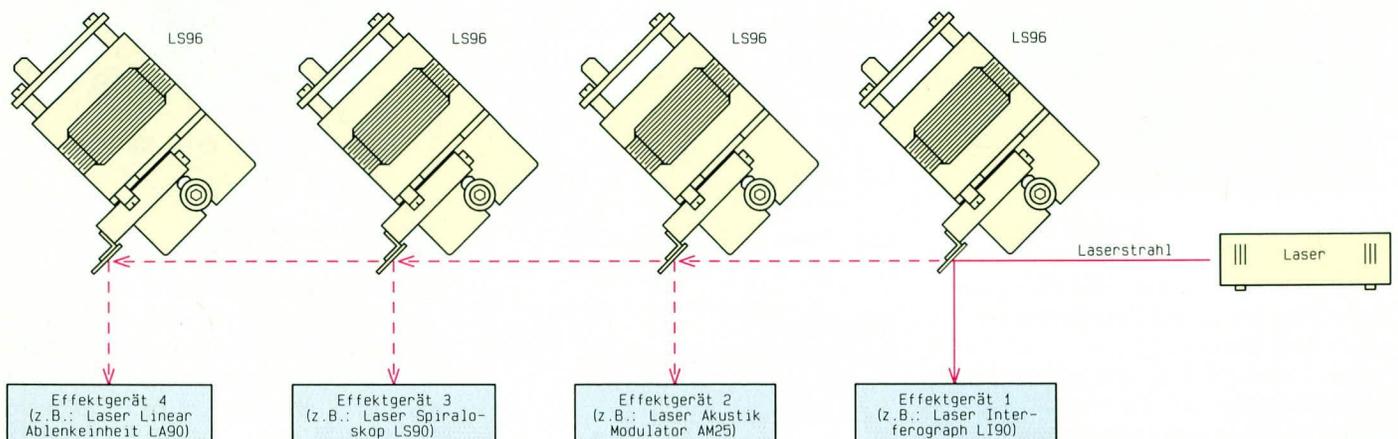
Damit nun mit einem einzigen Laserstrahl die Erzielung mehrerer unterschiedlicher Effekte möglich ist, muß dieser Strahl gezielt von der Laseranlage kommend, wahlweise zum ersten oder zum zweiten oder zum dritten oder Effektgerät geleitet werden. Üblicherweise sind dabei die einzelnen Effektgeräte selbst auf einer sogenannten „Laserbank“ zusammen mit den steuerbaren Strahlschaltern und der Laseranlage selbst montiert.

In Abbildung 1 ist eine typische Anordnung gezeigt. Ganz rechts ist die Laseranlage selbst zu sehen, die den eigentlichen Laserstrahl erzeugt. Dieser fällt zunächst auf den ersten Spiegel des Laserstrahl-Schalters LS 96 und wird von dort im 90°-Winkel auf das erste Effektgerät gelenkt (hier: Laser-Interferograph LI 90). Es ist dabei leicht verständlich, daß die Positioniergenauigkeit des im Strahlengang liegenden Spiegels hochpräzise sein muß, damit der Laserstrahl auf die Spiegel des nachgeschalteten Effektgerätes genau auftrifft.

Wird nun der Spiegel des ersten rechts eingezeichneten Laserstrahl-Schalters LS 96 aus dem Strahlengang herausgedreht, trifft der Laserstrahl nun auf den Spiegel des zweiten links daneben angeordneten Laserstrahl-Schalters, der seinerseits eine Ablenkung um 90° vornimmt, so daß der Laserstrahl nun nicht auf Effektgerät 1, sondern jetzt auf Effektgerät 2 trifft (hier: Laser-Akustik-Modulator AM 25).

In gleicher Weise kann auch der Spiegel dieses zweiten Laserstrahl-Schalters hochgeschwenkt werden, und der Strahl trifft auf den Spiegel des dritten oder des vierten

Bild 1: Typische Anordnung einer 4fach-Laserstrahlumschaltung mit dem LS 96



Technische Daten: Laserstrahl-Schalter LS 96

Versorgungsspannung:	12 V bis 15 V
Stromaufnahme (bei 12 V):	ca. 160 mA (Stand-by)
	ca. 420 mA (Aktiv)
Max.-Ausgangsstrom der Treiberschaltung:	500 mA
Taktfrequenz:	ca. 250 Hz
Einstellzeit für Schwenkvorgang:	ca. 0,03 sek.
Steuereingang:	High-Pegel: 4 V - 15 V (eingeschwenkt)
	Low-Pegel: 0 V - 1 V (ausgeschwenkt)

oder ... Laserstrahl-Schalters. Auf diese Weise sind nahezu beliebig viele Effektgeräte in den Strahlengang des Lasers einschaltbar, wobei jeweils nur ein einziger zusätzlicher Umlenkspiegel in den Strahlengang eingefügt zu werden braucht, mit entsprechend geringen Verlusten.

Laserstrahl-Schalter LS 96

Bei den meisten in Lasershows eingesetzten Effektgeräten spielt die Ablenkgeschwindigkeit des Laserstrahls eine wichtige Rolle, d. h. die Masse der Ablenkspiegel muß so klein wie möglich gehalten werden. Dies wiederum bedeutet den Einsatz entsprechend kleiner Ablenkspiegel, die meist nur geringfügig größer sind als für den jeweiligen Showeffekt unbedingt nötig.

Für die Positioniergenauigkeit des vom Effektgerät abgelenkten Laserstrahls bedeutet dies höchste Präzision. Im allgemeinen bereitet die exakte Ausrichtung der Laseranlage selbst und des Effektgerätes keine Probleme, eine mechanisch solide Konstruktion einmal vorausgesetzt. Diese Präzision muß nun aber zwingend notwendig auch beim Einsatz von Laserstrahl-Schaltern fortgeführt werden. Einfache Kippspiegel oder toleranz- und spielbehaf-

tete Drehachsen sind als Strahl-Schalter denkbar ungeeignet.

So haben wir uns bei der Konzeption des Laserstrahl-Schalters LS 96 für ein professionelles System mit extrem hoher Positioniergenauigkeit ent-

schieden. Hierbei handelt es sich um einen fein abgestuften Schrittmotor, dessen Achse absolut spielfrei gelagert ist und den Dreharm mit angesetzt, vergütetem Oberflächenspiegel trägt.

Eine integrierte Elektronik sorgt für die Motoransteuerung, damit das System auf einfache Weise einsetzbar ist. Sie brauchen lediglich die Betriebsspannung (Masse sowie +12 V bis +15 V) anzulegen, und schon positioniert sich das System von selbst.

Über einen einzigen Steuereingang wird nun der Spiegel geschwenkt. Führt der Steuereingang Low-Pegel (Masse), so ist der Spiegel nach oben geschwenkt, und der Laserstrahl wird nicht abgelenkt. Wird hingegen ein High-Pegel (+4 V bis +15 V bezogen auf die Schaltungsmasse) an diesen Steuereingang gelegt, so schwenkt der Spiegel nahezu verzögerungsfrei (innerhalb von 0,03 sek.) in den Strahlengang des Lasers, und der Laserstrahl gelangt auf das dazugehörige Effektgerät.

Sobald die Steuerspannung abgenommen, d. h. der Pegel auf 0 V zurückgefallen ist, schwenkt der Spiegel automatisch wieder in die obere Position. Eine komplizierte Ansteuerung des Schrittmotors ist von außen nicht erforderlich, denn die integrierte Elektronik des LS 96 sorgt für die

richtige Ansteuerung der Motorwicklungen.

Zur genauen Justierung des Ablenkspiegels kann sowohl das ganze System als auch der Ablenkspiegel einmal um seine im rechten Winkel dazustehende Achse. Weiterhin ist der Anschlag in der Aktivposition des Spiegels justierbar. So kann während der Montage des Laserstrahl-Schalters die Spiegelausrichtung optimal vorgenommen werden.

Nach diesen Vorbemerkungen wollen wir uns nun der Schaltungstechnik des LS 96 zuwenden.

Schaltung

In Abbildung 2 ist das Schaltbild der elektronischen Ansteuerung des Laserstrahl-Schalters LS 96 dargestellt. Links oben im Bild sind die 3 äußeren Anschlüsse zu sehen, von denen der mittlere mit GND bezeichnete Anschluß die Schaltungsmasse darstellt, während der obere Anschluß mit der +12 V bis +15 V-Betriebsspannung beaufschlagt wird. Die Stromaufnahme beträgt im Ruhezustand des Schwenkarmes ca. 160 mA (bei 12 V). Lediglich für die kurze Zeit der Schwenkbewegung nimmt die Schaltung rund 450 mA auf, so daß ein 12 V-Netzteil mit einer Belastbarkeit von 0,5 A für die Speisung ausreicht.

Über den unteren mit „STEUERL“ bezeichneten Anschluß wird die Position des Schwenkspiegels gesteuert. Der Eingang ist im Bereich von 0 bis +15 V TTL- und CMOS-kompatibel. Liegt der Steuereingang auf Masse-Potential, befindet sich der Schwenkarm in der oberen Position, d. h. der Laserstrahl passiert den LS 96 und wird nicht abgelenkt.

Liegt hingegen ein High-Pegel (+4 V bis +15 V) am Steuereingang, so schwenkt der Spiegel in nur 0,03 sek. in den Strahlengang, d. h. der Schrittmotor dreht bis zum Anschlag nach links (entgegen dem Uhrzeigersinn). Nur während dieser außerordentlich kurzen Zeit des eigentlichen Schwenkvorganges steigt die Stromaufnahme auf ca. 420 mA (bei 12 V-Betriebsspannung) an.

Fällt die Steuerspannung wieder auf Masse-Potential, so wird der Spiegel im Uhrzeigersinn aus dem Strahlengang herausgedreht.

Die Betriebsspannung, die im Bereich zwischen 12 V und 15 V liegen darf, wird mit dem Spannungsregler IC 1 auf 5 V stabilisiert, wobei C 1 und C 4 zur Schwingungsunterdrückung und Pufferung dienen. Diese stabilisierte Spannung dient zum Betrieb von IC 2 und IC 3.

IC 2 bildet zusammen mit R 1, R 2, C 2

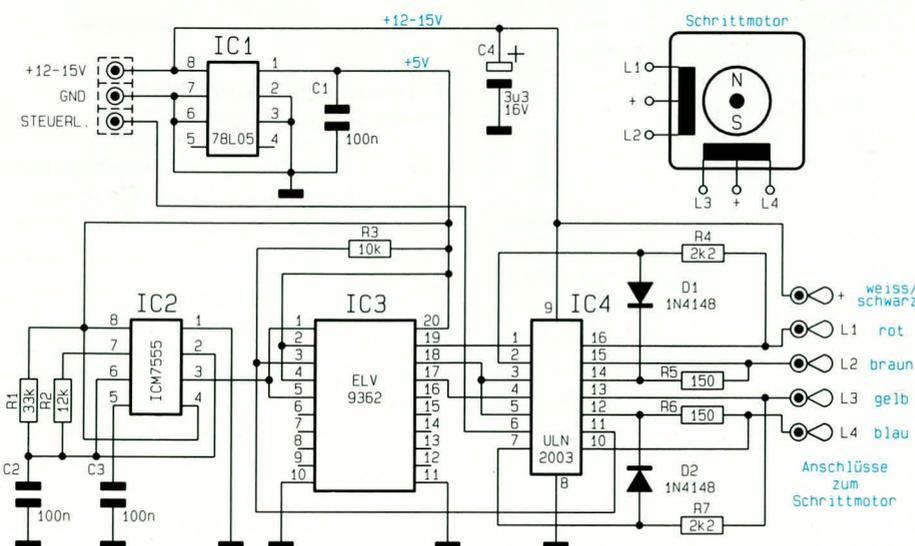


Bild 2: Schaltbild des Laserstrahl-Schalters LS 96

und C 3 einen Oszillator, der an seinem Ausgang (Pin 3) eine Rechteckspannung von ca. 250 Hz zur Verfügung stellt. Dieses Taktsignal gelangt an den Clock-Eingang des IC 3. Hierbei handelt es sich um einen programmierbaren Logikbaustein des Typs GAL 16V8, der die gesamte Ablaufsteuerung übernimmt. An den Ausgängen Pin 17, 18, 19 liegen die Steuersignale für den Schrittmotor an.

Da IC 3 nicht genügend Strom zum Betrieb des Schrittmotors liefern kann, ist IC 4 nachgeschaltet, in dem 7 Treiber-Transistoren mit Schutzdioden integriert sind.

Die Ablaufsteuerung sieht wie folgt aus: Nach dem Anlegen der Betriebsspannung läuft der Schrittmotor zunächst 16 Schritte nach links (entgegen dem Uhrzeigersinn gedreht). Da der Schwenkbereich des Drehspiegels an beiden Seiten mit einem Anschlag begrenzt ist und nur einen Spielraum von 10 Schritten bietet, läuft der

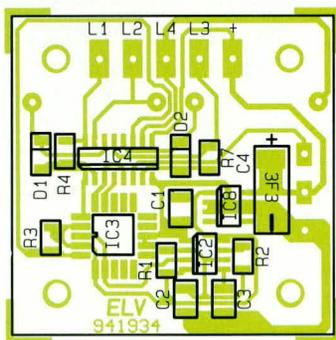
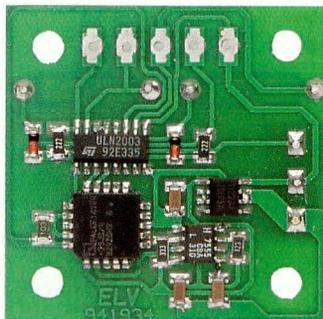


Foto und Bestückungsplan für die auf der Leiterbahnseite montierten SMD-Bauteile

Motor zwangsläufig gegen den linken Anschlag. Hierdurch nimmt der Schwenkspiegel unmittelbar nach dem Einschalten einen definierten Ausgangspunkt ein.

In Abhängigkeit von der Steuerspannung fährt der Schrittmotor nun die beiden eingangs beschriebenen Positionen an, indem er einmal bis zum Anschlag nach links (High-Pegel am Steuereingang) und einmal im Uhrzeigersinn, d. h. nach rechts dreht (Low-Pegel am Steuereingang).

In beiden Positionen werden die Wicklungen L 2 und L 4 des Schrittmotors mit einem Haltestrom beaufschlagt, damit sich der Schwenkarm auch bei kleinen Erschütterungen oder ähnlichem nicht verstellt.

Nachbau

Durch den Einsatz moderner SMD-Technik findet die gesamte Elektronik auf einer nur 43 x 43 mm großen Leiterplatte Platz. Für den Aufbau ist unbedingt ein Lötkolben mit sehr dünner Spitze erforderlich.

Anhand des Bestückungsplanes wird zuerst IC 3 bestückt. Pin 1 ist durch einen Punkt auf der Gehäuseoberseite gekennzeichnet. Es wird zunächst ein Pin angelötet und dann die korrekte Position überprüft. Anschließend müssen die restlichen Anschlüsse unter Zugabe von nicht zuviel Lötzinn verlötet werden. Zur Kontrolle empfiehlt es sich, die Platine gegen eine Lichtquelle zu halten und zu durchleuchten, um eventuelle Lötzinnbrücken aufzuspüren und zu beseitigen.

In gleicher Weise wird mit IC 1, IC 2 und IC 4 verfahren. Die Kennzeichnung hier

erfolgt durch eine abgeflachte Gehäuseseite.

Bei der Bestückung der Dioden D 1 und D 2 ist auf die richtige Polung zu achten. Nachdem auch die passiven Bauteile R 1 bis R 3 sowie C 1 bis C 4 entsprechend dem Bestückungsplan eingesetzt sind, werden die beiden Widerstände R 4 und R 5 auf der gegenüberliegenden Platinenseite eingebaut und auf der Leiterbahnseite verlötet. Da sich diese Widerstände im Betrieb erwärmen, sollte der Abstand zur Platine 5 mm betragen. Mit dem Anbringen der 3poligen Schraubklemme ist der elektrische Teil des Nachbaus bereits beendet.

Mechanischer Aufbau

Kommen wir als nächstes zur Montage der mechanischen Komponenten, wie in Abbildung 3 und 4 zu sehen. Zunächst werden die vier M 3-Befestigungsschrau-

Stückliste: Laserstrahl-Schalter

Widerstände:

150Ω/1W	R5, R6
2,2kΩ/SMD	R4, R7
10kΩ/SMD	R3
12kΩ/SMD	R2
33kΩ/SMD	R1

Kondensatoren:

100nF/SMD	C1 - C3
3,3µF/16V/SMD	C4

Halbleiter:

ELV9362/SMD	IC3
78L05/SMD	IC1
ICM7555/SMD	IC2
ULN2003/SMD	IC4
1N4148/SMD	D1, D2

Sonstiges:

- 1 Schrittmotor
- 1 Schraubklemmleiste, 3polig
- 1 Ablenkarm aus Kunststoff
- 1 Metall-Befestigungswinkel
- 1 Spiegel, 13 x 13mm
- 1 Schaumstoff-Klebefuß
- 1 Motor-Haltewinkel
- 1 Innensechskant-Schraube, M3x6mm
- 3 U-Scheiben, 3,2mm Ø
- 5 Zylinderkopfschrauben, M3 x 5mm
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 15mm
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 35mm
- 3 Zylinderkopfschrauben, M3 x 40mm
- 1 Senkkopfschraube, M3 x 6mm
- 1 Mutter, M3
- 1 Metallabstandsbolzen mit Innengewinde, M3 x 20mm
- 4 Metallabstandsbolzen mit Innengewinde, M3 x 10mm
- 1 Distanzröllchen, 5mm, 3mm Innendurchmesser

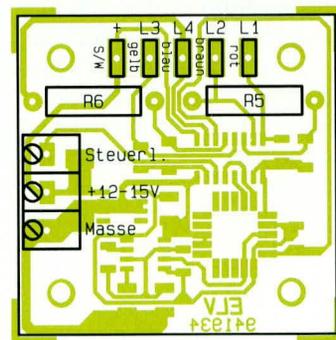
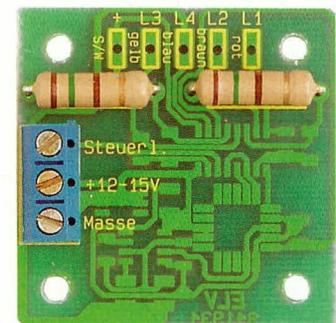


Foto und Bestückungsplan für die Platinenseite

ben aus dem Motorblock herausgedreht und auch die zugehörigen Muttern entfernt. Behandelt man den Motorblock vorsichtig, so bleiben die einzelnen Komponenten auch ohne die Schrauben zusammengefügt.

Der Montage-Aluwinkel wird nun gemäß Abbildung 4 an die Stirnseite des Schrittmotors gesetzt, so daß die 6 Anschlußleitungen nach unten austreten (in Richtung des Aluwinkels). 2 Schrauben M 3 x 40 mm werden durch die entsprechenden Bohrungen des Aluwinkels und durch den Motorblock gesteckt, um auf der Motorrückseite mit 2 Sechskant-Abstandsbolzen mit M 3-Innengewinde fest ver-

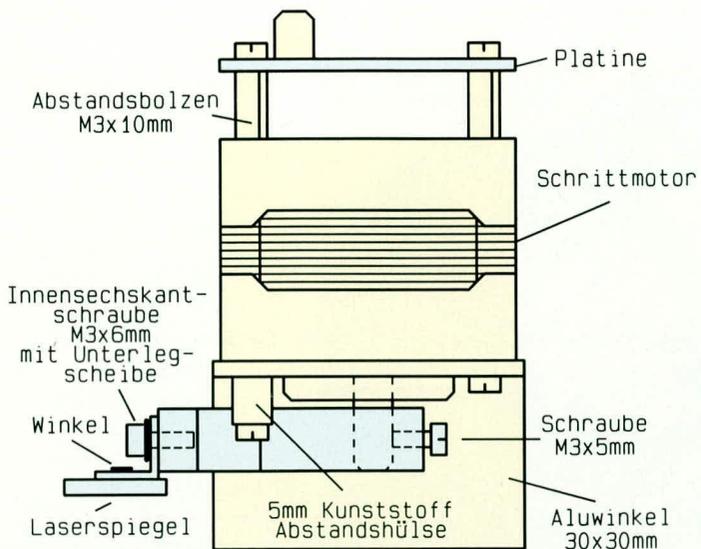


Bild 3: Montageskizze des LS 96 (Draufsicht)

schraubt zu werden. Diese 12 mm langen Abstandsbolzen dienen als Muttern-Ersatz und gleichzeitig zur Befestigung der später anzuschraubenden Leiterplatte.

In die rechte obere Montagebohrung des Schrittmotors wird eine M 3 x 35 mm Schraube eingesetzt und auf der Rückseite mit einem dritten 12 mm langen Abstandsbolzen festgeschraubt.

Kommen wir jetzt zum Einbau des unteren justierbaren Anschlages für den Schwenkarm. Dieser Anschlag wird durch einen 20 mm langen Sechskant-Abstandsbolzen mit M 3-Innengewinde gebildet, der mittels einer M 3 x 5 mm Senkkopfschraube gemäß der Abbildung 4 auf dem Aluwinkel montiert wird. Zur Höheneinstellung des Anschlages dient eine Schraube M 3 x 15 mm, auf die zuvor eine M 3-Mutter aufgedreht wurde. Diese Schraube ist gemäß der gewünschten Höhe des Anschlages in den Abstandbolzen einzudrehen und mit Hilfe der M 3-Mutter festzusetzen.

Der Schwenkarm besteht aus einem speziell geformten Kunststoffteil mit einer Länge von 35 mm. Hierin sind bereits sämtliche Montagebohrungen eingebracht. Die rechte stirnseitige Bohrung in der Nähe der Zentralbohrung für die Motorachse dient zur Aufnahme einer M 3 x 6 mm Schraube. Nach dem Aufsetzen des Schwenkarms auf die Motorachse wird durch Festziehen dieser Schraube der Schwenkarm fixiert.

Auf der gegenüberliegenden Seite wird mittels einer Innensechskant-Schraube M 3 x 6 mm ein kleiner Aluwinkel angeschraubt. An diesem Aluwinkel wurde zuvor mit Zweikomponentenkleber der Oberflächen-Ablenkspiegel angeklebt. Ein Schaumstoff-Fuß wird gemäß Abbildung 4 an den Schwenkarm geklebt, und zwar so, daß beim Linksanschlag dieser Schaum-

stofffuß auf den unteren Anschlag trifft zur weichen Abfederung.

Nun wird der Schwenkarm bis zum Linksanschlag gedreht, um anschließend in der linken oberen Ecke des Motors den zweiten Anschlag zu montieren. Dieser besteht aus einer M 3 x 40 mm Schraube, auf die zuvor eine 5 mm Kunststoff-Abstandshülse gesetzt wurde. Die Schraube ist dann durch die entsprechende Montagebohrung des Schrittmotors zu stecken und auf der Rückseite des Motorblocks mit einem vierten Sechskant-Abstandsbolzen festzusetzen.

Kommen wir nun zum elektrischen Anschluß des Schrittmotors. Die 6 Anschlußleitungen sind auf 40 mm Länge zu kürzen und an den Enden jeweils auf 3 mm abzuisolieren. Anhand der farblichen Kennzeichnung, des Schaltbildes und des Bestückungsplanes sind diese Anschlüsse von der Platinenoberseite durch die zugehörigen Bohrungen zu stecken und auf der Leiterbahnseite zu verlöten. Die weiße und die schwarze Anschlußleitung sind dabei zuvor miteinander zu verbinden, d. h. es stehen 5 Bohrungen für 6 Leitungen zur Verfügung.

Zur mechanischen Befestigung der Leiterplatte dienen 4 Schrauben M 3 x 5 mm, die durch die Eckbohrungen der Platine und anschließend in die 4 Abstandsbolzen auf der Rückseite des Motorblocks zu schrauben sind.

Damit ist auch der mechanische Aufbau so weit abgeschlossen, und wir können uns der Inbetriebnahme zuwenden.

Inbetriebnahme und Justierung

Nachdem alle Komponenten zusammengebaut sind und die Platine mit dem Motor verbunden ist, wird die Versorgungsspannung angelegt. Zwischen dem Steuerein-

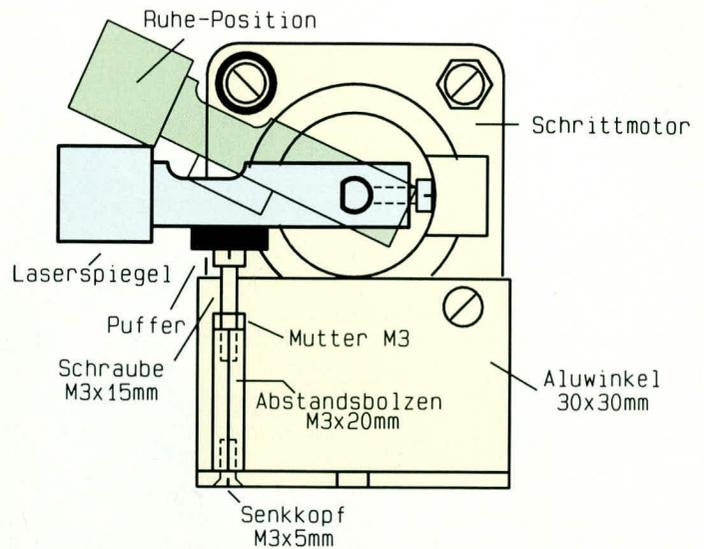


Bild 4: Skizze des Laserstrahl-Schalters (Vorderansicht)

gang und dem +15 V-Anschluß ist zunächst provisorisch ein Schalter anzuschließen.

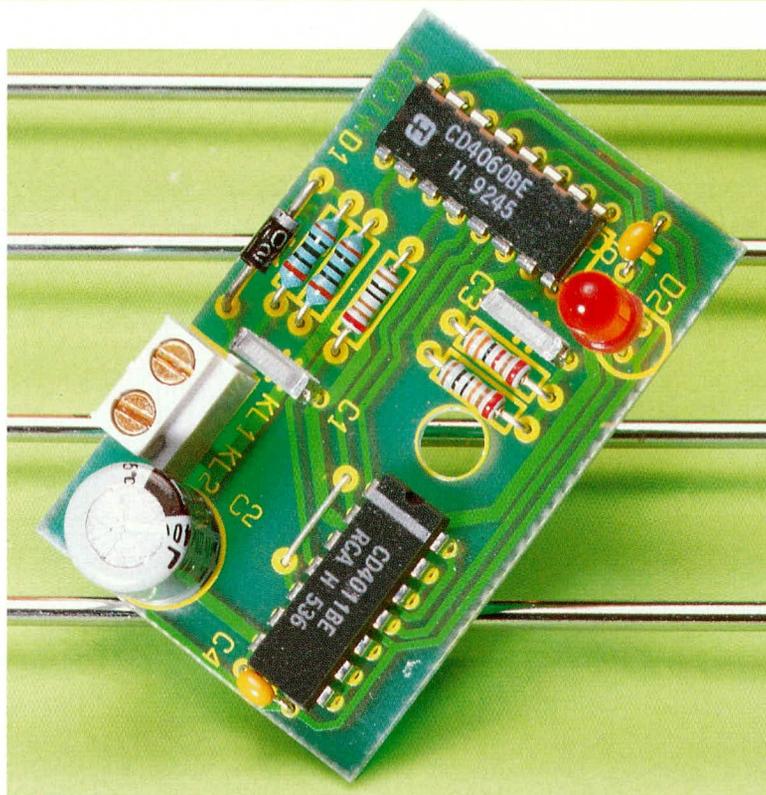
In der Schalterstellung „Ein“ wird der Schwenkarm so auf der Motorachse justiert, daß dieser genau waagrecht steht. Hierzu ist die entsprechende Feststellschraube zuvor zu lösen. Die Schrittmotorachse besitzt eine Abflachung, die in der vorliegenden Anwendung nicht genutzt wird, da hierdurch eine Feinjustierung unmöglich wäre. Vielmehr ist durch erneutes Aus- und Wiedereinschalten der Betriebsspannung dafür zu sorgen, daß sich diese Abflachung ungefähr auf der gegenüberliegenden Seite der Feststellschraube befindet (siehe Abbildung 4). Nun ist der Schwenkarm exakt waagrecht auszurichten und durch Festziehen der Schraube zu fixieren.

Anschließend wird die M 3 x 15 mm-Schraube des unteren Endanschlages soweit aus dem senkrecht stehenden Abstandsbolzen herausgedreht, bis der Schraubenkopf leicht unter den Schaumstofffuß des Schwenkarmes drückt. Damit sich die Schraube nicht wieder verstellt, ist die Kontermutter nach unten zu drehen und festzuziehen.

Wird der Schalter jetzt in Stellung „Aus“ gebracht, dreht sich der Schwenkarm automatisch nach oben.

Zur späteren genauen Justierung des Laserstrahl-Ablenk winkels kann die gesamte Konstruktion über die zentrale Befestigungsschraube auf der Laserbank gedreht werden, und zusätzlich ist durch Lösen der M 3 Innensechskant-Schraube der Spiegel selbst drehbar.

Damit sind die Einstellarbeiten an dieser Stelle so weit abgeschlossen, und der Laserstrahl-Schalter LS 96 kann seiner künftigen Bestimmung zugeführt werden.



Alarmanlagen-Simulator

Preiswerte Alternative zu einer „echten“ Alarmanlage als Präventivmaßnahme.

Allgemeines

Haben auch Sie schon einmal am Straßenrand einer Autobahn oder Bundesstraße ein ganz offizielles Hinweisschild auf eine Radarkontrolle gesehen? Und die Radarkontrolle selbst? Haben Sie die etwa übersehen oder war vielleicht gar keine da? Auf alle Fälle wurde von Ihnen die Geschwindigkeitsbegrenzung genau eingehalten (was für Sie als verantwortungsbewußter Verkehrsteilnehmer ohnehin selbstverständlich ist).

Unser Alarmanlagen-Simulator weist nun jeden, der sich Ihrem Auto nähert auf die Anwesenheit einer Alarmanlage hin, durch kurzes periodisches Aufblinker einer roten Signal-LED. Wird ein potentieller Autodieb nun darauf hoffen, daß in Wirklichkeit gar keine Alarmanlage installiert ist oder wird er sich nicht vielleicht eines Besseren besinnen und das Risiko einer lautstark tönenden Alarmsirene meiden?

Die präventive Schutzfunktion einer blinkenden LED zur Simulation einer aktiven Alarmanlage kann außerordentlich wirksam sein, bei besonders günstigem Preis-Leistungsverhältnis. Hinzu kommt, als

angenehmer Begleiteffekt die absolute Sicherheit vor Fehlalarmen (bedauerlicherweise fehlt aber auch der Alarm im Ernstfall). Dennoch kann die hier vorgestellte kleine Schaltung zur Erhöhung der Sicherheit vor Einbruch und Diebstahl beitragen.

Der Anschluß ist besonders einfach und liegt parallel zum Zündschloß. Sobald die Zündung ausgeschaltet wird, fällt am Zündschloßschalter die Betriebsspannung ab und die Elektronik zur Ansteuerung der LED ist aktiviert. Mit dem Einschalten der Zündung ist die Schaltung sofort wieder ausgeschaltet.

Aufgrund der außerordentlich geringen, durchschnittlichen Stromaufnahme von nur rund 0,9 mA ist die Belastung des Kfz-Bord-Akkus selbst für die Dauer einer mehrwöchigen Urlaubsreise praktisch vernachlässigbar.

Schaltung

In Abbildung 1 ist das prinzipielle Anschlußbild des hier vorgestellten Alarmanlagen-Simulators dargestellt. Die Schaltung liegt direkt parallel zum Zündschloßschalter.

Ist die Zündung Ihres Kfz eingeschaltet,

so sind die üblicherweise mit „30“ und „15“ bezeichneten Klemmen in Ihrem Kfz miteinander über den Zündschloßschalter verbunden. Die Zündanlage ist in Betrieb. „Klemme 30“ liegt an „Dauerplus“ (+12 V-Bordspannung), während „Klemme 15“ über den Zündschloßschalter mit der positiven Kfz-Bordspannung verbunden wird. Bei geschlossenem Schalter ist der Alarmanlagen-Simulator daher ausgeschaltet.

Wird hingegen der Zündschloßschalter geöffnet und damit die Zündanlage ausgeschaltet, so liegt „Klemme 15“ über den Innenwiderstand der Zündanlage nun ungefähr auf Massepotential, d. h. zwischen „Klemme 30“ und „Klemme 15“ liegt die 12 V-Betriebsspannung zur Speisung des Alarmanlagen-Simulators an. Die Schaltung wird daher vollautomatisch aktiviert und beim Einschalten der Zündung wieder ausgeschaltet.

Die vorstehend geschilderte Betriebsweise läßt sich allerdings nur deshalb bei den meisten Fahrzeugen anwenden, weil die Stromaufnahme des Alarmanlagen-Simulators mit durchschnittlich nur ca. 0,9 mA außerordentlich gering ist und dieser „Reststrom“ parallel zum Zündschloßschalter praktisch vernachlässigbar ist.

Doch wenden wir uns nun der in Abbil-

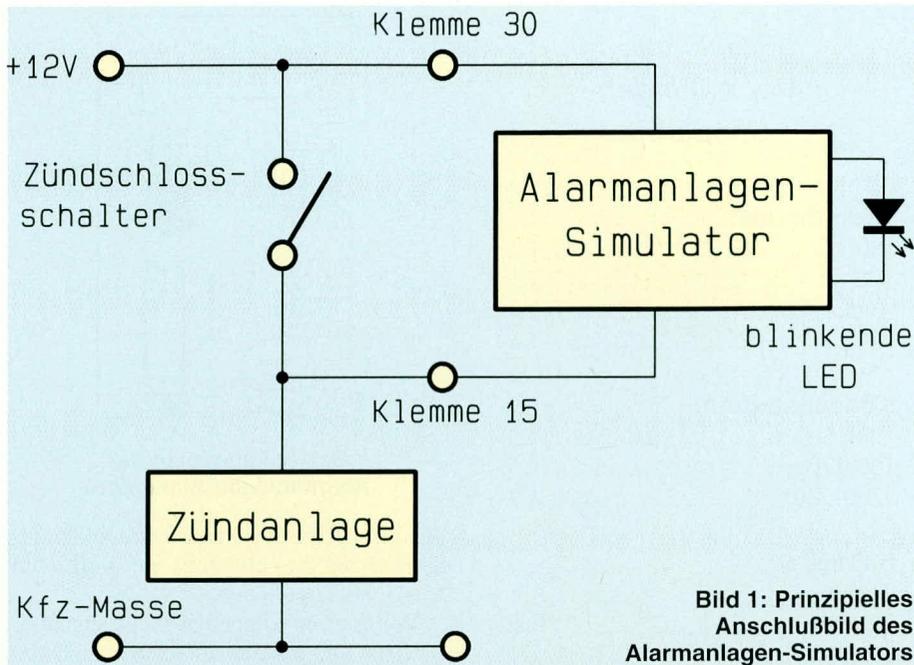


Bild 1: Prinzipielles Anschlußbild des Alarmanlagen-Simulators

zung 2 dargestellten Schaltung im Detail zu.

Im Aktiv-Zustand gelangt die positive Betriebsspannung, von KL 1 kommend, über D 1, R 1 und R 2 auf den zur Pufferung dienenden Elko C 2. Der negative Anschluß ist mit KL 2 verbunden. R 1, C 1 dienen der Störunterdrückung, während D 1 einen Verpolungsschutz bietet.

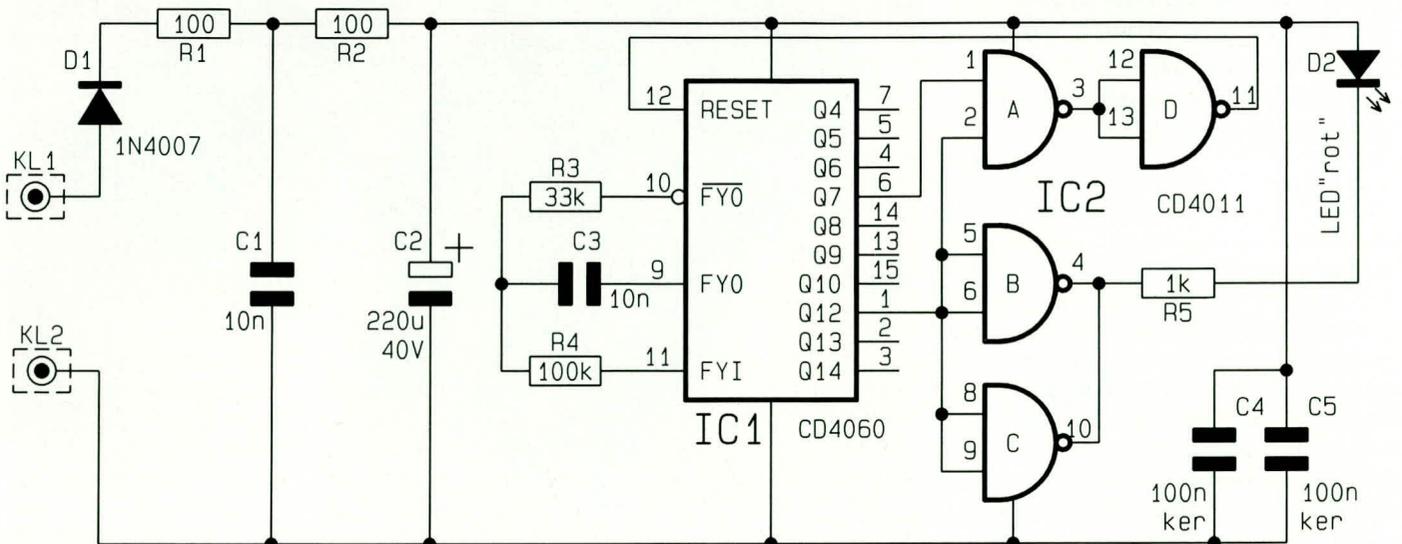
Beim IC 1 des Typs CD 4060 handelt es sich um einen Teiler mit integriertem Oszillator. Die frequenzbestimmenden Komponenten R 3 und C 3 sorgen für eine

Oszillatorfrequenz von rund 1,4 kHz, während R 4 zum Schutz des Eingangs Pin 11 dient.

Im Anschluß an die heruntergeteilte Oszillatorfrequenz steht am Ausgang Q 12 (Pin 1) des IC 1 eine Frequenz von ca. 0,7 Hz an, die mit den Gattern IC 2 B, C gepuffert wird und über den Vorwiderstand R 5 zur Ansteuerung der Signal-LED D 2 dient.

In Verbindung mit dem Gatter IC 2 A und dem als Inverter geschalteten IC 2 D ist eine Reset-Schaltung realisiert, die für ein Tastverhältnis von 1 : 32 sorgt, d. h. in der vorliegenden Dimensionierung ist die LED ca. 1,5 sek. aus und nur ca 50 msek. eingeschaltet. Daraus resultiert u. a. die geringe durchschnittliche Stromaufnahme von nur ca. 0,9 mA.

Bild 2: Schaltbild des Alarmanlagen-Simulators



Zum Schutz der integrierten Schaltkreise vor unerwünschten Spannungsspitzen ist zusätzlich in unmittelbarer Nähe der Versorgungsspannungsanschlüsse von IC 1 und IC 2 je ein keramischer 100 nF-Kondensator eingesetzt.

Nachbau

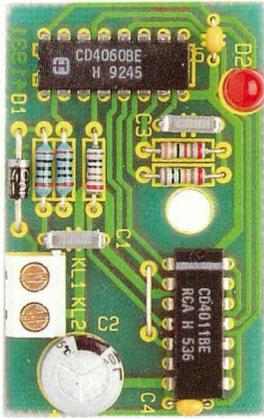
Für den Aufbau der Schaltung steht eine 34 x 53 mm messende, einseitige Leiterplatte zur Verfügung, auf der sämtliche Bauelemente Platz finden. Anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste werden in gewohnter Weise zuerst die 5 Widerstände, gefolgt von den Kondensatoren auf die Platine gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Überstehende Drahtenden werden so kurz als möglich abgeschnitten, ohne dabei die Lötstellen selbst anzuschneiden.

Beim Einsetzen des Elkos C 2 ist auf die richtige Polarität zu achten wie auch bei der Diode D 1. Die Katode von D 1 ist diejenige Seite, in welche die Pfeilspitze weist und die mit einem Ring gekennzeichnet ist.

Es folgt das Einsetzen der beiden integrierten Schaltkreise. Auch hier spielt die Einbaulage eine wichtige Rolle, wobei die Stirnfläche auf der Seite mit dem Anschluß Pin 1 durch eine Einkerbung oder eine Punktmarkierung markiert ist.

Als nächstes wenden wir uns dem Einbau der Leuchtdiode zu. Die Katode ist diejenige Seite, in welche die Pfeilspitze des Schaltungssymbols weist und die dem Minusanschluß entspricht. Bei der hier verwendeten 5 mm-Leuchtdiode ist dieser Anschluß durch eine Abflachung an einer Seite des hervorstehenden Ringes des Kunststoffgehäuses der LED gekennzeichnet.

Der Abstand zwischen Leiterplattenober-



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte

seite und Gehäuseunterseite sollte 12 mm betragen, sofern die Schaltung später in ein ELV-Softlinegehäuse eingebaut werden soll. Letztendlich hängt jedoch die Einbauhöhe der Leuchtdiode vom jeweiligen Einzelfall ab, wobei z. B. auch die Schaltung selbst an geschützter Stelle im Kfz angebracht werden kann, um die LED über eine 2adrige, flexible isolierte Zuleitung an günstiger Position zu montieren.

Für den einfachen Anschluß der Versorgungsspannungszuleitungen ist abschlie-

Stückliste: Alarmanlagen- Simulator

Widerstände:

100Ω	R1, R2
1kΩ	R5
33kΩ	R3
100kΩ	R4

Kondensatoren:

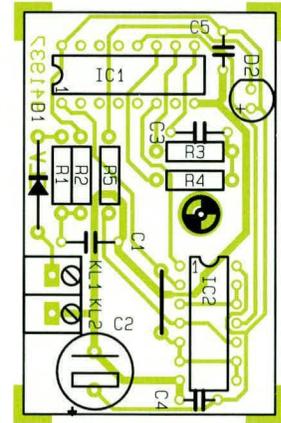
10nF	C1, C3
100nF/ker	C4, C5
220µF/40V	C2

Halbleiter:

CD4060	IC1
CD4011	IC2
1N4007	D1
LED, 5mm, rot	D2

Sonstiges:

- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 10cm Silberdraht, blank



Bestückungsplan des Alarmanlagen-Simulators

ßend eine 2polige Print-Schraubklemme einzusetzen und ebenfalls auf der Leiterbahnseite zu verlöten.

Vor der nun folgenden Inbetriebnahme wird die Leiterplatte zunächst auf die korrekte Bestückung und Kurzschlüsse hin nochmals sorgfältig überprüft.

Arbeitet die Schaltung zur Zufriedenheit, folgt der Einbau ins Fahrzeug an geeigneter Stelle (trocken und nicht zu heiß), wahlweise mit oder ohne Softline-Gehäuse. **ELV**

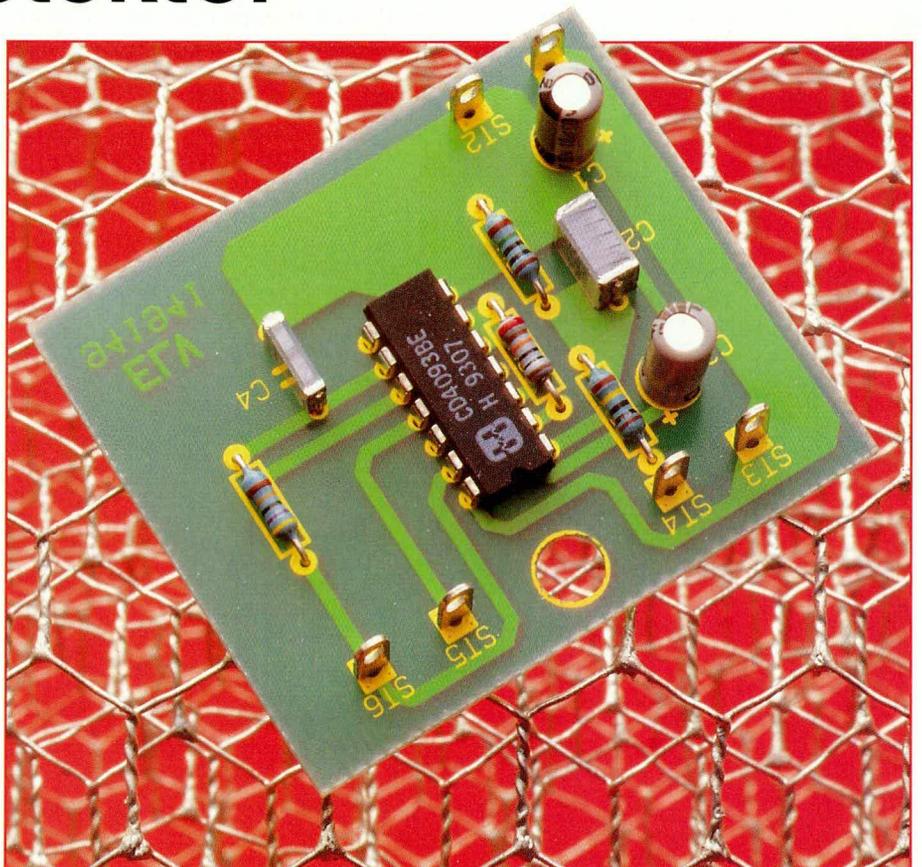
Wasser-Detektor

Zur Erkennung eines undichten Wasseranschlusses an Geschirrspüler oder Waschmaschine oder auch zur Signalisierung von eindringendem Wasser in Kellerräume wurde diese Schaltung konzipiert. Ein lauter Signalton sorgt für entsprechende Aufmerksamkeit.

Allgemeines

Flüssigkeits-Detektoren gibt es in den verschiedensten Ausführungen und für unterschiedlichste Anwendungsfälle. So kann z. B. der Pegelstand über Niveauschalter in Verbindung mit Schwimmern erfaßt werden oder auch mit moderner Elektronik durch Ultraschall-Abstandsmessung.

Einfachere Verfahren bedienen sich der leitenden Eigenschaft des Wassers, d. h. sobald 2 Elektroden über das Wasser mit-



einander in Verbindung treten, wird dies von der Auswerteelektronik registriert. Damit die Elektroden nicht durch einen fließenden Gleichstrom zerstört werden, sorgt im allgemeinen die Elektronik für die Ansteuerung mit Wechselspannung.

Den meisten Schaltungen gemeinsam ist eine mehr oder weniger hohe Stromaufnahme, die zumindest so hoch ist, daß sich ein langfristiger Batteriebetrieb ausschließt.

Die hier vorgestellte Schaltung ist speziell zur Detektierung von unerwünscht eindringendem Wasser konzipiert, d. h. im langfristigen Dauerbetrieb sind die Elektroden selbst im Normalfall vollkommen trocken. Erst wenn ein nicht erwünschter Wassereintrich stattfindet, bekommen die beiden Elektroden Kontakt mit der Feuchtigkeit, d. h. sie werden über das Wasser miteinander verbunden. Dieser Zustand wird nun im Normalfall nicht unnötig lang anhalten, denn der Wohnungsinhaber sollte, wachgerüttelt durch den vom Wasser-Detektor abgegebenen lauten Signalton, Abhilfe schaffen.

Aufgrund vorstehend beschriebener Funktionsweise, insbesondere durch die normalerweise trockenen Sensorkontakte, kann die Schaltung unseres Wasserdetektors besonders einfach realisiert werden.

Bemerkenswert ist die außerordentlich niedrige Ruhestromaufnahme von weniger als 1 µA, die damit unterhalb der Selbstentladung der zur Speisung dienenden 9 V-

Blockbatterie liegt. So kann beim Einsatz einer entsprechenden Qualitätsbatterie mit 5 Jahren Überwachungsbetrieb gerechnet werden, während unter Verwendung einer 9 V-Lithium-Blockbatterie die Schaltung 10 Jahre und länger ihren Überwachungsdienst versieht. In erster Linie ist die Betriebszeit durch die Lagerfähigkeit der verwendeten Batterie festgelegt, vorausgesetzt der Wasseralarm wird nicht ausgelöst.

Jedoch auch im Alarmfall, wenn ein Signal ertönt, beträgt die Stromaufnahme der Schaltung im Mittel weniger als 1 mA, so daß eine 9 V-Alkali-Mangan-Blockbatterie bei voller Kapazität auch in diesem Betriebszustand die Schaltung für mehrere Wochen speist.

Schaltung

Die von der 9 V-Blockbatterie kommende Betriebsspannung gelangt über ST 1 (+UB) und ST 2 (Masse) auf den Puffer-Elko C 1 (Abbildung 1). Diese Spannung dient unmittelbar zur Speisung des CMOS-ICs des Typs CD 4093. Hierbei handelt es sich um 4 NANDs mit je 2 Eingängen mit Schmitt-Trigger-Charakteristik. Im Ruhezustand beträgt die Stromaufnahme weniger als 1 µA.

IC 1 A ist in Verbindung mit den frequenzbestimmenden Bauelementen R3 und C 3 als Oszillator geschaltet, der auf einer Frequenz von rund 2 Hz schwingt, sofern

eine Freigabe über den Steuereingang Pin 1 erfolgt ist.

Zunächst ist dieser Oszillator jedoch gesperrt, da Pin 1 über R 2 auf Massepotential liegt. C 2 dient zur Störunterdrückung. Sobald die beiden Sensorkontakte ST 3 und ST 4 mit Wasser in Berührung kommen und ein Strom von ST 3 nach ST 4 und weiter über R 1 und R 2 fließen kann, steigt das Potential an Pin 1 des IC 1 A an und dieser Steuereingang gibt den Oszillator frei. Am Ausgang (Pin 3) steht dann das 2 Hz-Signal an.

Über das als Inverter geschaltete Gatter IC 1 B gelangt das Signal auf die Steuereingänge Pin 8 und Pin 12 der Gatter IC 1 C, D. Während IC 1 C in Verbindung mit den frequenzbestimmenden Komponenten R 4 und C 4 als 2 kHz-Oszillator geschaltet ist, nimmt IC 1 D die Invertierung des Ausgangssignals vor, so daß zwischen den beiden Ausgängen Pin 10 und Pin 11 ein gegenphasiges 2 kHz-Signal ansteht, sofern die Steuereingänge Pin 8 und Pin 12 freigegeben sind, d. h. High-Potential führen. Der Piezo-Signalgeber PS 1 ertönt im Takt des 2 Hz-Oszillators mit einer Grundfrequenz von ca. 2 kHz.

Sind die beiden Sensorkontakte ST 3 und ST 4 trocken, liegt, wie eingangs bereits erwähnt, an Pin 1 des IC 1 A Low-Pegel, woraufhin der Ausgang Pin 3 High- und der Ausgang Pin 4 Low-Potential führt., d. h. die Eingänge Pin 8, 12 sind gesperrt

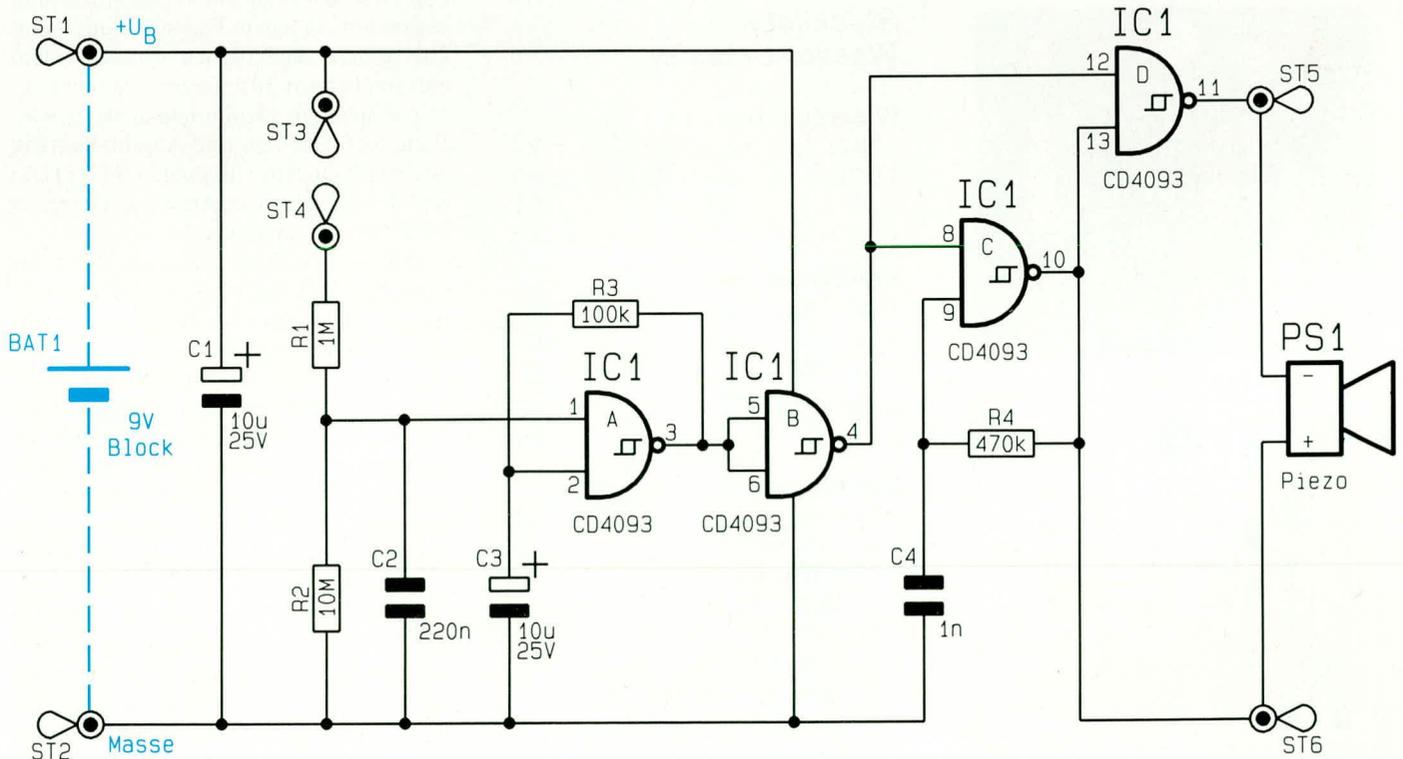


Bild 1: Schaltbild des Wasser-Detektors

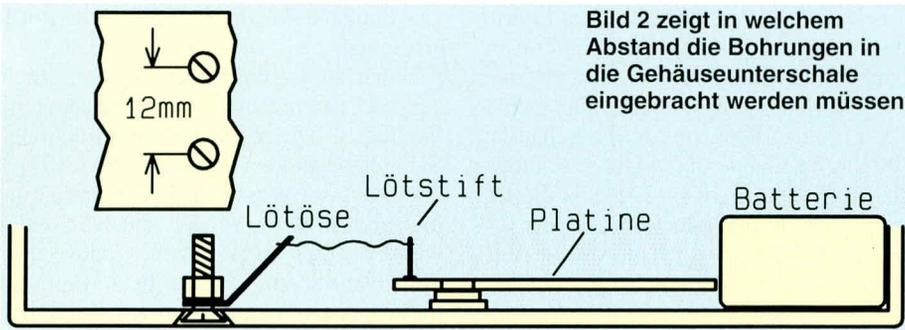


Bild 2 zeigt in welchem Abstand die Bohrungen in die Gehäuseunterschale eingebracht werden müssen

Schraube ca. 0,1 mm tiefer einsenken

Softline-Gehäuse

und beide Ausgänge Pin 10, 11 liegen auf High-Pegel und der Piezo-Signalgeber ist deaktiviert.

Nachbau

Für den Aufbau steht eine übersichtlich gestaltete, 53 x 46 mm messende, einseitige Leiterplatte zur Verfügung. Hierauf finden bis auf den Piezo-Summer sämtliche Bauelemente Platz. Wir nehmen die Bestückung in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes vor. Zunächst werden die 6 Lötstifte ST 1 bis ST 6 eingesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Es folgen die 4 Widerstände sowie die Kondensatoren C 2 und C 4.

Als dann wenden wir uns den gepolten Bauelementen zu. Hier sind zunächst die beiden Elkos C 1 und C 3 zu nennen, die polaritätsrichtig eingesetzt werden, wobei die Gehäuse der Bauelemente jeweils di-

rekt auf der Bestückungsseite der Leiterplatte aufliegen.

Es folgt der integrierte Schaltkreis IC 1, dessen Anschlußpin 1 durch einen Punkt oder eine Kerbe auf der Gehäuseoberseite gekennzeichnet ist. Die korrekte Einbaulage ergibt sich aus dem Bestückungsplan.

Damit unser Wasser-Detektor optimal einsetzbar ist, empfiehlt sich der Einbau in ein handliches Gehäuse. Hierzu steht das schwarze ELV-Softline-Gehäuse zur Verfügung.

In die Gehäuseoberseite, das ist diejenige Seite, ohne Bohrung für die Befestigungsschraube, wird an geeigneter Stelle eine 5 mm-Bohrung eingebracht und der Piezo-Summer unmittelbar dahinter mit Zwei-Komponenten- oder Sekundenkleber befestigt. Dabei ist zu beachten, daß kein Klebstoff in die zentrale Signalöffnung des Schallwandlers eindringt.

Die beiden Anschlußdrähte sind an-

schließend mit den Platinenanschlußpunkten ST 5 und ST 6 zu verbinden, wobei die Polarität in diesem Fall keine Rolle spielt, da die Ansteuerung mit einer Rechteck-Wechselspannung erfolgt und im Ruhezustand keine Spannung am Signalgeber anliegt.

In die untere Gehäusehalbschale werden nun gemäß der Abbildung 2 in einem Abstand von 12 mm zwei 3 mm-Bohrungen eingebracht. Diese werden anschließend mit einem 90°-Senker soweit von der Außenseite her angesenkt, daß jeder Kopf der beiden Senkkopfschrauben M 3 x 10 mm mit seiner Außenfläche 0,1 mm eingelassen ist. Wird das Gehäuse später mit dieser Seite nach unten weisend auf den Boden gelegt, berühren die Senkkopfschrauben nicht den Boden. Erst wenn das eindringende Wasser den Fußboden richtig benetzt hat, kommt ein Stromfluß über diese beiden als Sensoren dienenden Senkkopfschrauben zustande und der Signalton wird aktiviert.

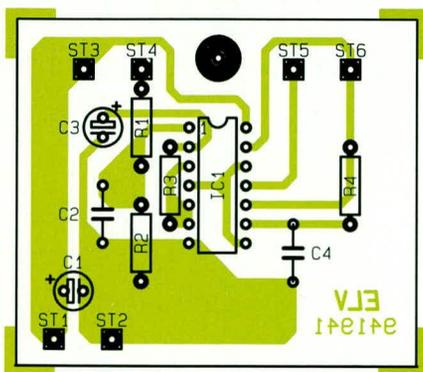
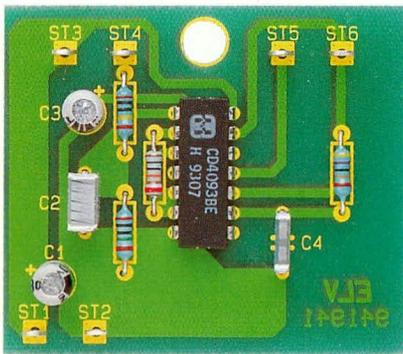
Auf der Gehäuseinnenseite ist über jede der beiden M 3 x 10 mm-Senkkopfschrauben eine Lötöse zu setzen und mit je einer M3-Mutter festzuziehen. Die Lötösen sind anschließend über flexible isolierte Leitungen mit den Platinenanschlußpunkten ST 3 und ST 4 zu verbinden.

Es ist zu beachten, daß die Senkkopfschrauben nicht zu tief versenkt werden (nur 0,1 mm), da sich sonst bei dem von unten aufsteigenden zu detektierenden Wasser eine Luftblase vor den Schraubenköpfen bilden kann und so eine Auslösung verhindert. In jedem Fall sollte das Gerät vor seinem eigentlichen Einsatz einem entsprechenden Test unterzogen werden.

Zur Spannungszuführung dient ein 9 V-Batterieclip, dessen rote Anschlußleitung an den Platinenanschlußpunkt ST 1 (+UB) und dessen schwarze Anschlußleitung an ST 2 (Masse) anzulöten ist.

Den Abschluß der Arbeiten bildet das Einsetzen der Leiterplatte, die mit der Bauteilseite voran über den zentralen Befestigungsstift der Gehäuseoberhalbschale gesetzt wird, der daraufhin 0,5 mm in die zugehörige Bohrung der Leiterplatte ragt. Die 9 V-Blockbatterie wird angeschlossen und gemäß der Abbildung im unteren Bereich des Gehäuses platziert und anschließend das Gehäuseunterteil aufgesetzt. Eine Knipping-Schraube verbindet beide Gehäusehälften.

Da bei den 9 V-Blockbatterien hinsichtlich der Abmessungen leichte Unterschiede auftreten, kann sich ein leichtes Spiel innerhalb des für die Batterie vorgesehenen Raumes ergeben, was letztendlich zu einem „klappern“ im Gehäuse führt. In diesem Fall schafft ein Stückchen Schaumstoff, das zusammen mit der 9 V-Blockbatterie ins Gehäuse eingelegt wird, Abhilfe. **ELV**



Ansicht der fertig aufgebauten Platine des Wasser-Detektors mit zugehörigem Bestückungsplan

**Stückliste:
Wasser-Detektor**

Widerstände:

100kΩ	R3
470kΩ	R4
1MΩ	R1
10MΩ	R2

Kondensatoren:

1nF	C4
220nF	C2
10µF/25V	C1, C3

Halbleiter:

CD4093	IC1
--------------	-----

Sonstiges:

1 Piezosummer	PS1
1 Batterieclip	
6 Lötstifte mit Lötöse	
2 Senkkopfschrauben, M3 x 5mm	
2 Muttern, M3	
2 Lötösen, 3,2mm	
1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm	
1 Softline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt	
10 cm flexible isolierte Leitung, 0,22 mmØ	