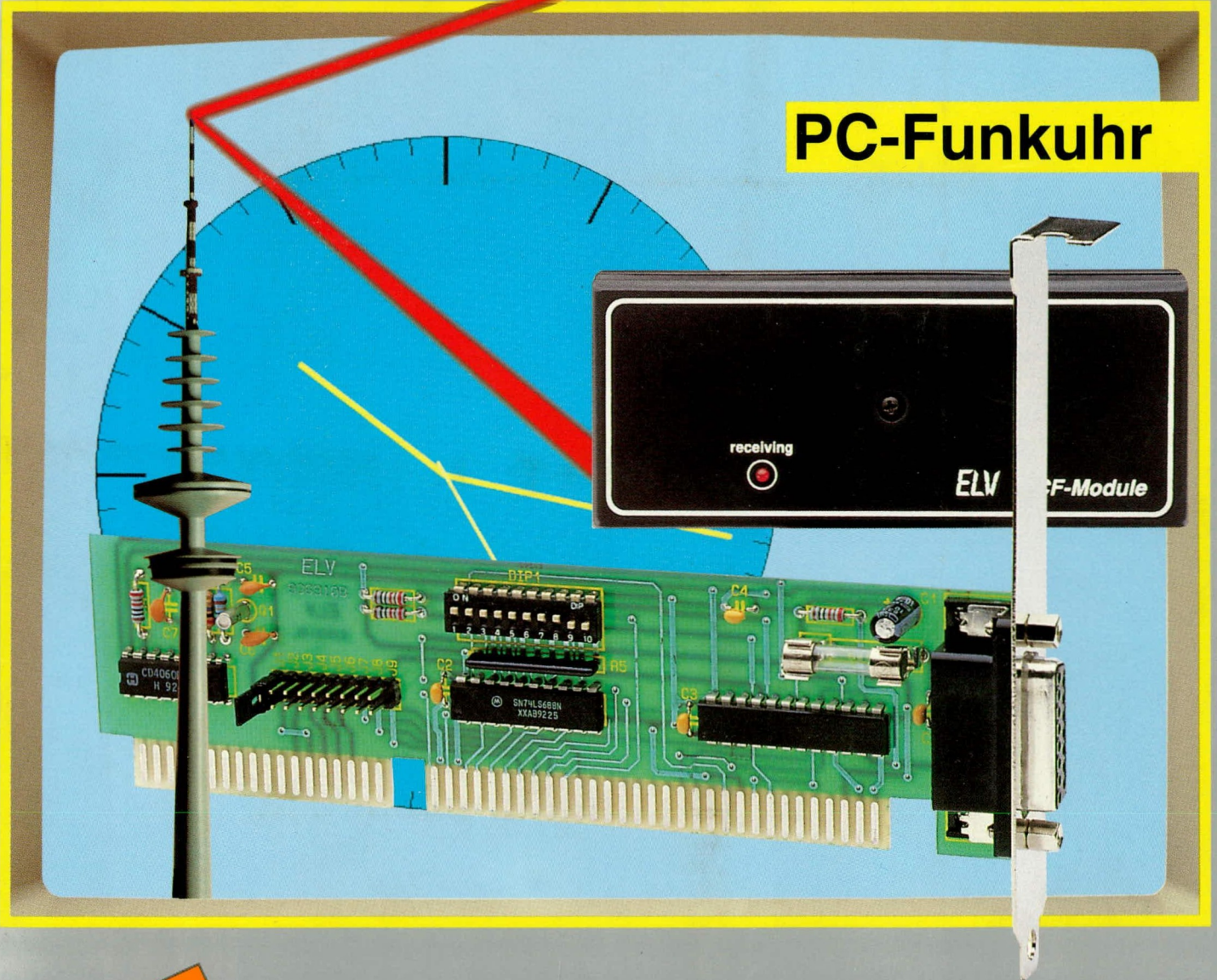


# ELV journal

Mit Platinenfolien

6/93 Dez./Jan. Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

## PC-Funkuhr



### PC-Technik

- 12 Bit-AD-Wandlertarte mit 8 Eingangskanälen
- PC-NF-Pegelschreiber
- PC-DCF-Funkuhr
- Software: Help-PC

- Farb-Bildmuster-Generator
- Telefon-Wahl-Begrenzer
- 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe
- Nachlaufsteuerung
- Telefonzentrale
- Titelttext-Generator
- Lotto-Jack
- 0-300V / 1200 VA-Wechselspannungs-Netzteil
- Puls-Weiten-Modulator für DC-Verbraucher
- Ordnungsschwellen-Tester+Trainer OTT 2000
- Elektronik-Grundlagen: Von der Schaltung zur Platine
- DC-DC-Wandler • Mikrocontroller • EMV
- Mini-Schaltungen: Telefon-Timer • Parklicht-Automat
- LED-Speisung • Ladezusatz • Rauscharmer Vorverstärker

# EMV - Einfache Maßnahmen zur Minderung der Emission von Störquellen

von Prof. C. Dirks

**Das Verständnis rund um die Thematik der EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) soll der vorliegende Artikel vertiefen.**

**Anhand einfacher und zugleich markanter Beispiele wird gezeigt wie und wo Störungen entstehen können und welche grundsätzlichen Möglichkeiten zur Behebung sinnvoll sind.**

## Allgemeines

Im einleitenden Artikel der EMV-Serie, im „ELVjournal“ 5/93, wurde schon darauf hingewiesen, daß eine der ersten Maßnahmen zur Herbeiführung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) die Entstörung an der Quelle ist. Wenn es gelingt, die Störungen schon am Entstehungsort zu unterdrücken, können sie folgerichtig keine weiteren Probleme mehr verursachen. Das geht zwar nur dann, wenn man einen direkten Zugriff auf die Störquelle hat, aber dann lohnt es meist auch sehr.

Bevor man jedoch Maßnahmen ergreifen kann, muß man zunächst erkennen, wo die Störquellen liegen.

## Induktionsspitzen unterdrücken

Die in elektrischen Systemen wohl am häufigsten vorkommenden Störquellen sind geschaltete Induktivitäten. Der Störvorgang entsteht folgendermaßen: Wird eine Induktivität von Strom durchflossen, ist hiermit immer ein Magnetfeld verbunden. Zum Aufbau des Magnetfeldes wird Energie benötigt, die dann in diesem Feld gespeichert ist. Schaltet man nun den Strom ab, dann kann beim Auftrennen des Schalters der Strom nicht sofort zu Null werden, weil die im Magnetfeld gespeicherte Energie nicht sofort verschwinden kann. Dies hat zur Folge, daß die beim Abbau des Magnetfeldes frei werdende Energie den Strom in der ursprünglichen Richtung noch für kurze Zeit weiter treibt. Bei einem aufgetrennten Schalterkontakt bedeutet dies, daß die Spannung über dem Kontakt so groß wird, daß für kurze Zeit sogar ein Lichtbogen entsteht, um den Strom aufrecht zu erhalten.

So kann zum Beispiel beim Abschalten des Erregerstroms eines mit 12V betriebenen Relais ein induktiver Abschaltimpuls von mehreren hundert Volt entstehen, der den treibenden Transistor durchaus zerstören kann.

Eine der ersten EMV-Maßnahmen wird also die Suche nach allen geschalteten Induktivitäten im System sein. Hier sind zunächst alle Relais zu nennen, deren Erregerwicklungen solche Induktivitäten darstellen. Genauso verhalten sich die Wicklungen von Hubmagneten. Werden Trafos geschaltet, entsteht das gleiche Problem. Auch alle Elektromotoren erzeugen bei ihrer Abschaltung einen solchen induktiv verursachten Impuls. Besondere Störquellen sind Kommutatormotoren, weil bei deren Betrieb Induktivitäten der Ankerwicklung ständig geschaltet werden.

Im Folgenden soll gezeigt werden, wie man durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen diese induktiven Abschaltimpulse dämpfen kann.

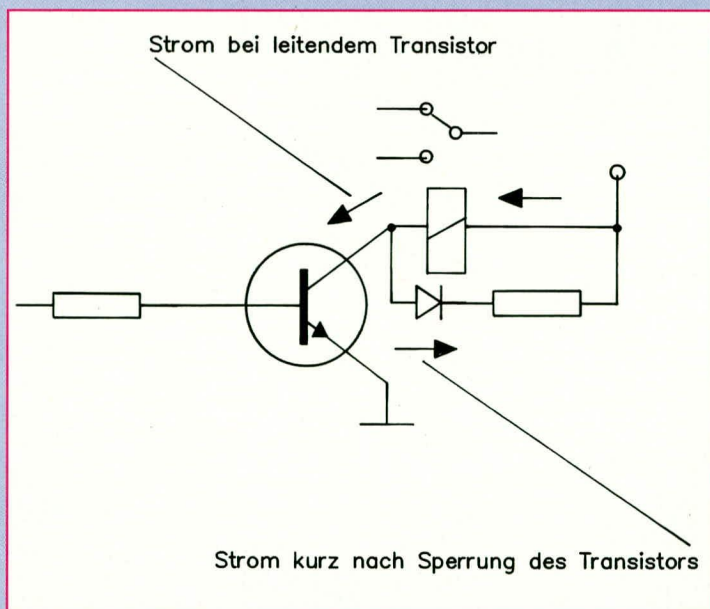
Der grundsätzliche Ansatz besteht hierbei immer darin, daß beim Abschalten der Induktivität dafür gesorgt wird, daß ein definierter Weg für das Weiterfließen des Stromes bereitgestellt wird, wenn der Schalter auftrennt. Dieser Strompfad braucht nur für kurze Zeit wirksam zu sein, nämlich nur solange, bis die Energie des Ma-

gnetfeldes aufgebraucht ist. Deshalb ist auch immer für eine Dämpfung in Form von ohmschen Verlusten zu sorgen, weil dadurch der störende Vorgang schneller zum Abklingen gebracht werden kann.

Abbildung 1 zeigt eine solche Maßnahme an einem Relais, dessen Erregerwicklung mit Gleichstrom betrieben wird. Das Relais wird von einem Transistor geschaltet. Ist der Transistor leitend, so führt die Erregerwicklung Strom und das Relais zieht an. Die Diode ist in diesem Fall gesperrt.

Wird der Transistor gesperrt, so treibt das schwindende Magnetfeld des Relais den Strom noch in der ursprünglichen Richtung weiter. Er fließt aber nicht mehr über den Kollektor in den Transistor, sondern die Diode wird leitend und schließt so einen vollständigen Stromkreis über das Relais.

Hierdurch wird erreicht, daß die Spannung nicht zu hohen Werten auflaufen muß, um den Strom weiterzutreiben, wie dies beim Fehlen der Diode der Fall wäre. In diesem Falle könnte die entstehende Spannung den Transistor zerstören.



**Bild 1:**  
Relais mit  
Löschdiode

Der im Diodenkreis liegende Widerstand dämpft den Vorgang, indem er Energie in Wärme umsetzt und führt damit zu einem schnellen Abklingen des Stromes. Oft kann man den Widerstand in dieser Schaltung weglassen, weil die Erregerwicklung selbst ausreichend hochohmig ist. Einige hundert Ohm genügen bereits.

Man muß allerdings beachten, daß das Relais erst dann abfällt, wenn der Strom hinreichend weit abgeklungen ist. Ein sehr niederohmiger Aufbau kann zu einer merklichen Abfallverzögerung des Relais führen.

Wird ein Relais mit Wechselspannung

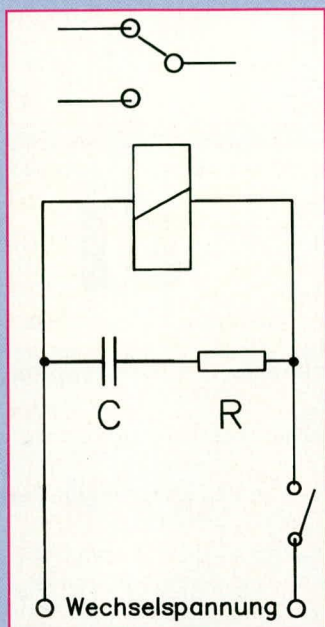


Bild 2: Schütz mit RC-Glied

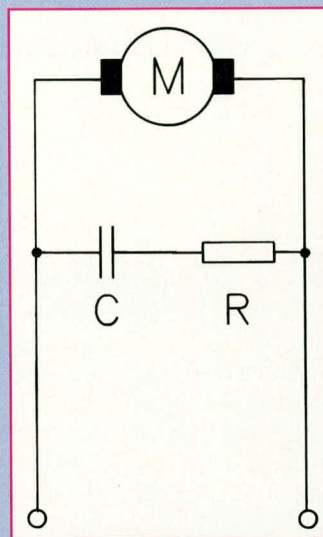


Bild 3: Kommutatormotor mit RC-Glied

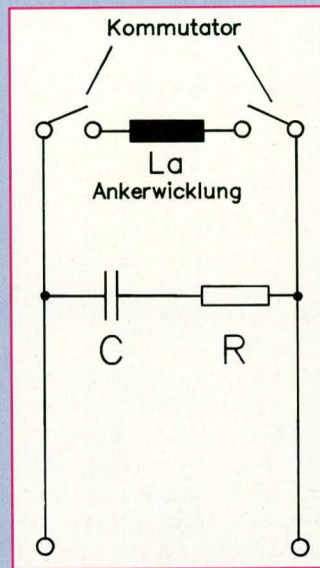


Bild 4: Ersatzbild Kommutatormotor

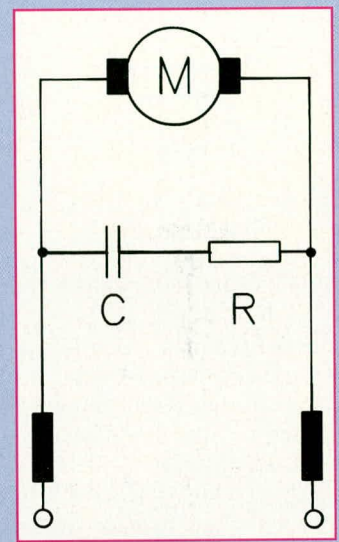


Bild 5: Kommutatormotor mit RC-Glied und Drosseln

betrieben, so scheidet die Impulslöschung mit einer Diode aus. In diesem Falle bietet sich die Verwendung eines RC-Gliedes an (Abbildung 2).

Beim Abschalten fließt der Impulsstrom über den Widerstand auf den Kondensator. Werte um  $0,1\mu\text{F}$  und  $100\ \Omega$  haben sich bewährt. Bei größeren Schaltschützen kann aber auch mehr Kapazität erforderlich werden. Der Widerstand erfüllt auch in dieser Schaltung die Funktion einer Dämpfung. Wäre diese zu klein, würde der Abschaltvorgang zur Bildung einer länger andauernden gedämpften Schwingung führen, mit beträchtlichen Störungen.

### Störpfad unterbrechen

In der gleichen Weise können die induktiven Impulse von Kommutatormotoren gedämpft werden. Es sind dies Motoren, deren Ankerwicklung über einen unterbrochenen Schleifring mit Strom versorgt wird. Bei der Drehung des Ankers werden nacheinander verschiedene Abschnitte der Wicklung eingeschaltet. Beim jeweiligen Abschalten entstehen dann Impulse wie

bei allen induktiven Bauelementen. Das hat zur Folge, daß beim Betrieb dieser Motoren eine ununterbrochene Folge von Impulsen entsteht, die sie zu einer besonders unangenehmen Störquelle macht. Derartige Motoren finden sich in sehr vielen Elektrogeräten, zum Beispiel Bohrmaschinen, Staubsauger, Kaffeemühlen, Spielzeug, was sie fast allgegenwärtig macht.

In Abbildung 3 ist eine Schaltung zu sehen, die die Störungen aus solchen Motoren dämpfen kann. Leider ist diese Schaltung keineswegs ideal. Das RC-Glied sitzt nämlich nicht an der richtigen Stelle. Der Zusammenhang ist in Abbildung 4 darge-

stellt. Hier findet sich ein entsprechendes Ersatzbild. Die Induktivität der Ankerwicklung ist über zwei Schalter (den Kommutator) mit der Spannungsquelle verbunden. Um die Impulslöschung korrekt durch die Bereitstellung eines Strompfades auszuführen, müßte das RC-Glied direkt an die einzelnen Abschnitte der Ankerwicklung angeschlossen werden (hier dargestellt durch die Induktivität  $L_a$ ). Durch den Anschluß außerhalb des Kommutators kann das Entstehen der Hochspannungsimpulse nicht verhindert werden; Das RC-Glied kann diese nur in ihrer Spannung auf der Zuleitung begrenzen.

Hier zeigt sich das erste Mal ein Fall, in dem eine Störung nicht direkt am Ort der Entstehung unterdrückt werden kann - im Gegensatz zu den in Bild 1 und Bild 2 gezeigten Beispielen, wo dies möglich war.

Wenn eine Störung nicht direkt an der Störquelle unterdrückt werden kann, ist die nächste mögliche Maßnahme, den Störpfad zu unterbrechen. Man muß also verhindern, daß die Störung sich ausbreiten kann.

In dem beschriebenen Fall eines Kom-

mutatormotors heißt dies in erster Linie, daß die Störimpulse nicht auf der Stromversorgungsleitung fortgeleitet werden dürfen. Das RC-Glied kann die Störimpulse zwar dämpfen, ihre Ausbreitung auf dem relativ niederohmigen Versorgungssystem aber nicht verhindern. Zu diesem Zweck kann man die Schaltung durch zwei Drosseln ergänzen, wie dies in Abbildung 5 gezeigt ist.

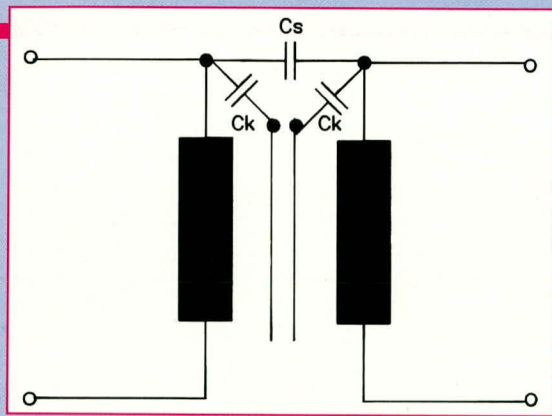
Die Drosseln bilden für die kurzen Spannungsimpulse eine hohe Impedanz, so daß der Störstrom jetzt überwiegend über das RC-Glied abfließt und sich nicht auf der Zuleitung ausbreitet. Die Störimpulse werden zwar nicht direkt bei ihrer Entstehung

unterdrückt, aber noch am Ort ihres Entstehens weitgehend gedämpft.

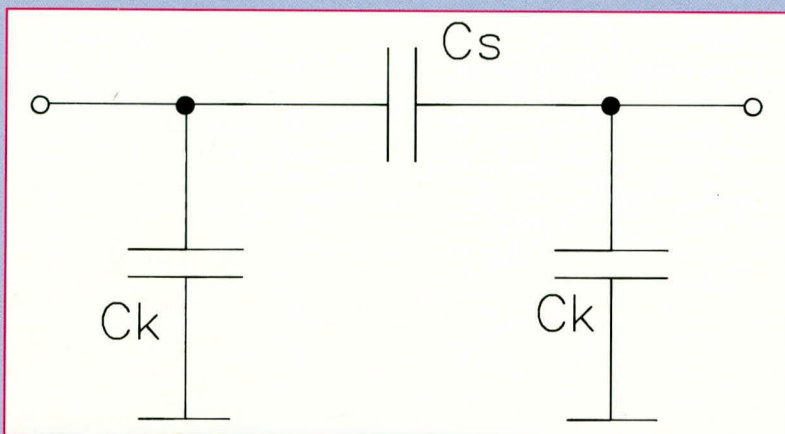
### Netzeinstreuungen minimieren

Leider sind bei weitem nicht alle Störquellen in der oben gezeigten Weise mit Vorsorgemaßnahmen versehen. Daher stellt das normale Stromversorgungsnetz für alle aus ihm versorgten elektronischen Geräte eine massive Störquelle dar. Störpegel auf diesem Netz sind nicht spezifiziert. Aus den in der Industrie vorgenommenen Langzeituntersuchungen läßt sich entnehmen, daß auf dem normalen 230V-Netz Impulse bis zu 2kV vorkommen können. Diese Impulse können elektronische Geräte nicht nur erheblich in ihrer Funktion stören, sondern auch bei mangelnder Vorsorge zur Zerstörung von Bauelementen führen.

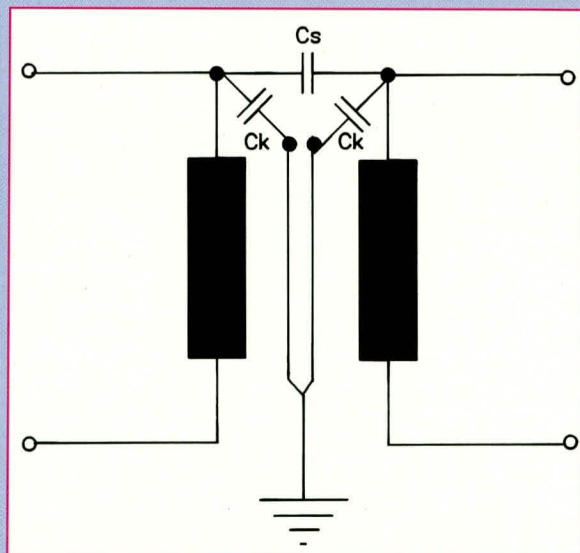
Diese Problematik soll im folgenden etwas näher untersucht werden: Der Störpfad führt vom 230V-Netz über den Netztransformator zum Gleichrichter und Ladekondensator. Die Frage ist also, wie kann der Störimpuls vom Netz über den Trafo



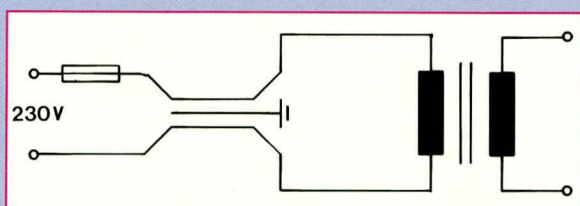
**Bild 6:**  
Trafo mit  
Streukapazitäten



**Bild 8:** Ersatzschaltbild eines Trafos mit geerdetem Kern



**Bild 7:**  
Trafo mit  
geerdetem  
Kern



**Bild 9:** Trafo mit Funkentstörkondensator

gelangen? Würde er in seiner Spannung dem Übersetzungsverhältnis des Trafos entsprechend herabgemindert, wäre ein großer Teil des Problems bereits gelöst. Bei einem Trafo mit 230V primär und 12V sekundär zum Beispiel hätte der 2kV-Impuls nur noch eine Höhe von ca. 110V auf der Sekundärseite des Trafos.

Leider wird ein solcher Impuls mit einer Dauer von nur einigen Mikrosekunden nicht transformatorisch auf die Sekundärseite übertragen. Der Kern aus Eisenblechen kann nicht entsprechend schnell magnetisiert werden. Dies wäre von Vorteil, wenn es nicht einen zweiten Übertragungsweg im Trafo gäbe: die Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

In Abbildung 6 ist dieser Zusammenhang im Ersatzbild dargestellt. Die übereinander- oder nebeneinanderliegenden Wicklungen des Trafos bilden Streukapazitäten  $C_s$ . Bei einem 100VA-M-Schnitt-Trafo mit übereinanderliegenden Wicklungen liegen die Kapazitäten bei 500pF, und bei einem 50VA-EI-Schnitt-Trafo mit Wicklungen in separaten Kammern sind es immer noch ca. 70pF. Bezogen auf Impulse im Mikrosekundenbereich, sind diese Impedanzen in der Größenordnung von einem Kiloohm.

Gegenüber Impulsen im kV-Bereich ist dies ein Übertragungsweg mit relativ geringer Dämpfung. Es sind also Maßnahmen zur Unterbrechung dieses Störpfades erforderlich. Man kann hierbei direkt bei dem Netztransformator beginnen.

Bei übereinanderliegenden Wicklungen

ist es sehr wirksam, eine Kupferfolie zwischen Primär- und Sekundärwicklung zu wickeln. Sie muß isoliert werden, damit sie keine Kurzschlußwicklung bildet. Wenn man diese Folie mit einem sehr kurzen Draht an Masse anschließt, bildet sie eine wirksame Abschirmung zwischen Primär- und Sekundärwicklung und kann so eine hohe Dämpfung in den Störpfad einbringen. Eine sogenannte Schutzwicklung eignet sich hierzu nicht, weil sie wesentlich zu viel Induktivität aufweist.

Bei Netztransformatoren, die Primär- und Sekundärwicklungen in verschiedenen Kammern des Wickelkörpers führen, läßt sich mit einem einfachen Trick die Dämpfung im Störpfad vergrößern: Man schließt den Trafokern an Masse (Abbildung 7) an. Hierdurch bilden die Streukapazitäten zwischen Wicklung und Kern einen wirksamen Nebenschluß nach Masse. In Abbildung 8 wird dies im Ersatzbild gezeigt. Bei zahlreichen kleinen, gekammerten Trafos wurden bis 100MHz Verbesserungen der Dämpfung von 20dB gemessen.

Die besten Dämpfungen erzielen solche kleinen Netztransformatoren im Frequenzbereich bis ca. 5 MHz. Je nach Trafobauart können die Dämpfungen aber auch in diesem Frequenzbereich bereits mangelhaft sein. Ein Musterbeispiel hierfür sind moderne Ringkerntrafos, die sich wegen ihres ausgezeichneten Wirkungsgrades, ihrer kompakten Bauform und ihres günstigen Innenwiderstandes zunehmender Beliebtheit erfreuen. Aufgrund der guten Koppeligenschaften werden Netz-

störungen meistens aber nur sehr schwach gedämpft.

Hier bieten sich z. B. spezielle Ringkerntransformatoren mit separater Schirmwicklung an, die eine ausgezeichnete Dämpfung von Netzstörungen bewirken. Aber auch das Einfügen eines EMV-Filters zwischen Netzanschluß und Trafo kann nachträglich gute Ergebnisse bringen. Dieser Filter muß dann die fehlende Dämpfung aufbringen.

Der Filteraufwand ist somit abhängig von der Bauart des Trafos, d. h. die Wahl des Netztransformators kann an dieser Stelle noch einmal unvermutet Geld kosten.

Ein Beispiel für eine solche Konstruktion ist in Abbildung 9 zu sehen. Als EMV-Filter wurde ein sogenannter Funkentstörkondensator verwendet. Man bevorzuge die Exemplare mit 5 Anschlüssen (2 Stück Eingang, 2 Stück Ausgang, 1 Stück Masse). Sie bieten in der Regel bessere Dämpfungsverläufe, weil sie einen Längsweig aufweisen.

EMV-Filter aus diskreten Komponenten selbst herzustellen, ist nicht unproblematisch, weil die Eigenschaften der Bauelemente sich über größere Frequenzbereiche stark ändern, so daß eine Berechnung solcher Filter etwa als LC-Tiefpässe leicht zu Fehlschlägen führen kann.

Die richtige Beschreibung der Bauelemente wird daher in folgenden Artikeln dieser EMV-Serie im „ELVjournal“ nicht nur eine erhebliche Rolle spielen, sondern auch zu Verfahren führen, die den Entwurf optimaler EMV-Filter ermöglichen. **ELV**



# Telefon-Wahl-Begrenzer TWB 1000

Teil 1

*Mit Einführung der 190er-Nummer sowie weiterer gebührenpflichtiger Informationsdienste, die zum Teil auch im Ausland angesiedelt sind, hat so mancher Telefon-Teilnehmer beim Erhalt der Telefonrechnung schon einmal eine böse Überraschung erlebt. Unterstützung bietet dieser neue, von ELV entwickelte Telefon-Wahl-Begrenzer. Damit lassen sich beliebige Rufnummern sowie auch einleitende Ziffernfolgen (0190, 00 usw) auf einfache Weise sperren, während alle anderen Nummern wie gewohnt anwählbar sind.*

## Allgemeines

Die moderne Telekommunikationstechnik ermöglicht auf einfache Weise weltweite Verbindungen. Nur zu oft wird dabei nicht berücksichtigt, daß diese Gespräche zum Teil nicht unerhebliche Kosten nach sich ziehen.

Sind gerade die Auslandsgespräche alleine schon recht kostenintensiv, so erhöhen sich die Gebühren nochmal erheblich, wenn ein kostenpflichtiger Informationsdienst angewählt wird.

Bisher kaum gewohnte Kosten können für den Telefonteilnehmer auch dann anfallen, wenn er sich der 0190er-Nummer

bedient. Hierbei kassiert die DBP-Telekom zunächst einmal, wie gewohnt, die Leitungsgebühren. Zusätzlich fallen diejenigen Kosten an, die der Anbieter für seine Dienste erhält, d. h. die DBP-Telekom zieht den gesamten Betrag vom Telefonteilnehmer ein und überweist den entsprechenden Betrag für die Nutzung des Dienstes an den Anbieter. Lediglich die üblichen Leitungsgebühren verbleiben bei der DBP-Telekom.

Schon manch ein Telefonteilnehmer hat sich am Monatsende über die hohe Telefonrechnung gewundert, war er doch zunächst sicher, ein so hohes Gebührenaufkommen nicht verantworten zu müssen. Die DBP-Telekom nimmt dann üblicher-

weise eine recht glaubwürdige Beweisführung vor und der „arme“ Telefonteilnehmer bleibt auf den Kosten sitzen.

Denken Sie nur einmal an eine mögliche, wenn auch von Ihnen nicht gewünschte Benutzung Ihres Telefones. Wieviele Personen, einschließlich Ihrer Kinder haben auf Ihren Telefonanschluß Zugriff? Ist es nicht vielleicht möglich, daß die kostenpflichtigen Dienste einiger seriöser aber auch so manch unseriöser Anbieter von diesen Personen in Anspruch genommen wurden, zumal doch entsprechende Telefonnummern inzwischen weit verbreitet über Werbekampagnen angeboten werden?

Bei dem legitimen Interesse der Inhaber von Telefonanschlüssen eine unberechtigte Nutzung zu unterbinden oder zu-

mindest deutlich zu erschweren, leistet nur der neue, von ELV entwickelte Telefon-Wahl-Begrenzer TWB 1000 die willkommene Unterstützung.

Das kompakte Gerät wird einfach in die bestehende Telefon-Leitung eingeschleift und benötigt keinen separaten Stromanschluß. Über Ihr Telefon können Sie nun den Programmiermodus aufrufen und auf einfachste Weise Teilnummern oder auch komplette Nummern für den Wählvorgang sperren. Damit lassen sich z. B. alle Ferngespräche oder auch alle Auslandsgespräche auf einfache Weise unterbinden. Durch Voranstellen einer Codezahl ist es dem befugten Nutzerkreis jederzeit möglich, auch die gesperrten Nummern anzuwählen.

Besonders hervorzuheben ist auch die kombinierte Funktion zwischen sperrbaren Ziffernfolgen und den prioritätsmäßig darüberliegenden freigegebenen Telefonnummern. So können Sie z. B. durch Sperren der Ziffer „0“ alle Ferngespräche unterdrücken, andererseits jedoch durch Programmierung einer freigegebenen Rufnummer diese eine Nummer dennoch zulassen, selbst wenn diese eine führende 0 besitzt.

Um sich vor ungewollt hohen Telefonkosten zu schützen, leistet der ELV-Wahl-Begrenzer gute Dienste, wobei noch einige weitere interessante Features zur Verfügung stehen.

### Bedienung und Funktion

Die Funktionsweise des Gerätes ist schnell erklärt. Wird eine Telefonnummer angewählt, die „nicht erlaubt“ ist, so trennt ein Relais im Gerät für ca. 0,5 sec über einen Öffnerkontakt die Verbindung zur Amtsleitung. Dadurch detektiert das Amt ein kurzzeitiges Auflegen des Telefonhörers und beginnt die nachfolgend gewähl-

ten Ziffern als neue Nummer zu interpretieren. Damit ist das durchgängige Wählen der ursprünglich gewählten Telefonnummer nicht mehr möglich.

Der TWB 1000 läßt zwei Arten der Programmierung zu:

1. Zunächst lassen sich die zu sperrenden Nummern bzw. Teilnummern über das Telefongerät einprogrammieren, damit diese Nummern anschließend nicht mehr anwählbar sind.

2. Zusätzlich sind noch weitere Nummern programmierbar, die trotz der Sperrung der Anfangszahlen „durchgelassen“ werden. Dies ist dann sinnvoll, wenn nur

ausdrücklich darauf hin, daß keine Arbeiten an Einrichtungen und Leitungen der DBP-Telekom von Unbefugten vorgenommen werden dürfen. Auf die Einhaltung der postalischen Bestimmungen ist zu achten. Der TWB 1000 darf nicht ans Netz der DBP-Telekom angeschlossen werden, obwohl dies aus technischer Sicht kein Problem wäre. Eine Nichtbeachtung der Postvorschriften kann strafrechtliche Folgen nach sich ziehen.

Wenden wir uns nun der weiteren Installation zu:

Hierzu werden die beiden ankommenden Adern der Telefonanschlußleitung an

geeigneter Stelle durchtrennt. Die beiden Anschlüsse, die nun weiter zum Telefonapparat gehen, werden

mit den Klemmen KL 3 (a') und KL 4 (b') verbunden, während die beiden übrigen Anschlüsse mit KL 1 (a) und KL 2 (b) zu verbinden sind.

Während die zum Telefonapparat abgehenden Leitungen (KL 3, 4) miteinander vertauscht werden dürfen, spielt der Anschluß der beiden Eingangsleitungen (KL 1, 2) eine wichtige Rolle. Eine Erkennung des korrekten Anschlusses ist jedoch höchst einfach und wird vom Gerät wie folgt unterstützt.

Die beiden Eingangsleitungen a, b werden an die Klemmen KL 1, 2 angeschlossen. Leuchtet die im Gerät eingesetzte LED D 6 auf, so ist der Anschluß falsch, ruft jedoch mit Sicherheit keinen Schaden am Gerät hervor. Der Anschluß an die Klemmen KL 1 und KL 2 ist nun zu vertauschen und damit der korrekte Anschluß herzustellen, wobei die Polung des Telefonapparates, wie bereits erwähnt, keine Rolle spielt.

Als Endgeräte können alle Telefone eingesetzt werden, die nach dem Impulswahlverfahren (IWW) als auch nach dem Mehrfrequenzwahlverfahren (MFV) arbeiten, da beide Verfahren von dem TWB 1000 erkannt und unterstützt werden.

Natürlich läßt sich das Gerät auch in die

### Einschleifen in die vorhandene Telefonleitung ohne zusätzliche Stromversorgung

eine kleine Anzahl von möglichen Rufnummern freigegeben werden soll (Werkstatt-Telefon mit Verbindung zum Meister und für Notrufzwecke). Alle übrigen Amtsgespräche sind gesperrt.

In diesem Fall lassen sich dann durch die Sperrung der Amtskennziffer (bei den meisten Nebenstellenanlagen „0“) alle Auswärtsgespräche sperren und trotzdem die programmierte Notrufnummer anwählen.

Die Speicherkapazität des TWB 1000 zur Programmierung von zu sperrenden und durchzulassenden Rufnummern umfaßt 60 Nummernfolgen, d. h. es können sowohl längere als auch kürzere Nummern bzw. Teilnummern programmiert werden, die insgesamt bis zu 960 Stellen aufweisen.

In Tabelle 1 sind die wesentlichen technischen Daten des TWB 1000 zusammengefaßt.

### Installation

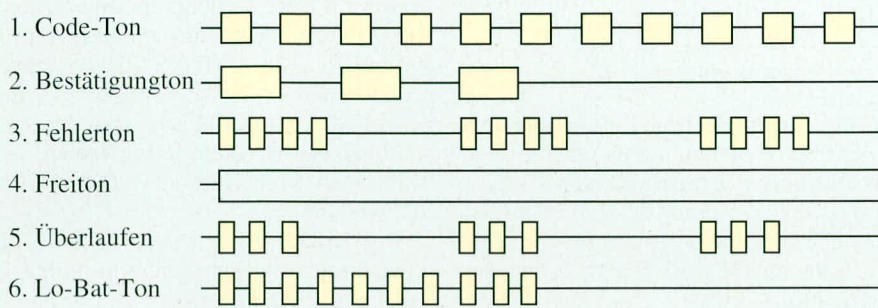
Die Installation des TWB 1000 ist recht einfach. Das Gerät wird in die a/b-Adern der vorhandenen Telefonleitung eingeschleift.

In diesem Zusammenhang weisen wir

**Tabelle 1: Technische Daten:  
Telefon-Wahl-Begrenzer TWB 1000**

- Sperrung des Wahlvorgangs für beliebige 1- bis 16stellige Rufnummern
- Übergeordnete Freigabemöglichkeit für 1- bis 16stellige Rufnummern
- Speicherkapazität für bis zu 60 Nummernfolgen mit insgesamt bis zu 960 Ziffern
- Keine externe Stromversorgung. Eine 9 V-Blockbatterie reicht für rund 5 Jahre Betrieb aus.
- Einfacher Anschluß durch direktes Zwischenfügen in die 2adrige Telefonleitung.
- Abmessungen (LxBxH): 140 x 60 x 26 mm

**Tabelle 2: Schematische Darstellung der vom TWB 1000 generierten Statustöne**



**Tabelle 3: Zusammenfassung der unterschiedlichen Programmiermöglichkeiten des TWB 1000**

Modus-Nummer	Bedeutung
1	Master Paßwort, kurzzeitiges Aufheben der Überwachungstätigkeit
2	gesperrte Rufnummern hinzufügen
3	gesperrte Rufnummern löschen
4	gesperrte Rufnummern komplett löschen
5	zugelassene Rufnummern hinzufügen
6	zugelassene Rufnummern löschen
7	zugelassene Rufnummern komplett hinzufügen
8	Löschen aller Programmierungen einschließlich der Geheimnummer
9	Geheimnummer ändern

Amtsleitung einer bereits installierten Nebenstellenanlage einschleifen.

Zum Abschluß des Kapitels zur Installation wollen wir noch auf die besonders wichtige Wahl des richtigen Platzes für den Einsatz des TWB 1000 eingehen.

Zunächst einmal ist man verhältnismäßig frei hinsichtlich des Einsatzortes, da der TWB 1000 keinerlei externe Stromversorgung benötigt. Eine Umgehung der Schutzfunktion des Gerätes ist jedoch durch seine Überbrückung bzw. seinen Ausbau möglich, d. h. der Installationsort ist so zu wählen, daß Unbefugte keinen Zugang dazu haben. Dies kann zum einen ein hinreichend gut versteckter Platz oder aber ein entsprechend gesicherter Ort (verschlossene Abstellkammer o. ä.) sein.

Darüber hinaus ist zu beachten, daß nicht die Möglichkeit des Anschlusses eines Telefons vor dem TWB 1000 besteht. Das Gerät kann seine Schutzfunktion naturgebenermaßen nur für diejenigen Telefone übernehmen, die an seinem Ausgang angeschlossen sind.

Grundsätzlich besteht auch die Möglichkeit, den Telefon-Wahl-Begrenzer mit einem Siegelaufkleber zu versehen (auf der Gehäusehaube), der bei Entfernen zerstört wird, so daß mindestens ein Brechen dieses Siegels auffällt. Besser ist jedoch in jedem Fall eine vor unbefugtem Zugang gesicherte Installation.

Für den Betrieb benötigt der TWB 1000 eine 9 V-Blockbatterie, die normalerweise jedoch nur sehr kurzzeitig zur Stützung

(z. B. wenn das Relais für 0,5 sek. anzieht) benötigt wird.

Die Batterielebensdauer ist in erster Linie durch die Selbstentladung der eingesetzten 9 V-Blockbatterie bestimmt, da die Stromentnahme durch die Schaltung nahezu vernachlässigbar ist. Vorausgesetzt eine Qualitätsbatterie kommt zum Einsatz, kann von mindestens 5 Jahren Batteriehaltbarkeit ausgegangen werden.

Ohne Stützbatterie kann die Schaltung jedoch nicht arbeiten, so daß für diesen Fall eine Unterspannungsdetektierung für die Batterie vorgesehen ist. Gemäß Tabelle 2 ertönen 10 kurze aufeinanderfolgende Signaltöne beim Abheben des Hörers, sobald ein Batteriewechsel angeraten ist. Die Funktion der Schaltung wird dann jedoch noch für einige Wochen gegeben sein, wobei sich ein kurzfristiger Batteriewechsel empfiehlt.

### Programmierung

Bei einem Neugerät sind zunächst die zu sperrenden bzw. die zuzulassenden Telefonnummern erst einmal zu programmieren.

Nach erfolgter Installation und dem Abnehmen des Telefonhörers ertönt in gewohnter Weise das normale, vom Telefonnetz generierte Freizeichen. Zusätzlich hören Sie den vom TWB 1000 erzeugten „Code-Ton“. Eine genaue Auflistung der unterschiedlichen Einblendtöne ist in Tabelle 2 dargestellt.

### Code-Nummer

Damit kein Unbefugter das Gerät manipulieren kann, ist eine Geheimnummer erforderlich. Diese Code-Nummer müssen Sie bei allen Programmierungen und Änderungen voranstellen, worauf wir gleich noch detailliert eingehen.

Bei einem Neugerät bzw. im Anschluß an eine Gesamtlöschung (siehe Punkt 8) erwartet der TWB 1000 nach dem Abnehmen des Telefonhörers als erstes die Eingabe Ihrer persönlichen Code-Nummer.

Diese Geheimnummer kann bis zu 16 Ziffern aufweisen. Sinnvollerweise sollten die ersten Ziffern aus der eigenen Telefonnummer bestehen, gefolgt von einer frei wählbaren weiteren Ziffernkombination. Das Voranstellen der eigenen Rufnummer hat den Vorteil, daß auf keinen Fall ein gebührenpflichtiges Gespräch zustande kommt, da vom Postnetz aus bei Anwahl der eigenen Nummer der Besetztton generiert wird.

Nach Abschluß der Eingabe dieser Geheimnummer wird einfach der Hörer aufgelegt. Die bis dahin gewählten Ziffern sind nun im Speicher des TWB 1000 als Ihre persönliche Geheimnummer abgelegt.

Sollten Sie die Geheimnummer einmal vergessen oder verlegt haben, so ist unmittelbar keine Neuprogrammierung per Telefon möglich. Dennoch können Sie eine neue Geheimnummer programmieren, indem Sie das Gerät öffnen und die beiden Jumperkontakte J 1 schließen, indem Sie den Jumper aufstecken. Hierdurch wird die alte Geheimnummer (Code-Nummer) gelöscht und der TWB 1000 ist für die Eingabe der neuen Code-Nummer nach Abheben des Telefonhörers bereit. Im Anschluß an die Beendigung der Eingabe wird der Telefonhörer aufgelegt, der Jumper entfernt und das Gehäuse wieder geschlossen.

Durch den Vorgang der Programmierung einer neuen Code-Nummer in Verbindung mit dem Setzen des Jumpers, wie vorstehend beschrieben, werden die übrigen abgespeicherten Nummern im Speicher des TWB 1000 nicht berührt.

Der ELV-Telefon-Wahl-Begrenzer kennt mehrere Programmierarten. Grundsätzlich wird jede Programmierung mit Wahl Ihrer persönlichen Geheimnummer begonnen. Bei richtiger Erkennung ist ein Bestätigungston zu vernehmen.

In diesem Zusammenhang ist noch anzumerken, daß die Generierung jeglicher Statustöne unabhängig von denen im Postnetz erfolgt, d. h. sowohl der Statustone des Postnetzes (bei Voranwählen der eigenen Rufnummer im allgemeinen der Besetztton) und der Bestätigungston vom TWB 1000 überlagern sich. Letzterer ist jedoch leicht durch die veränderte Tonlage zu erkennen.

Hörer Abnehmen	Geheimnummer	Mode	Zusatz	Auflegen
	max. 16 Ziffern	1 Ziffer	max. 16 Ziffern	

**Bild 1 zeigt die grundsätzliche Vorgehensart des Programmierablaufs**

## Wahl des Betriebsmodus

Im Anschluß an die Eingabe der Code-Nummer (Geheimnummer) wird eine weitere Ziffer (1 bis 9) zur Auswahl des Betriebsmodus eingegeben. Abbildung 1 zeigt die grundsätzliche Vorgehensart. Das System generiert danach auch einen Bestätigungston.

Alle Programmierungen werden durch Auflegen des Hörers beendet. Tabelle 3 zeigt eine zusammenfassende Darstellung der unterschiedlichen Befehle, auf die wir nachfolgend im Detail eingehen.

### 1. Master-Paßwort

Wird im Anschluß an die Wahl der Geheimnummer durch Eingabe der Ziffer „1“ der Modus 1 gewählt, so ertönt als Bestätigung ein Freiton. Sie befinden sich nun außerhalb des vom TWB 1000 überwachten Bereiches für den Zeitraum von 2 Minuten.

Sie legen den Hörer kurz auf, um nach dem Wiederabheben dann vom Postnetz das normale Freizeichen wieder zu erhalten. Während der folgenden 2 Minuten können Sie jede beliebige Rufnummer wählen, da das System seine Überwachungstätigkeit eingestellt hat. Natürlich kann das geführte Gespräch auch länger dauern, lediglich die Wahl der Rufnummer sollte 2 Minuten nicht überschreiten.

Durch den Modus 1 steht dem rechtmäßigen Telefonanschlusshaber die Möglichkeit offen, auch gesperrte Rufnummern anwählen zu können.

Doch kommen wir nun zur Beschreibung der Programmierung der Sperrvorgänge.

### 2. Gesperrte Rufnummer eingeben

Sie gelangen in den Modus 2 durch Eingabe der Ziffer „2“ im Anschluß an die Geheimnummer. Als Bestätigung ertönt auch hier der Freiton.

Nun kann die gewünschte Ziffernfolge (komplette Telefonnummer bzw. Anfangsziffernfolge) eingegeben werden. Zur Beendigung des Vorgangs ist der Telefonhörer aufzulegen. Damit übernimmt der TWB 1000 die bisher gewählten Ziffern in seinen Speicher, um jeweils bei Erkennen genau dieser Ziffernfolge den Wahlvorgang zu unterbrechen, d.h. diese Nummer ist nun nicht mehr anwählbar.

Sollte die eingegebene Rufnummer dem Anfang der Geheimnummer entsprechen, was üblicherweise nicht auftreten sollte, so erfolgt die Generierung des Fehlertons. Ist hingegen der Speicherplatz für die Rufnummerneingabe voll belegt, ertönt der Überlaifton.

### 3. Gesperrte Rufnummern löschen

Wird im Anschluß an die Geheimnummer die Ziffer „3“ gewählt, so befinden Sie sich im Modus 3, der ähnlich wie Modus 2 arbeitet, allerdings mit dem Unterschied, daß nun die nachfolgend eingegebene Ziffernfolge aus der internen Telefonliste gestrichen wird.

Wird die zu löschende Rufnummer vom System als eine Nummer erkannt, die bereits programmiert war und nun gelöscht werden soll, ertönt ein Bestätigungston. Andernfalls erfolgt die Ausgabe eines Fehlertons.

### 4. Gesperrte Rufnummern komplett löschen

Wird im Anschluß an die Eingabe der Geheimnummer die Ziffer „4“ gewählt, so befinden Sie sich im Modus 4, der unmittelbar darauf sämtliche, als gesperrt eingetragene Rufnummern löscht. Nach Be-

endigung des Löschvorgangs generiert das System den Bestätigungston.

### 5. Zugelassene Rufnummern eingeben

Durch Anfügen der Ziffer „5“ an die Geheimnummer gelangen Sie in den Modus 5. Nun können Rufnummern bzw. Ziffernfolgen eingegeben werden, die vom System zugelassen werden und zwar mit einer höheren Priorität als die gesperrten Rufnummern.

Nachfolgend ein kurzes, praxisbezogenes Beispiel:

Sie haben im Modus 2 als zu sperrende Rufnummer die Ziffer „0“ einprogrammiert (Eingabe Ihrer Geheimnummer: „xxxxxx“, zuzüglich der Modusnummer: „2“, zuzüglich zu sperrender Nummer: „0“). Daraufhin sind nun nur noch Ortsgespräche zu führen, d. h. alle Rufnummern die mit einer „0“ beginnen (d. h. neben Ferngesprächen auch Auslandsgespräche) sind

nicht mehr wählbar.

Möchten Sie jedoch Ihren Kindern den Anruf bei Ihren Großeltern ermöglichen, die in einem Nachbarort wohnen, so programmieren Sie im Modus 5 die komplette Rufnummer der Großeltern, d. h. nun wird, obwohl die Ziffer „0“ gesperrt ist, die Rufnummer der Großeltern zugelassen, obwohl auch diese Nummer mit der Ziffer „0“ beginnt.

Das Auflegen des Hörers schließt die Eingabe der freigegebenen Ziffernfolge ab.

### 6. Zugelassene Rufnummern löschen

Um in diesen sechsten Betriebsmodus zu gelangen, wird im Anschluß an die Geheimnummer die Ziffer „6“ gewählt. Die daran anschließende Eingabe der Ziffernfolge löscht analog zum Modus 3 nun die alte zugelassene Rufnummer. Mit Auflegen des Hörers ist der Vorgang abgeschlossen.

### 7. Zugelassene Rufnummern komplett löschen

Durch Anfügen der Ziffer „7“ an die Geheimnummer werden analog zum Modus 4 alle zugelassenen Rufnummern komplett gelöscht. Die Funktion wird mit Auflegen des Hörers beendet.

### 8. Gesamtlöschung

Um den gesamten Speicherinhalt, d. h. die gesperrten Nummern, die zugelassenen Nummern sowie die Geheimnummer

zu löschen, wird der Modus 8 aufgerufen. Hierzu ist an die bestehende Geheimnummer die Ziffer „8“

anzufügen und das Gerät geht in seinen Neuzustand über.

Zunächst muß der Hörer wieder aufgelegt werden, um anschließend nach erneutem Abnehmen des Hörers, wie eingangs beschrieben, die Geheimnummer neu einzugeben.

### 9. Geheimnummer ändern

Wird an die Geheimnummer die Ziffer „9“ angefügt, so gelangt man in den Modus 9. Die ursprüngliche, gerade eingegebene Geheimnummer ist damit gelöscht und das System wartet nun auf die Eingabe einer neuen Geheimnummer, die mit Auflegen des Hörers abgespeichert wird.

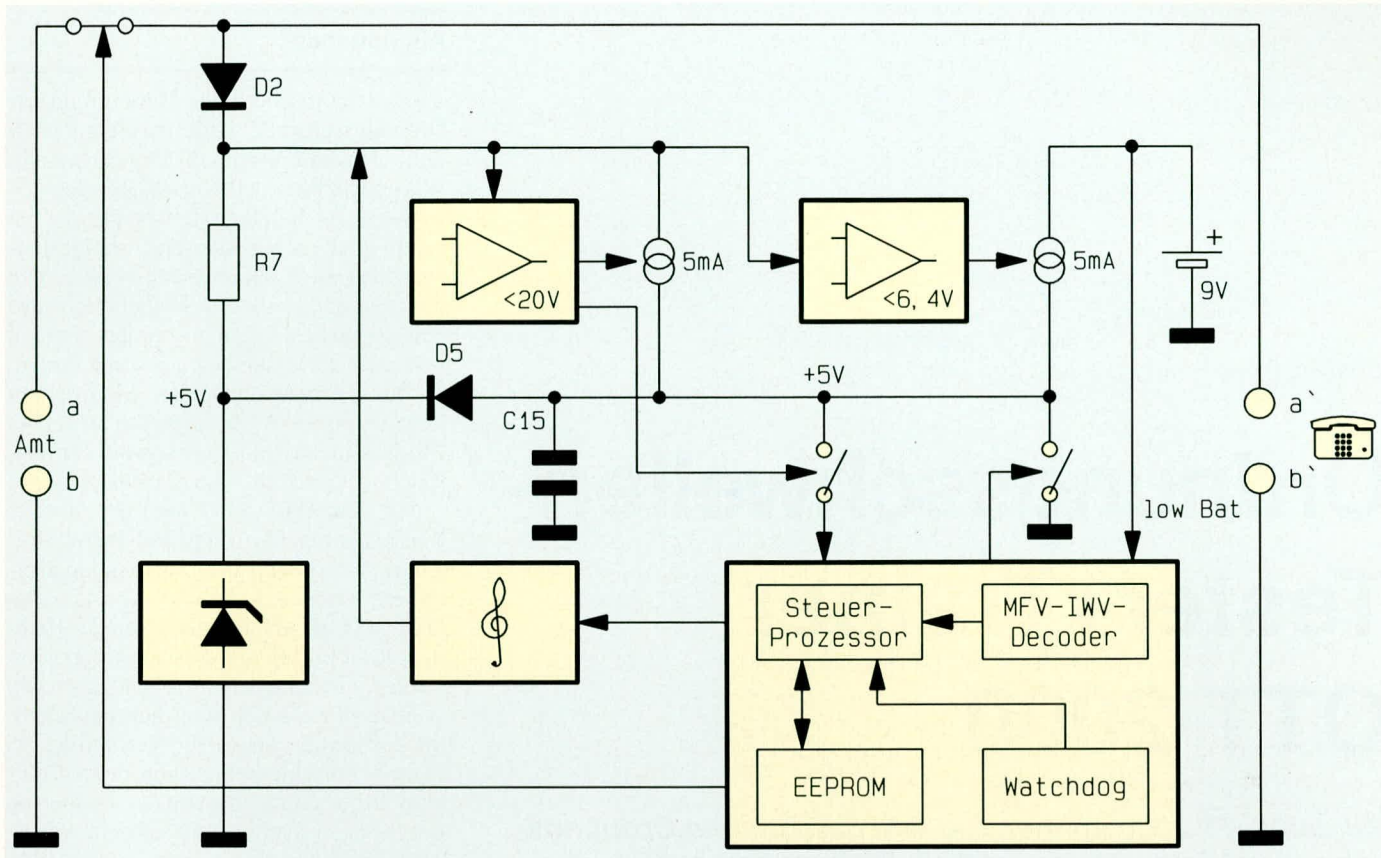
Die Wahl einer nicht gültigen Modusnummer zieht die Generierung eines Fehlertons nach sich.

### Betriebsablauf

Im normalen Betriebsfall wird, nachdem der Hörer abgenommen ist, jede ein-

## Einfache Programmierung des Telefon-Wahl-Begrenzers TWB 1000 über das Telefon





**Bild 2: Blockschaltbild des ELV-  
Telefon-Wahl-Begrenzers TWB 1000**

gegebene Ziffer überprüft und mit den gespeicherten Telefonnummern verglichen.

Intern prüft der Prozessor dabei zunächst die freigegebenen Rufnummern, da der Wahlvorgang solange nicht unterbrochen werden darf, wie eine der freigegebenen Ziffernfolgen mit der tatsächlich gerade gewählten Ziffernfolge übereinstimmt. Sobald eine Abweichung registriert wird, nimmt der Prozessor eine Überschneidungsprüfung mit den gesperrten Rufnummern vor, um je nach Ausgang der Prüfung den Wahlvorgang abzubrechen oder ungehindert die Rufnummernfolge durchzulassen.

Aufgrund der Kombination zwischen gesperrten Rufnummern und prioritätmäßig darüber angeordneten freigegebenen Rufnummern kann die Wahlunterbrechung nach unterschiedlichen Anzahlen der gewählten Nummern erfolgen, frühestmöglich jedoch bei der ersten registrierten Abweichung zu den freigegebenen Rufnummern.

Würde eine zulässige Rufnummer gewählt, so merkt der Telefonteilnehmer überhaupt nicht das Vorhandensein des TWB 1000. Zwar „hört“ der Mikroprozessor ständig den Wahlvorgang mit, greift jedoch erst bei Wahl einer nicht zugelassenen Rufnummer ein.

In diesem Fall unterbricht der TWB 1000 die Verbindung des angeschlossenen Telefonapparates zum Postnetz für ca. 0,5 sek. Dies detektiert das Postnetz als ein kurzes

Auflegen des Telefonhörers und die nachfolgend gewählte Rufnummer wird wiederum als erste Rufnummer detektiert. Selbst wenn jetzt dieselbe Rufnummernfolge wiederholt gewählt wird, unterbricht der TWB 1000 jedesmal nach Erkennen dieser Rufnummer erneut für 0,5 sek. die Leitung.

Nach diesen ausführlichen Erläuterungen zur Funktion des Telefon-Wahl-Begrenzers wenden wir uns der Schaltungstechnik zu.

### Blockschaltbild

Abbildung 2 zeigt das Blockschaltbild des ELV-Telefon-Wahl-Begrenzers. Die Schaltung wird, wie beschrieben, in die a-/b-Anschlußleitung des Endgerätes (Telefon) eingeschleift. Über die Diode D 2, den Vorwiderstand R 7 und die darunter angeordnete Z-Diode wird eine konstante Spannung von +5 V erzeugt, die eine permanente Versorgung der Spannungsüberwachungs-Schaltung vornimmt.

Sinkt nun die Telefon-Betriebsspannung auf einen Wert von unter 20 V (Telefonhörer abgenommen), so schaltet der zuständige Komparator die 5 mA-Stromquelle und den Digitalteil ein. Damit ist sichergestellt, daß der Versorgungsstrom für den Digitalteil der Schaltung dem Telefonnetz

entnommen wird. Durch die Stromquelle wird ausschließlich eine Belastung der Gleichspannung vorgenommen, ohne Beeinträchtigung der Sprechwechselspannung des Telefons.

Sinkt nun, bedingt durch Festhalten der Wählscheibe (Kurzschluß), die Versorgungsspannung auf einen Wert von unter 6,4 V, so schaltet eine weitere Stromquelle automatisch eine 9 V-Blockbatterie für die Versorgung des Digitalteils hinzu.

Ist die Schaltung für eine längere Zeit ohne Spannungsversorgung (z.B. längeres Festhalten der Wählscheibe oder Abklemmen der Schaltung vom Postnetz), so steuert der Digitalteil einen elektronischen Schalter an, der die eigene Versorgungsspannung soweit belastet, daß diese zusammenbricht und damit sich selbst abschaltet. Dadurch ist dann der Stromfluß aus der Batterie unterbrochen.

Der Digitalteil besteht im wesentlichen aus dem Steuerprozessor, der die gesamte Ablaufsteuerung übernimmt, einem MFV-/IWV-Wahldecoder, einem EEPROM für die Speicherung der einprogrammierten Telefonnummern sowie einer Watchdog-Schaltung zur Funktionsüberwachung des Prozessors.

Damit ist die grundsätzliche Funktionsbeschreibung des TWB 1000 soweit abgeschlossen und wir wenden uns im zweiten Teil dieses Artikels der detaillierten Beschreibung der Schaltung, des Nachbaus sowie der Inbetriebnahme zu.

# Ordnungsschwellen- Tester+Trainer OTT 2000

**Mit dem OTT 2000 können Sie Ihre persönliche Ordnungsschwelle objektiv testen und als Weltneuheit auch trainieren. Ein wesentlicher Schritt zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit des menschlichen Gehirns. Der vorliegende Artikel beschreibt ausführlich die Technik und den Aufbau dieses innovativen Gerätes.**



## Allgemeines

Der wissenschaftliche Hintergrund zur Ordnungsschwelle wurde im einleitenden Artikel im „ELVjournal“ 5/93 dargestellt. Wissenschaftlich definiert ist die Ordnungsschwelle als diejenige Zeitspanne, die bei einem bestimmten Menschen mindestens zwischen zwei Sinnesreizen verstreichen muß, damit diese in eine Reihenfolge, also eine zeitliche Ordnung gebracht werden können. Laut Untersuchungen von Professor Ernst Pöppel und dessen Mitarbeitern liegen typische Werte zwischen 30 und 40 Millisekunden, und zwar sowohl für akustische als auch für visuelle Reize.

Mit dem OTT 2000 wird der visuelle Bereich durch das dicht aufeinanderfolgende Aufblitzen zweier Leuchtdioden ermittelt, wobei der zeitliche Abstand vom OTT 2000 in Abhängigkeit von der Richtigkeit der Einzelergebnisse gesteuert wird. Nach Ablauf einer entsprechenden Anzahl von Testdurchläufen steht dann das Ergebnis des Zeitabstandes zur Verfügung, bei dem die korrekte Reihenfolge des Aufblitzens der beiden LEDs von der Testperson mit 80%iger Trefferquote erkannt wird.

In ähnlicher Weise ist mit dem OTT 2000 in Verbindung mit einem Kopfhörer die Ordnungsschwelle für den auditiven Bereich ermittelbar.

In Kombination beider Bereiche ist dann im Anschluß durch ein Training die Verbesserung und Optimierung der Ordnungsschwelle zur Steigerung der Leistungsfähigkeit des Gehirns möglich.

Doch kommen wir nun zur Beschreibung der Schaltungstechnik.

## Schaltung

Abbildung 1 zeigt die Schaltung des Ordnungsschwellen - Testers+Trainers OTT 2000. Kernstück ist der programmierbare Logikbaustein IC 9 des Typs ELV 9356. Zu den weiteren wichtigen Baugruppen zählt ein 12-Bit-Auf-Abwärtszähler mit Anzeigendecodierung und LC-Display, ein 12-Bit-Abwärtszähler, eine Oszillatorstufe sowie das Netzteil.

Bei dem programmierbaren Logikbaustein IC 9 handelt es sich um ein sogenanntes Zero-Power-GAL, das sich durch eine besonders geringe Stromaufnahme von typisch nur 0,6 mA auszeichnet. Üblicherweise nehmen entsprechende Logikbausteine, wie z.B. ein GAL16V8 den 50- bis 100-fachen Strom auf und sind für Batteriebetrieb daher nur sehr eingeschränkt geeignet.

IC 1, IC 4 und IC 6 jeweils vom Typ CD 40192 bilden den eigentlichen 12-Bit-Anzeigenzähler, der sowohl eine Aufwärtszählung als auch eine Abwärtszählung aus-

führen kann und zusätzlich programmierbar ist.

Die einzelnen 4-Bit-Zählerbausteine sind zu dem besagten 12-Bit-Zähler kaskadiert. Hierfür sind die Ausgänge Carry- und Borrow (PIN 12, 13) der ersten Zählerstufe (IC 1) mit den Eingängen Up und Down (Pin 4, 5) der zweiten Zählerstufe (IC 4) verbunden. Die dritte Zählerstufe um IC 6 ist in gleicher Weise mit dem Zähler IC 4 verschaltet.

Zur direkten Ansteuerung einer 7-Segment-Anzeige müssen die 4-Bit-Ausgangscodes der einzelnen Zählerbausteine decodiert werden. Diese Aufgabe übernehmen die CMOS-Bausteine IC 3, IC 5 und IC 8. Diese Decoderbausteine des Typs CD4543 beinhalten neben der reinen Decodierung eine Speicher- und eine Treiberstufe für LC- oder LED-Anzeigen und können daher direkt die Ansteuerung der hier eingesetzten 7-Segment-LC-Anzeige übernehmen.

Durch das LC-Display LCD 1 in Verbindung mit der angesprochenen Treiberschaltung ist nun eine Zahl zwischen 0 und 999 darstellbar. Diese Ziffer gibt

die Verzögerungszeit zwischen den beiden Ausgangsimpulsen des OTT 2000 in Millisekunden an.

Unmittelbar nach dem Einschalten des Gerätes wird der Zählerstand „100“ (entsprechend 100 Millisekunden) als Vorgabewert geladen. Hierzu bedient man sich der Parallel-Load-Funktion der einzelnen Zählerbausteine, wobei über die Ladeeingänge (jeweils Pin 1, 9, 10, 15) der entsprechende BCD-Code angelegt wird.

Der an diesen Eingängen anliegende Code wird durch einen negativen Impuls jeweils an Pin 11 der einzelnen Zählerbausteine eingeladen. Den Ladeimpuls unmittelbar nach dem Einschalten des OTT 2000 erzeugt das Gatter IC 11 D mit externer Beschaltung.

Ein weiterer Zähler wird durch IC 2 und IC 7 gebildet. Bei diesen Bausteinen des Typs CD 40102 handelt es sich um 8-stufige, synchrone, voreinstellbare Abwärtszähler, die ein Signal abgeben, wenn der Zählerstand Null erreicht ist. Beide Zählerbausteine sind wiederum zu einem 12-Bit-Abwärtszähler zusammengeschaltet, wobei die nicht benötigten Eingänge des IC 7 (Pin 10-13) auf Low-Pegel (Masse) liegen.

Der Ausgangszählerstand, d.h. der Ladestrom wird von dem zuvor beschriebenen 12-Bit-Auf-Abwärtszähler bestimmt. Hierfür sind die Ausgänge dieses Zählers mit den Ladeeingängen von IC 2 und IC 7 verbunden. Das Laden des anlie-

genden BCD-Codes geschieht durch einen Low-Impuls, jeweils an den Zählereingängen APE (Pin 9) dieser beiden Bausteine. Der Steuerimpuls wird von der Steuerlogik im IC 9 mit Zusatzbeschaltung erzeugt.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß mit dem Eintreffen des Steuerimpulses der angesprochene Abwärtszähler den auf dem LC-Display angezeigten Zählerstand übernimmt.

Nachdem der Zähler (IC 2 und IC 7) den anliegenden Code (Zählerstand) übernommen hat, wechselt der Ausgang Pin 14 des IC 7 von zuvor Low-Pegel auf High-Pegel, wodurch das mit dem Nand-Gatter IC 11 A aufgebaute Tor das Oszillatorsignal auf den Zähler-Eingang durchschaltet. Die Frequenz des hier anliegenden Clock-Signals beträgt 1000 Hz, was einer Periodendauer von 1 ms entspricht. Durch das anliegende Clock-Signal zählt der Zähler nun von dem zuvor geladenen Wert abwärts bis der Zählerstand 0 erreicht ist, woraufhin der Ausgang Pin 14 von IC 7 nun wieder-

---

## *Schnelleres Denken ist mit dem OTT 2000 spielerisch trainierbar*

---

um Low-Pegel führt und den Takt sperrt.

Die Zeitspanne während der Ausgang des Zählers IC 7 (Pin 14) High-Pegel führt, entspricht also genau der auf dem Display angezeigten Ziffer, multipliziert mit dem Zeitfaktor „1 ms“.

Mit Hilfe der Gatter IC 10 A, B, C und Zusatzbeschaltung wird jeweils zu Beginn und zum Ende der Zählung ein Nadelimpuls von ca. 1 ms erzeugt und an die Steuerlogik in IC 9 (Pin 7, 9) weitergegeben. Diese Steuerimpulse werden nun von IC 9 gepuffert und zur Steuerung der Leuchtdioden D 2 und D 3 sowie zur Ansteuerung des an BU 1 angeschlossenen Kopfhörers herangezogen.

Die Testperson hat jetzt zu entscheiden, welche Leuchtdiode zuerst aufgeblinkt hat bzw. auf welchem Kanal zuerst das Klick-Signal zu hören war. Die von der Testperson getroffene Entscheidung wird der Schaltung durch die Betätigung der Tasten TA 1 oder TA 2 mitgeteilt.

Die Auswertung des Taster-Signals übernimmt die Logik in IC 9. War die Antwort richtig, so leuchtet, gesteuert von IC 9 die LED D 1 auf. Gleichzeitig gibt IC 9 über seinen Ausgang Pin 17 ein Steuersignal an den Anzeigen-Zähler (IC 1, 4, 6) ab, worauf hierdurch der Zählerstand um 1 verringert wird. Der nächste Testzyklus läuft dann mit der verminderten Zeitdifferenz von nun 99 ms zwischen den Klick-Signalen bzw. dem Aufleuchten der LEDs ab.

Bei einer falschen Antwort gibt IC 9 ein

High-Signal an Pin 19 aus, wodurch über IC 13 B je nach Jumperstellung von JP 1 der Anzeigenzähler um zwei oder vier Zählerstände hochgeschaltet wird. Die Ansteuerung des Zählers erfolgt hierbei über den Clockeingang UP in Verbindung mit C 1 und R 1.

Die Reihenfolge, mit der die beiden Signaltöne erzeugt werden bzw. die LEDs aufleuchten, wird von einem Zufallsgenerator gebildet von IC 12, IC 13 A und Zusatzbeschaltung vorgegeben. Ein hochfrequentes Clocksignal wird hierbei unsynchron gesperrt, wodurch der im gesperrten Zustand anliegende Pegel dem Zufall unterliegt und darüber entscheidet, welche LED zuerst angesteuert wird bzw. auf welche Seite des Kopfhörers zuerst das Klick-Signal ausgegeben wird.

Das erforderliche hochfrequente Taktsignal erzeugt die Oszillatorschaltung um IC 10 F in Verbindung mit dem nachgeschalteten Teiler IC 12. Die Frequenz des Oszillators liegt bei 2,048 MHz und wird durch den Quarz Q 1 bestimmt. Am Teiler Ausgang Q 1 liegt das Taktsignal für den Zufallsgenerator an,

während am Ausgang Q 11 mit einer Frequenz von 1 kHz das Zeitsignal für die Zähler IC 2 und IC 7 zur Verfügung steht.

Für die Ansteuerung eines LC-Displays ist ein niederfrequentes Steuersignal, das sogenannte Backplane-Signal erforderlich. Der Teiler Ausgang Q 14 liefert mit 125 Hz ein entsprechendes Signal, das direkt auf die Teiler IC 3, 5, 8 geschaltet wird.

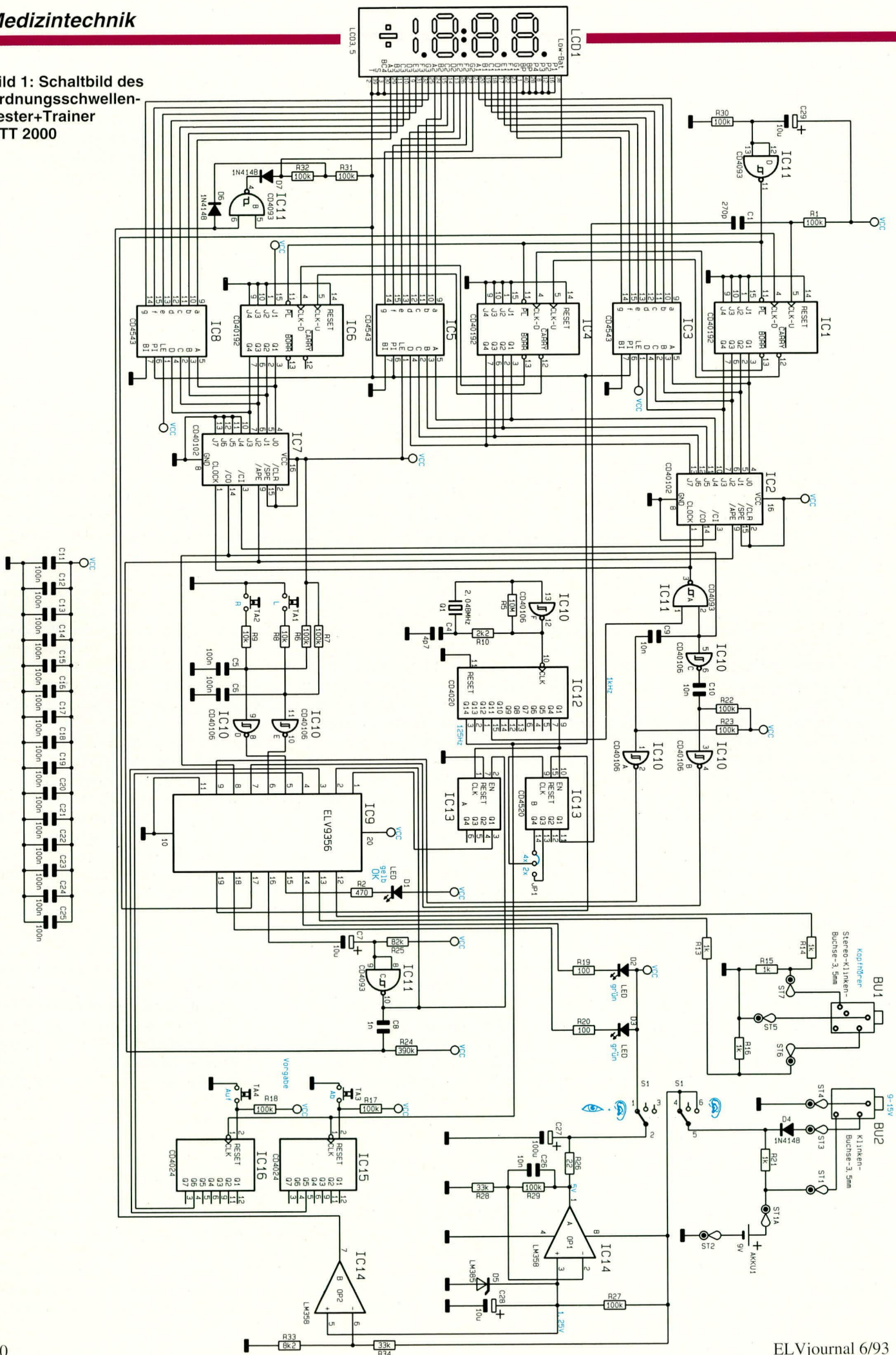
Soll der Anfangswert (nach dem Einschalten auf „100“) geändert werden, kann dies über die Tasten TA 3 und TA 4 erfolgen. Die Auswertung und Weiterschaltung der mit IC 15, 16 erzeugten Schaltsignale übernimmt wiederum die Logik in IC 9, wobei als Eingangstakt das Q 1-Signal des IC 12 dient.

Die Spannungsversorgung des OTT 2000 kann wahlweise über ein an der Buchse BU 2 anzuschließendes Steckernetzteil oder über den internen 9 V-Blockakku erfolgen. Hierbei nimmt das externe Steckernetzteil gleichzeitig die Aufladung des Akkus vor.

Über die Diode D 4 gelangt die Gleichspannung des externen 12 V-Steckernetzteils auf den Mittelkontakt (5) des Schalters S 1. Die Aufladung des Akkus 1 wird durch den Widerstand R 12 erreicht, wobei sich ein mittlerer Ladestrom von 5 mA ergibt.

Der Schalter S 1 verfügt über zwei Umschaltkontakte mit zusätzlicher Mittelstellung. In der mittleren Stellung ist der OTT

Bild 1: Schaltbild des Ordnungsschwellen-Tester+Trainer OTT 2000

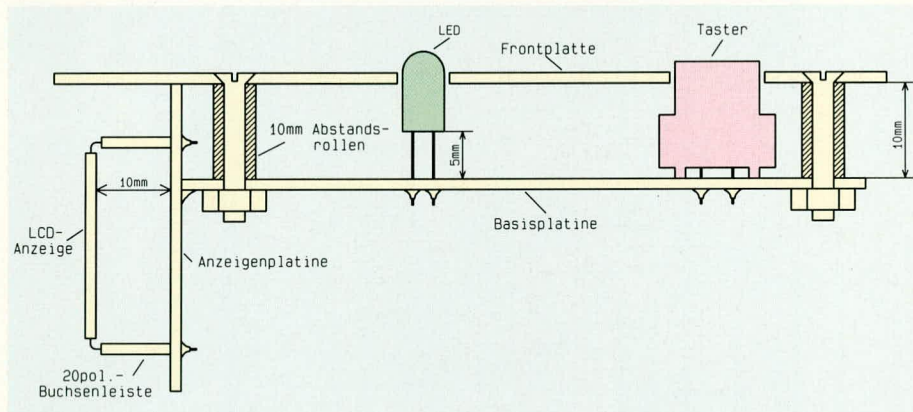


2000 ausgeschaltet, wobei die Aufladung des internen Akkus auch in dieser Schalterstellung erfolgt, sofern das externe Netzteil angeschlossen ist.

In der im Schaltbild eingezeichneten Schalterstellung ist der OTT 2000 eingeschaltet. Gleichzeitig werden über den zweiten Schaltkontakt S1/1 auch die Anzeige-LEDs D 2 und D 3 mit der Betriebsspannung  $V_{cc}$  versorgt, d.h. zusätzlich zu dem akustischen Signal des Kopfhörers erfolgt eine optische Signalausgabe.

In der oberen im Schaltbild eingezeichneten Schalterstellung arbeitet der OTT 2000 hingegen nur mit der akustischen Ausgabe des Klick-Signals.

Mit dem Operationsverstärker IC 14 A und der Präzisions-Z-Diode D 5 erfolgt eine Stabilisierung der Versorgungsspannung. Durch IC 14 A wird die an der Z-Diode anliegende Referenzspannung von typ. 1,225 V auf ca. 5 V am Ausgang (Pin 1) verstärkt. Mit dem Längswiderstand R 26 und dem Elko C 27 werden Schwingneigungen des OPs unterdrückt, wo-



**Bild 2 zeigt die Montageskizze des OTT-Chassis**

bei gleichzeitig eine Pufferung erreicht wird.

Der zweite Operationsverstärker IC 14 B ist als Komparator geschaltet. Sobald die Eingangsspannung den kritischen Wert von ca. 6,8 V unterschreitet, wechselt der OP-Ausgang von Low- auf High-Pegel, wodurch in Verbindung mit der Exklusiv-Oder-Schaltung um IC 11 B die Low-Batt-Anzeige im Display erscheint.

Im Anschluß an diese ausführliche Schaltungsbeschreibung wenden wir uns nun dem Nachbau zu.

## Nachbau

Die Schaltungstechnik des OTT 2000 wird auf zwei Leiterplatten aufgebaut. Bei der größeren, doppelseitig ausgeführten Platine mit den Abmessungen 190 mm x 106 mm handelt es sich um die Basisplatte, während die zweite sogenannte Anzeigenplatte einseitig ausgeführt ist und 190 mm x 50 mm mißt.

Wir beginnen den Nachbau mit der Bestückung der großen Basisplatte. In gewohnter Weise sind zuerst die passiven Bauelemente wie Widerstände, Dioden und Kondensatoren einzulöten. Die Position der einzelnen Bauelemente auf der Platine geht aus dem Bestückungsplan hervor, während Informationen über das einzubauende Bauelement in der Stückliste zu finden sind.

Die Elektrolyt-Kondensatoren sowie der Quarz Q 1 sind liegend einzubauen wie auch im Bestückungsdruck angegeben. Zur Erzielung einer optimalen mechanischen Festigkeit wird das Gehäuse des Quarzes mit der Leiterplatte verlötet (siehe auch Leiterplattenfoto).

Für die Codierbrücke JP 1 ist die Leiterplatte mit einer 3poligen Stiftleiste zu bestücken, die auf der Rückseite der Platine einzulöten ist. Nachdem auch die Taster TA 1 und TA 2 und die Lötösen ST 5 bis ST 7 eingesetzt sind, werden sämtliche Halbleiter eingebaut. Abschließend sind die LEDs (D 1 bis D 3) mit einem Abstand von 5 mm

der Anzeigenplatte einzustecken. Alsdann wird die Anzeigenplatte an die Basisplatte gehalten, so daß beide zuvor eingesteckten Lötstifte in ganzer Länge auf der Bestückungsseite der Basisplatte aufliegen. Beide Platinen sind zunächst nur durch zwei Punktlötungen rechts und links zu verbinden. Sofern nun die zusammengehörenden Leiterbahnpaare exakt miteinander fluchten und an der Stoßstelle der Leiterplatten kein erkennbarer Spalt besteht, und vor allem auch ein rechter Winkel zwischen beiden Platinen vorliegt, können sämtliche Verbindungspads miteinander verlötet werden.

Es folgt das Einlöten der beiden quadratischen 19 mm großen Platinenabschnitte jeweils an der Außenseite von Basis- und Anzeigenplatte zur Erhöhung der Stabilität zwischen den beiden Platinen.

Alsdann ist der Akku auf der Unterseite der Basisplatte mit zwei Kabelbindern zu befestigen. Hierzu sind die Kabelbinder zuerst durch die Bohrungen der Basisplatte zu führen und um den Akku zu legen, der sich auf der Unterseite mit den Anschlußkontakten zur Anzeigenplatte weisend, befindet. Durch Festziehen der Kabelbinder wird der Akku fixiert. Der Batterieclip ist an die Lötösen ST 1 (rote Leitung) und ST 2 (schwarze Leitung) anzulöten und auf den Akku aufzustecken.

Die 3,5 mm Klinkenbuchsen für Kopfhörer und Spannungszuführung sind jeweils über drei 100 mm lange Verbindungsleitungen mit den entsprechenden Lötstiften zu verbinden. Zur Verkabelung der Buchsen dient eine flexible Litze mit 0,22 mm<sup>2</sup> Querschnitt. Welcher Lötstift mit welchem Anschlußpunkt der Buchse zu kontaktieren ist, geht aus dem Schaltbild hervor.

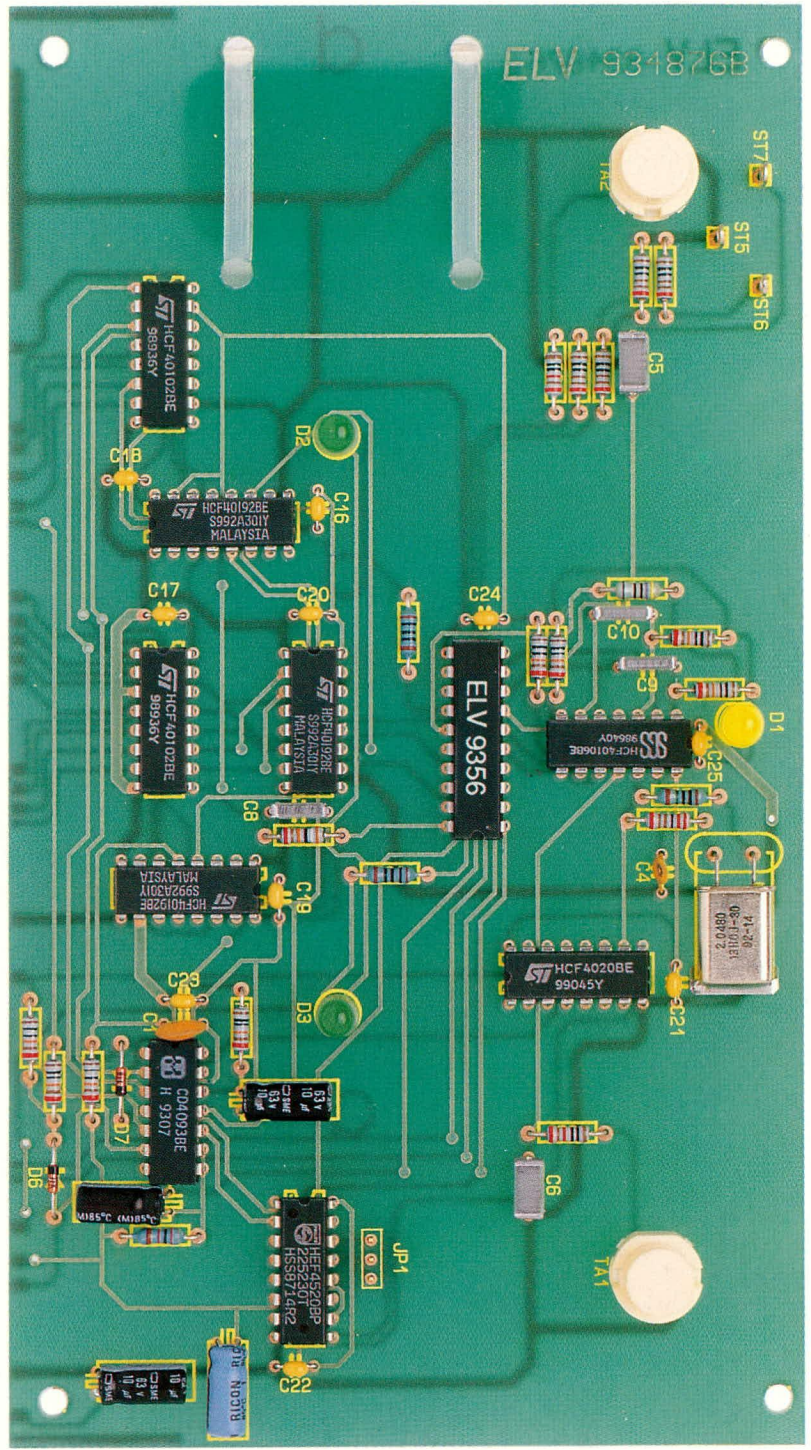
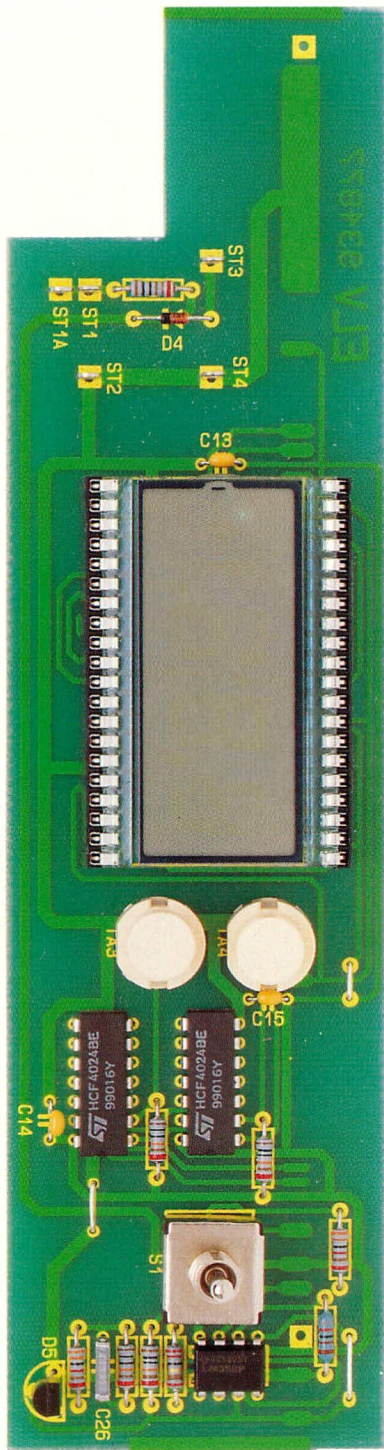
Anschließend ist das Display vorsichtig in die Buchsenleiste der Anzeigenplatte einzustecken, wobei möglichst kein Druck mittig auf das Display auszuüben ist. Hierbei ist darauf zu achten, daß die Markierung des Displayrandes zu den Lötösen weist. Die Einbaulage des Displays ist unter anderem auch zu erkennen, wenn das Display leicht schräg gegen das Licht betrachtet wird.

Nachdem das Chassis des OTT 2000 fertiggestellt ist, können wir uns dem Gehäuseeinbau zuwenden.

## Gehäuseeinbau

Zuerst wird das Chassis mit der Frontplatte verbunden, wie es aus Abbildung 2 hervorgeht. Die Verschraubung erfolgt mit vier M3 x 20 mm Senkkopfschrauben und Muttern, wobei zwischen Frontplatte und Basisplatte jeweils eine 10 mm lange Abstandsrolle einzulegen ist.

Alsdann werden die Kopfhörerbuchse



**Stückliste: Ordnungsschwellen-Tester+Trainer**

**Widerstände:**

22Ω	R26
100Ω	R19, R20
470Ω	R2
1kΩ	R13 - R16, R21
2,2kΩ	R10
8,2kΩ	R33
10kΩ	R8, R9
33kΩ	R28, R34
82kΩ	R25
100kΩ	R1, R6, R7, R17, R18, R22, R23, R27, R29 - R32

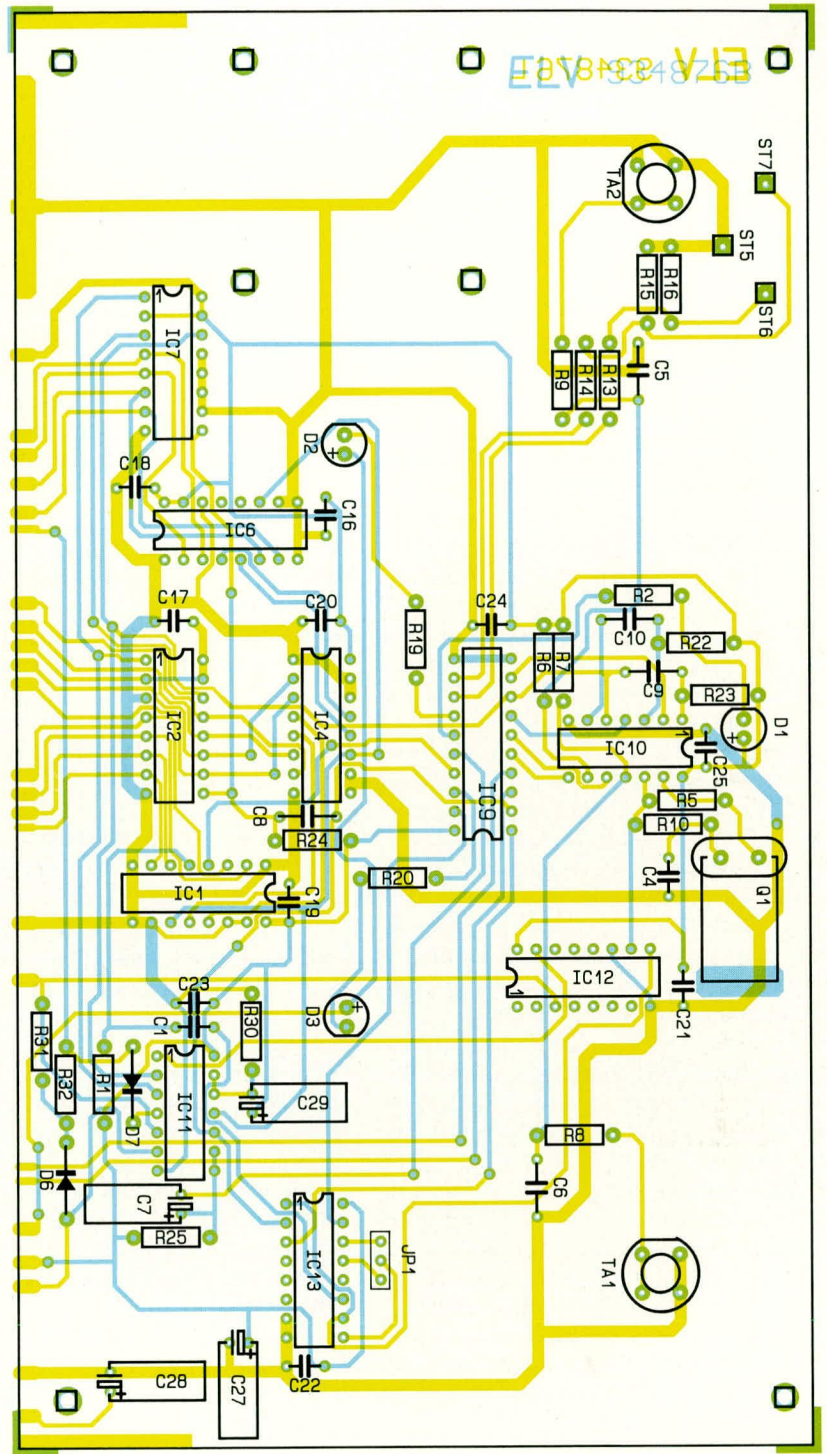
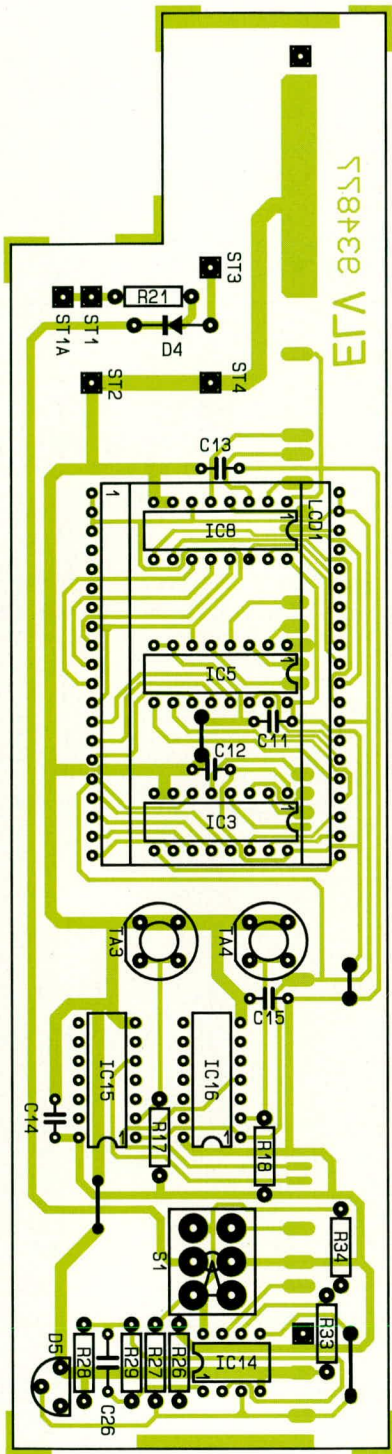
390kΩ	R24
10MΩ	R5

**Kondensatoren:**

4,7pF	C4
270pF	C1
1nF	C8
10nF	C9, C10, C26
100nF/ker	C11 - C25
100nF	C5, C6
10µF/25V	C7, C28, C29
100µF/16V	C27

**Halbleiter:**

ELV9356	IC9
CD4020	IC12
CD4024	IC15, IC16
CD4093	IC11
CD40102	IC2, IC7
CD40106	IC10
CD40192	IC1, IC4, IC6
CD4520	IC13
CD4543	IC3, IC5, IC8
LM358	IC14
LM385	D5
1N4148	D4, D6, D7
LED, 5mm, gelb	D1



LED, 5mm, grün..... D2, D3

**Sonstiges:**

- Quarz, 2,048MHz..... Q1
- 2 Stiftleisten, 20polig
- 1 LCD Display, 3,5stellig
- 1 Miniatur-Kippschalter, 2 x um + 0
- 4 Print-Taster D6
- 1 Klinkenbuchse, Printmontage, stereo
- 1 Klinkenbuchse, Printmontage, mono
- 8 Lötstifte mit Lötöse
- 1 Jumper
- 1 Stiftleiste, abgewinkelt, 1 x 3polig

- 2 Platinen-Befestigungsecken 19x19mm
- 2 Kabelbinder, 160mm
- 1 Batterieclip für 9V Block
- 120cm flexible Leitung, ST1 0,22mm<sup>2</sup>
- 1 TEKO-Pultgehäuse, gebohrt und bedruckt
- 4 Knippingschrauben 2,9 x 6,5mm
- 4 Senkkopfschrauben M3 x 20mm
- 4 Muttern M3
- 1 Plexiglasscheibe
- 4 Distanzröllchen M3 x 10mm
- 4 Schaumstoff-Klebefüße
- 1 9V-Block-Akku

**Fotos und Bestückungspläne der zwei im OTT 2000 verwendeten Leiterplatten**

und die 12 V-Buchse für die Versorgungsspannung in das Gehäuseunterteil eingeschraubt, um im Anschluß daran auch das Chassis des OTT 2000 einzusetzen.

Nachdem die vier Knippingschrauben zur Verbindung der Frontplatte mit dem Gehäuseunterteil eingeschraubt sind, ist der OTT 2000 fertiggestellt und kann seiner Bestimmung übergeben werden. **ELV**

# Mikrocontroller-Grundlagen

## Teil 2

Im zweiten Teil dieser Artikelserie befassen wir uns mit der Reset-Schaltung gefolgt von der ausführlichen Beschreibung der verschiedenen Beschaltungsvarianten der MCS-51-Familie.

### 2.4 Reset

Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung muß der Mikrocontroller in einen definierten Anfangszustand gebracht werden. Diese Aufgabe übernimmt der interne Reset-Schaltungsteil. Chipintern ist am Reset-Anschluß ein Widerstand von 50-100 kΩ nach Masse integriert.

Schaltet man nun extern einen Kondensator mit einer Kapazität von 10 µF nach +5 V, so wird nach dem Einschalten zunächst, bedingt durch den entladenen Kondensator am Reset-Pin, ein High-Pegel anliegen, der nach Ablauf der Aufladezeit des Kondensators in Richtung 0 V wandert.

Auf dem Chip ist ein Schmitt-Trigger-Gatter integriert, das hieraus ein steilflankiges Signal macht, welches im Prozessor zu verschiedenen Initialisierungen führt.

Abbildung 7 a zeigt die Standard-Reset-Beschaltung der MCS-51-Familie.

Da einige Derivate den Pull-down-Widerstand auch hochohmiger ausführen oder ganz weglassen, ist es sinnvoll, zur Sicherheit einen externen Widerstand von 10 kΩ parallel zu schalten.

Die eingezeichnete Diode dient zum Schutz des Eingangs vor einer negativen Überspannung, die beim Ausschalten der Versorgungsspannung durch den aufgeladenen Kondensator kurzzeitig entsteht.

Das Zurücksetzen des Prozessors läßt sich auch durch ein TTL/CMOS-Gatter gemäß Abbildung 7 b vornehmen.

Durch das Rücksetzsignal werden verschiedene interne Register, Timer und die Ports gemäß Tabelle 3 initialisiert, so daß die genannten Register in einen definierten Anfangszustand versetzt werden. Nachdem nun die Reset-Schaltung wieder inaktiv geworden ist, beginnt der Programmablauf mit dem Abarbeiten des ersten Befehls, der im internen bzw. externen Programmspeicher ab der Adresse 0 erwartet wird.

### 2.5 Stand-Alone-System

Abbildung 8 zeigt die Minimalbeschaltung eines 80(C)51/52-Systems. Neben der Versorgungsspannung ist zum Betrieb mindestens die Reset- und Oszillatorbeschaltung notwendig. Die Ports 0 bis 3 stehen dann komplett für die Anwendung frei zur Verfügung.

Das Betriebsprogramm für den Prozessor ist beim 8051 oder 8052 herstellereitig fest einprogrammiert und somit für eigene Anwendungen nicht einsetzbar. Während der Entwicklungsphase einer Steuersoftware kann z.B. auch die EPROM-Version 8751 oder 8752 Einsatz finden, ohne daß ein externer Programmspeicher erforderlich ist.

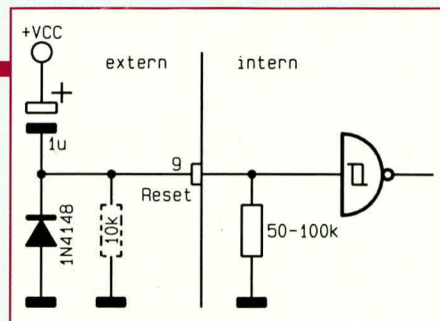


Bild 7 a: Standard-Reset-Beschaltung der MCS-51-Familie

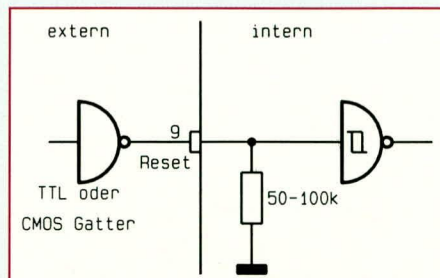


Bild 7 b: Reset über ein externes Gatter

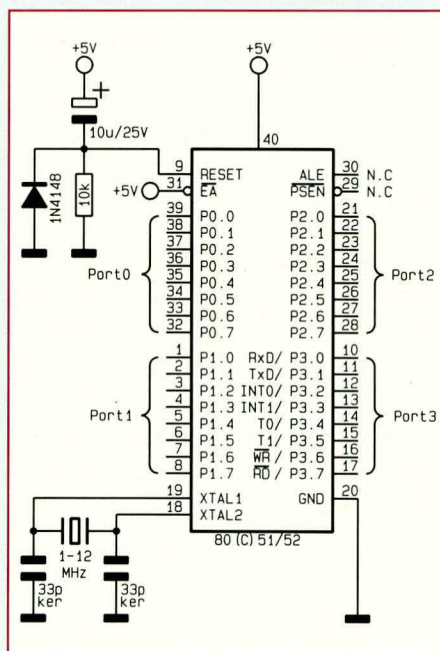


Bild 8: Minimalbeschaltung des 80(C)51/52

Bild 9: Blockschaltbild eines 80(C)31/32 mit externem Programmspeicher

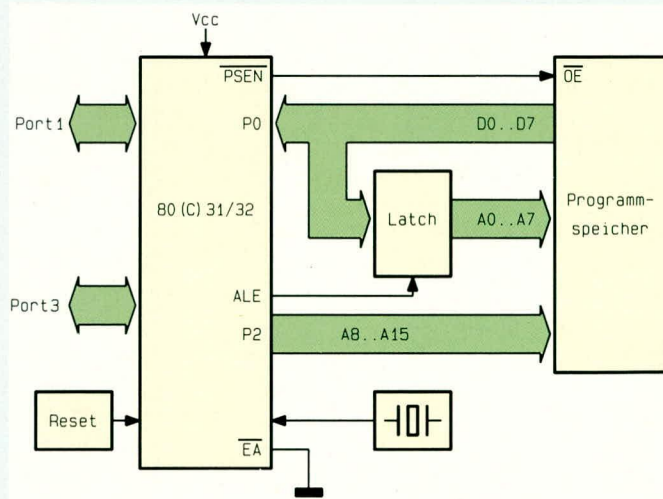
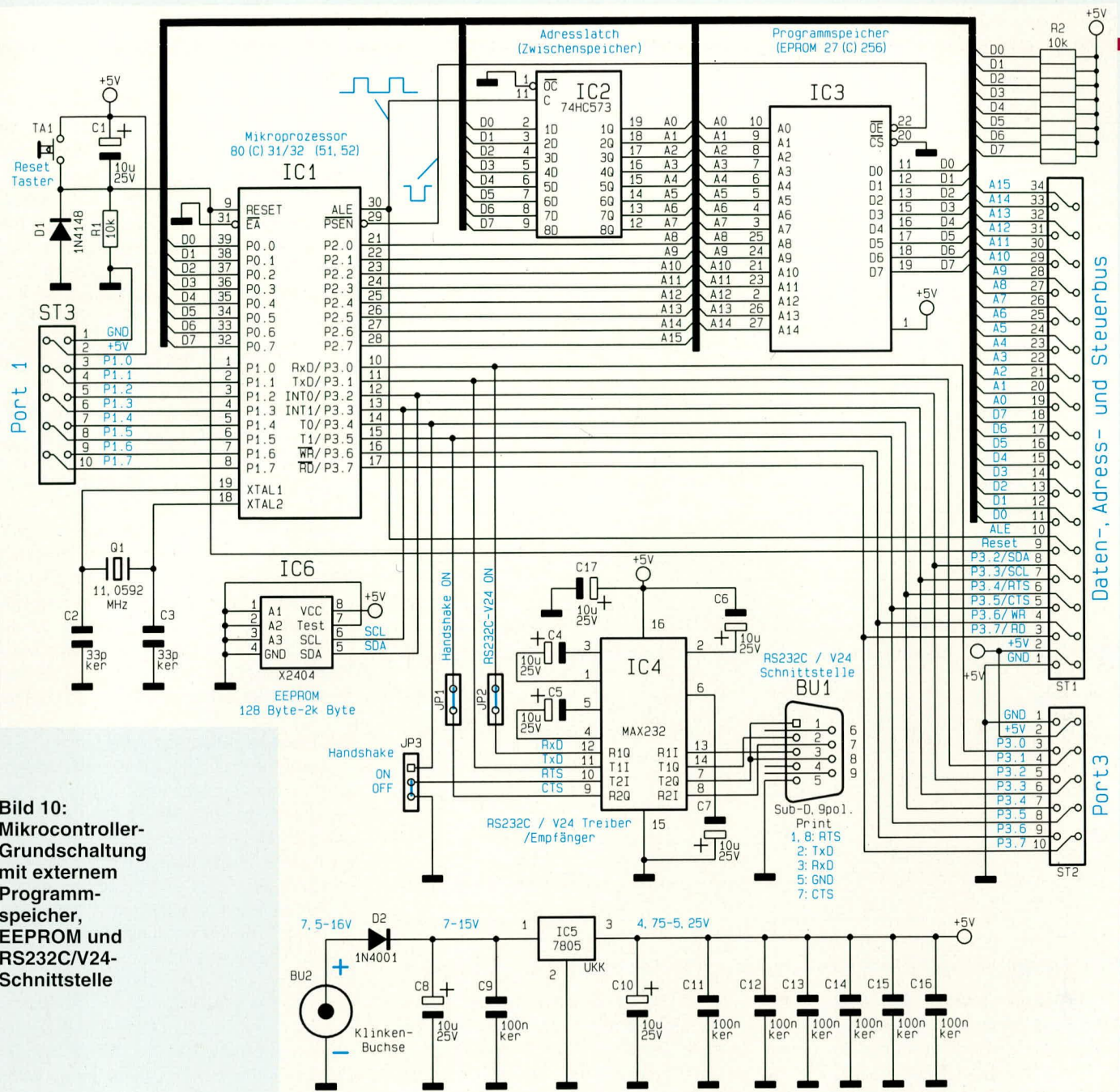


Tabelle 3: Initialisierungszustand nach Zurücksetzen des Prozessors

Name	Bedeutung	Inhalt
PC	Program-Counter	0000H
A	Akkumulator	00H
B	Hilfsakkumulator	00H
PSW	Program-Status-Word	0000 0000B
SP	Stack-Pointer	07H
DPTR (DPL, DPH)	Data-Pointer	0000H
P0	Port 0	1111 1111B
P1	Port 1	1111 1111B
P2	Port 2	1111 1111B
P3	Port 3	1111 1111B
IP	Interrupt-Priority-Register	xxx0 0000B
IE	Interrupt-Enable-Register	0xx0 0000B
IMOD	Timer-Mode-Register	0000 0000B
TCON	Timer-Control-Register	0000 0000B
TLO	Timer 0 Register (Low-Byte)	00H
THO	Timer 0 Register (High-Byte)	00H
TL1	Timer 1 Register (Low-Byte)	00H
TH1	Timer 1 Register (High-Byte)	00H
SCON	Serial-Control-Register	00H
SBUF	Serial-Buffer	undefiniert
PCON	Power-Control-Register	0xxx 0000B





**Bild 10:** Mikrocontroller-Grundschaltung mit externem Programmspeicher, EEPROM und RS232C/V24-Schnittstelle

## 2.6 Betrieb mit externem Programmspeicher

Abbildung 9 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer MCS-51-Controller-Schaltung mit externem Programmspeicher. Neben dem eigentlichen Mikroprozessor ist noch die Reset- und Oszillatorbeschaltung sowie ein 8-Bit-Latch notwendig.

Da der Mikroprozessor einen gemultiplexten Daten- und Adreßbus besitzt, müssen für jeden Zugriff auf den externen Programmspeicher die Adressen A0 bis A7 in einen Zwischenspeicher (Latch) übernommen werden. Ist die Adresse angelegt, kann über den Daten- und Adreßbus der 8-

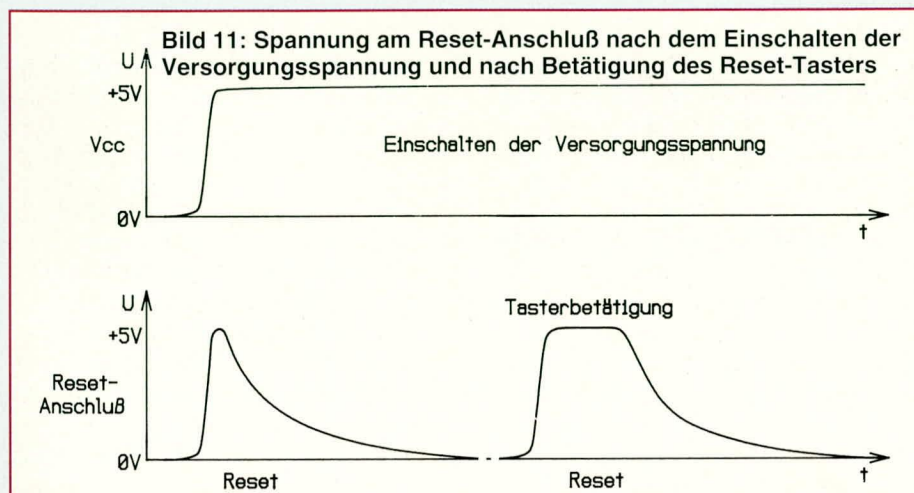
Bit-Befehl gelesen werden.

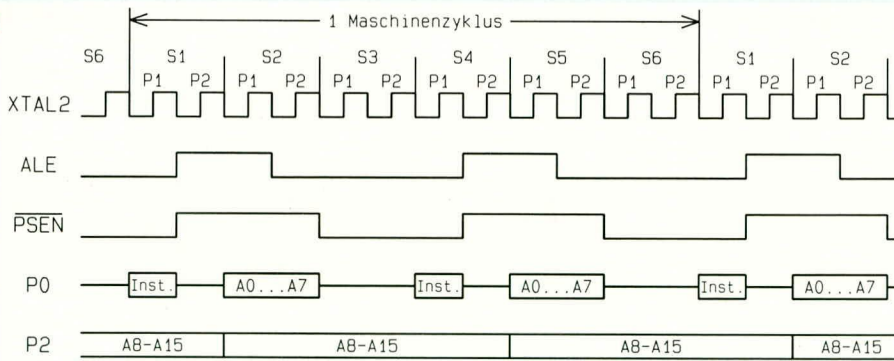
Abbildung 10 zeigt die schaltungstechnische Ausführung des beschriebenen Blockschaltbildes, wobei noch zusätzliche Komponenten und Schnittstellen integriert sind.

Die Reset-Beschaltung, bestehend aus C1, R1 und D1, versetzt den Mikroprozessor nach dem Einschalten in einen definierten Anfangszustand. Zunächst liegt der Reset-Pin auf High-Potential. Bedingt durch den Widerstand R1 wandert diese Spannung innerhalb von ca. 100 msec auf Low-Potential. Abbildung 11 zeigt das dazugehörige Timing.

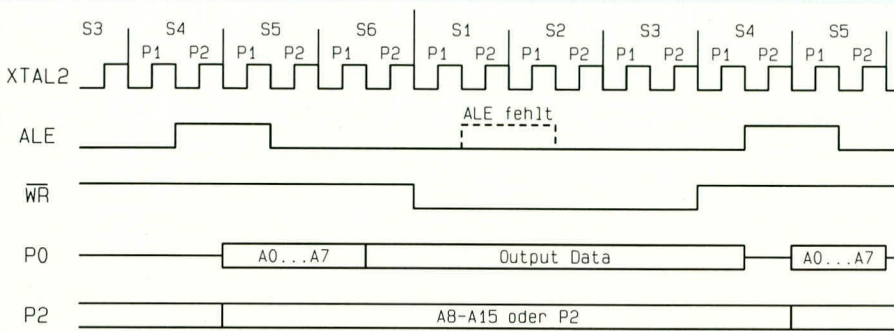
Während des laufenden Betriebes kann jederzeit durch den Taster T1, der bei Betätigung den Kondensator C1 entlädt, ein erneuter Reset-Vorgang für den Prozessor eingeleitet werden.

Die Oszillatorbeschaltung besteht nur aus einem Quarz und zwei Kondensatoren.

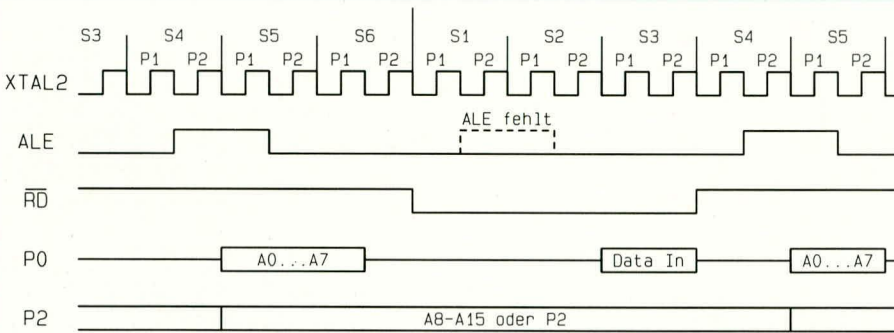




**Bild 12: Zeitlicher Ablauf für einen Programmspeicherzugriff**



**Bild 13: Zeitlicher Ablauf bei einem Lesezugriff auf einen externen Datenspeicher**



**Bild 14: Zeitlicher Ablauf bei einem Schreibzugriff auf einen externen Datenspeicher**

Üblicherweise können die MCS-51-Mikrocontroller mit einer Quarzfrequenz von 1 bis 12 MHz betrieben werden. In der von ELV vorgestellten Beispielschaltung ist ein 11,0592 MHz-Quarz eingesetzt, um die Generierung der Standard-Baudraten der seriellen Schnittstelle zu ermöglichen.

Als zentraler Mikroprozessor IC 1 können unterschiedliche Prozessorvarianten Verwendung finden. Neben den Standard-80(C)31/32-Prozessoren sind auch die maskenprogrammierten 80(C)51/52-Prozessoren einsetzbar.

Der auf Massepotential liegende  $\overline{EA}$  (External Access, Pin 31)-Anschlußpin veranlaßt den Mikroprozessor, sein Betriebsprogramm aus einem externen Programmspeicher zu lesen. Hierzu ist neben dem Anschluß des externen Programmspeichers noch ein 8 Bit-Zwischenspeicher für die unteren 8 Adressen notwendig.

Das Signal ALE (Adreß Latch Enable, Pin 30) ermöglicht das Zwischenspeichern des an Port 0 liegenden niederwertigen Adreßbytes in dem 8 Bit-Zwischenspeicher (Latch) IC 2 vom Typ 74HC573.

Mit Hilfe der Steuerleitung  $\overline{PSEN}$  (Programm Store Enable, Pin 29) erfolgt der

eigentliche Lesezugriff auf den externen Programmspeicher, der über seine Freigabeleitung ( $\overline{OE}$ ) das benötigte Datenwort an den gemeinsamen Daten- und Adreß-Bus anlegt.

### 2.7 Programmspeicherzugriff

Abbildung 12 zeigt die genaueren zeitlichen Zusammenhänge eines Maschinenzyklus, wobei der prinzipielle Zusammenhang der unterschiedlichen Zeitabläufe der Steuerleitungen wiedergegeben wird. Genauere Überprüfungen sind im Einzelfall mit Hilfe der Datenbücher der Prozessorhersteller vorzunehmen.

Der Befehlssatz des MCS-51 kennt zwei unterschiedliche Befehlsgrößen. Die meisten Befehle werden innerhalb eines Maschinenzyklus abgearbeitet, während nur wenige Befehle zwei Maschinenzyklen benötigen. Ein Maschinenzyklus ist in 12 Oszillatorzyklen abgearbeitet.

Die ALE-Steuerleitung wird in jedem Maschinenzyklus zweimal aktiv, auch wenn, bedingt durch den gerade anliegenden Befehl, nur einer benötigt wird.

Eine Ausnahme stellt lediglich der Schreib- oder Lesezugriff auf den externen

Datenspeicher dar, wo ein ALE-Zyklus entfällt. Ohne externen Datenspeicher ist die ALE-Frequenz also konstant (Osz/6). Das ALE-Signal ist in diesem Falle als Takt für externe Schaltungen verwendbar.

Während der Aktiv-High-Periode vom ALE legt der Mikroprozessor die unteren acht Adreßleitungen für den Zugriff auf den externen Programmspeicher an den gemeinsamen Daten- und Adreßbus. Dieser wird dann mit der fallenden Flanke des ALE-Signals in den Zwischenspeicher IC 2 übernommen.

Mit dem Anlegen der unteren Adressen an den Datenbus werden ebenfalls die Adreßleitungen A8 bis A15 an den Port 2 angelegt, dessen Pegel bis zum Ende des Befehlszugriffzyklus stabil bleiben.

Nach Abfallen von ALE legt der Prozessor seine  $\overline{PSEN}$ -Steuerleitung auf Low-Pegel. Nach einigen Taktzyklen muß dann der externe Programmspeicher seine Daten (Befehle) an den gemeinsamen Daten- und Adreßbus anlegen. Mit der steigenden Flanke  $\overline{PSEN}$  übernimmt dann der Mikroprozessor die an Port 0 anliegenden Daten.

### 2.8 Datenspeicherzugriff

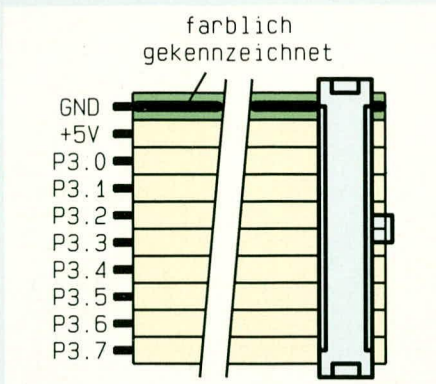
Abbildung 13 zeigt den zeitlichen Ablauf bei einem Lesezugriff auf den externen Datenspeicher. Wie beim Lesen des externen Programmspeichers werden zunächst am Port 0, dem gemeinsamen Daten- und Adreßbus, die niederwertigen 8 Adreßleitungen angelegt zur Übernahme in den Adreßzwischenspeicher mit der fallenden Flanke von ALE.

Es folgt die Aktivierung der  $\overline{RD}$ -Leitung, die das Lesen des externen Speichers steuert. Kurz bevor der Pegel von  $\overline{RD}$  wieder auf High zurückfällt, übernimmt der Prozessor die am Datenbus anliegenden Daten. Bei vielen Applikationen wird deshalb  $\overline{RD}$  direkt oder über einen Adreßdecoder mit dem  $\overline{OE}$ -Anschluß der Peripherie verbunden.

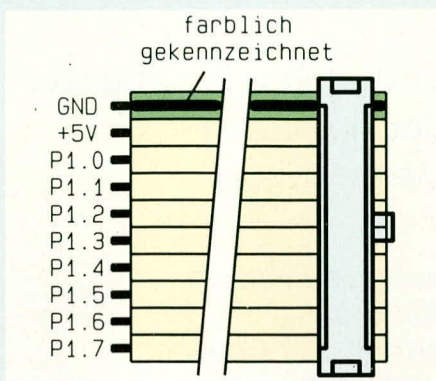
Die MCS-51-Familie kennt einen 8- und 16-Bit externen Datenzugriff. Beim 8-Bit-Datenzugriff bleibt der Inhalt von Port 2 unverändert. Die Zugriffsadressen werden, wie beschrieben, über den gemeinsamen Daten- und Adreßbus ausgegeben, woraus sich ergibt, daß so ein maximal 256 Byte großer Adreßraum ansprechbar ist.

Wird jedoch ein 16-Bit-Zugriff vorgenommen, so gibt der Prozessor die höherwertigen 8 Adreßbits über Port 2 aus. Dies ermöglicht den direkten Zugriff auf bis zu 64 k externen Datenspeicher.

Abbildung 14 zeigt den zeitlichen Ablauf während eines Schreibvorganges auf den externen Datenspeicher. Das Anlegen der niederwertigen Adressen A 0 bis A 7 erfolgt wie beim Lesezugriff. Anschließend werden die zu schreibenden Daten über Port 0 ausgegeben. Es erfolgt ein



**Bild 15: Anschlußfolge des 10poligen Flachbandkabels für Port 3**



**Bild 16: Anschlußfolge des 10poligen Flachbandkabels für Port 1**

Low-Impuls auf der  $\overline{WR}$ -Leitung. Üblicherweise übernehmen die am Datenbus angeschlossenen Peripheriebausteine mit der steigenden Flanke dieser Signalleitung die am Datenbus anliegenden Informationen.

Beim Schreibzugriff sind wie beim Lesen 8- oder 16-Bit-Zugriffe auf die externe Peripherie möglich. Beim 8-Bit-Zugriff bleibt auch hier der Port 2 unverändert, während beim 16-Bit-Zugriff die höherwertigen Adressen anliegen.

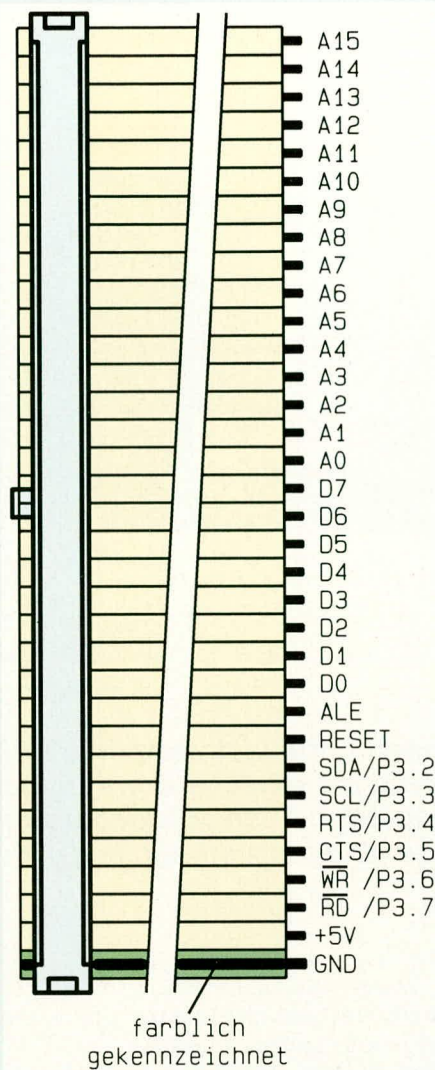
## 2.9 Serielle Schnittstelle

In Abbildung 10 ist weiterhin eine serielle Schnittstelle ausgeführt. Die Sendeleitungen (TxD und RxD, Pin 10 und 11) des Mikroprozessors sind mit dem RS232C/V24-Treiber/Empfängerbaustein-IC 4 vom Typ MAX232 verbunden.

Dieser Baustein setzt zum einen senderseitig den Eingangs-TTL-Pegel in ca. +10 V- bzw. -10 V-Pegel und empfangsseitig die V24-Pegel +3...+15 bzw. -3...-15 V in TTL-Pegel um.

Die TxD-Leitung führt direkt zu Pin 11 von IC4, dessen zugehöriger Ausgangstreiber an Pin 14 direkt mit Pin 2 der Buchse BU 1 verbunden ist.

Die Pinbelegung dieses Steckverbinders ist so gewählt, daß mit Hilfe eines 1:1-Verlängerungskabels direkt der Anschluß an einen PC mit 9poligem Sub-D-Stecker erfolgen kann. Bei PCs mit 25poligem Steckverbinder für die serielle Schnittstelle



**Bild 17: Anschlußbelegung des 34poligen Flachbandkabels für den Daten-, Adreß- und Steuerbus**

le ist ein entsprechendes Adapterkabel zu verwenden.

Die an Pin 3 der Buchse BU 1 anliegende Empfangsleitung durchläuft über Pin 13 von IC 4 den Schnittstellenempfänger, dessen Ausgangspin 12 über JP 2 mit dem RxD-Anschluß des Prozessors verbunden ist. Soll nun die serielle Schnittstelle des Prozessors keine Verwendung finden, so kann durch Öffnen der Brücke JP 2 der Ausgang von IC 4 abgeklemmt werden. Der Anschluß-Pin 10 (P 3.0) läßt sich dann ohne Einschränkungen anderweitig verwenden.

Da der MAX232 insgesamt zwei Treiber und zwei Empfänger beinhaltet, wurden jeweils ein weiterer Schnittstellentreiber und -empfänger für das Handshake-Verfahren der seriellen Schnittstelle genutzt.

Die Eingangs-Steuerleitung CTS, die bei Bedarf die Datenausgabe der seriellen Schnittstelle steuert (Pin 9 von IC 4), ist über die Brücke JP 1 mit Pin 16 (P 3.5) des Mikroprozessors verbunden. Soll dieser Handshake nicht genutzt werden, ist JP 1 zu öffnen. Die entsprechende Handshake-Leitung für die Empfangssteuerung RTS

(Pin 10 von IC 4) wird im nicht benötigten Fall über JP 3 auf Massepotential gelegt. Soll diese Handshake-Leitung Verwendung finden, so ist mit Hilfe von JP 3 der Anschlußpin 10 von IC 4 mit Pin 15 (P 3.4) des Mikroprozessors zu verbinden. Auch die Benutzung dieser Handshake-Leitung hängt von den individuellen Bedürfnissen ab.

## 2.10 EEPROM

An P 3.2 und 3.3 ist ein EEPROM vom Typ 2402, 2404, 2408 oder 2416 einsetzbar. Diese Bausteine sind von verschiedenen Herstellern mit herstellerspezifischen Zusätzen erhältlich. Der Anschluß an den Mikroprozessor wird ausschließlich durch die Verbindungsleitungen SDA und SCL hergestellt. Dieser I<sup>2</sup>C-Bus ist ein Open-Kollektor-Bus, der im Ruhezustand hochohmig ist. Sendet nun der Master (meistens der Mikroprozessor) die Empfängeradresse über diesen Bus, so antwortet der angesprochene Baustein, indem dieser die SDA-Leitung auf Low-Potential zieht. Aus diesem Grunde kann bei anderweitiger Verwendung der Ports P 3.2 und P 3.3 die Verbindung zu IC 6 bestehen bleiben.

## 2.11 Portanschlüsse

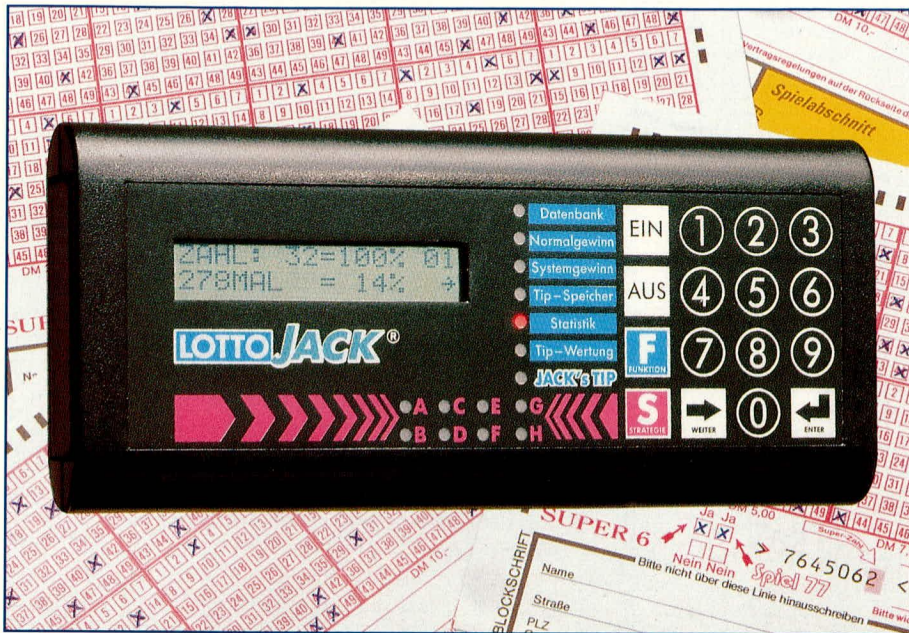
Die acht Datenleitungen von Port 3 sind komplett auf den Steckverbinder ST 2 geführt. Bei Anschluß eines doppelreihigen Pfostensteckverbinders mit angeschlagenem 10poligen Flachbandkabel ergibt sich die in Abbildung 15 dargestellte Anschlußfolge. Neben den acht Datenleitungen liegt hier die Bezugsmasse und die 5 V-Versorgungsspannung für den Anschluß von Kleinverbrauchern zusätzlich an.

Der Port 1 ist ebenfalls direkt mit seinen acht Datenleitungen auf den Steckverbinder ST 3 geführt, dessen Anschlußbelegung Abbildung 16 zeigt.

Am Steckverbinder ST 1 liegen die Adreßleitungen A0 bis A15, die Datenleitungen D0 bis D7 sowie die wichtigsten Steuerleitungen für den Zugriff auf die externe Peripherie an. Hier lassen sich unterschiedlichste Peripheriegeräte nach individuellen Bedürfnissen anschließen. Abbildung 17 zeigt die Belegung des anschließbaren Flachbandkabels.

Die Spannungsversorgung dieser Schaltung wird über den Spannungsregler IC 5 des Typs 7805 sichergestellt, der auf einem U-Kühlkörper plaziert wird. Zur Stromversorgung benötigt die Schaltung ein Stekkernetzteil mit einer Abgabespannung von 8 bis 16 V und einer Strombelastbarkeit von mindestens 300 mA. Dessen 3,5 mm-Klinkenstecker ist direkt mit der 3,5 mm-Einbau-Klinkenbuchse zu verbinden. Die Diode D 2 dient als Verpolungsschutz.

Im dritten Teil dieser Artikelserie kommen wir zur praktischen Ausführung der hier vorgesehenen Prozessorschaltung. **ELM**



# LottoJack

**Lottozahlen-Computer  
der neuesten  
Generation**

**Mikroprozessorgesteuert gibt Ihnen LottoJack wertvolle Entscheidungshilfen bei der Auswahl von Zahlen für die persönliche Kombination für Lotto am Samstag 6 aus 49. Dieser neue High-Tech-Mikrocomputer erhöht Ihre Gewinnchancen und stellt darüber hinaus eine Vielzahl nützlicher Features bereit.**

## Allgemeines

Jede Woche spielen rund 24 Millionen Bundesbürger Lotto am Samstag. Viele davon machen sich zum Teil recht aufwendige Systemberechnungen zunutze, um so ihre Gewinnchancen zu erhöhen.

Hier nun bietet LottoJack seine Dienste an. Er kennt alle Ziehungen seit 1955 und merkt sich Ihre persönlichen Zahlen, genauso wie die Anzahl der gespielten Scheine. Er sagt Ihnen, ob Ihre Zahlen schon einmal gewonnen haben und tippt für Sie nach neun verschiedenen Strategien. Aus Millionen von Möglichkeiten bekommen Sie die besten daraus ausgewählt.

Ob Sie nur hin und wieder einmal tippen oder nach System spielen, LottoJack arbeitet für Sie und nimmt die Gewinnermittlung auf Knopfdruck vor.

Aufgrund der hohen Integrationsdichte in Verbindung mit der kompakten Bauform dieses innovativen Taschengertes steht LottoJack nicht als Bausatz, sondern ausnahmsweise einmal nur als Fertigerät zur Verfügung. Doch lesen Sie Näheres über den Leistungsumfang.

## Funktionsbeschreibung

LottoJack ist ein Mikrocomputer, der Ihnen hilft, die Übersicht über Ihre Lottozahlen zu verbessern. Er unterstützt Sie bei der Auswahl sowie bei der Auswertung

Ihrer persönlichen Lottozahlen.

Zuerst wäre die Datenbank zu nennen. Werkseitig sind alle Lottoziehungen seit Beginn der Lotterie 6 aus 49 im Jahre 1955 abgespeichert. Die Datenbank ist jeweils bis auf wenige Wochen vor Auslieferung aktualisiert. Dabei haben Sie die Möglichkeit, weitere Ziehungen einzugeben, um eine komplette Liste aller Ziehungen zu erhalten. Sie können auch beliebige Ziehungen durch Eingabe von Tag, Monat und Jahr abrufen.

Darüber hinaus können Sie auch Ihre getippten Zahlen abspeichern. LottoJack ermittelt dann, auf welchem Schein und in welchem Spiel Sie gewonnen haben.

Die Funktion der Gewinnermittlung steht nicht allein bei Normalscheinen, sondern auch bei Systemscheinen zur Verfügung. Der Gebrauch von Tabellen und Schablonen entfällt dabei völlig.

Sie können Ihre persönlichen Zahlenkombinationen abspeichern, damit sie beim Ausfüllen des Tippscheines zur Verfügung stehen. Für das normale Lotto steht ein Speicherplatz von 10 x 10 Blöcken zur Verfügung und für Systemspiele 10 x 4 Blöcke.

Mit der Funktion Statistik wird die Häufigkeit ermittelt, mit der alle Zahlen in allen bisherigen Ziehungen vorkamen. Außerdem zeigt Ihnen LottoJack die Häufigkeit bestimmter Zahlenkombinationen an.

Mit der Tippwertung gibt Ihnen-

LottoJack Informationen darüber, ob Ihre eigene Zahlenkombination schon einmal gewonnen hat.

Natürlich können Sie sich von LottoJack auch Tippvorschläge machen lassen. Hierbei stehen 9 mögliche Strategien zur Verfügung:

1. LottoJack zieht eine Zahlenkombination 6 aus 49, ähnlich dem Vorgang im Fernsehen.
2. Gewichtete Wahrscheinlichkeit
3. Invertierte, gewichtete Wahrscheinlichkeit
4. Statistische Wahrscheinlichkeit über häufigste Zahlen
5. Statistische Wahrscheinlichkeit über seltenste Zahlen
6. Auswahl der häufigsten Zahlen in einer Periode
7. Auswahl der Zahlen, die am längsten in einer Periode nicht mehr gezogen wurden
8. Die 6 häufigsten Zahlen aller Ziehungen
9. Die 6 seltensten Zahlen aller Ziehungen

Alle Funktionen sind für Normalscheine, Monatsscheine und Systemscheine verfügbar.

Diese Kurzbeschreibung kann nur annähernd die vielen Möglichkeiten dieses innovativen Gerätes aufzeigen. Mit LottoJack steht Ihnen eine wertvolle Hilfe bei der Gewinnung günstiger Zahlenkombinationen zur Verfügung. **ELV**



# Nachlaufsteuerung

**Präzise Steuerung eines 230 V-Lüfters mit in weiten Grenzen einstellbarer Verzögerungs- und Betriebszeit ermöglicht diese in CMOS-Technologie aufgebaute Nachlaufsteuerung.**

## Allgemeines

Überall dort, wo keine direkte Entlüftung über Fenster möglich ist, kommen kleine, in der Regel direkt am 230 V-Wechselspannungsnetz zu betreibende Lüfter zum Einsatz.

Im Handel sind hierfür im wesentlichen 2 Lüftertypen erhältlich. Zum einen gibt es preiswerte Exemplare, die keinerlei Steuerung beinhalten und jeweils manuell geschaltet werden müssen. Häufig erfolgt der Anschluß daher direkt parallel zur Raumbeleuchtung, da man davon ausgeht, daß eine Belüftung nur dann nötig ist, wenn sich jemand im Raum befindet.

Für zahlreiche Anwendungen ist diese einfache Schaltung jedoch unzureichend, so z. B. in einer Toilette. Hier ist es günstiger, wenn auch nach dem Verlassen eine definierte Nachlaufzeit für eine gute Entlüftung sorgt. Weiterhin ist es nicht erforderlich, daß der Lüfter unmittelbar mit dem Einschalten der Beleuchtung anläuft.

Günstiger ist es, wenn der Lüfter erst verzögert einschaltet. Entsprechende komfortable Lüfter mit Schaltverzögerung und Nachlauffunktion sind ebenfalls im Handel erhältlich, wobei sich die Hersteller diese Komfortmerkmale gut bezahlen lassen.

Realisiert werden vorstehend beschriebene Funktionen in der Regel durch ein entsprechendes Bimetall-Element, das über ein Widerstandselement erwärmt wird. Eine Veränderung der Schaltzeiten und somit eine optimale Anpassung an die räumlichen Gegebenheiten ist bei einem solchen Lüfter nicht möglich.

Anders sieht es bei der hier vorgestellten Lüfter-Zusatzschaltung aus. Sowohl die Einschaltverzögerung als auch die Betriebs- oder Nachlaufdauer sind mit je einem Trimmer separat einstellbar. Die Verzögerung kann im Bereich von 4 sek. bis hin zu 4 min. und die Nachlaufdauer von 10 sek. bis hin zu 10 min. vorgewählt werden.

Darüber hinaus stehen 2 unterschiedliche Betriebsmodi zur Verfügung, die über

eine Codierbrücke einstellbar sind. Im Betriebsmodus 1 arbeitet die Lüftersteuerung so wie es bei den im Handel erhältlichen bimetalgesteuerten Aggregaten üblich ist. Mit dem Einschalten des Lichtes wird hier auch die Lüftersteuerung aktiviert, doch der Lüfter selbst wird erst nach Ablauf der Verzögerungszeit eingeschaltet. Nach dem Verlassen des Raumes, d. h. mit dem Ausschalten des Lichtes beginnt die Nachlaufdauer, an deren Ende der Lüfter wieder ausschaltet. Dieser Betriebsmodus ist daher optimal geeignet in Räumlichkeiten wie Badezimmer usw., in denen ein längerer Aufenthalt üblich ist.

Wird jedoch einmal vergessen, das Licht auszuschalten, so schaltet auch der Lüfter nicht wieder ab.

Im zweiten Betriebsmodus schaltet der Lüfter in jedem Fall wieder ab. Im Detail sieht die Funktion wie folgt aus:

Nach dem Einschalten des Lichtes und dem Ablauf der eingestellten Verzögerungszeit schaltet auch hier, genau wie im Modus 1, der Lüfter ein. Unmittelbar mit dem Einschalten des Lüfters beginnt jedoch nun der zweite Timer (10 sek. bis 10 min.) zu arbeiten. Nach Ablauf der entsprechenden Zeitspanne schaltet der Lüfter nun wieder ab, auch wenn das Licht im Raum noch eingeschaltet ist. Soll der Lüfter erneut aktiviert werden, so muß zunächst das Licht im Raum für mindestens 2 sek. ausgeschaltet werden, woraufhin der beschriebene Ablauf mit dem erneuten Ein-

schalten des Lichtes von vorne abläuft. Der Betriebsmodus 2 ist daher optimal in einer Gästetoilette anwendbar, da selbst, wenn einmal das Licht versehentlich angeschaltet bleibt, der Lüfter nach vorgewählter Betriebszeit ausschaltet.

Nach diesen Vorbetrachtungen zur grundsätzlichen Funktionsweise der hier vorgestellten Nachlaufsteuerung kommen wir nun zur Schaltungstechnik.

### Schaltung

Abbildung 1 zeigt die Schaltung der Lüfter-Nachlaufsteuerung. Am linken Schaltbildrand befinden sich die Eingangsklemmen für die Netzwechselspannung mit der Bezeichnung P für Phase und N für Nichtleiter. An der mittleren Klemme T wird das „Schaltsignal“ der Lampe angeschlossen, wie dies auch im Schaltbild eingezeichnet ist.

Die gesamte Schaltung ist in stromsparender CMOS-Technologie ausgeführt und bezieht ihre Versorgungsspannung direkt ohne galvanische Trennung aus dem 230 V-Wechselspannungsnetz. Hierzu wird zunächst mit der Diode D 2 eine Einweggleichrichtung der über die Sicherung SI 1 kommenden Eingangswchselspannung vorgenommen. Durch die Widerstände R 6 bis R 8 in Verbindung mit der Z-Diode D 4 sowie dem Elko C 2 wird nun eine Stabilisierung und Pufferung auf ca. 12 V durchgeführt.

Ein wesentlicher Bestandteil der Schal-

tung ist der Timer-Baustein IC 2 des Typs ICM7555 oder TLC555. Hierbei handelt es sich um die CMOS-Version des bekannten Timer-Bausteins NE555, der hier wegen seines recht hohen Betriebsstromes nicht zum Einsatz kommt.

Wird nun das Licht eingeschaltet, so liegt am Schalteingang (Klemme T) ebenfalls die 230 V-Netzwechselspannung an. Die Diode D 1 sorgt dafür, daß nur die positive Halbwelle durchgelassen wird. Das Schaltsignal wird nun durch die Widerstände R 1 bis R 5 sowie D 3 auf den für IC 1 zulässigen Eingangspegel heruntergeteilt bzw. begrenzt.

Durch den Kondensator C 1 in Verbindung mit R 4 und R 5 wird ein permanent anstehendes Schaltsignal für die Gatter IC 1 A, D erzeugt. Mit dem Einschalten des Lichtes wechselt der Ausgang des Gatters IC 1 A von High- auf Low-Pegel. Gleichzeitig schaltet auch der Ausgang des mit IC 1 D, C aufgebauten Flip-Flop von zuvor High-Pegel auf Low-Pegel um. Durch diesen Pegelwechsel wird nun der Kondensator C 3 über den Trimmer R 11 entladen.

Sobald die Triggerschwelle des IC 2 erreicht ist, schaltet der Ausgang Pin 3 auf High-Pegel, und der Thyristor TH 1 wird über den Widerstand R 15 gezündet. Gleichzeitig schaltet der Diodenschalter (D 7 bis D 10) durch, und der an ST 1 und ST 2

angeschlossene Lüfter erhält seine Betriebsspannung.

Befindet sich die Schaltung im Betriebsmodus 2, d. h. die Codierbrücke steckt in der unteren Position (Pin 2 und Pin 3 sind verbunden), wird gleichzeitig mit dem Erreichen des Triggersignals an Pin 2 des IC 2 der zweite Timer, der die Lüfter-Einschaltzeit bestimmt, gestartet.

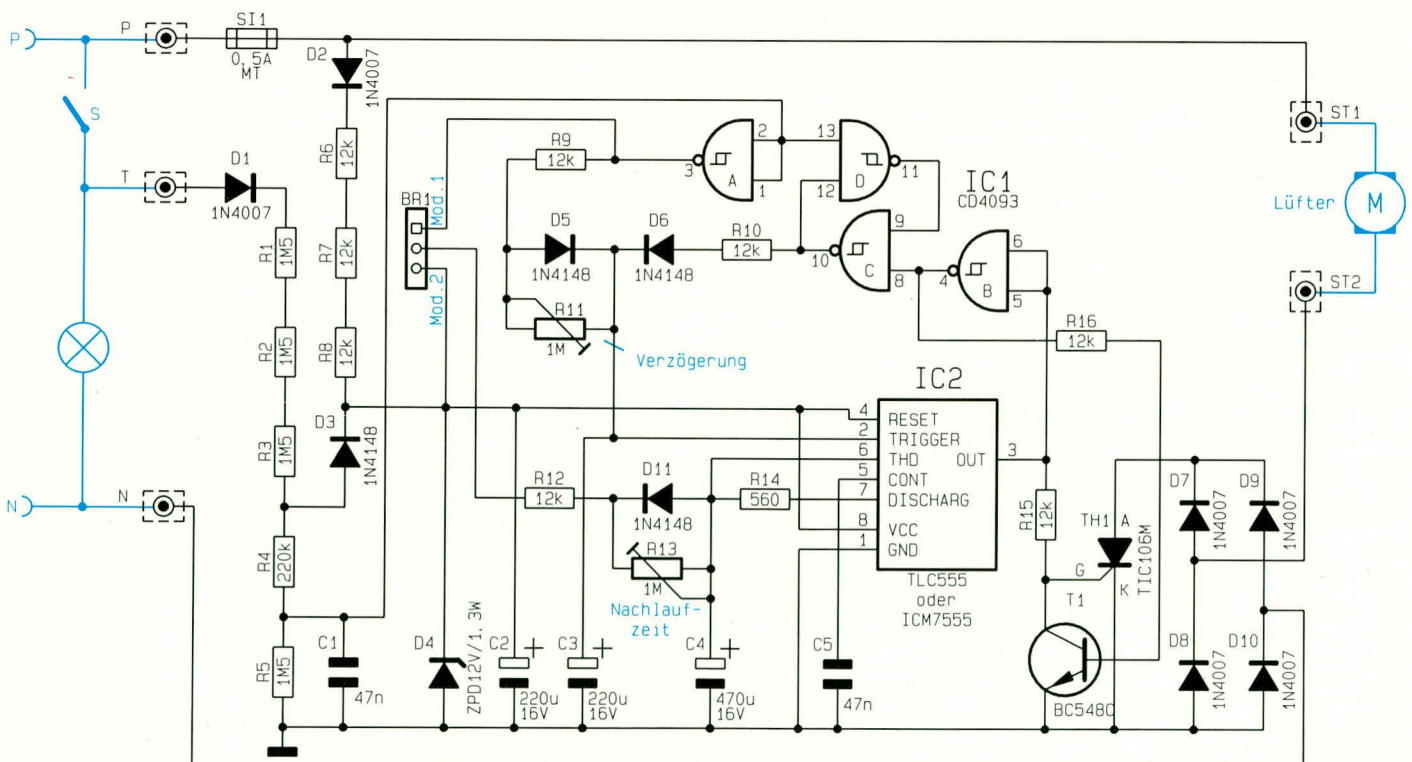
Hierzu gibt der Discharge-Ausgang des Timers IC 2 den Kondensator C 4 frei, so daß sich dieser über den Trimmer R 13 sowie den Festwiderstand R 12 auflädt. Mit dem Erreichen der Threshold-Schwelle kehrt der Ausgang des Timers wieder in den Grundzustand (Low-Pegel) zurück, wodurch über den Thyristor TH 1 und die Dioden D 7 bis D 10 der Lüfter wieder ausschaltet.

Ein sicheres Sperren des Thyristors garantiert in diesem Zusammenhang der Transistor T 1, der in diesem Betriebszustand über R 16 mit dem High-Pegel des IC 1 B durchgeschaltet ist.

Im Betriebsmodus 1 (Codierbrücke BR 1 befindet sich in der oberen Position) kann der Kondensator C 4 trotz der Freigabe über den Discharge-Ausgang des IC 2 nicht aufladen, da der Ausgang des Gatters IC 1 (Pin 3) Low-Pegel führt. Erst wenn das Licht im Raum ausgeschaltet wird, führt IC 1 A High-Pegel und der Timer für die Betriebszeit (Nachlaufzeit) beginnt „abzulaufen“.

Der Lüfter schaltet nun also nach Ablauf der Verzögerungszeit ein, bleibt für die Einschaltdauer des Lichtes aktiviert und

Bild 1: Schaltbild der Lüfter-Nachlaufsteuerung



läuft nach dem Ausschalten des Lichtes für die mit R 13 eingestellte Zeit nach.

Die Timer-Schaltsschwellen für Trigger und Threshold werden IC-intern über Widerstände eingestellt. C 5 dient zur Unterdrückung von Störsignalen auf den IC-internen Widerstandsteilern zur Sicherung eines definierten Schaltens des Timers.

Im Anschluß an diese ausführliche Schaltungsbeschreibung kommen wir nun zum Nachbau dieser nützlichen Lüftersteuerung.

## Nachbau

Für den Nachbau steht eine einseitig ausgeführte, übersichtlich gestaltete Leiterplatte mit den Abmessungen 110 mm x 53 mm zur Verfügung. In gewohnter Weise sollen zunächst die niedrigen Bauelemente wie Dioden und Widerstände eingebaut werden. Die genaue Position der Bauelemente geht aus dem Bestückungsplan bzw. aus dem Bestückungsdruck auf der Leiterplatte hervor. Informationen über das einzusetzende Bauelement entnimmt man der Stückliste.

Der Thyristor TH 1 wird liegend montiert, wobei es sich empfiehlt, zuerst die

ke entsprechend dem vorgesehenen Betriebsmodus aufgesteckt.

Bevor der Gehäuseeinbau und die Montage der Lüftersteuerung erfolgt, sollte nochmals die Leiterplatte auf korrekte Bestückung geprüft werden. Insbesondere ist auf richtige Polung der Elektrolytkondensatoren und der Dioden zu achten.

## Gehäuseeinbau und Montage

Für die berührungssichere Montage ist das ELV-Kunststoff-Softline-Gehäuse vorgesehen. Die Befestigung an der Wand erfolgt über 2 Schrauben. Hierfür sind an entsprechender Stelle 2 Bohrungen in der unteren Gehäusehalbschale einzubringen, um anschließend 2 geeignete Holzschrauben (ca. 4 x 20 mm) hindurchzustecken und in die zuvor in die Wand eingebrachten Dübel fest einzuschrauben.

Des weiteren sind 2 Bohrungen für die Anschlußleitungen an geeigneter Stelle im Gehäuse (vorzugsweise an einer der Stirnflächen) einzubringen.

Die Verdrahtung der Nachlaufsteuerung erfolgt gemäß den Angaben aus dem Schaltbild (Abbildung 1).

Bevor die Schaltung in Betrieb genommen wird, ist die gesamte Konstruktion nochmals auf ordnungsgemäße Installation zu überprüfen.

Die Einstellung der Trimmer für Verzögerung und Nachlauf sind aus Sicherheitsgründen im stromlosen Zustand durchzuführen. Anschließend ist das Gehäuse sorgfältig und vor allem berührungssicher zu verschließen.

Die Anschlußleistung des Lüfters ist aufgrund der am Thyristor auftretenden Verlustleistung auf maximal 100 W begrenzt, was jedoch in der Regel für die üblichen im Handel erhältlichen Lüfter vollkommen ausreichend ist.

### Achtung:

Wir weisen ausdrücklich darauf hin, daß der Aufbau, die Inbetriebnahme und insbesondere auch die Installation und der Anschluß der Nachlaufsteuerung aufgrund der an verschiedenen Stellen frei zugänglichen lebensgefährlichen Netzwechselspannung nur von Fachkräften durchgeführt werden darf, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind.

Die Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten!

ELV

## Stückliste: Nachlaufsteuerung

### Widerstände:

560Ω .....	R14
12kΩ .....	R6 - R10, R12, R15, R16
220kΩ .....	R4
1,5MΩ .....	R1 - R3, R5
PT10, liegend, 1MΩ .....	R11, R13

### Kondensatoren:

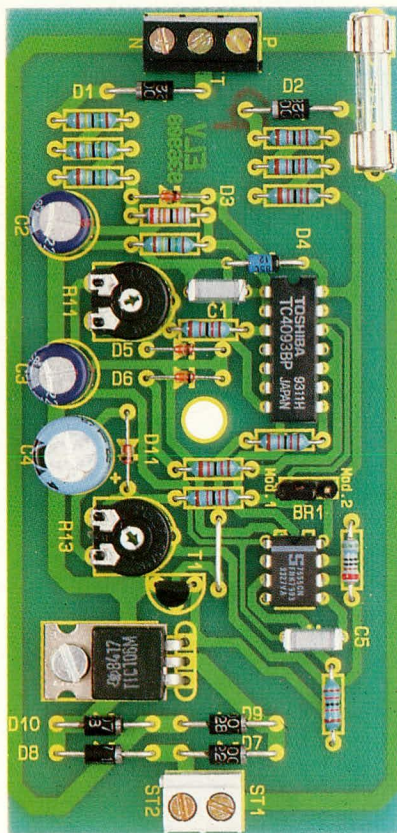
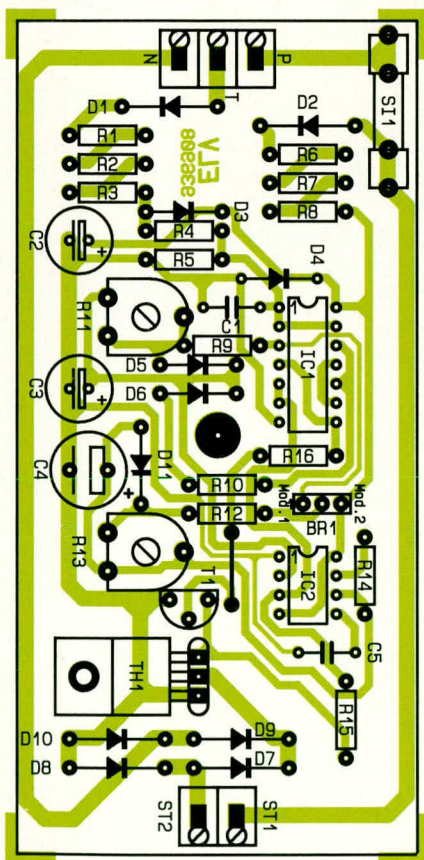
47nF .....	C1, C5
220µF/16V .....	C2, C3
470µF/16V .....	C4

### Halbleiter:

CD4093 .....	IC1
TLC555 .....	IC2
BC548 .....	T1
TIC106M .....	TH1
1N4007 .....	D1, D2, D7 - D10
1N4148 .....	D3, D5, D6, D11
ZPD12V/1,3W .....	D4

### Sonstiges:

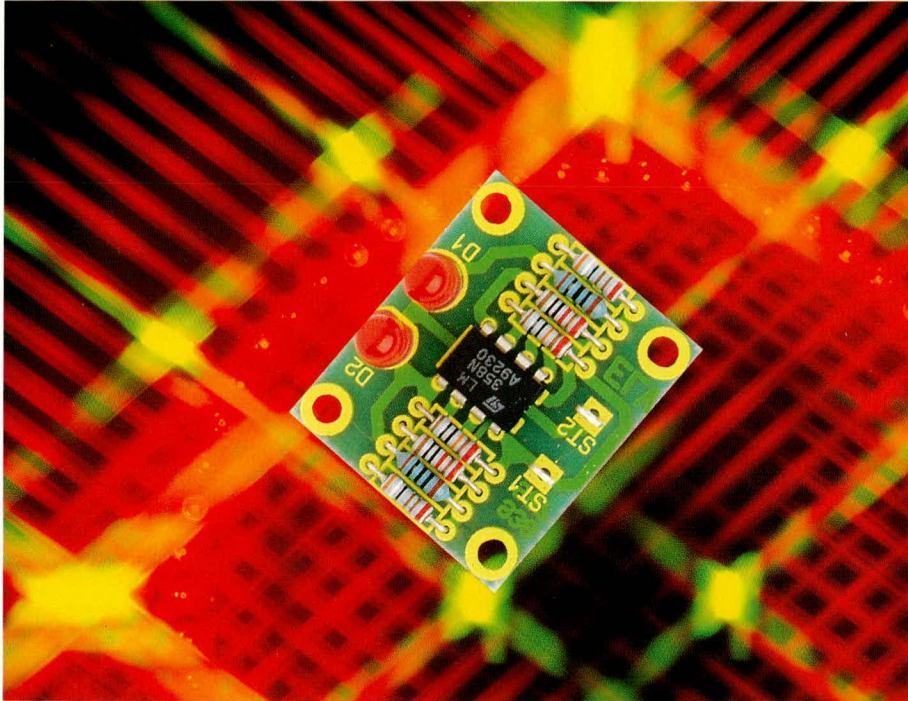
- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 1 Schraubklemmleiste, 3polig
- 1 Sicherung, 0,5A, mittelträge
- 1 Platinensicherungshalter, 2Hälften
- 1 Stiftleiste, 1 x 3pol.
- 1 Jumper
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm
- 1 Mutter, M3
- 1 Softline-Gehäuse, bedruckt
- 1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm
- 3 cm Silberdraht



Bestückungsplan und fertig aufgebaute Leiterplatte der Lüfter-Nachlaufsteuerung

Befestigung auf der Leiterplatte mit der beiliegenden M 3-Zylinderkopfschraube und Mutter vorzunehmen und anschließend die Anschlußbeinchen anzulöten.

Nachdem die Bestückung soweit fertiggestellt ist, wird abschließend die Sicherung eingesteckt und auch die Codierbrück-



# LED-Konstantstromspeisung

**Durch diese Schaltung wird die Leuchtintensität einer LED unabhängig von der Versorgungsspannung.**

## Allgemeines

Die Leuchtintensität einer LED hängt im wesentlichen von dem Speisestrom ab. Im einfachsten Fall dient ein Vorwiderstand zur Stromeinprägung. Bei Schwankungen der Betriebsspannung ändert sich dabei aber auch die Leuchtintensität. Abhilfe schafft hier eine Konstantstromquelle zur Speisung der LED.

## Schaltung

In Abbildung 1 ist die Schaltung einer einfachen Konstantstromquelle dargestellt. In einem Bereich zwischen rund 4 V und 30 V wird damit eine Stabilisierung des Stromes, der durch die LED fließt, erreicht, wie dies aus Abbildung 2 ersichtlich ist.

D 1 und D 2 dienen in Verbindung mit dem Vorwiderstand R 2 zur Erzeugung einer Referenzspannung, die auf die Basis von T 1 gelangt. Das System stellt sich nun so ein, daß der Spannungsabfall über R 1 ungefähr dem Spannungsabfall über D 1 entspricht (ungefähr 0,6 V). Wird der Stromfluß durch D 3 größer, so erhöht sich der Spannungsabfall an R 1, und die Basis-Emitter-Spannung von T 1 sinkt, woraufhin T 1 weniger durchsteuert, d. h. der Stromfluß durch D 3 sinkt wieder.

Bezogen auf den geringen Schaltungsaufwand sind die Stabilisierungseigenschaften recht ordentlich und in vielen Fällen ausreichend, wenn die Schwankungen der Betriebsspannung nicht allzu groß sind. Dies geht auch aus Abbildung 2 hervor.

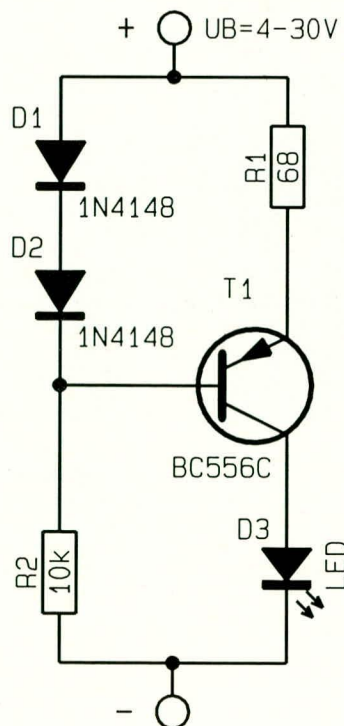
Nahezu perfekte Stabilisierungseigenschaften lassen sich mit der Schaltung nach Abbildung 3 erreichen. In einem Bereich zwischen 4,5 V und 30 V bleibt der Strom

durch die Leuchtdiode absolut konstant. Die Funktion sieht im einzelnen wie folgt aus:

Ausgehend davon, daß eine Leuchtdiode in bezug auf die an ihr abfallende Spannung stabilisierende Eigenschaften besitzt, steht an der Anode von D 1 (Verbindungspunkt zu R 3) somit eine Konstantspannung von ca. 2 V an. Diese gelangt direkt auf den nicht-invertierenden (+)-Eingang (Pin 3) des IC 1 A. Der invertierende (-)-Eingang (Pin 2) ist über den Spannungsteiler R 1, R 2 mit dem Ausgang (Pin 1) des IC 1 A verbunden.

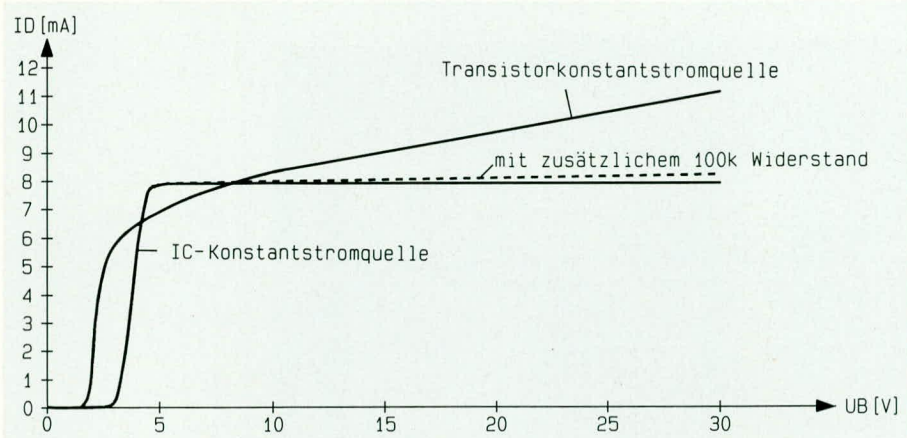
Der Ausgang des Operationsverstärkers stellt sich nun so ein, daß der Spannungsabfall über R 1 dem Spannungsabfall über R 3 entspricht, während der Spannungsabfall über R 2 der Konstantspannung, die an D 1 abfällt, entspricht. Die Spannung über R 2 bleibt somit ebenfalls konstant.

Der Strom, der in die Eingänge des Operationsverstärkers hineinfließt, ist aufgrund der Hochohmigkeit vernachlässigbar, so daß der Strom durch R 1 gleich dem Strom ist, der durch R 2 fließt, d. h. auch der Spannungsabfall an R 1 wird konstant gehalten. Dieser wiederum entspricht, wie



**Bild 1: Schaltbild der Transistor-Konstantstromquelle für LEDs**





**Bild 2 zeigt die Stromkennlinien der Konstantstromquelle in Abhängigkeit von der Betriebsspannung**

bereits erwähnt, dem Spannungsabfall an R 3, der nun seinerseits konstant bleibt, was letztendlich einem konstanten Strom gleichkommt, d. h. auch der Strom durch die Leuchtdiode bleibt ebenfalls konstant.

schlägt (siehe Abbildung 2).

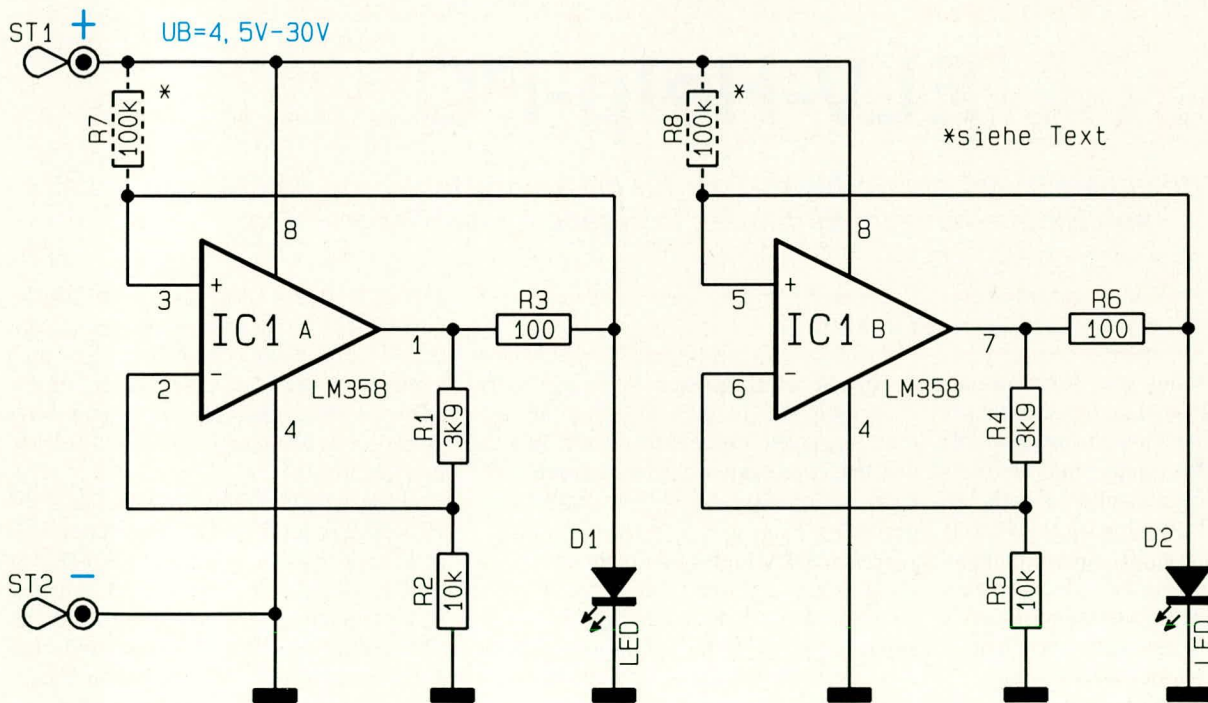
Je nach Lage der Offset-Spannungen der verwendeten ICs kann es sein, daß die Schaltung nicht anläuft. In diesem Fall wird der gestrichelt eingezeichnete Wider-

stand R 7 (bzw. R 8) erforderlich, wodurch sich die Stabilisierungseigenschaften geringfügig verschlechtern, gemäß der gestrichelt eingezeichneten Kennlinie in Abbildung 2.

In einem Gehäuse des IC-Typs LM 358 sind 2 Operationsverstärker integriert, so daß 2 gleichartig aufgebaute Konstantstromquellen gemeinsam realisierbar sind. Der Betriebsspannungsbereich erstreckt sich von 4,5 V bis 30 V. Je höher die Spannung, desto größer ist die im IC umgesetzte Verlustleistung, wodurch der Baustein warm wird. In der vorliegenden Schaltungsversion bleibt die Gesamtverlustleistung jedoch im Rahmen der für dieses IC zugelassenen Spezifikation.

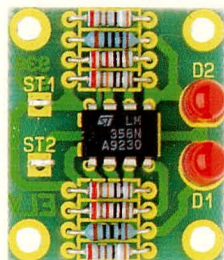
### Nachbau

Zur Aufnahme der 6 bis 8 Widerstände des ICs, der beiden Leuchtdioden und der beiden Lötstifte steht für den Aufbau eine



**Bild 3: Schaltbild der IC-Konstantstromquelle für LEDs**

**Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte**



### Stückliste: LED-Konstantstromspeisung

#### Widerstände:

100Ω .....	R3, R6
3,9kΩ .....	R1, R4
10kΩ .....	R2, R5
100kΩ .....	R7*, R8*

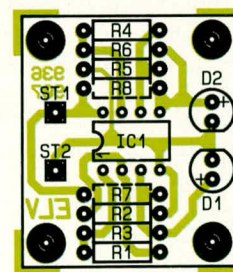
#### Halbleiter:

LM358 .....	IC1
LED, 5mm, rot .....	D1, D2

#### Sonstiges:

2 Lötstifte mit Lötöse

\*siehe Text



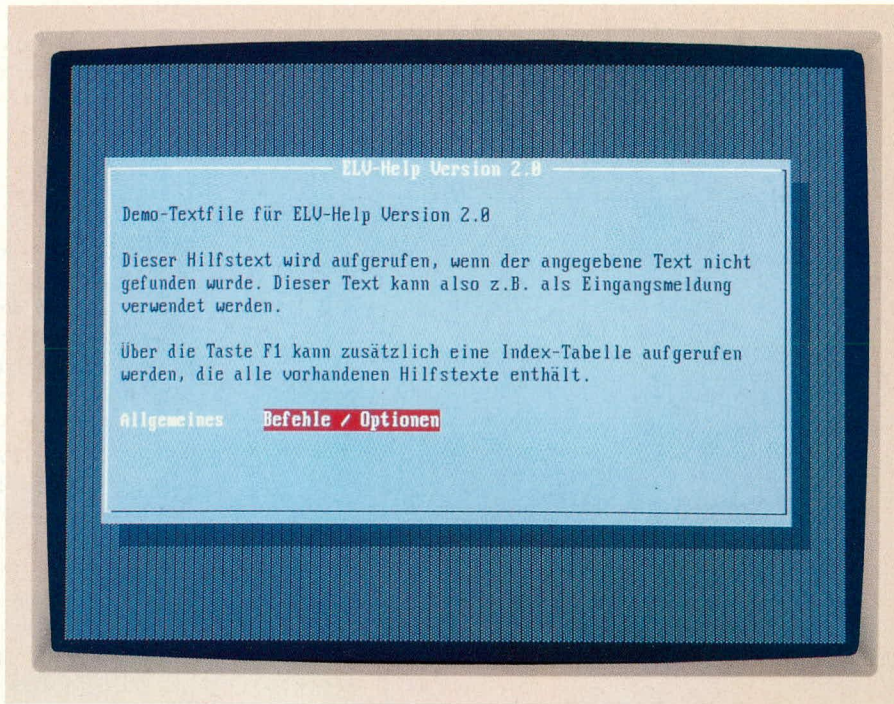
**Bestückungsplan der LED-Konstantstromspeisung**

Die positiven Eigenschaften der Schaltung werden noch verstärkt durch die Tatsache, daß die spannungsstabilisierenden Eigenschaften von D 1 durch die Konstantstromspeisung optimiert werden, was sich in einer nahezu perfekten Ausregelung von Betriebsspannungsschwankungen nieder-

kleine 29 x 34 mm messende Leiterplatte zur Verfügung.

Auf den ELV-Platinenvorlagen ist das Layout ebenfalls abgedruckt, so daß die Schaltung bei Bedarf auch in eigene Leiterplattenentwicklungen integriert werden kann.





# ELV-Help-PC

***Dieser Artikel beschreibt ein Software-Tool für die komfortable und flexible Ausgabe von Hilfstexten zum Einbinden in eigene Pascal-Programme.***

## Allgemeines

Bei der Entwicklung von Software hat es sich mittlerweile, nicht nur bei umfangreichen Programmen, quasi zum Standard entwickelt, dem Anwender eine Online-Hilfe zur Verfügung zu stellen. Durch einen einfachen Tastendruck, in der Regel über die Funktionstaste F1, können hierbei Informationen zum aktuellen Menüpunkt oder weiterführende Informationen hinterlegt werden, die ein umfangreiches Handbuch häufig überflüssig machen.

Das von ELV konzipierte Software-Tool Help-PC ermöglicht es Ihnen hiermit, ein solches System auf einfache Weise in eigene Pascal-Programme, die im Text-Modus arbeiten, einzubinden.

ELV-Help-PC besteht aus einer Unit für die verschiedenen Plattformen (TP5.5-BP 7.0), einem Help-Compiler, der die Texte verschlüsselt und komprimiert sowie einer Dokumentation, die alle Befehle und deren Handhabung beschreibt.

Das Modul ist unter allen gängigen Grafikkarten (Hercules, EGA, VGA) lauffähig. Zur nahtlosen Integration in eigene Programme lassen sich beim Aufruf der Hilfe-Funktion alle Farben, die Art des Fensterrahmens, der Name der Hilfe-Datei sowie die Größe des Hilfsfensters individuell anpassen.

## Funktion

Für die Nutzung des Software-Tools ELV-Help-PC in eigenen Programmen muß zunächst eine Hilfe-Datei erstellt werden. Dies kann mit jedem handelsüblichen Editor oder einer Textverarbeitung geschehen.

In der Hilfe-Datei lassen sich bis 10.000 Hilfstexte definieren. Die Texte werden als sogenannte Optionen deklariert (Beispiel: „@OPT 100“). Über die angegebene Nummer läßt sich der entsprechende Text dann später jederzeit aufrufen. Ein weiterer Befehl „@IND“ ermöglicht es, die Nummer der Option in der Index-Datenliste festzulegen. In der Regel sind beide Parameter identisch, die Reihenfolge läßt sich somit jedoch individuell anpassen.

Durch die Index-Tabelle, die durch ein zweites Betätigen der F1-Taste aufgerufen werden kann, lassen sich die Optionen in der gewünschten Reihenfolge auf dem Bildschirm ausgeben.

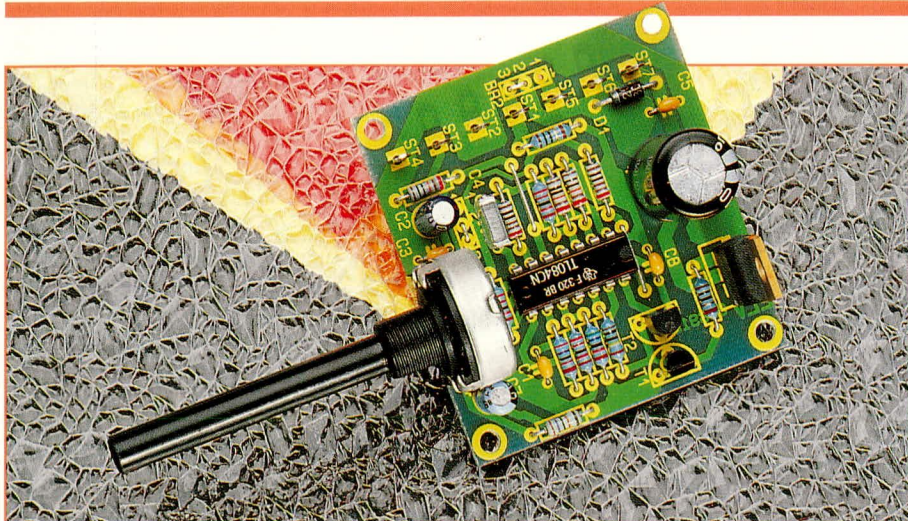
Für jeden Hilfstext können bis zu 30 Verweise auf andere Optionen definiert werden, um ergänzende Texte aufzurufen. Somit läßt sich ein Text, z.B. die allgemeine Programmbeschreibung oder eine Erläuterung zur Texteingabe, von allen anderen Optionen aufrufen. Ein Hilfstext selbst kann bis zu 10 Seiten umfassen.

Ein weiterer Befehl ermöglicht es schließlich, Textpassagen durch eine andere Textfarbe hervorzuheben. Hierdurch kann die Übersichtlichkeit erheblich erhöht werden, und der Anwender wird schneller zu den gewünschten Informationen geleitet.

Nach der Erstellung der Texte muß die Hilfe-Datei durch den mitgelieferten Hilfe-Compiler in die von ELV-Help-PC benötigte Form umgesetzt werden. Hierbei finden gleichzeitig eine Überprüfung der definierten Optionen, Verweise und Hervorhebungen statt. Werden Fehler festgestellt, dann bricht der Compiler die Übersetzung unter Angabe der Zeilennummer und einer Fehlerbeschreibung ab. Der Fehler wird behoben und der Vorgang anschließend wiederholt. Nach Beseitigung aller Fehler steht die übersetzte Hilfe-Datei jetzt für den Einsatz mit ELV-Help-PC zur Verfügung.

Durch die einfache Handhabung und große Leistungsfähigkeit stellt das Hilfe-System ELV-Help-PC somit praktisch für jeden Software-Entwickler, sei es privat oder beruflich, ein sinnvolles und hilfreiches Tool dar.

Da ELV-Help-PC dem Entwickler die Verwaltung der Hilfe-Texte abnimmt, kann dieser seine Konzentration voll auf das eigentliche Hauptprogramm lenken und somit die Entwicklungszeit reduzieren. **ELV**



# Pulsweiten-Modulator für DC-Verbraucher

*Mit dieser kleinen Schaltung kann die Drehzahl von Gleichstrommotoren, die Helligkeit von Niedervolt-Halogenlampen oder auch die Armaturenbrettbeleuchtung im Kfz auf einfache Weise gesteuert werden.*

## Allgemeines

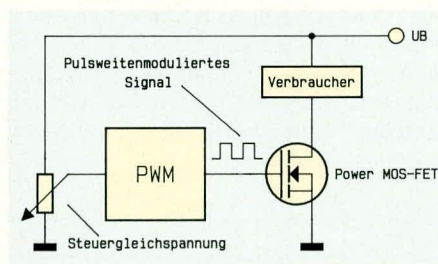
Pulsweiten-Modulatoren oder auch Impulsbreiten-Modulatoren genannt, sind in vielen Bereichen der modernen Elektronik zu finden. Der klassische Einsatzfall für einen PWM ist die Erzeugung des Schaltsignals zur Steuerung des Schalttransistors in einem getakteten Netzteil.

Aber auch in der Regelungstechnik werden PWMs häufig eingesetzt. Der Ausgang eines EX-OR-Phasenvergleichs einer PLL-Regelschleife liefert im Grunde genommen auch nichts anderes als ein pulsweiten-moduliertes Signal, das mit einem nachgeschalteten Tiefpaß (Schleifenfilter) in eine Gleichspannung umgewandelt, zur Steuerung eines spannungsgesteuerten Oszillators dient.

Der Ausgang eines PWMs liefert ein Rechteck-Signal, dessen Tastverhältnis von Puls zu Pause z. B. mit einer Steuergleichspannung oder einem Einstellpoti veränderbar ist. Dieses Ausgangssignal wird nun herangezogen, um einen Leistungs-Schalttransistor anzusteuern, der wiederum einen Verbraucher (z. B. eine Niedervolt-Halogenlampe) entsprechend dem Puls-Pausen-Verhältnis periodisch einschaltet.

Das recht einfache Funktionsprinzip eines PWM mit nachgeschaltetem Leistungs-Schalttransistor ist in Abbildung 1 zu sehen.

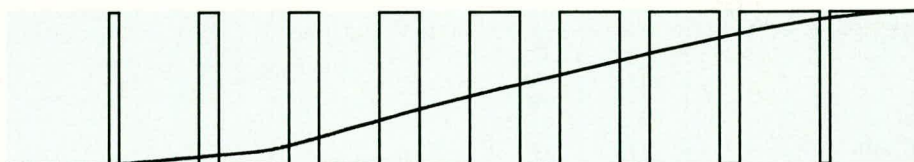
In Abhängigkeit von der Steuergleichspannung am Eingang des Modulators ändert sich das Puls-Pausen-Verhältnis des zur Steuerung des Schalttransistors heran-



**Bild 1: Prinzipielle Funktionsweise eines PWMs mit nachgeschaltetem Leistungs-Schalttransistor**

gezogenen Ausgangssignals. Der Transistor (üblicherweise ein Leistungs-Feldefektt transistor) wird bei diesem Funktionsprinzip entweder völlig gesperrt oder voll durchgesteuert, so daß am Transistor im eingeschalteten Zustand eine möglichst geringe Spannung abfällt und die volle Betriebsspannung am Verbraucher ansteht.

Die im Transistor in Wärme umgesetzte Verlustleistung sollte natürlich möglichst gering sein, und hängt in erster Linie vom Schaltstrom und vom Drain-Source-Einschaltwiderstand ( $R_{DS(on)}$ ) des Feldefektt transistors ab.



**Bild 2: Durchschnittlicher Spannungsverlauf einer pulsweiten-modulierten Ausgangsgröße mit nachgeschaltetem Glättungsfilter**

Der Einschaltwiderstand ( $R_{DS(on)}$ ) ist somit bei der Auswahl des Transistors ein wichtiges Kriterium und liegt beim hier eingesetzten BUZ71A bei ca.  $0,12 \Omega$ .

Des weiteren sollte der Transistor während des Schaltvorganges nur eine möglichst kurze Zeit in den linearen Betrieb versetzt werden, d. h. die Anstiegs- und Abfallflanken des Steuersignals müssen steil sein. Hier macht sich nun die parasitäre Gate-Kapazität des Transistors, die beim BUZ71A in der Größenordnung von  $500\text{pF}$  liegt, störend bemerkbar. Um diesen parasitären Kondensator schnell auf- und entladen zu können, muß von der Ansteuer-schaltung eine nicht zu vernachlässigende Steuerleistung aufgebracht werden.

Aus dem zuvor beschriebenen Grund sollte einerseits die Schaltfrequenz des PWMs nicht zu hoch gewählt werden, andererseits muß die Frequenz außerhalb des Hörbereichs liegen, da sich sonst, besonders bei der Geschwindigkeitseinstellung von Gleichstrommotoren, störende Pfeifgeräusche bemerkbar machen.

Beim Pulsweiten-Modulator mit nachgeschaltetem Leistungsschalttransistor handelt es sich somit um eine Leistungseinstellung, bei der die durchschnittlich an den Verbraucher abgegebene Leistung vom eingestellten Puls-Pausen-Verhältnis des Ansteuersignals abhängt. Das Puls-Pausen-Verhältnis kann wiederum linear durch eine Steuergleichspannung, z. B. von einem Einstellpoti zur Verfügung gestellt, zwischen 0 % (Transistor gesperrt) und 100 % (Transistor ständig durchgeschaltet) variiert werden.

Wird am Ausgang des PWMs ein Glättungsfilter (Tiefpaß) nachgeschaltet, so erhalten wir in Abhängigkeit vom Puls-Pausen-Verhältnis den in Abbildung 2 dargestellten Spannungsverlauf.

Pulsweiten-Modulatoren nach dem zuvor beschriebenen Funktionsprinzip werden häufig zur Geschwindigkeitsregulierung von Gleichstrommotoren in Akku-Bohrschraubern oder ähnlichen akkubetriebenen Geräten eingesetzt.

Unsere kleine Schaltung wurde für den universellen Einsatz konzipiert und inklusive Einstellpoti auf einer  $55,5 \times 52 \text{ mm}$  großen Leiterplatte untergebracht. Des weiteren besteht die Möglichkeit, durch eine extern anzulegende Steuergleichspannung zwischen 0 und  $2,5 \text{ V}$  die Leistung des angeschlossenen Verbrauchers zu steu-

## Technische Daten des Leistungs-PWMs

Betriebsspannung des PWMs .....	8 V-30 V
Betriebsspannung der Last .....	0 V-50 V
Stromaufnahme der Schaltung ohne Last .....	12 mA
Max. Schaltstrom (FET gekühlt) .....	12 A
Max. Dauer-Schaltstrom ohne Kühlkörper .....	2,5 A
Einstellbereich des Puls-Pausen-Verhältnis: .....	0 % - 100 %
Lineare Einstellung des Puls-Pausen-Verhältnis mit eingebautem Poti oder durch externe Steuergleichspannung	
Steuerspannung bei 12 V Betriebsspannung .....	0 V - 2,5 V

ern. Die Schaltung kann mit einer Versorgungsspannung von 8 V bis 30 V betrieben werden, wobei der Verbraucher auch unabhängig von der Steuerschaltung versorgt werden kann.

Auch wenn der Schalttransistor für einen maximalen Drain-Gleichstrom von 12 A ausgelegt ist, sollte der BUZ71A ohne Kühlkörper zur Wärmeabfuhr nicht über 2,5 A belastet werden.

## Schaltung

Die Schaltung des Leistungs-Pulsweiten-Modulators wurde ausschließlich mit Standard-Bauelementen realisiert und ist in Abbildung 3 zu sehen. Am Markt angebotene integrierte PWMs werden häufig für spezielle Aufgabenstellungen entwickelt oder sind nur für einen engen Spannungsbereich ausgelegt, so daß unsere konventionelle Schaltungslösung in punkto Flexibilität einige Vorteile bietet.

Wir beginnen die Schaltungsbeschreibung mit den beiden Operationsverstärkern IC 1 A, B, die zur Erzeugung einer dreieckförmigen Spannung dienen. Da die Operationsverstärker mit einer unsymmetrischen Versorgungsspannung betrieben

werden, ist es zunächst erforderlich, den virtuellen Massepunkt der Schaltung mit dem Spannungsteiler R 6, R 7 auf die halbe Betriebsspannung zu legen. Die Kondensatoren C 2 und C 3 dienen zur Pufferung und Störunterdrückung.

Der Operationsverstärker IC 1 B arbeitet zusammen mit dem Kondensator C 4 und dem Widerstand R 10 als Miller-Integrator, der die Aufgabe hat, eine Eingangsspannung in eine lineare Spannungsänderung am Ausgang umzusetzen.

Beim Miller-Integrator liegt der Kondensator im Gegenkopplungsweig des invertierenden Verstärkers, was wiederum bedeutet, daß eine negative, konstante Eingangsspannung in eine positive, linear ansteigende Ausgangsspannung umgesetzt wird. Legen wir hingegen eine gegenüber dem virtuellen Massepunkt positive Eingangsspannung an, so erhalten wir am Ausgang einen negativ linear abfallenden Spannungsverlauf.

Das an Pin 7 anstehende Ausgangssignal wird auf den Eingang des als Schmitt-Trigger arbeitenden Operationsverstärkers IC 1 A zurückgekoppelt, wobei R 8 und R 9 die Schalthysterese bestimmen.

Die Frequenz des Dreieck-Generators wird durch die Widerstände R 8 bis R 10 und den Kondensator C 4 bestimmt und errechnet sich nach der Formel

$$f = \frac{R 9}{4 \cdot R 8} \cdot \frac{1}{R 10 \cdot C 4}$$

Doch kehren wir jetzt wieder zum Ausgang des Dreieck-Generators (IC 1 B, Pin 7) zurück. Das hier anstehende Dreieck-Signal wird über R 12 auf den nicht-invertierenden Eingang des als Komparator geschalteten Operationsverstärkers IC 1 D gegeben, der wiederum einen Vergleich mit der an Pin 13 anliegenden, variablen Steuergleichspannung vornimmt. Am Ausgang des Komparators liegt dann das pulswellen-modulierte Signal zur Steuerung der mit dem Transistor T 1 und T 2 aufgebauten Treiberstufe an.

Die Zusammenhänge zwischen der Dreieckspannung, der Steuergleichspannung und dem Ausgangssignal des Komparators zeigen wir in Abbildung 4.

Wie bereits erwähnt, ist zum schnellen Auf- und Entladen der parasitären Gate-Kapazität des Leistungs-Feldeffekttransistors eine relativ große Steuerleistung erforderlich, so daß der Ausgangsstrom des Komparators IC 1 D mit Hilfe der Transi-

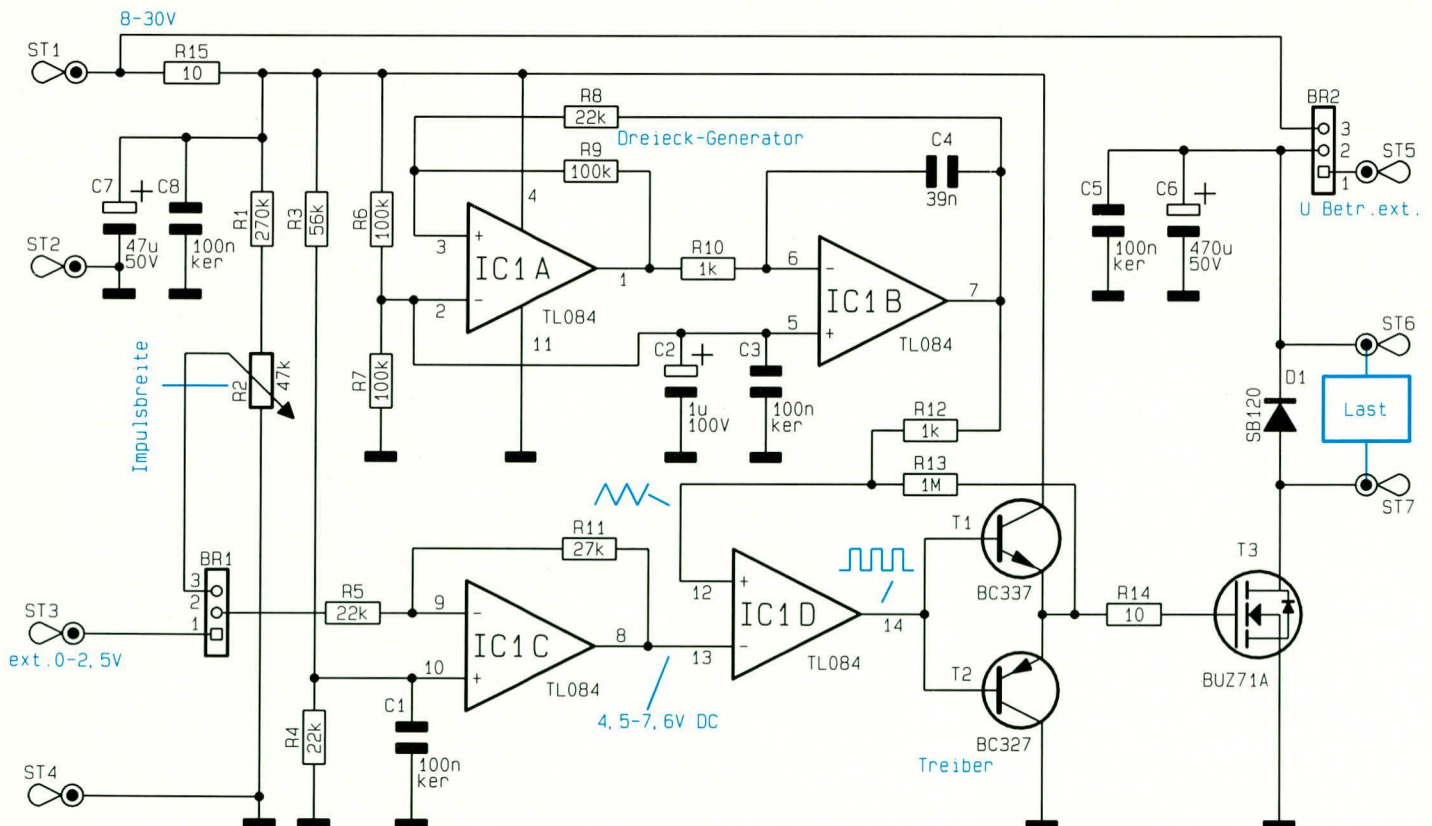
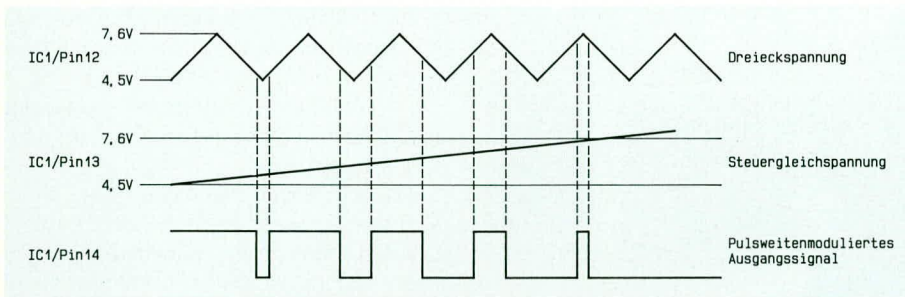


Bild 3: Schaltbild des Leistungs-Pulsweiten-Modulators



**Bild 4: Zusammenhänge zwischen der Dreiecksspannung, der Steuergleichspannung und den pulswerten-modulierten Ausgangsgrößen des Komparators IC 1 D**

storen T 1 und T 2 verstärkt werden muß. R 14 fungiert in diesem Zusammenhang lediglich als Strombegrenzungswiderstand und zum Schutz der Treibertransistoren.

Eine im Feldeffekttransistor des Typs BUZ71A integrierte Antiparallel-Diode eliminiert die bei induktiven Lasten durch Gegeninduktion hervorgerufenen negativen Spannungspitzen. Die positiv gerichteten Spikes werden über die schnelle Schottky-Diode D 1 abgebaut. C 5 und C 6 puffern dann die Versorgungsspannung der Last.

Üblicherweise wird die Last mit der gleichen (zwischen 8 V und 30 V liegenden) Versorgungsspannung wie die Schaltung betrieben. Je nach Stellung der Brücke BR 2 besteht aber auch die Möglichkeit,

gangsleistung ein linearer Zusammenhang besteht. Eine Skalierung des Potis ist daher sehr einfach möglich.

Da sich unsere Dreiecksspannung am Eingang des Komparators IC 1 D bei 12 V-Betriebsspannung zwischen 4,5 V und 7,6 V bewegt, ist eine entsprechende Umsetzung der Steuerspannung erforderlich. Diese Aufgabe übernimmt der als Subtrahierer geschaltete Operationsverstärker IC 6 C. Während die Verstärkung der Stufe durch die Widerstände R 5 und R 11 festgelegt wird, bestimmen die Widerstände R 3 und R 4 den erforderlichen Spannungsoffset am Ausgang (Pin 8).

Über R 15 wird die Schaltung mit Spannung versorgt, wobei die Kondensatoren C 7 und C 8 zur Pufferung und allgemeinen Stabilisierung dienen.

## Nachbau

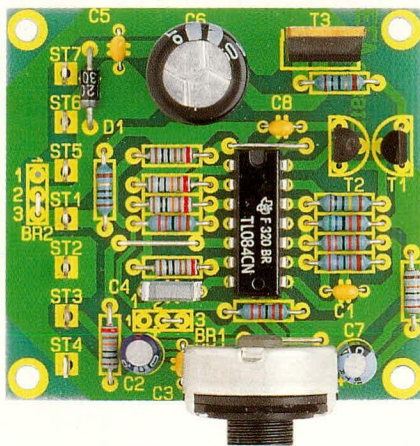
Der Nachbau des PWMs ist besonders einfach, da die gesamte Schaltung aus weniger als 30 Bauelementen besteht.

Zuerst werden die 5 Drahtbrücken eingelötet, wobei gleichzeitig die gewünschte Steuerung (Einstellpoti oder externe Spannung) sowie die Spannungsversorgung der Last festgelegt wird.

Die Anschlußbeinchen der Widerstände und Dioden werden abgewinkelt, durch die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte gesteckt, an der Printseite leicht angewinkelt und nach dem Umdrehen der Platine in einem Arbeitsgang verlötet. Danach sind die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abzuschneiden, ohne die Lötstellen selbst zu beschädigen.

Alsdann werden die 4 Keramik-, 1 Folien- sowie 3 Elektrolytkondensatoren eingesetzt und an der Printseite sorgfältig verlötet. Bei den Elektrolytkondensatoren handelt es sich um gepolte Bauelemente, die unbedingt mit der richtigen Einbaulage (Polarität) zu bestücken sind.

Die Anschlußbeinchen der beiden Treiber sowie des Leistungstransistors sind so tief wie möglich durch die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte zu drücken und an der Lötseite sorgfältig zu verlöten.



**Fertig aufgebaute Leiterplatte des PWMs**

die Last unabhängig von der Schaltung mit einer niedrigeren oder auch höheren (bis maximal 50 V), an ST 5 anzulegenden, externen Spannung zu betreiben.

Gesteuert wird unser Pulswerten-Modulator entweder durch das Einstellpoti R 2 oder durch eine an ST 3 extern anzulegende Steuergleichspannung, die z. B. von einem externen DA-Wandler geliefert werden kann. Bei 12 V-Betriebsspannung wird für die Steuerung des PWMs von 0 % bis 100 % eine Steuerspannung zwischen 0 V und 2,5 V benötigt. Interessant ist auch, daß zwischen der Steuerspannung bzw. dem Drehwinkel des Potis und der Aus-

### Stückliste: Pulswerten-Modulator

#### Widerstände:

10Ω	.....	R14, R15
1kΩ	.....	R10, R12
22kΩ	.....	R4, R5, R8
27kΩ	.....	R11
56kΩ	.....	R3
100kΩ	.....	R6, R7, R9
270kΩ	.....	R1
1MΩ	.....	R13
Poti, 47kΩ	.....	R2

#### Kondensatoren:

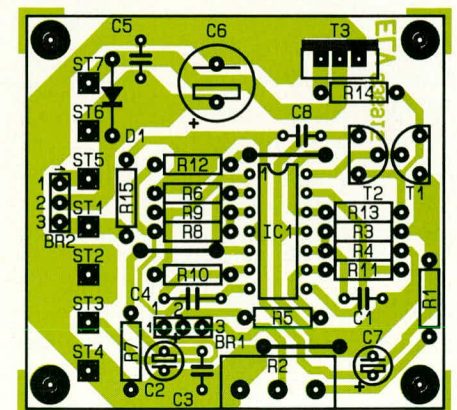
39nF	.....	C4
100nF/ker	.....	C1, C3, C5, C8
1µF/100V	.....	C2
47µF/40V	.....	C7
470µF/50V	.....	C6

#### Halbleiter:

TL084	.....	IC1
BC327	.....	T2
BC337	.....	T1
BUZ71A	.....	T3
SB120	.....	D1

#### Sonstiges:

- 7 Lötstifte mit Lötöse
- 10cm Schaltdraht, versilbert



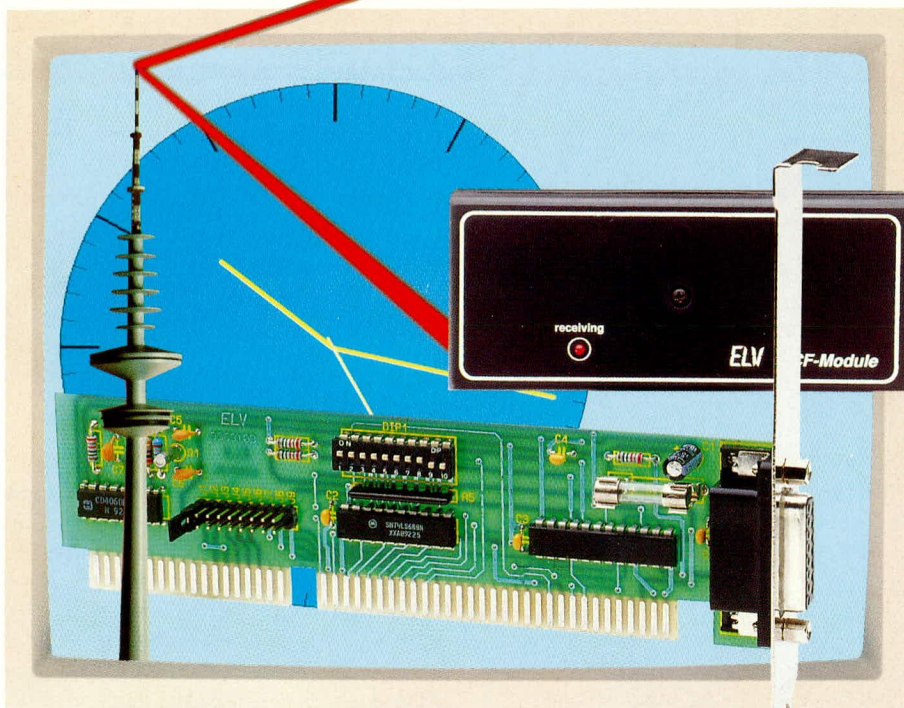
**Bestückungsplan des PWMs**

Der 4fach-Operationsverstärker IC 1 wird so eingelötet, daß die Gehäusekerbe des Bauelements mit dem entsprechenden Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Zum Anschluß der Versorgungsleitungen und der Last dienen 7 Lötstifte mit Öse, die entsprechend dem Platinenfoto einzulöten sind. Bei hohem Schaltstrom kann der Leistungstransistor zusätzlich mit einem Kühlkörper zur Wärmeabfuhr versehen werden.

Nach dem Einlöten des Einstellpotis ist der Nachbau abgeschlossen, und die Schaltung kann ihrem bestimmungsgemäßen Einsatz zugeführt werden.





# PC-DCF-Funkuhr

**Mit diesem Zusatzmodul steht Ihrem PC immer die amtliche Uhrzeit für die Bundesrepublik Deutschland zur Verfügung. Hierdurch erübrigt sich auch das Korrigieren der Uhrzeit bei Sommer-/Winterzeit-Umschaltung.**

## Allgemeines

Die Vorteile eines Funkuhrensystems, das die aktuelle Zeit der Bundesrepublik Deutschland liefert, liegen klar auf der Hand. Durch die hier vorgestellte PC-DCF-Funkuhr wird diese Zeit auch für den PC zugänglich.

Der DCF77-Sender in Mainflingen bei Frankfurt sendet jede Minute ein Datenpaket, das Informationen über Zeit, Datum, Wochentag und Sommer- oder Winterzeit enthält. Der Sender liefert auf einer Trägerfrequenz von 77,5kHz ein amplitudenmoduliertes Signal mit 100ms oder 200ms langen Impulsen, die den digitalen Werten 0 oder 1 entsprechen. Zur Synchronisation auf den Anfang eines Datenpaketes wird in der 59. Sekunde kein Impuls gesendet.

Die PC-DCF-Funkuhr besteht aus einem Empfangsmodul, welches das DCF-Signal empfängt und in ein Digitalsignal umwandelt sowie aus einer speziellen PC-Einsteckkarte zur Ankopplung an den PC. Das kleine, mit integrierter Empfangsantenne versehene Modul wird über eine 3adrige Zuleitung mit der Einsteckkarte verbunden.

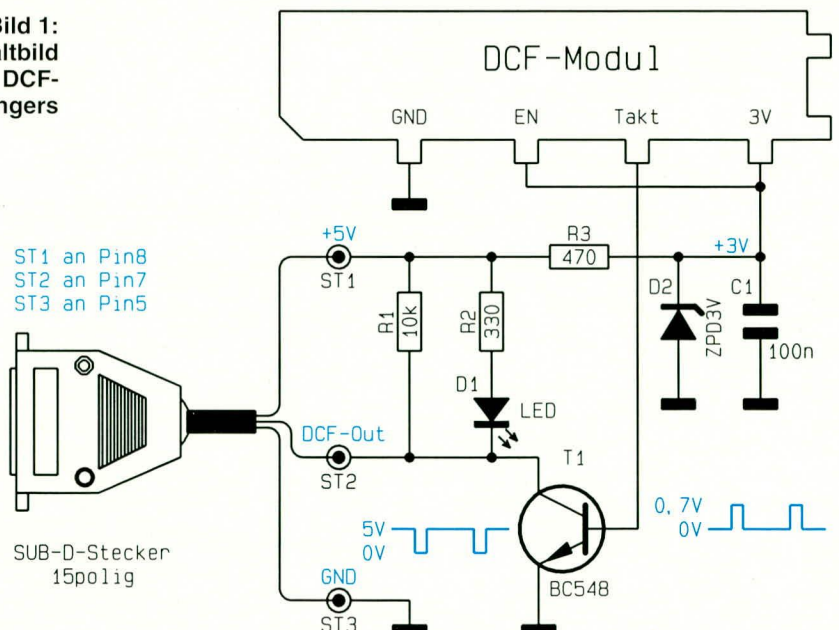
Ein Treiberprogramm übernimmt die Dekodierung der Zeitinformationen und übergibt die empfangene Zeit an die interne PC-Uhr. Vor der ersten Zeitübernahme überprüft das Treiberprogramm mindestens zwei aufeinanderfolgende Datenpakete auf ihre Richtigkeit. Auch die Umstellung von Sommer- auf Winterzeit, und

umgekehrt, erfolgt automatisch.

In der vorliegenden Konstellation, bestehend aus Empfangsmodul und Einsteckkarte, arbeitet die PC-DCF-Funkuhr auf allen IBM-kompatiblen PCs sowohl unter MS-DOS als auch unter Windows ab 3.1.

Eine vereinfachte Ankopplung an den PC ist möglich, wenn Ihr PC a) einen Gameport besitzt, b) nicht unter Windows arbeitet und c) keine Programme auf Ihrem PC ablaufen, die den Timer-Interrupt verändern. Sind vorstehende Randbedingungen erfüllt, können Sie auf die separate PC-Einsteckkarte verzichten und das Funkuhr-

**Bild 1:**  
Schaltbild  
des DCF-  
Empfängers



renmodul über die Zuleitung direkt an den Gameport anschließen (der Steckverbinder ist dafür bereits vorgesehen).

Für den interessierten PC-Anwender nachfolgend dazu noch einige Hintergrundinformationen:

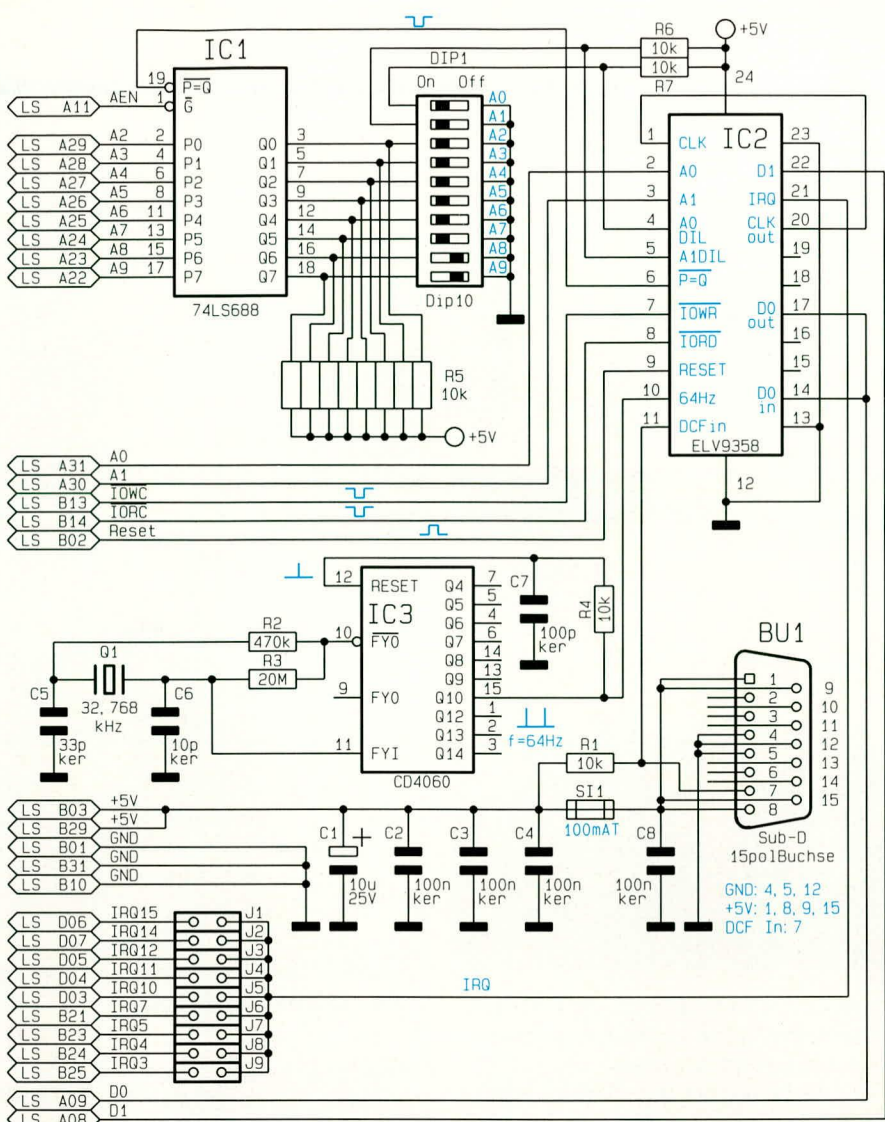
Das Treiberprogramm liest über einen Software-Interrupt regelmäßig den Zustand des DCF-Signals aus. Unter MS-Windows sowie einigen Anwenderprogrammen wird dieser Software-Interrupt jedoch verändert, so daß der Interrupt nur unregelmäßig ausgelöst wird. Eine genaue Abtastung des DCF-Signals ist daher nicht mehr möglich, und die PC-Uhr wird nicht synchronisiert. Um diesen Effekt zu umgehen, wurde zusätzlich eine PC-Einsteckkarte entwickelt, die auch eine Funktion unter Windows garantiert. Zudem bleibt auch der Gameport für andere Anwendungen frei.

## Treibersoftware

Das Treiberprogramm DCF77 bleibt nach dem Aufruf resident im Speicher. Auf Rechnern mit High Memory kann der Treiber mit <LH DCF77> in den oberen Speicher geladen werden. Durch Parameter, die beim Programmaufruf angehängt werden, läßt sich der Treiber konfigurieren.

Bei der Erstinstallation des DCF-Treibers muß das Empfangsmodul noch ausgerichtet werden. Durch den Parameter „/w“ wartet das Treiberprogramm mit der Installation, bis die Zeit erstmals gesetzt wird. Der Zustand des DCF-Taktes wird dabei stetig angezeigt. Bei zusätzlicher Verwendung der Parameter „/s“ erfolgt zusätzlich eine akustische Ausgabe des DCF-Impulses. Alle Parameter sind jeweils durch ein Leerzeichen voneinander zu trennen.

Das Treiberprogramm setzt standardmäßig nur die interne Softwareuhr des PCs. Soll darüber hinaus die CMOS-Uhr (bei Rechnern der AT-Klasse) gesetzt werden,



**Bild 2: Schaltung der PC-Einsteckkarte der PC-DCF-Funkuhr**

so ist zusätzlich der Parameter „/h“ zu verwenden.

Durch Eingabe des Parameters „/s“ wird nach dem ersten Setzen der Uhr ein kurzes akustisches Signal ausgegeben. Im Normalfall erwartet das Programm den Anschluß des Empfangsmoduls am Gameport. Ist hingegen das Modul an die PC-Einsteckkarte angeschlossen, so muß der Parameter <[Basisadresse],[IRQ]> angegeben werden.

[Basisadresse] meint die über die DIP-Schalter eingestellte I/O-Adresse der PC-Einsteckkarte in hexadezimaler Form, während [IRQ] die eingestellte IRQ-Nummer kennzeichnet. Beispielsweise könnte ein Aufruf wie folgt aussehen:  
<LH DCF77 /s /w /300,10>.

**Uhrenprogramme**

Zum Lieferumfang der Treibersoftware gehören neben dem DCF 77-Treiber noch eine Analog- und eine Digital-Uhr, die die aktuelle Uhrzeit, das Datum, der Wochentag und die Kalenderwoche auf dem Grafik- bzw. Text-Bildschirm anzeigen. Die Programme funktionieren auch völlig unabhängig von dem DCF-Treiber. Der Aufruf erfolgt unter DOS einfach durch die Eingabe von <ANALOG> bzw. <DIGITAL>, gefolgt von der Betätigung der Enter-Ta-

ste. Eine genaue Bedienungsanleitung ist in der Datei READ.ME hinterlegt.

**Schaltung**

Dieses neue Funkuhrensyste zur Synchronisation der internen PC-Uhr mit der genauen amtlichen Uhrzeit besteht aus einem Empfangsmodul sowie einer darauf abgestimmten PC-Einsteckkarte, die ggf. unter Berücksichtigung der eingangs erwähnten Randbedingungen auch entfallen kann. Nachfolgend wenden wir uns nun der Schaltungstechnik zu.

**Empfangsmodul**

In Abbildung 1 ist das komplette Schaltbild des Empfängers dargestellt. Er besteht aus einem integrierten, fertigen DCF-Empfangsmodul sowie einer kleinen Zusatzschaltung.

Die Konstruktion beinhaltet 2 Platinen, die miteinander verlötet sind. Das DCF-Modul enthält den kompletten Empfänger mit Demodulator und angeschlossener Ferritantenne.

Die Zusatzschaltung übernimmt die Anpassung an den PC. Hierzu wird die vom PC gelieferte 5 V-Spannung über R 3, D 2 und C 1 auf ca. 3 V stabilisiert. Die

Empfangsimpulse, die am Taktausgang des Empfängers anliegen, werden durch den Transistor T 1 in Verbindung mit R 1 invertiert und wieder an den 5 V-Pegel des PCs angepaßt. Die Leuchtdiode D 1 dient zur optischen Kontrolle des Empfangs.

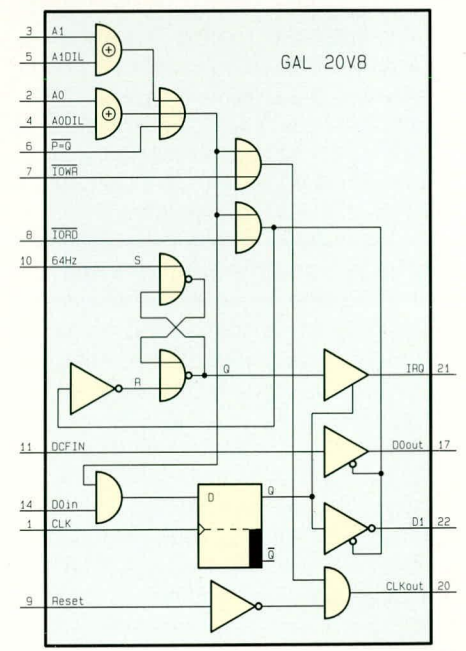
**PC-Einsteckkarte**

Abbildung 2 zeigt die komplette Schaltung der PC-Einsteckkarte. Diese hat u.a. die Aufgabe, einen regelmäßigen Hardware-Interrupt zu erzeugen, der den PC auffordert, den Zustand des DCF-Signals abzutasten. Die Karte belegt eine Basisadresse und eine Interruptleitung.

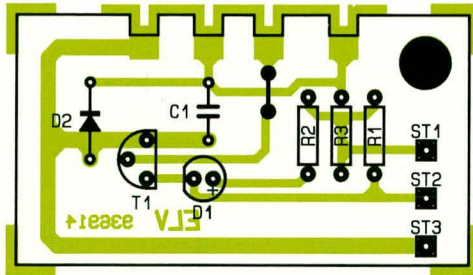
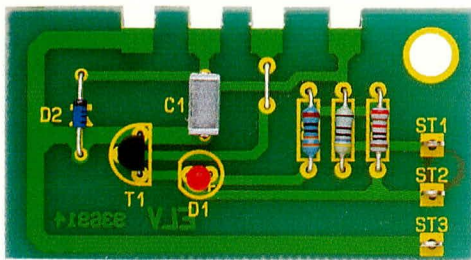
Die Grobadreßdecodierung übernimmt der 8-Bit-Vergleicher IC1 des Typs 74LS688. Nur wenn die Busleitung AEN auf Low-Pegel liegt und die Pegel der Adreßleitungen A2 bis A9 mit den Pegeln, die an den DIL-Schaltern anstehen, übereinstimmen, liegt am Ausgang ein Low-Signal an.

Die Frequenz des Hardware-Interrupts wird durch IC3 des Typs CD4060 erzeugt, dessen Oszillator mit einer Frequenz von 32,768kHz schwingt. Nach 512 Oszillatorschwingungen geht der Ausgang Q10 des IC3 auf High-Pegel. Durch das RC-Glied, bestehend aus R4 und C7, wird nach kurzer Verzögerung der Reset-Eingang aktiviert, und der Zähler beginnt wieder ab Zählerstand 0 zu zählen. An Q10 des IC3 wird somit ein kurzer High-Impuls mit einer Frequenz von ca. 64 Hz erzeugt.

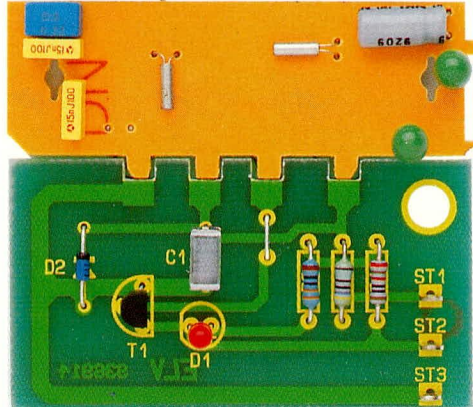
Um den Aufwand der Schaltung zu begrenzen, wurde für die restliche Steuerung ein GAL des Typs ELV9358 eingesetzt. In Abbildung 3 ist die Innenbeschaltung des Bausteins dargestellt. Die Adreßleitungen A0 und A1 werden mit den Zuständen der Signale an den ersten zwei DIL-Schaltern



**Bild 3: Innenschaltung des GALs ELV9358**



Ansicht der fertig aufgebauten Empfängerplatine (oben links) mit zugehörigem Bestückungsplan (oben rechts)  
Rechts: Ansicht der kompletten Empfängereinheit



verglichen. Liegt gleichzeitig das Signal  $P=Q$  an Pin6 auf Low-Pegel, so liegt die Basisadresse an der Karte an. Mit einem Low-Pegel an der  $\overline{IOWR}$ -Leitung wird ein Schreibzugriff auf der Karte aktiviert. Der Pegel der Datenleitung D0 wird dann von dem internen D-Flip-Flop übernommen.

Durch einen High-Pegel am Ausgang werden die Hardwareinterrupts der Karte aktiviert. Um bei einem Reset des PCs die Hardwareinterrupts abzuschalten, müßte das D-Flip-Flop asynchron zurückgesetzt werden. Da dieses bei einem GAL nicht möglich ist, wurden die D- und Clock-Eingänge des D-Flip-Flops mit anderen Signalen UND-verknüpft. Im Falle eines Resets liegt dann am D-Eingang ein Low-Pegel, und auf der Clock-Leitung wird ein Impuls erzeugt, der dann das D-Flip-Flop zurücksetzt.

An Pin 10 des GALs liegt der 64 Hz Impuls an, der das interne RS-Flip-Flop setzt. Über den Tristate-Treiber wird, bei Interruptfreigabe, der Interrupt an den PC gegeben. Erfolgt nun ein Lesezugriff auf die Karte, so führt  $\overline{IORD}$  Low-Pegel, und das RS-Flip-Flop wird gelöscht. Gleichzeitig werden die Tristate-Treiber an Pin 17 und Pin 22 aktiviert, welche die Datensignale auf den Datenbus legen. D0 entspricht dann dem Pegel des DCF-Signals, und D1 gibt Auskunft, ob der Hardwareinterrupt aktiviert ist. Ein Low-Pegel auf D1 zeigt an, daß der Interrupt aktiv ist.

### Nachbau des Empfangsmoduls

Das Empfangsmodul besteht aus einem komplett aufgebauten DCF-Empfänger und einer Zusatzplatine, die noch zu bestücken ist.

Anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste sind die Bauteile auf die Platine zu setzen und auf der Unterseite zu verlöten. Die LED wird in einem Abstand von 16 mm zwischen LED-Unterseite und Leiterplattenoberseite eingelötet.

Die Empfängerplatine besitzt 4 Anschlußungen mit Lötanschlüssen. Diese Zungen sind in die Aussparungen der Zu-

satzplatine einzuschieben. Auf der Platinenunterseite kann die Platine nun mit 4 Lötunkten verbunden werden.

Als nächstes sind die Platinen in das Oberteil des dafür vorgesehenen Gehäuses einzusetzen. Die Ferritantenne wird neben dem Empfänger mit etwas Klebstoff befestigt.

Das Verbindungskabel ist an die Punkte ST 1 bis ST 3 des Empfangsmoduls anzulöten, wobei die Abschirmung mit ST 3 zu verbinden ist. Das Kabel wird durch eine Aussparung im Gehäuse nach außen geführt, an dessen Ende ein 15poliger Sub-D-Stecker angelötet und mit einer Posthaube versehen wird.

Als dann ist das Unterteil des Gehäuses aufzusetzen und zu verschrauben.

Soll das DCF-Modul an einer Wand oder ähnlichem befestigt werden, sind dazu an geeigneter Stelle in der Oberhalbschale Befestigungslöcher einzubringen. Das Gehäuse wird dann erst nach erfolgter Inbetriebnahme und abschließender Montage geschlossen.

Der Montageort ist dabei so zu wählen, daß die integrierte Antenne eine günstige Position zum Sender, der in Mainflingen bei Frankfurt steht, erhält. Hierauf gehen wir im nachfolgenden Kapitel näher ein.

### Senderempfang

Die PC-DCF-Funkuhr ist mit einer sehr guten Empfangsantenne und -elektronik ausgerüstet, wodurch der DCF-Synchronbetrieb unter praktisch allen normalen Ein-

### Stückliste: PC-DCF-Funkuhr-Empfangsmodul

#### Widerstände:

330Ω .....	R2
470Ω .....	R3
10kΩ .....	R1

#### Kondensatoren:

100nF .....	C1
-------------	----

#### Halbleiter:

BC548 .....	T1
ZPD3V .....	D2
LED, 3mm, rot .....	D1

#### Sonstiges:

- 1 DCF-Modul, bestückt
- 3 Lötstifte mit Lötöse
- 1 SUB-D-Stecker, 15polig
- 1 SUB-D-Posthaube, 15pol
- 1 Softline-Gehäuse, gebohrt und bedruckt
- 3m abgeschirmte Leitung, MK2 2 x 0,22mm<sup>2</sup>

### Stückliste: PC-DCF-Funkuhr

#### Widerstände:

10kΩ .....	R1, R4, R6, R7
10kΩ, Array .....	R5
470kΩ .....	R2
20MΩ .....	R3

#### Kondensatoren:

10pF/ker .....	C6
33pF/ker .....	C5
100pF/ker .....	C7
100nF/ker .....	C2 - C4, C8
10µF/25V .....	C1

#### Halbleiter:

74LS688 .....	IC1
ELV9358 .....	IC2
CD4060 .....	IC3

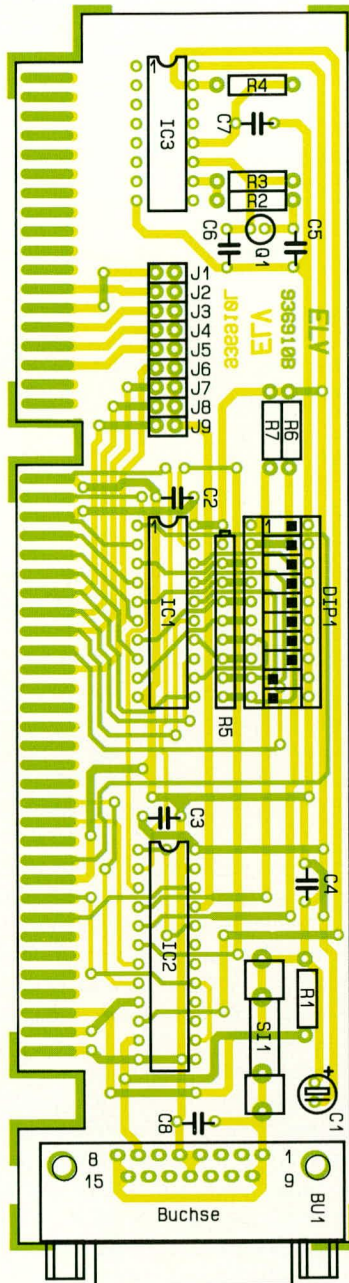
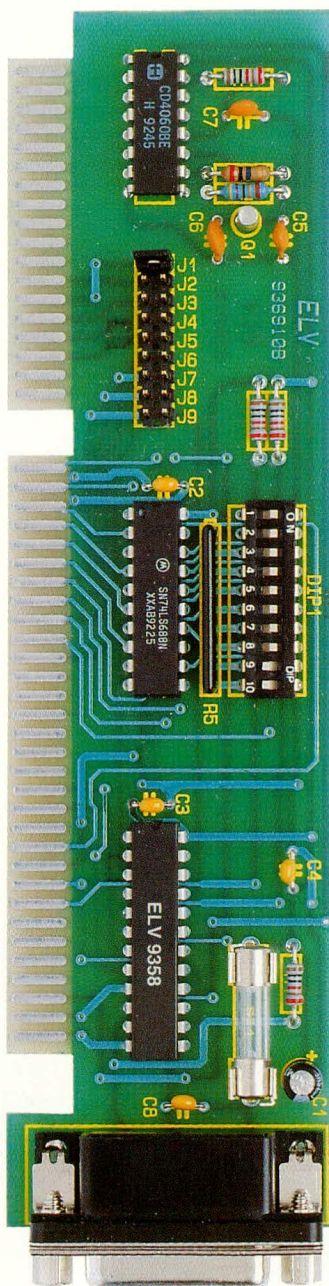
#### Sonstiges:

- 1 DIP-Schalter, 10fach
- 1 Quarz, 32,768 kHz
- 1 Stiftleiste, 2 x 9pol
- 1 SUB-D-Buchse, 15pol
- 1 Slotblech
- 1 Sicherung, 100mA T
- 1 Platinensicherungshalter, 2 Hälften

satzbedingungen im gesamten Bundesgebiet möglich ist. Einige wenige Besonderheiten sind aber zu beachten:

1. Die Reichweite eines jeden Senders ist begrenzt, d. h. die Empfangsstärke nimmt mit der Entfernung ab. Hierdurch steigt die Anforderung an eine etwaige besondere





**Ansicht der fertig aufgebauten Platine der PC-Einsteckkarte der PC-DCF-Funkuhr mit zugehörigem Bestückungsplan**

Ausrichtung der Antenne in großen Entfernungen zu dem in der Nähe von Frankfurt liegenden DCF-Sender natürlich etwas an. Betroffen hiervon ist jedoch im nennenswerten Umfang erst das bundesnahe Ausland.

2. Der Synchronbetrieb ist nicht möglich, wenn die Antenne hochkant auf einer Seite steht, da dann das horizontal polarisierte Sendesignal keine Wirkung auf die Antenne haben kann.

3. Die Antenne empfängt optimal, wenn sie der Sendesignalquelle sozusagen ihre volle Breitseite zuwendet. Umgekehrt gilt: Eine genau mit ihrer Längsachse auf den Sender ausgerichtete Antenne kann kein Signal mehr empfangen. In der Praxis beträgt der Mindest-Winkel der Antennen-Längsachse zum Sender nur wenige Grad,

bis einwandfreier Synchronempfang möglich ist (in sehr großen Entfernungen zum Sender wächst aber dieser „tote Bereich“ immer weiter an).

4. Gegen alle elektromagnetischen Sendefrequenzen kann ein Empfänger durch hinreichend dichte Metallgitter abgeschirmt werden (Faradayscher Käfig). So kann es z. B. zu Empfangsproblemen kommen, wenn das Gerät in einem dichten Stahlbetonbau betrieben wird oder aber auch wenn große Störquellen in der Nähe sind, die den Empfänger „zusteuern“. Die Anordnung des Empfangsmoduls sollte daher weder unmittelbar neben einem Fernsehgerät noch direkt in PC-Nähe erfolgen.

Im Normalfall ist aufgrund der hochwertigen Empfangsschaltung ein zuverlässiger Betrieb garantiert.

## Nachbau der PC-Einsteckkarte

Die Schaltung der Einsteckkarte ist auf einer 152 x 48 mm großen, doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte untergebracht. Die Bauteile werden in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste auf die Platine gesetzt und verlötet. Den Abschluß der Arbeiten bildet die Montage des Slot-Blechtes mit der 15poligen SUB-D-Buchse.

Im Anschluß an eine sorgfältige Prüfung der PC-Einsteckkarte folgt die Einstellung der gewünschten I/O-Ansprechadresse mit Hilfe des 10fach-DIP-Schalters.

Gemäß der gewünschten I/O-Basisadresse sind die einzelnen Schalter einzustellen, wobei darauf zu achten ist, daß die gewählte Basisadresse nicht bereits durch eine vorhandene PC-Einsteckkarte belegt ist. Eine genaue Vorgehensweise dieser Einstellarbeiten ist im PC-Grundlagen-Artikel im „ELVjournal“ 1/93 auf den Seiten 73-75 beschrieben.

Anschließend wird noch der Jumper für die Interrupt-Leitungen gesetzt. Hierbei ist darauf zu achten, daß eine Kollision mit bestehenden Interrupt-Leitungen ausgeschlossen ist. Hierzu empfiehlt es sich, die Interrupt-Einstellungen der bereits installierten PC-Einsteckkarten zu überprüfen.

## Inbetriebnahme

Die Karte wird in einen freien 16-Bit-Slot eingesetzt. Aufgrund der Systemkonzeption ist auch ein Betrieb mit einem 8-Bit-Slot möglich. Dabei ist lediglich darauf zu achten, daß die Verlängerung der Platine (nicht verwendete Slotanschlüsse) keine Kurzschlüsse auf dem darunterliegenden Motherboard erzeugen und daß die Interrupts 10 bis 15 dann nicht zur Verfügung stehen.

Das Empfangsmodul wird je nach Konfiguration in der bereits beschriebenen Weise entweder an die PC-Einsteckkarte oder an den Gameport des PCs angeschlossen. Nach dem Einschalten des Rechners ist nun das Empfangsmodul auszurichten. Zur Empfangssignalisierung dient die auf dem Modul angeordnete Kontroll-LED. Wird die Treibersoftware mit den Parametern </s>w> aufgerufen, ist eine zusätzliche akustische Kontrolle über den PC möglich.

Bei korrektem Empfang steht pro Sekunde ein 100 ms oder 200 ms langer gleichmäßiger Impuls zur Verfügung. Wenn sich der Treiber nach 4 weiteren Minuten noch nicht resident installiert hat, so ist der Empfang gestört und die Position des Empfangsmoduls ist zu korrigieren.

Mit der PC-DCF-Funkuhr steht Ihrem Rechner nun stets die amtliche Uhrzeit der Bundesrepublik Deutschland zur Verfügung.

ELV

# Von der Schaltung zur Leiterplatte

## Teil 4

**Die eigene Beschichtung von Basismaterial behandelt der vorliegende Artikel sowie das Ansetzen von Ätzlösungen und den Ätzvorgang selbst.**

### 4.3 Fotopositiv-Beschichtung von Basismaterial

Zur eigenen Beschichtung von Basismaterial mit einer fotoempfindlichen Schicht steht das seit vielen Jahren bewährte Produkt der Firma Kontakt-Chemie „POSITIV 20“ in 100 ml- und 200 ml-Sprühdosen zur Verfügung.



**Bild 10 zeigt den Fotopositiv-Sprühlack „POSITIV 20“ mit 200 ml-Inhalt**

Wenngleich das Verfahren als ausge-reift bezeichnet werden kann, birgt es doch einige Fehlermöglichkeiten in sich, die das Ergebnis zunichte machen können. Bei genauer und sorgfältiger Einhaltung der Verfahrensregeln kann jedoch ein gutes Ergebnis der Beschichtungsqualität erreicht werden bei besonders günstigem Preis-Leistungsverhältnis.

Eine ganz entscheidende Voraussetzung für die Erzielung einer perfekten Fotoschicht ist die Reinigung des Basismaterials. Dieses muß absolut fettfrei und oxidfrei sein. Bereits das Abtrocknen der gereinigten Leiterplatte mit einem „normalen“ Handtuch kann einen mikrofeinen Fettfilm verursachen, der eine gute Beschichtung unmöglich macht.

Zunächst empfiehlt es sich, die Kupferschicht mit einem reinen Scheuermittel (z.B. Ata) zu reinigen, wobei für den Scheuervorgang ein absolut sauberer Schwamm, besser noch ein sauberes Küchenpapier-tuch verwendet wird. Auf die mit Wasser benetzte Kupferschicht wird das Scheuermittel gestreut und mit dem Tuch kreisförmig verrieben.

Gründliches Spülen ist besonders wich-

tig zur Entfernung von Scheuermittel-Rückständen. Dabei sollte ausschließ-lich mit klarem, warmem Wasser gespült werden. Nach der Reinigung sollte sich ein zusammenhängender Wasserfilm auf der gesamten Oberfläche der Kupferschicht ausbilden und zwar unbedingt ohne den Einsatz von Netzmitteln (Spülmittel). Das Aufreißen des Filmes deutet auf Verunrei-nigungen hin.

Anschließend erfolgt die vollständige Trocknung der gespülten Platine, da Feuch-tigkeitsrückstände zu mangelnder Haftfes-tigkeit des Fotoresistlackes (Fotoschicht) führen können. Hier empfiehlt sich das Abtrocknen zunächst mit einem sauberen Papier-Küchentuch. Keinesfalls dürfen zu-sätzlich noch Lösungsmittel wie Aceton, Tri, Alkohol o.ä. benutzt werden, da hier-durch mikrofeine Rückstände entstehen können, die wiederum die nachfolgende Beschichtung beeinträchtigen.

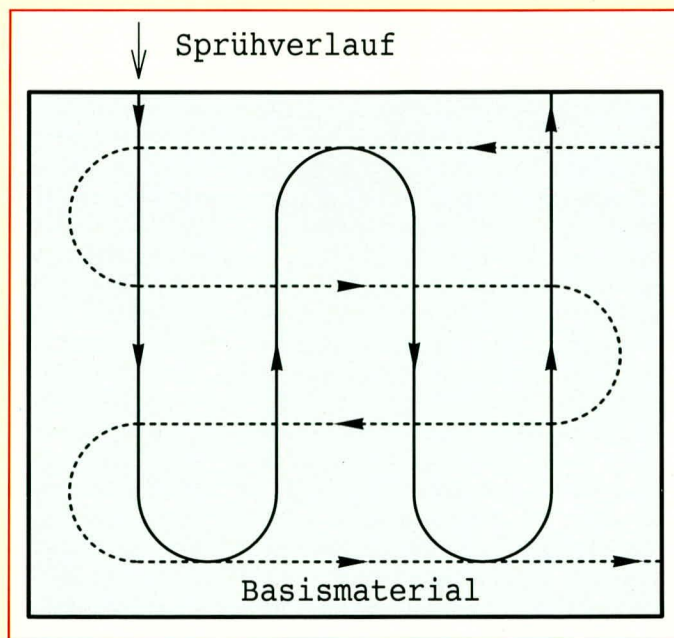
Die Beschichtung der Kupferschicht des Basismaterials mit dem Fotoresistlack sollte unmittelbar im Anschluß an die Reinigung und vollständige Trocknung des Basisma-terials vorgenommen werden. Dadurch vermeiden Sie Oberflächenverunreinigun-

gen, die durch Lagerung, Berührung und erneute Oxidation entstehen.

Obwohl das Arbeiten mit dem Fotoposi-tiv-Sprühlack „POSITIV 20“ relativ ein-fach ist, erfordert der Umgang mit der Sprühdose für diejenigen, die das erste Mal damit arbeiten, ein wenig Übung.

Das Besprühen kann bei normalem, ge-dämpftem Tageslicht erfolgen. Eine Dun-kelkammer ist nicht erforderlich. Da der Lack UV-lichtempfindlich ist, muß der Einfluß direkter Sonneneinstrahlung oder hellen Tageslichts auf jeden Fall vermie-den werden.

Eine staubfreie und gleichmäßige Be-schichtung ist Voraussetzung für eine ein-wandfreie und ätzfeste Kopie. Der Staub-freiheit kommt dabei eine ebenso wichtige Bedeutung zu wie der zuvor angesproche-nen sorgfältigen Reinigung. Jeder Fussel und jedes Härchen stellen potentielle Feh-lerquellen bei der später folgenden Belich-tung dar. Die Beschichtung sollte daher nicht zuletzt aufgrund der durch den Sprüh-vorgang erzeugten Luftwirbel in einem möglichst sauberen, staubfreien Raum geschehen. Der Fußboden ist dabei kein geeigneter Ort, da hier die Gefahr der Ein-



**Bild 11: Führung der Sprühdose während des Beschichtungsvorgangs von Basismaterial**

bringung von Staubpartikeln in die Fotoschicht besonders groß ist. Ein Tisch mit staubfreier Unterlage (z.B. mit Alufolie angelegt) stellt eine besonders geeignete Unterlage dar.

Beim Sprühvorgang für die Beschichtung liegt das Basismaterial mit der Kupferschicht nach oben leicht schräg bis waagrecht. Aus 20 cm Abstand wird nun gemäß Abbildung 11 zunächst im Zickzack-Kurs von links nach rechts und zurück eine Sprühschicht aufgebracht, um anschließend um 90°C gedreht, eine weitere Sprühschicht aufzubringen. Am besten wird ohne Unterbrechung gesprüht, wodurch sich eine gleichmäßige Lackschicht ergibt.

Sobald sich ein leichter Hammerschlag-effekt zeigt, kann der Sprühvorgang beendet werden. Nach kurzer Zeit verläuft der Lack dann zu einer gleichmäßigen, dünnen lichtempfindlichen Schicht.

Wird zu satt gesprüht, kommt es zu unerwünschter Randbildung und unterschiedlichen Schichtstärken, die wiederum eine längere Belichtungszeit erfordern und gegebenenfalls ein Ausbelichten unmöglich machen.

Bei extremen Sommertemperaturen muß allerdings etwas satter beschichtet und der Sprühabstand geringfügig verkürzt werden. Hierdurch wird eine verstärkte Lösungsmittelverdunstung kompensiert. Beachtet man dieses nicht, kann es zu einer uneinheitlichen Beschichtung kommen, weil der Lackverlauf durch zu rasche Trocknung gestört wird.

Sollen einige Leiterplatten auf Vorrat beschichtet werden, so sind die beschichteten Platten bis zur Belichtung absolut lichtgeschützt und kühl aufzubewahren.

Der Fotokopierlack selbst hat in der Sprühdose seine längste Haltbarkeit bei Kühlschranktemperatur von 8°C bis 12°C und hält so ca. ein Jahr.

Vor dem Aufsprühen muß der Lack unbedingt Zimmertemperatur annehmen, da es sonst zu „Stippenbildung“ kommen kann. Am besten wird die Spraydose fünf Stunden vor der Benutzung aus dem Kühlschrank entnommen.

Bei dem Fotokopierlack „POSITIV 20“ lassen sich aus der Farbe der Schicht Anhaltspunkte für die erzielte Schichtdicke entnehmen:

- 1 - 3 µm = hellgraublau
- 3 - 6 µm = dunkelgraublau (optimal)
- 6 - 8 µm = blau
- > 8 µm = dunkelblau

Bei Kupfer und anderen Gelbmetallen als Schichtträger wirkt die Farbe mehr oder minder grünlich. Der belichtete Lack erscheint im Tageslicht und nach der Belichtung immer sattblau.

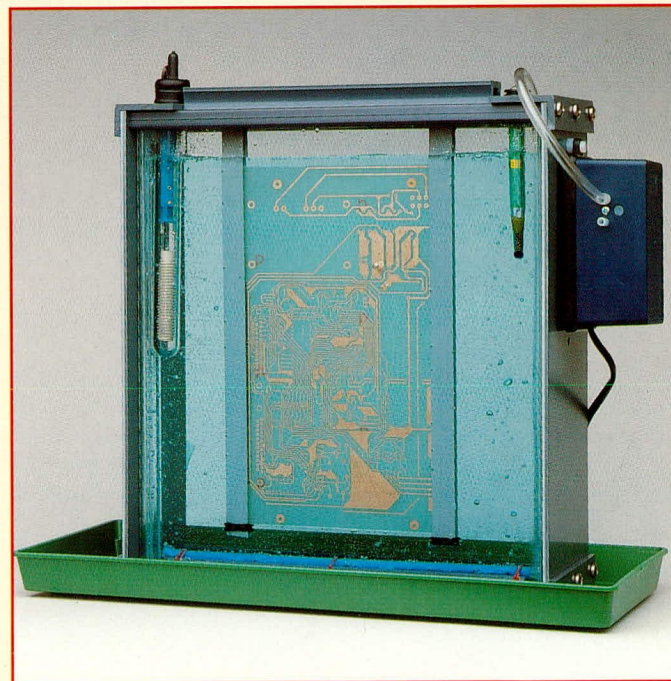
Um gute Ausbildungs- und Haften-schaften zu erzielen, muß die Fotolack-

schicht vor der Belichtung im Dunkeln getrocknet werden. Das kann im Trockenschrank, im Backofen mit Thermostatregelung oder durch Infrarotstrahlung (abgedunkelter Grill) erfolgen. Die Trocknungstemperatur sollte dabei +70°C nicht überschreiten.

Bitte setzen Sie die Platinen nicht sofort der Temperatur von 70°C aus, sondern trocknen Sie vor, indem das Trocknungsgerät erst nach Einlegen der Platine eingeschaltet und auf die endgültige Temperatur gebracht wird.

Wird zu schnell getrocknet, kann es zu einer oberflächlichen Hautbildung und zu einer unvollständigen Entfernung der Lösungsmittel aus der Lackschicht kommen. Dies muß auf alle Fälle vermieden werden, da der Fotokopierlack in flüssigem Zustand eine wesentlich geminderte Empfindlichkeit gegenüber UV-Licht besitzt.

Bitte berücksichtigen Sie auch, daß ein normaler Haushalts-Backofen im Bereich der Temperatur um 70°C häufig nur unzureichend regelt und deutliche Temperaturüberschinger aufweisen kann. In diesem Fall darf die Backofentemperatur erfahrungsgemäß nicht über 50°C eingestellt werden, um eine Temperatur von 70°C möglichst nicht zu überschreiten.



**Bild 12: Leiterplatten-Ätzmaschine. In der senkrecht stehenden Glasküvette ist das leicht bläuliche Ammoniumpersulfat-Ätzmittel zu sehen**

Der Grad der Lichtempfindlichkeit wächst mit zunehmendem Trocknungsgrad der Lackschicht an. Bei der angegebenen Temperatur von ca. 70°C beträgt die Trocknungszeit fünfzehn bis zwanzig Minuten. Eine Übertrocknung hingegen führt wiederum zu einer ansteigenden Belichtungszeit.

Nachdem wir uns mit dem Fotoverfahren einschließlich der eigenen Beschich-

tung von Basismaterial ausführlich befaßt haben, wenden wir uns im folgenden Kapitel dem Ansetzen von Ätzlösungen sowie dem Ätzvorgang selbst zu.

## 5. Ätzverfahren

Sobald die Kupferschicht der Leiterplatte das ätzfesteste Leiterbahnbild trägt, egal ob es aufgezeichnet oder nach dem Fotoverfahren hergestellt wurde, folgt das Herausätzen der nichtgeschützten Kupferflächen. Erst durch den Ätzvorgang wird das Leiterbahnbild in leitende Strukturen umgesetzt.

Für das Ätzen selbst stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung, von denen wir im vorliegenden Kapitel die wesentlichen für die Einzel- und Kleinserienherstellung geeigneten Verfahren nachfolgend auflisten und beschreiben:

### 5.1 Ammoniumpersulfat-Prozeß

Ammoniumpersulfat, dessen chemische Formel  $(\text{NH}_4)_2\text{S}_2\text{O}_8$  lautet, liegt als weiße, kristalline Substanz vor und wird in Wasser aufgelöst. Als Trockensubstanz ist das Kristallpulver gut lagerfähig, während die bereits angesetzte wässrige Lösung bei Feuchtigkeit nur begrenzt haltbar ist, da

ein Zersetzungsprozeß unter Sauerstoff- und Ozonbildung die Lösung zerfallen läßt.

Für den Ansatz der Ätzlösung gibt man 250 g Ammoniumpersulfat in einen Meßbecher und füllt unter Umrühren mit heißem Wasser auf ein Liter auf. Das Mischungsverhältnis beträgt demnach 25% Ammoniumpersulfat zu 75% Wasser, bezogen auf die Gewichtsangaben.

Die Auflösung des Kristallpulvers er-

folgt endotherm, d.h. die Lösung kühlt deutlich ab. Die optimale Ätztemperatur liegt bei 40°C, während unter 30°C kaum eine nennenswerte Ätzwirkung feststellbar ist. Keinesfalls darf die Temperatur jedoch über 60°C steigen, da schon ab 50°C die gebrauchte kupferhaltige Lösung instabil wird und zur Zersetzung neigt.

Da der eigentliche Ätzprozeß stark exotherm (!) verläuft, braucht für eine Beheizung während des Ätzvorgangs nicht gesorgt zu werden, da der Vorgang selbst hinreichend viel Wärme freisetzt. Eventuell ist sogar eine Kühlung notwendig.

Die Ätzdauer beträgt etwa zehn Minuten und ist sowohl von der zu ätzenden Fläche der Kupferschicht als auch von der Temperatur stark abhängig. Eine kontinuierliche leichte Bewegung des Ätzbades trägt zur Beschleunigung des Ätzvorgangs und für eine gleichmäßige Abtragung der Kupferschicht bei.

Die Ätzlösung bildet keinen Schaum und eignet sich daher nicht für Schaumätzanlagen. Gut geeignet ist sie für Küvetten, (Tauchätzbäder) und auch für Sprüh- bzw. Schleuderätzanlagen.

Die frische Ätzlösung ist farblos. Bei zunehmendem Kupfergehalt verfärbt sich das Bad immer stärker bläulich. Dabei bleibt die Lösung aber transparent, so daß der Ätzvorgang gut zu verfolgen ist.

Ein Liter Lösung reicht für die Aufnahme von 40 g Kupfer, entsprechend einer zu ätzenden Fläche von 0,2 m<sup>2</sup> bei mittlerem Deckungsgrad des Leiterbahnbildes.

### 5.2. Eisen-III-Chlorid-Prozeß

Die chemische Formel für Eisen-III-Chlorid lautet FeCl<sub>3</sub>. Es liegt in fester Form vor meist als schmutzig gelbe bis rotbraune Kugeln von 5 bis 10 mm Durchmesser. Da die Substanz deutlich hygroskopisch (wasseranziehend) ist, muß die Lagerung daher im luftdichtverschlossenen Behälter erfolgen. Sowohl die Trockensubstanz als auch die angesetzte wässrige Lösung sind gut lagerfähig.

Die Eisen-III-Chlorid-Substanz wird in

Wasser bis zur Sättigung aufgelöst. Dabei entsteht eine goldgelbe Färbung. Der Sättigungsgrad ist erreicht, wenn zugesetztes Eisen-III-Chlorid sich nicht mehr auflöst, sondern am Boden absetzt.

Diese zum Ätzen günstige Konzentration liegt bei ca. 50 % Eisen-III-Chlorid und 50% Wasser. Hierzu geben Sie 500 g Eisen-III-Chlorid in einen Meßbecher und füllen unter Umrühren mit handwarmem Wasser auf ein Liter auf. Damit ist die Lösung bereits gebrauchsfertig, kann jedoch unter weiterer geringfügiger Zugabe von Eisen-III-Chlorid-Kügelchen bis zur Sättigung aufgefüllt werden, sofern der Sättigungsgrad bisher noch nicht ganz erreicht wurde.

Bemerkenswert ist die Tatsache, daß bereits bei Zimmertemperatur ohne Erwärmung der Ätzvorgang durchführbar ist. Eine Temperaturerhöhung beschleunigt den Kupferabtrag erheblich.

In der Praxis arbeitet man u. a. bei Raumtemperatur, da hier keinerlei zusätzliche Erwärmung erforderlich ist. Die Ätzdauer beträgt 30 bis 60 Minuten. Alternativ bietet sich die Erwärmung auf etwas 50°C an. Hierdurch reduziert sich die Ätzdauer auf wenige Minuten.

Grundsätzlich sollte auch beim Ätzen mit Eisen-III-Chlorid eine leichte Bewegung des Bades vorgenommen werden, um einen gleichmäßigen Kupferabtrag zu erreichen.

Im Anschluß an den Ätzvorgang spült man unter fließendem Wasser die Platine ab. Säurereste werden in einem Seifenbad neutralisiert.

Eine weitere Eigenschaft der Eisen-III-Chlorid-Lösung ist ihre natürliche Schaumbildung, weshalb sie sich bevorzugt auch für Schaumätzanlagen eignet.

Wegen seiner guten Beständigkeit bietet sich Eisen-III-Chlorid als Ätzmittel immer dann an, wenn nur gelegentlich Platinen zu ätzen sind, wobei nicht ganz die Qualität anderer Ätzmittel in bezug auf Konturschärfe und Unterätzung erreicht wird. In den meisten Fällen, selbst im industriellen

Prototypenbau, ist dies jedoch praktisch ohne Bedeutung und Eisen-III-Chlorid wird in weiten Bereichen eingesetzt.

Die Ergiebigkeit von Eisen-III-Chlorid liegt ähnlich wie bei Ammoniumpersulfat im Bereich von 40 g Kupfer pro Liter, wobei unter Einschränkung der Geschwindigkeit eine Ausnutzung bis zu 60 g Kupfer pro Liter möglich ist.

### 5.3 Salzsäureätzung

In der industriellen Serienfertigung wird häufig der Salzsäureprozeß für den Ätzvorgang eingesetzt. Die Vorteile des Verfahrens liegen in den relativ geringen Kosten und der hohen Ätzgeschwindigkeit. Das Verfahren ist auch für Einzelfertigungen gut geeignet und empfehlenswert. Jedoch Achtung: Aufgrund der außerordentlichen Gefährlichkeit der verwendeten Einzel-Chemikalien sowie des fertigen Ätzmittels sollte das Verfahren der Salzsäureätzung ausschließlich von Fachkräften eingesetzt werden, die aufgrund ihrer Ausbildung mit dem Umgang entsprechender Chemikalien vertraut sind.

Die frische Ätzlösung ist ähnlich wie beim Ammoniumpersulfat klar und farblos. Mit zunehmendem Kupfergehalt wechselt die Farbe ins Grünliche bis hin zu Blaugrün. Da niemals Bodensatz entsteht, lassen sich alle Gefäße gut reinigen.

Für die Herstellung von einzelnen Leiterplatten und Kleinserien eignet sich der Einsatz der Salzsäureätzung bevorzugt in Küvetten, während in der Industrie vor allem Durchlaufanlagen Einsatz finden.

Bei der Herstellung der Ätzlösung ist sorgsamer Umgang mit den Chemikalien erforderlich, insbesondere mit dem Wasserstoffperoxid. Zur Herstellung der Ätzlösung gehen Sie wie folgt vor:

Für 1 Liter Ätzlösung sind folgende Flüssigkeiten miteinander zu mischen:

- 1.) 770 ml Wasser werden mit einer Temperatur von 40°C in einen Meßbecher gegeben.
- 2.) 200 ml konzentrierter Salzsäure HCL (ca. 35 %ig) werden dem Wasser hinzugegeben.
- 3.) 30 ml konzentriertes Wasserstoffperoxid H<sub>2</sub>O<sub>2</sub> (ca. 30%ig) werden dem so entstandenen Gemisch hinzugegeben.

Die angesetzte Mischung riecht etwas stechend und entwickelt leichte Dämpfe, weshalb beim Einsatz der Salzsäureätzung ständig gut durchzulüften ist. Die Substanz verätzt Kleidung. Bei Hautkontakt muß man sofort mit reichlich Wasser abwaschen.

Beim Ansatz der Mischung sind die üblichen Vorsichtsmaßnahmen für den Umgang mit Säuren zu beachten, d.h. unter anderem Schutzbrille und Gummihandschuhe tragen.

Während die drei Komponenten in der



**Bild 13 zeigt die Zusammenstellung von Materialien für die Eisen-III-Chlorid-Ätzung: Kunststoffschalen, Eisen-III-Chlorid im Beutel, Entwickler, Basismaterial, Lötlack.**

angegebenen Reihenfolge unter Umrühren mit einem Glasstab langsam miteinander vermischt werden, ist unbedingt darauf zu achten, daß die aus der Chemie bekannte Regel „erst das Wasser, dann die Säure“ sorgfältig beachtet wird. Immer gibt man eine kleinere Menge Säure zu einer größeren Wassermenge! Ansonsten könnte es durch die große Hitzeentwicklung zu gefährlichen Säurespritzern kommen.

Wenn als letztes das Wasserstoffperoxid (auch als Wasserstoffsuperoxid bezeichnet) ebenfalls unter Umrühren zu dem Wasser-Säure-Gemisch gegeben wird, empfiehlt es sich, nicht gleich die ganze Menge hineinzugeben, da es sonst zu lokalen hohen Konzentrationen kommen könnte, woraufhin eine Chlorgasentwicklung einsetzen würde. Also auch hier: langsam und sorgsam unter kontinuierlichem Umrühren die Flüssigkeiten miteinander vermischen.

Nun ist das Ätzbad gebrauchsfertig. Die günstigste Ätztemperatur beträgt 40°C, wobei die Ätzdauer stark abhängig von der Bewegung und der Temperatur ist..

Die Platine wird über ätzfeste Kunststoffschüre oder Tesafilm-Streifen in das Ätzbad getaucht.

Bemerkenswert ist auch bei der Salzsäureätzung, daß bereits im Raumtemperaturbereich ein gutes Ätzergebnis möglich ist. Die Ätzdauer liegt dann bei 10 bis 15 Minuten. Eine Erwärmung beschleunigt die Reaktion deutlich, wobei man darauf achten muß, daß keinesfalls 50°C überschritten werden.

An dieser Stelle wollen wir die Nachteile der ansonsten empfehlenswerten Salzsäureätzung beschreiben. Als wichtiges Kriterium ist hierbei die Unbeständigkeit der Ätzlösung zu nennen, die innerhalb von Tagen chemisch zerfällt. Beim Einsatz in industriellen Großanlagen spielt dies jedoch eine untergeordnete Rolle, da die Lösung automatisch überwacht und dosiert wird, wodurch die optimale Badzusammensetzung erhalten bleibt.

Bei der Herstellung von einzelnen Platinen bzw. kleinen Serien empfiehlt es sich, die Ätzlösung immer wieder neu anzusetzen und sofort zu nutzen. Die Beurteilung eines gebrauchten Ätzbades erfordert viel Erfahrung. Bei einwandfrei dosiertem Bad färbt sich blankes Kupfer innerhalb weniger Sekunden nach dem Eintauchen deutlich rotbraun bis dunkelbraun (nicht nur rötlich). Bleibt die Färbung aus, stimmt etwas nicht und das Ätzmittel arbeitet erheblich zu langsam oder überhaupt nicht.

In den meisten Fällen muß bei ausbleibender Färbung der Platine etwas Wasser-

stoffperoxid zugegeben werden. Eine Blasenbildung hingegen signalisiert einen Überschuß an  $H_2O_2$ , der ebenfalls zum Abbruch der Reaktion führt. Abhilfe schafft dann das Zugießen von Wasser und Salzsäure.

Diese etwas kritischen Dosierungen sollte man möglichst jedoch vermeiden, indem man grundsätzlich unmittelbar vor dem Ätzvorgang ein frisches Bad ansetzt.

Ein Liter der recht preiswerten Ätzlösung ist außerordentlich ergiebig und reicht für die Aufnahme von rund 120 g Kupfer, entsprechend einer zu ätzenden Fläche von 0,6 m<sup>2</sup> bei mittlerem Deckungsgrad des Leiterbahnbildes. Dies entspricht

---

## Ätzverfahren zur schnellen Herstellung von Leiterplatten

---

dem 2- bis 3fachen (!) der Ergiebigkeit von Ammoniumpersulfat oder Eisen-III-Chlorid.

Auf eine ganz wesentliche Gefahr mit dem Salzsäuregemisch sei an dieser Stelle noch hingewiesen:

Da das Ätzbad generell geringe Gas-mengen entwickelt, darf die Lösung auf gar keinen Fall in dicht verschlossenen Flaschen aufbewahrt werden, da sich ein großer Überdruck bilden würde, der zum explosionsartigen Zerplatzen der Flaschen führen könnte. Die Aufbewahrung der fertigen Lösung sollte daher möglichst unterbleiben und nur notfalls vorgenommen werden, dann jedoch in dunklen, **nicht** luftdicht verschlossenen säurebeständigen Flaschen.

---

### 5.4 Entschichten

Nach dem Ätzvorgang werden die Leiterbahnen von den Resten der Zeichnung bzw. der Fotoschicht befreit. Dies ist mit organischen Lösungsmitteln wie z.B. Aceton auf einfache Weise möglich.

Sie können die Fotoschicht auch mit dem gleichen Scheuermittel entfernen, mit dem die Kupferschicht vor dem Einsprühen mit Fotolack gereinigt wurde. Dieser Vorgang ist jedoch etwas mühseliger, liefert jedoch eine optimal gereinigte Leiterplatte.

Darüber hinaus ist die Entfernung der Fotoschicht mit Hilfe der Entwicklerlösung möglich, wobei Sie zuvor die komplette Leiterplatte ausreichend lange nachbelichten, damit im Anschluß die Fotoschicht von der Natronlauge (Entwicklerlösung) aufgelöst wird.

Im industriellen Bereich erfolgt anschließend die Bedruckung mit Lötstopplack und /oder das Verzinnen. Im Einzelstückbereich empfiehlt es sich, entweder die Plati-

ne unmittelbar zu bestücken und die Bauelemente zu verlöten oder zuvor einen Lötack zum Schutz vor Oxidation aufzubringen.

---

### 5.5 Entsorgung von Ätzmitteln

Die hier vorgestellten Ätzverfahren basierend auf Ammoniumpersulfat, Eisen-III-Chlorid oder Salzsäureätzung erfordern Ätzlösungen, die sowohl in frischer als auch verbrauchter Form als Sondermüll einzustufen sind.

Aufgrund der zur Drucklegung des Artikels im Oktober 1993 geltenden Gesetzeslage dürfen diese Lösungen auf gar keinen Fall, auch nicht in verdünnter Form, in das städtische Abwasserkanaalsystem eingeleitet werden.

Entsprechende Chemikalien müssen als Sondermüll behandelt und bei den Schadstoff-

sammelstellen des jeweiligen Landkreises abgegeben werden. Die Adresse ist beim Umweltamt zu erfahren.

---

### 5.6 Sicherheitshinweise

Für die Anfertigung einzelner Leiterplatten als auch für die Kleinserienfertigung wird der Ätzvorgang in Kunststoff-Schalen oder Küvetten vorgenommen, die entsprechend ätzfest sind. Diese müssen auf einer ebenen, festen Unterlage stehen, damit auch beim leichten Bewegen keine Flüssigkeit verschüttet werden kann.

Auf jeder Flasche muß deutlich lesbar der Inhalt vermerkt sein mit Beschaffungsdatum und Totenkopf-Symbol (erhältlich in Haushalts- und Autozubehörläden). Keinesfalls dürfen diese hochgiftigen und lebensgefährlichen Flüssigkeiten in Behältnissen aus dem täglichen Gebrauch eingefüllt werden (auf keinen Fall Sprudel-, Bier- oder Milchflaschen verwenden). Günstig sind spezielle, entsprechend ätzfeste Kunststoff-Flaschen, da bei Glasflaschen Bruchgefahr besteht.

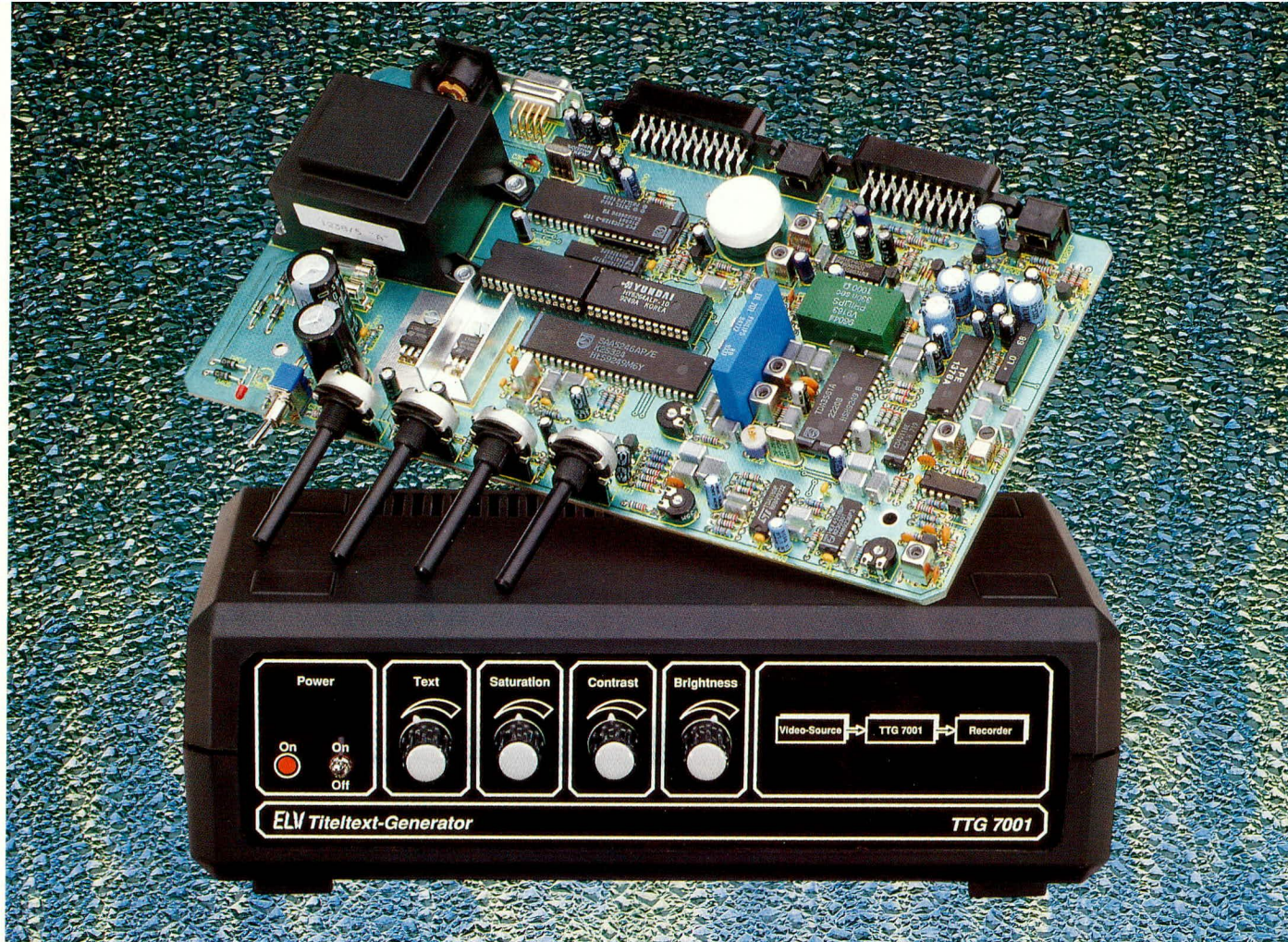
Ferner ist zu empfehlen, in den Flaschenverschluß ein winziges, jedoch ausreichendes Loch zu stechen, damit sich in der Flasche keinesfalls ein Überdruck aufbauen kann.

Chemikalien-Flaschen sind an dunklen, kühlen und verschließbaren Orten zu lagern und müssen für Kinder unerreichbar sein.

Beim Arbeiten mit Chemikalien ist unbedingt eine Schutzbrille zu tragen, ebenso müssen Schutzhandschuhe und Schutzkleidung benutzt werden.

Im fünften Teil dieser Artikelserie kommen wir zum Bohren der Leiterplatten, gefolgt von der Beschreibung von Hilfsmitteln zur Erstellung von durchkontaktierten Leiterplatten.

ELV



# Video-Titeltext-Generator

*Die Beschreibung des Sandcastle-Generators sowie der Video-Signalverarbeitung schließt die Vorstellung der Schaltungstechnik des TTG 7001 ab.*

## Sandcastle-Generator (Bild 4)

In Abbildung 4 ist der Schaltungsteil zur Erzeugung des Super-Sandcastle-Signals, welches u. a. zur Burst-Austastung im PAL-Decoder benötigt wird, zu sehen. Dieser Schaltungsteil wurde mit dem IC des Typs TDA 1180 P der Firma Thomsen realisiert.

Das zur Synchronimpulsaufbereitung konzipierte IC dient in unserer Schaltung ausschließlich zur Erzeugung des im PAL-Decoder benötigten Super-Sandcastle-Impulses.

Das vom PAL-Encoder kommende BAS-Signal gelangt zunächst auf eine mit C 100, C 101, D 100 und dem Spannungsteiler R 100, R 101 aufgebaute Klemmstufe. Durch diese Schaltungsmaßnahme wird der Sync-Boden auf einen definierten Gleichspannungspegel gelegt, so daß sich Amplitudenschwankungen und Pegelsprünge innerhalb des Videosignals nicht mehr negativ auswirken können.

Gleichzeitig gelangt das BAS-Signal auf die Basis des Transistors T 100, der eine durch das Verhältnis der Widerstände R 102 zu R 103 bestimmte Verstärkung vornimmt. Über die RC-Kombination R 104, C 104 und R 105, C 105 gelangt dann das BAS-Signal auf 2 getrennte, chip-interne

Sync-Separatoren zur Abtrennung der Synchronimpulse vom Videosignal.

Ein zum Eingangssignal synchrones, zeilenfrequentes Taktsignal steht an Pin 3 des Chips an und steuert den positiven Eingang des monostabilen Multivibrators IC 101 A. Das Mono-Flop dient zur Simulation des 12 µs langen, mit R 117 einstellbaren Zeilenrückschlagimpulses. Der simulierte Zeilenrückschlagimpuls wird über R 109 dem Sync-IC wieder zugeführt.

Ein an Pin 10 des TDA 1180P anstehendes, vertikal frequentes Signal dient zum Triggern der monostabilen Kippstufe IC 101 B. Dieses Mono-Flop erzeugt ein mit R 119 und C 114 auf ca. 1,2 ms festgelegtes vertikales Austastsignal. Der Austastimpuls wird über R 108 mit dem vom Sync-IC kommenden horizontalen Austastimpuls sowie dem vom selben Anschluß (Pin 7) kommenden Burst-Tastimpuls zusammengeführt.

Dieses als Super-Sandcastle-Impuls bezeichnete Signal wird dem PAL-Decoder (Abbildung 5, IC 201) an Pin 8 zugeführt. Im PAL-Decoder werden dann wieder mit Hilfe unterschiedlicher Pegeldetektoren die notwendigen Steuersignale, wie z. B. das Signal zur Burst-Austastung, gewonnen.

Die Freilauffrequenz des integrierten Zeilenoszillators wird mit Hilfe der externen Beschaltung an den Pins 14 und 15 festgelegt und ist mit R 115 einstellbar. Die Einstellung ist im übrigen recht unkritisch, da der Fangbereich der integrierten PLL-Schaltung ca. +/- 700 Hz beträgt.

## Videosignalverarbeitung (Bild 5)

Die gesamte Videosignalverarbeitung inklusive Mischstufe ist in Abbildung 5 zu sehen.

Wir beginnen die Beschreibung des analogen Schaltungsteils mit der Zuführung des FBAS-Videosignals an eine der beiden hierfür vorgesehenen Buchsen. Während an der 4poligen Mini-DIN-Buchse das BAS- und das Chroma-Signal bereits getrennt zugeführt werden, erfolgt beim FBAS-Signal das Aufsplitten in seine Komponenten F (Farbe) und BAS (Helligkeit) in der nachfolgenden Filterstufe.

Das an der 21poligen Scart-Buchse eingespeiste FBAS-Videosignal wird mit 75 Ω abgeschlossen (R 209) und dann in 2 Signalfade aufgesplittet.

Wir betrachten zunächst den BAS-Signalweg und wenden uns anschließend dem Farbzweig zu.

Das Eingangssignal gelangt zuerst auf die mit L 201 und C 204 aufgebaute Farbträgerfalle (Parallelschwingkreis), worauf der mit R 207 bedämpfte Saugkreis, bestehend aus L 200 und C 203, eine weitere Absenkung der farbträgerfrequenten Signalanteile vornimmt. Das vom Farbartsignal befreite Signal (BAS) wird über C 202 auf den Eingang (Pin 3) des CMOS-Analog-Schalters IC 200 gekoppelt.

Während beim FBAS-Betrieb dieses Signal zum Ausgang (Pin 4) durchgeschaltet wird, erfolgt bei Y/C-Betrieb (S-VHS, Hi 8) die Selektion des bereits an Pin 5 des CMOS-Schalters getrennt zur Verfügung stehenden BAS-Signals.

Das jeweils selektierte BAS-Signal mit der Helligkeitsinformation und den Synchronimpulsen wird über den Koppelkondensator C 205 sowie dem zur Impedanzanpassung dienenden Widerstand R 213 der Y-Verzögerungsleitung VZ 200 zugeführt.

Laufzeitunterschiede zwischen Farb- und Y-Signal, die durch eine Bandbreiteneinengung im Farbkanal entstehen und in einer Größenordnung von ca. 330 ns liegen, werden mit Hilfe der Verzögerungsleitung VZ 200 ausgeglichen. Die Eingangs- und Ausgangsimpedanz der Verzögerungsleitung beträgt 1 k $\Omega$ , so daß ein entsprechender Abschluß mit R 214 erfolgen muß.

Das aufgrund der Leitungsanpassung der Verzögerungsleitung nur noch mit halber Signalamplitude zur Verfügung stehende

Videosignal wird über den, zur galvanischen Entkopplung dienenden Kondensator C 218 dem PAL-Decoderbaustein des Typs TDA3561A an Pin 10 zugeführt.

Nach der Erläuterung des BAS-Signalweges kommen wir nun zum Farbzweig. Je nach Betriebsart (FBAS oder Y/C) wird entweder das von der Scart-Buchse kommende FBAS-Signal oder das bereits getrennt bereitstehende Farbartsignal (F) gleichspannungsentkoppelt zum Ausgang des CMOS-Schalters IC 200 B durchgeschaltet.

Um alle Spektralanteile, die außerhalb der Farbträgerfrequenz liegen, auszufiltern, wird anschließend das selektierte Signal über den Kondensator C 209 auf den mit L 202, C 210 und Bedämpfungswiderstand R 216 realisierten Parallelschwingkreis gegeben. Hierbei fällt auf, daß auch das bereits getrennt zur Verfügung stehende Farbartsignal des Y/C-Signals den Farbartsignalfilter durchläuft. Diese Schaltungsmaßnahme ist durchaus sinnvoll, da auch bei Y/C-Betrieb keine Laufzeitunterschiede zwischen Helligkeit und Farbartsignal zustande kommen dürfen. Das Durchlaufen des Farbartsignalfilters führt auch beim Y/C-Betrieb zu keinerlei Qualitätseinbußen.

Der in Bild 3 dargestellte hochintegrierte Video-Text-Chip erhält vom Ausgang des CMOS-Schalters IC 200 C (Pin 14) je nach selektierter Signalquelle entweder das BAS oder das FBAS-Signal zur internen Synchronisation.

Als nächstes wollen wir uns nun mit der oben links im Schaltbild dargestellten, automatischen Eingangs-Signalquellenumschaltung befassen. Als Umschaltkriterium wird die BAS-Komponente des an der S-VHS- bzw. Hi 8-Eingangsbuchse zugeführten Videosignals herangezogen. Dieses Signal gelangt über die RC-Kombination R 206, C 201 auf die mit T 200, T 201 und Zusatzbeschaltung aufgebaute „Amplitudensiebschaltung“ zur S-VHS-/Hi 8-Signalerkennung. Sobald am Y/C-Eingang ein Eingangssignal detektiert wird, werden die Synchronimpulse des Komponentensignals abgetrennt und stehen am Kollektor des Transistors T 201 an. Über die Diode D 201 wird nun der Kondensator C 200, dessen Ladezeitkonstante mit R 205 festgelegt ist, entladen, so daß bei Y/C-Betrieb die Schalteingänge (Pin 9-11) des IC 200 auf Low-Potential gezogen werden.

### PAL-Decoder (Bild 5)

Das Herzstück des analogen Schaltungsteils bildet der mit IC 201 und externer Beschaltung aufgebaute Single-Chip-PAL-Decoder des Typs TDA 3561A. Dieser Schaltungsteil nimmt die Decodierung der in Quadraturmodulation vorliegenden Farbinformation (Farbton und Farbsättigung) in die RGB-Anteile vor. Zur Signalverarbeitung benötigt der Baustein neben dem Chroma- und Y-Signal noch den Super-Sandcastle-Impuls, der an Pin 8 zugeführt wird.

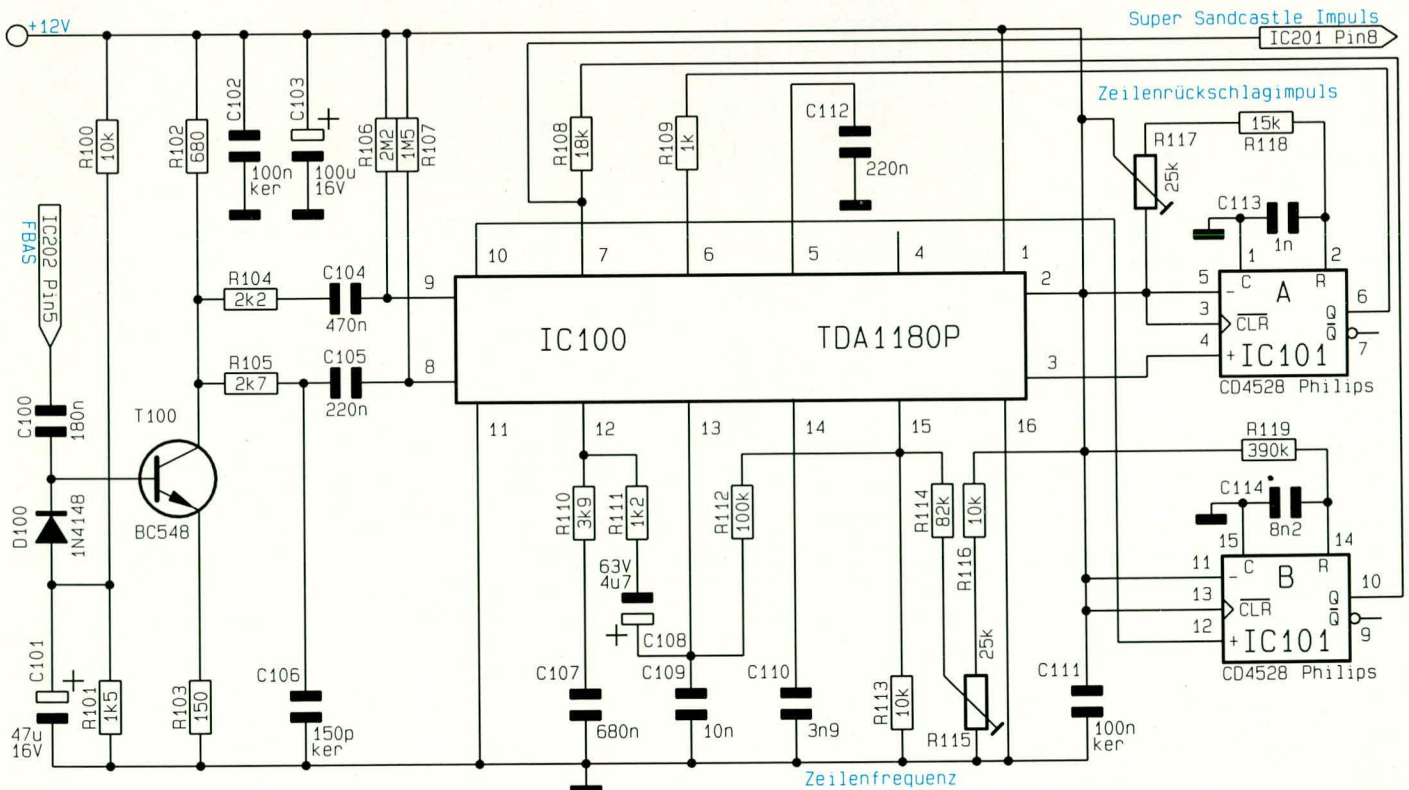
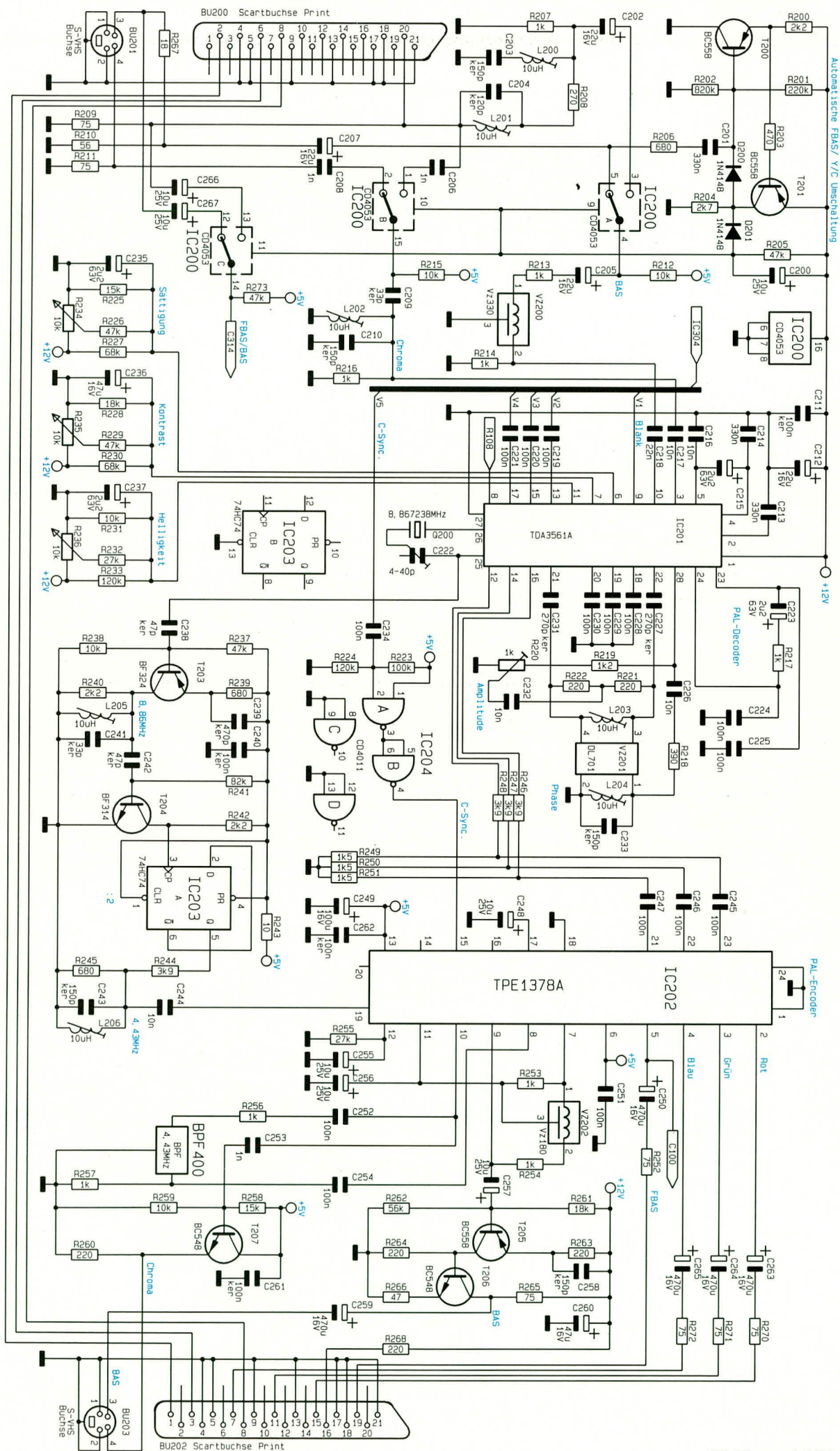


Bild 4: Super-Sandcastle-Generator des TTG 7001

Bild 5:  
Videosal-  
Verarbei-  
tung des  
TTG 7001  
mit PAL-  
Decoder,  
PAL-  
Encoder  
und  
Farbtrager-  
Aufberei-  
tung





Damit die Demodulation der in Quadraturmodulation vorliegenden Farbinformation (Farbton und Farbsättigung) möglich ist, muß der senderseitig unterdrückte Farbträger neu generiert werden. Diese Aufgabe übernimmt der chip-interne Referenzregleroszillator, der wiederum durch den aus 10 bis 12 Schwingungen bestehenden Burst synchronisiert wird. Extern wird der Referenzträgeroszillator lediglich mit einem 8,86 MHz-Quarz (doppelte Farbträgerfrequenz) und der zum Abgleich erforderlichen „Zieh-Kapazität“ (C 222) beschaltet.

Beim PAL-Verfahren wird bei der Demodulation das Farbartsignal F in die beiden trägerfrequenten Farbartsignalanteile  $+/-F_{R-Y}$  und  $F_{B-Y}$  aufgesplittet. In einem sogenannten Laufzeitdecoder, aufgebaut mit der Glasverzögerungsleitung VZ 201, wird durch Subtraktion bzw. Addition des unverzögerten und des um eine Zeilenperiode verzögerten Farbartsignals die Aufspaltung vorgenommen. Mit Hilfe des Trimmers R 220 sowie dem Ferritkern der Spule L 203, L 204 können die Amplitudenverhältnisse des unverzögerten und des verzögerten Signals bzw. die Phasenlage exakt abgeglichen werden.

Die vom digitalen Schaltungsteil (Abbildung 3) kommenden RGB-Signale des eingblendeten Textes werden über die Koppelkondensatoren C 219 bis C 221 den Bausteinen an den Pins 13, 15 und 17 zugeführt. Gleichzeitig erhält der PAL-Decoder an Pin 9 das, ebenfalls vom digitalen Schaltungsteil kommende, schnelle Umschaltensignal zum Einblenden des an den RGB-Eingängen zugeführten Textes in das an Pin 10 und Pin 3 zugeführte Videosignal.

Ausgangsseitig steht dann an den Pins 12, 14 und 16 das Mischprodukt, bestehend aus dem Videosignal mit dem als RGB-Signal eingblendeten Text, zur Verfügung.

Die Bildhelligkeits-, Farbsättigungs- und Kontrasteinstellung wird über integrierte elektronische Potentiometer vorgenommen, die an den Pins 6, 7 und 11 mit einer entsprechenden Steuergleichspannung beaufschlagt werden. Zur Einstellung dienen die auf der Frontplatte angeordneten Potis R 234 bis R 236, wobei die optimalen Einstellbereiche durch die Widerstände R 225 bis R 233 festgelegt sind. Während die Kontrast- und Sättigungseinstellung nur für das Videosignal wirksam ist, beeinflusst die Helligkeitseinstellung auch das eingblendete RGB- (Text-) Signal.

Doch kehren wir nun wieder zu den

RGB-Ausgängen des Chips zurück. Die Signale werden jeweils über einen Spannungsteiler in der Amplitude angepaßt (R 246 bis R 251) und über die Kondensatoren C 245 bis C 247 zur galvanischen Entkopplung dem PAL-Encoder an den Pins 21 bis 23 zugeführt.

### Encoder (Bild 5)

Der PAL-Encoder ist mit dem bewährten Baustein TPE1378A realisiert, der auch bereits in vielen ELV-Videoschaltungen eingesetzt wurde. Das RGB-Signal steht am Ausgang des Encoders (Pin 2-4) gepuffert und verstärkt zur Verfügung und wird über die Koppelkondensatoren C 263-C 265 sowie die zur Impedanzanpassung dienenden Widerstände R 270-R 272 an der Scart-Buchse BU 202 an den Pins 7, 11 und 15 ausgekoppelt.

Die Hauptaufgabe des Encoders besteht darin, aus den RGB-Anteilen wieder ein komplettes FBAS-Signal zusammenzusetzen. Des Weiteren besteht die Möglichkeit,

Signal auf den Eingang (Pin 19) des TPE1378A gekoppelt, wobei der auf 4,43 MHz abgestimmte Parallelschwingkreis C 243, L 206 für eine sinusförmige Spannungsform sorgt.

Um wieder ein komplettes FBAS-Signal ausgeben zu können, sind zusätzlich noch die Synchronimpulse erforderlich, die dem Encoder an Pin 15 zugeführt werden. Das vom digitalen Schaltungsteil mit einer Signalamplitude von ca. 300 mV kommende Composite-Sync-Signal wird über den Kondensator C 234 auf Pin 2 des Gatters IC 204 A gekoppelt, der mit Hilfe des Spannungsteilers R 223, R 224 im linearen Betrieb arbeitet. Ausgangsseitig steht dann das Signal mit ausreichendem Pegel zur Verfügung, das allerdings mit Hilfe des Gatters IC 204 B nochmals invertiert werden muß.

Da durch den 4,43 MHz-Bandpaßfilter die Übertragungsbandbreite im Farbkanal auf ca. 1 MHz eingengt wird, muß die hierdurch entstehende Gruppenlaufzeit von

ca. 180 ns mit einer entsprechenden Laufzeitleitung (VZ 202) im Y-Signalzweig wieder ausgeglichen werden. Zur

---

### *Automatischer Funktionsablauf mit einstellbarer Zeitspanne erlaubt Vor- oder Nachspann auf Tastendruck*

---

die Komponentensignale BAS (Bild, Austast, Synchronisier) und F (Chroma) getrennt zu entnehmen.

Wie bereits erwähnt, erhält der Encoder-Chip an den Pins 21 bis 23 das RGB-Mischprodukt, bestehend aus Videosignal mit eingblendetem Text. Weiterhin benötigt der Chip zur Signalgenerierung ein Farbträgersignal, das entweder mit dem internen 4,43 MHz-Oszillator erzeugt wird oder extern eingespeist werden kann. Da die externe Zuführung, besonders in puncto Störbeeinflussung, Vorteile bietet, wird in unserer Schaltung die Farbträgerfrequenz synchron zum Referenzträgeroszillatorsignal des PAL-Decoders zugeführt.

Die an Pin 25 des TDA 3561A anliegende Frequenz von 8,86 MHz (doppelte Farbträgerfrequenz) wird über C 238 auf die Basis des PNP-HF-Transistors T 203 gekoppelt und an dessen Kollektor verstärkt entnommen. Im Kollektorkreis befindet sich ein auf diese Frequenz abgestimmter Parallelschwingkreis (L 205, C 241), so daß außerhalb dieser Frequenz liegende Störanteile weitestgehend unterdrückt werden.

Dieses Signal wird nun auf die zweite als Schalter arbeitende Stufe gekoppelt. Am Kollektor liegt dann das Signal mit TTL-Pegel an. Dieses Signal wird wiederum auf den Clock-Eingang des D-Flip-Flops IC 203 geführt, wo eine Teilung durch 2 erfolgt. Über den Spannungsteiler R 244, R 245 und den Kondensator C 244 wird das

Vermeidung von Signalreflexionen sind auch hier entsprechende Widerstände zur Impedanzanpassung erforderlich (R 253, R 254).

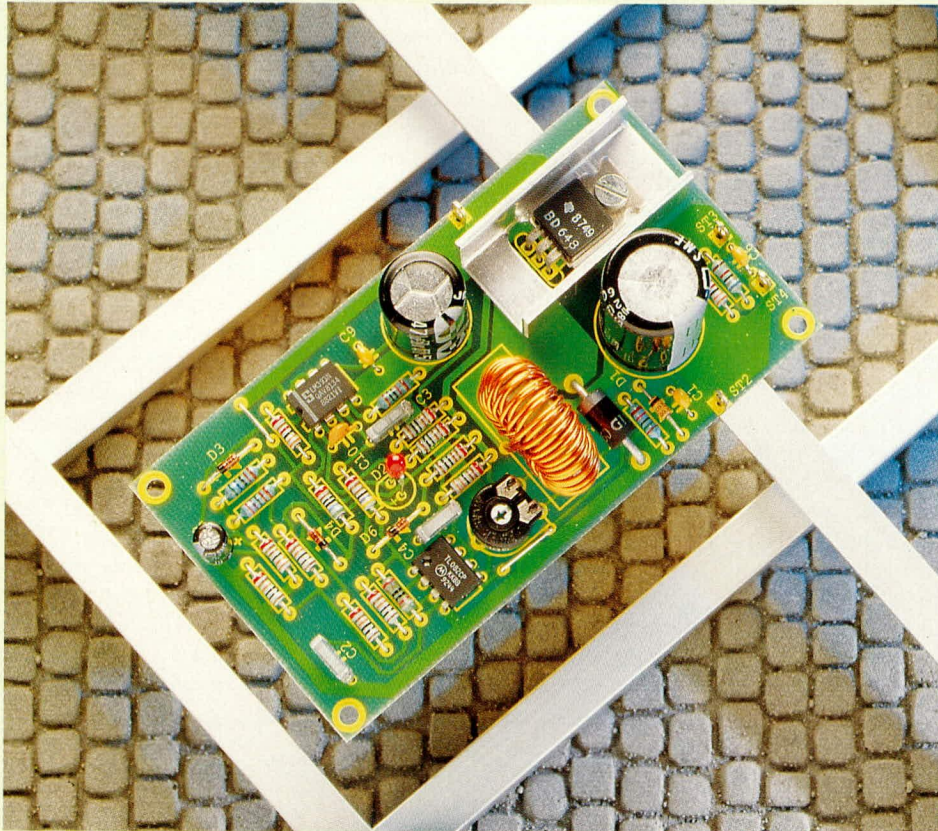
Jetzt kehren wir wieder zum Ausgang des Encoders zurück. Das an Pin 5 anstehende FBAS-Signal wird über C 250 und den zur Leistungsanpassung dienenden Widerstand R 252 (75  $\Omega$ ) an Pin 19 der Scart-Buchse BU 202 ausgekoppelt.

Zur Versorgung der Mini-DIN-Buchse BU 203 (S-VHS, Hi 8) mit dem Helligkeitssignal dient der mit T 205, T 206 und externer Beschaltung realisierte 2stufige Verstärker. Gleichzeitig wird hier eine Frequenzganglinearisierung für das BAS-Signal vorgenommen.

Während der Arbeitspunkt des gesamten Verstärkers durch den Spannungsteiler R 261, R 262 festgelegt ist, bestimmen die Verhältnisse der Widerstände R 263 zu R 264 und R 265 zu R 266 die Verstärkung. Dabei muß natürlich bedacht werden, daß die Last von 75  $\Omega$  signalmäßig parallel zu R 265 liegt.

Das an Pin 10 des TPE 1378A anstehende Farbartsignal wird über C 253 auf die Basis des Treibertransistors T 207 gekoppelt, an dessen Emitter stromverstärkt entnommen und der Mini-DIN-Buchse an Pin 4 zugeführt.

Damit ist die Schaltungsbeschreibung abgeschlossen, und wir wenden uns im dritten Teil dieses Artikels dem Nachbau, der Inbetriebnahme und dem Abgleich zu. **ELV**



# DC-DC-Wandler

***DC-DC-Wandler werden heute vielfach zur Stromversorgung elektronischer Komponenten eingesetzt. Der vorliegende Artikel beschreibt verschiedene Schaltungsvarianten und stellt eine erprobte Schaltung vor.***

## Allgemeines

Hinter dem Oberbegriff DC-DC-Wandler können sich recht unterschiedliche Schaltungen verbergen, da die Funktion einer Wandlung von Gleichspannungen auf recht verschiedene Weise durchführbar ist.

Im weitesten Sinne kann z.B. auch der verbreitete Spannungsregler 78xx zu den DC-DC-Wandlern zählen. Ja selbst ein Widerstandsteiler kann die Funktion einer DC-DC-Wandlung übernehmen, denn auch damit ist es möglich, aus z.B. 12 V eine im Prinzip beliebige Spannung im Bereich von 0-12 V zu erzeugen.

Nun ist mit DC-DC-Wandlung aber nicht allein das „Herunterteilen“ einer zuvor hohen DC-Spannung in eine kleinere Ausgangsspannung gemeint, sondern auch das „Hochtransformieren“, d.h. aus einer kleinen Eingangsspannung wird eine höhere Ausgangsspannung generiert.

Letztgenannte Funktion ist mit linear arbeitenden Spannungsreglern oder aus-

schließlich mit passiven Komponenten nicht mehr erfüllbar. Stellt man die zusätzliche Forderung der möglichst verlustarmen DC-DC-Wandlung auf, so wird der Kreis der dafür in Frage kommenden Schaltungen recht weit eingeeengt.

Im engeren Sinne werden als DC-DC-Wandler in der modernen Elektronik heute aktive Module bezeichnet, die eine Eingangs-Gleichspannung mit einem bestimmten Toleranzbereich in eine stabile Ausgangsgleichspannung umsetzen, die höher oder auch niedriger als die Eingangsspannung sein kann. Dabei wird auf einen möglichst hohen Wirkungsgrad, d.h. geringe Erwärmung und damit geringe Verluste, Wert gelegt.

DC-DC-Wandler werden vielfach als fertige Module in einem Leistungsbereich von einigen Watt bis hin zu mehreren hundert Watt Abgabeleistung angeboten. Alle diese Wandler arbeiten nach dem Prinzip des Schaltreglers mit Wirkungsgraden bis zu 95%. Diese ausgezeichneten Werte ermöglichen wiederum äußerst kompakte Abmessungen.

Hierbei spricht man von einer hohen Leistungsdichte. Sie gibt die abgegebene Leistung, bezogen auf die Baugröße des Wandlers, an.

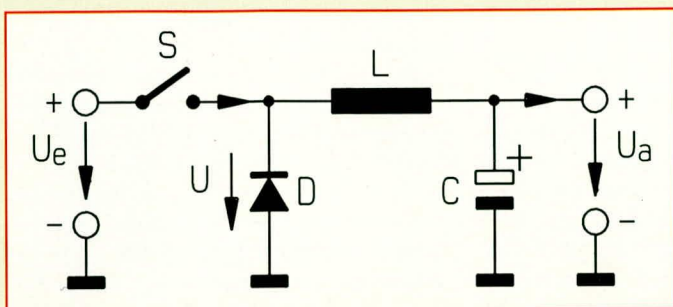
Neben der reinen DC-Umsetzung verfügen einige DC-DC-Wandler über eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Schaltungstechnisch unterscheidet man zwischen dem primär getakteten und dem sekundär getakteten Schaltregler. Auf beide Varianten gehen wir nachfolgend näher ein.

## Sekundär getakteter Schaltregler

Die einfachste Schaltung, die zur Gleichspannungswandlung von kleinen bis mittleren Leistungen herangezogen werden kann, ist der sekundär getaktete Schaltregler.

Abbildung 1 zeigt die Grundschialtung eines Vertreters diesen Typs. Es handelt sich hierbei um einen sogenannten Abwärts-Wandler oder auch Step-Down-Wandler.

Wie in Abbildung 1 zu sehen ist, besteht



**Bild 1:**  
Grundschaltung  
des sekundär  
getakteten  
Schaltreglers

die gesamte Leistungsstufe aus nur vier Grundelementen, wobei man im Prinzip den Leistungsschalter S mit der Diode D zu einem Leistungsschalter zusammenfassen könnte. So benötigt man nur noch drei Grundbauelemente.

Der Leistungsschalter S wird periodisch geschaltet. In der Schaltphase, in der der Schalter geschlossen ist, fließt über die Drossel L ein Strom zum Ausgangskondensator C. Wird nun der Schalter geöffnet, kann die Drossel L den Stromfluß aufrechterhalten, da in dieser Betriebsphase die Diode D1 leitet ist.

Die Ausgangsspannung entspricht dem arithmetischen Mittelwert der durch den Schalter S hervorgerufenen Spannung U über der Diode D1. Der mathematische Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ergibt sich nach der Formel:

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

Die Ausgangsspannung des Abwärtswandlers nach Abbildung 1 wird also durch das Tastverhältnis, mit dem der Schalter S geschaltet wird, bestimmt. Die maximale Ausgangsspannung ergibt sich, wenn der Schalter fest in der oberen Stellung verbleibt. In diesem Fall sind Ausgangs- und Eingangsspannung identisch ( $U_a = U_e$ ).

Durch „Umlegen“ der Grundelemente Schalter S, Drossel L, Diode D und Kondensator C können auf recht einfache Weise auch Aufwärtswandler und invertierende Wandler aufgebaut werden. Eine galvanische Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ist jedoch mit diesen Schaltungsvarianten nicht realisierbar.

### Primär getakteter Schaltregler

Bei den primär getakteten Schaltreglern unterscheiden wir zwischen den Eintakt- und den Gegentaktwandlern. Der Eintaktwandler benötigt lediglich einen Leistungsschalter. Aufgrund des hiermit erreichbaren Wirkungsgrades ist der Eintaktwandler jedoch nur bis zu einer Leistung von ca. 100 W sinnvoll einsetzbar.

Abbildung 2 zeigt die Schaltung eines Gegentaktwandlers in Halbbrückenschaltung. Charakterisierend für den Gegen-

taktwandler sind die zwei Leistungsschalter S1 und S2, wohingegen der Hochfrequenztransformator TR1 bei allen primär getakteten Schaltreglern vorhanden ist. Ob es sich dabei um einen Aufwärts- oder Abwärtswandler handelt, wird durch das Übersetzungsverhältnis des HF-Transformators bestimmt.

Durch den HF-Transformator ist zusätzlich auf recht einfache Weise eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang erreichbar. Das ELV-Schaltnetzteil SPS 7000 arbeitet nach dem Prinzip des Gegentaktwandlers in Halbbrückenschaltung, wie es in Abbildung 2 zu sehen ist.

Werden primärseitig vier Leistungsschalter eingesetzt, spricht man von einer Vollbrückenschaltung. Diese wird im 600 W-Schaltnetzteil SPS 9000 von ELV eingesetzt. Auf die genaue Funktionsweise dieser doch recht komplexen Schaltungen gehen wir im Rahmen dieses Artikels nicht näher ein. Für diejenigen Leser, die hier tiefer einsteigen möchten, verweisen wir auf die entsprechenden Artikel im „ELV-Journal“ 2/91 (SPS 7000) und 4/93 (SPS 9000). In beiden Artikeln ist das zugrundeliegende Schaltungsprinzip detailliert beschrieben.

Für das praktische Beispiel eines DC-DC-Wandlers haben wir einen sekundär getakteten Abwärtswandler gewählt, wie wir ihn vom Prinzip in Abbildung 1 kennengelernt haben. Der Vorteil dieser Schaltung liegt grundsätzlich in den einfachen Bauelementen, die hier Verwendung finden. So werden Speicherdrosseln in großer Vielfalt im Handel angeboten. Sie weisen

Induktivitäten von einigen  $\mu\text{H}$  bis hin zu mehreren mH auf bei Strombelastungen von ca. 0,1 A bis zu 60 A.

Bei Hochfrequenztransformatoren sieht es hingegen anders aus. In der Regel muß hier für jede Anwendung ein spezieller Transformator angefertigt werden.

Um neben der Leistungsstufe auch die einzelnen zusätzlichen Schaltungselemente wie Oszillator, Pulsweitenmodulator, Regler usw. eines kompletten DC-DC-Wandlers optimal erläutern zu können, wurde die gesamte vorliegende Schaltung mit konventionellen Bauelementen, d.h. ohne die Verwendung eines fertigen Schaltreglerbausteins realisiert. Hierdurch besteht die Möglichkeit, die theoretischen Grundlagen anhand verschiedener Messungen an den wichtigen Funktionseinheiten dieses DC-DC-Wandlers praktisch nachzuvollziehen.

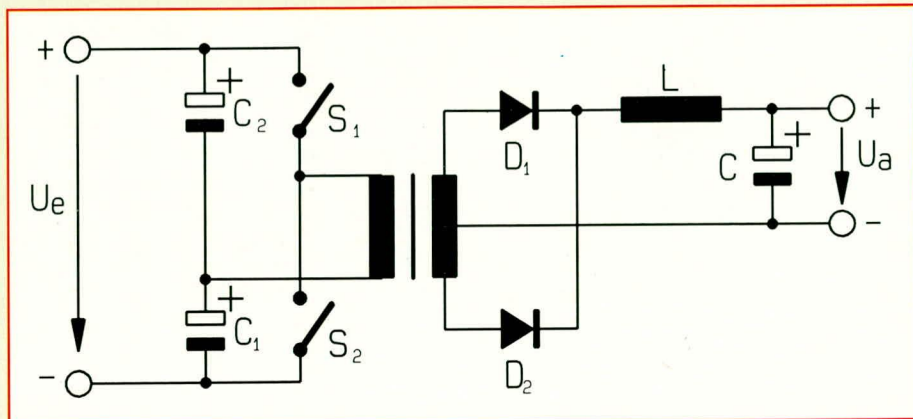
In Tabelle 1 sind die technischen Daten dieses Step-Down-Wandlers zusammengefaßt.

**Tabelle 1: Technische Daten  
Step-Down-Wandler**

Eingangsspannung: .....	12 - 28 V
Ausgangsspannung: .....	5- 20 V
Ausgangsstrom: .....	max. 2 A
Ausgangswelligkeit: $\leq$	100 mV bei 2 A
Schaltfrequenz: .....	25 kHz
Sonstiges: .....	Überspannungs- abschaltung bei $U_{\text{ein}} \geq 28 \text{ V}$

### Schaltung des Abwärts-Wandlers

Abbildung 3 zeigt die detaillierte Schaltung des Step-Down-Wandlers. Die Schaltfrequenz (Taktfrequenz) des Wandlers wird durch den Oszillator bestimmt, der mit IC 17 und Zusatzbeschaltung aufgebaut ist. Durch die Beschaltung mit den Widerständen R 4, R 5 und R 8 arbeitet der Operationsverstärker IC 1 A, bezogen auf den



**Bild 2: Schaltungsprinzip eines Gegentaktwandlers**

invertierenden Eingang, als Inverter mit Schmitt-Trigger-Funktion. Die weitere Beschaltung mit dem Widerstand R 10 im Gegenkoppelzweig in Verbindung mit C 2 erweitert diese Konstruktion zu einem Multivibrator.

Die Frequenz dieses Multivibrators wird durch C 2 und R 10 in Verbindung mit der Schalthysterese des Schmitt-Triggers festgelegt. Bei der gewählten Dimensionierung liegt die Taktfrequenz des DC-DC-Wandlers bei ca. 25 kHz und damit deutlich über der Hörschwelle des Menschen. Hierdurch werden eventuell auftretende mechanische Schwingungen an der Drossel nicht mehr als störend empfunden.

Das 25 kHz Rechtecksignal gelangt nun über den Widerstand R 9 in Verbindung mit dem Kondensator C 3 auf den nicht invertierenden Eingang des Komparators IC 2 A. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses R 9/C 3 liegt bei der angegebenen Dimensionierung deutlich über 25 kHz, wodurch am Komparatoringang ein Sägezahn-Signal ansteht.

Die Schaltschwelle des Komparators IC 2 A wird durch die Gleichspannung am invertierenden Eingang (Pin 2) bestimmt. Je nach Gleichspannungspiegel an Pin 2 in Verbindung mit dem 25 kHz Sägezahn-Signal an Pin 3 ergibt sich am Ausgang des

IC 2 A ein pulswiden-moduliertes Rechteck-Signal.

IC 2 A bildet in Verbindung mit der angesprochenen externen Beschaltung daher den Pulsweitenmodulator, der über die Widerstände R 17, 18 direkt den Leistungstransistor T 1 ansteuert. Dieser Transistor übernimmt die Funktion des Schalters S aus Abbildung 1.

Die Ringkerdrossel L 1, die Diode D 5 sowie der Ladeelko C 7 entsprechen den

den Regler für die Stabilisierung der Ausgangsspannung.

Die Sollspannung wird dem Regler an seinem nicht-invertierenden Eingang (Pin 5) zugeführt und ist mit Hilfe des Trimmers R 7 in Verbindung mit dem Festwiderstand R 11 in weiten Grenzen einstellbar.

Damit der Abwärts-Wandler auch bei schwankender Eingangsspannung eine stabile Ausgangsspannung liefert, ist es erforderlich, die Sollspannung (Referenz)

zu stabilisieren. Diese Aufgabe übernimmt die Z-Diode D 1 in Verbindung mit dem Vorwiderstand R 3. C 1

dient in diesem Zusammenhang zur Stör-  
unterdrückung.

Der linear arbeitende Regler IC 1 B mit Zusatzbeschaltung vergleicht die Eingangsgrößen (Sollspannung an Pin 5 und Istspannung an Pin 6) miteinander und steuert über seinen Ausgang das Stellglied (Pulsweitenmodulator um IC 2 A mit angeschlossener Endstufe).

Durch den Kondensator C 4 im Gegenkoppelzweig des Regler-OPs in Verbindung mit dem Eingangsspannungsteiler R 19/20 wird der Regler stabilisiert.

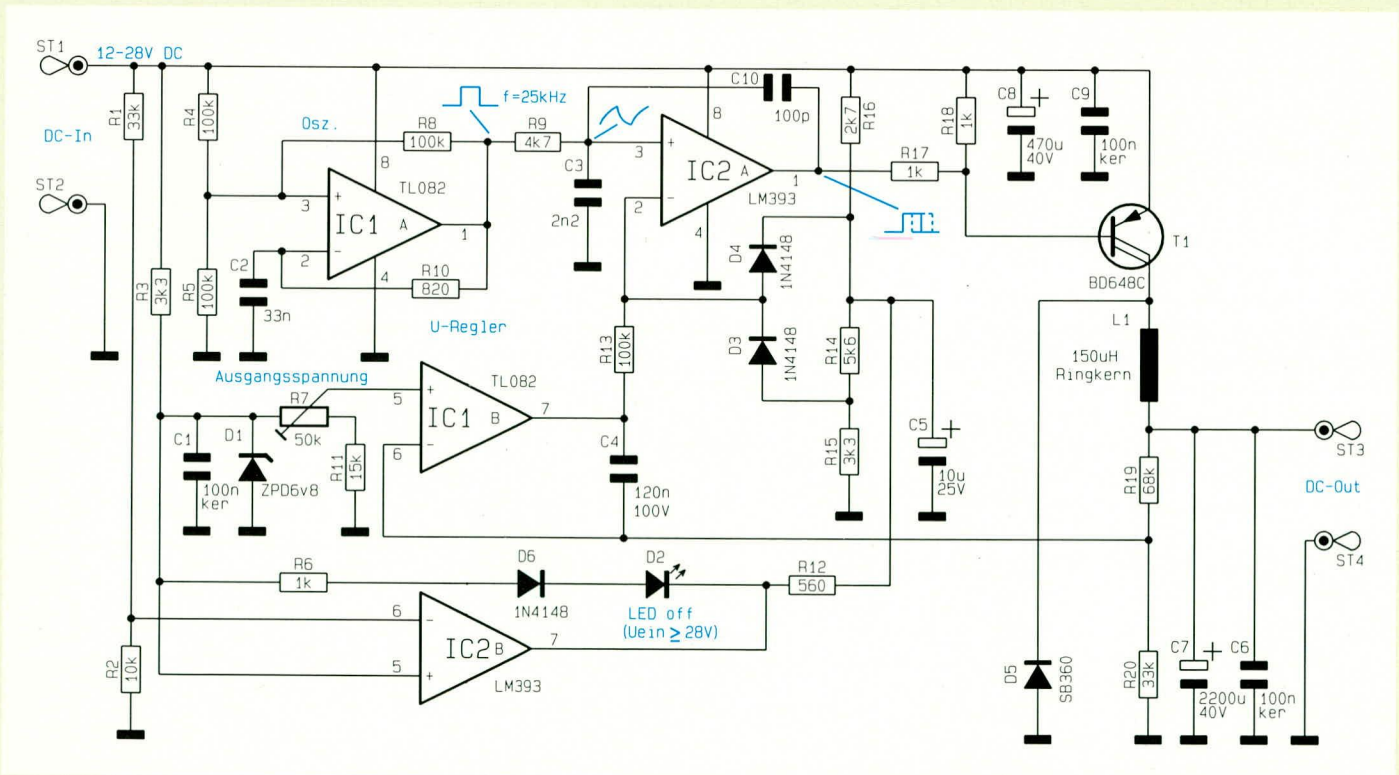
Um eine einwandfreie Funktion der Regelschaltung gewährleisten zu können, muß die vom Regler kommende Steuergröße auf einen maximalen und einen minimalen Wert begrenzt werden, so daß am Ausgang

### Step-Down-Wandlung mit konventionellen Bauelementen bei hohem Wirkungsgrad

übrigen aus Abbildung 1 bekannten Bauelementen des Abwärtswandlers. An den Lötstiften ST 3 und ST 4 steht die Ausgangsspannung des Wandlers zur Verfügung. Der zusätzlich parallel zum Ausgang liegende Kondensator C 6 (100 nF ker) dient zur Unterdrückung hochfrequenter Störsignale.

Über dem Widerstandsteiler R 19, 20 wird die Ausgangsspannung zur Steuerung des Wandlers zurückgekoppelt und auf den invertierenden Eingang des IC 1 B geführt. Dieser Schaltungsteil bildet

**Bild 3: Schaltbild des mit konventionellen Bauteilen aufgebauten Step-Down-Wandlers**



des Pulsweitenmodulators eine minimale und eine maximale Pulsweite eingehalten wird. Durch den Widerstandsteiler R14 bis R16 in Verbindung mit den Dioden D3 und D4 sowie dem Längswiderstand R13 wird diese Steuergrößenbegrenzung erreicht. D3 und D4 dienen der Entkoppelung, während der Kondensator C5 für die erforderliche Störunterdrückung sorgt.

Mit dem Komparator IC 2 B ist eine Überspannungsabschaltung realisiert zur Abschaltung der Endstufe, wenn die Eingangsspannung den kritischen Wert von 28 V überschreitet. Hierzu wird als Referenzspannung die auf ca. 6,8 V stabilisierte Spannung der Z-Diode D 1 herangezogen und auf den nicht-invertierenden Eingang (Pin 5) des Komparators gegeben. Die zu überwachende Eingangsspannung gelangt über den Spannungsteiler R1, R2 auf den invertierenden Eingang des Komparators. Sobald nun der invertierende Eingang ein höheres Potential als der nicht-invertierende Eingang führt, wechselt der

dieses Betriebszustandes dient die im Mittelkoppelzweig des IC 2 B eingesetzte Leuchtdiode D 2, wobei hierdurch gleichzeitig in Verbindung mit R 6 eine definierte Schalthysterese erzeugt wird.

Mit dem Trimmer R 7 erfolgt die Einstellung der Ausgangsspannung. Je nach Eingangsspannung (12V bis 28 V) kann die Ausgangsspannung von minimal 5 V bis maximal 20 V eingestellt werden. Dabei ist zu beachten, daß aufgrund des Schaltungsprinzips (Abwärts-Wandler) die Ausgangsspannung grundsätzlich kleiner sein muß als die Eingangsspannung. Der maximale Ausgangsstrom wird durch die Ladedrossel L 1 begrenzt und sollte 2 A nicht überschreiten.

### Nachbau

Für den Aufbau des Abwärts-Wandlers wird eine 102 mm x 54 mm messende, einseitig ausgeführte Leiterplatte verwendet.

Der Leistungstransistor T 1 ist liegend zu montieren, wobei zur entsprechenden Kühlung ein U-Kühlkörper eingesetzt wird. Es empfiehlt sich, zuerst die mechanische Befestigung mit der beiliegenden M3-Schraube und Mutter vorzunehmen, um anschließend die elektrische Verbindung durch das Verlöten der Anschlußbeine vorzunehmen.

Die Siebdrossel L 1 wird stehend montiert, wie auf dem Leiterplattenfoto zu sehen ist.

Nach Fertigstellung der Schaltung empfiehlt es sich, vor der ersten Inbetriebnahme nochmals eine sorgfältige Prüfung auf korrekte Bestückung der Komponenten vorzunehmen. Nun können Sie die Eingangsspannung anlegen und anhand der Schaltungsbeschreibung die entsprechenden Meßpunkte überprüfen.

Aufgrund der einfachen und recht preiswerten Ausführung dieses Wandlers bietet sich der Einsatz für eine Vielzahl von Aufgaben im Bereich der Elektronik an. **ELV**

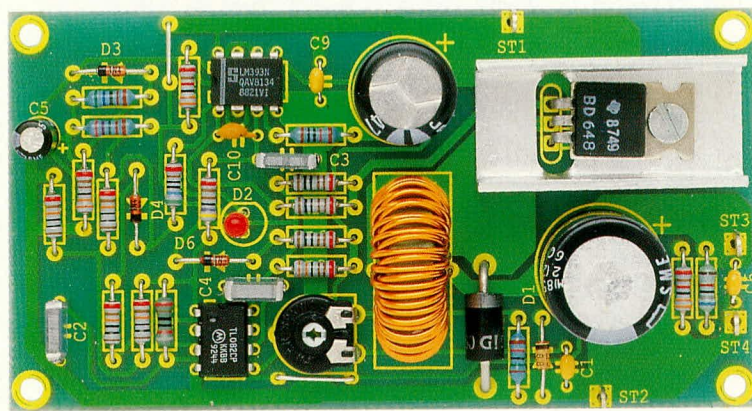
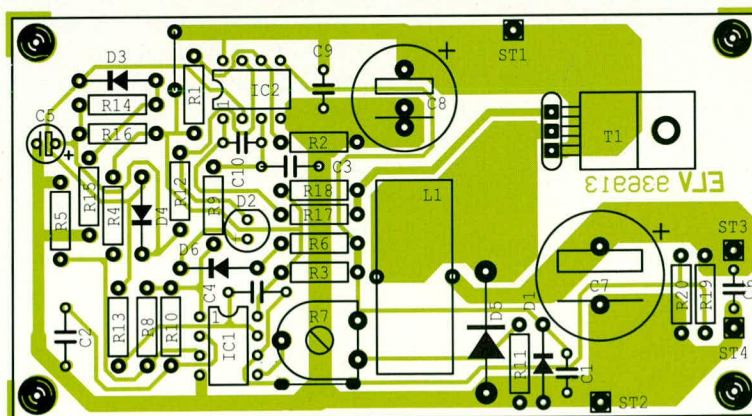


Foto des fertig aufgebauten Step-Down-Wandlers



### Bestückungsplan der 102 x 54 mm messenden, einseitig ausgeführten Leiterplatte

Komparatorausgang von High-Pegel nach Low- Pegel.

Über den Widerstand R 12 und die Diode D 4 wird in diesem Betriebsfall der Eingang (Pin 2 ) des IC 2 A auf ca. 1 V heruntergezogen, wodurch die Endstufe um T 1 sicher gesperrt ist. Zur Anzeige

In gewohnter Weise sind zunächst die niedrigen Bauelemente zu bestücken. Hierbei geht man wie üblich nach dem Bestückungsplan und der Stückliste vor. Sind alle Widerstände, Dioden und Drahtbrücken eingebaut, folgen die höheren Bauelemente wie Elkos, Ladedrossel usw.

### Stückliste: DC/DC-Wandler

#### Widerstände:

560Ω .....	R12
820Ω .....	R10
1kΩ .....	R6, R17, R18
2,7kΩ .....	R16
3,3kΩ .....	R3, R15
4,7kΩ .....	R9
5,6kΩ .....	R14
10kΩ .....	R2
12kΩ .....	R11
33kΩ .....	R1, R20
68kΩ .....	R19
100kΩ .....	R4, R5, R8, R13
PT10, liegend, 50kΩ .....	R7

#### Kondensatoren:

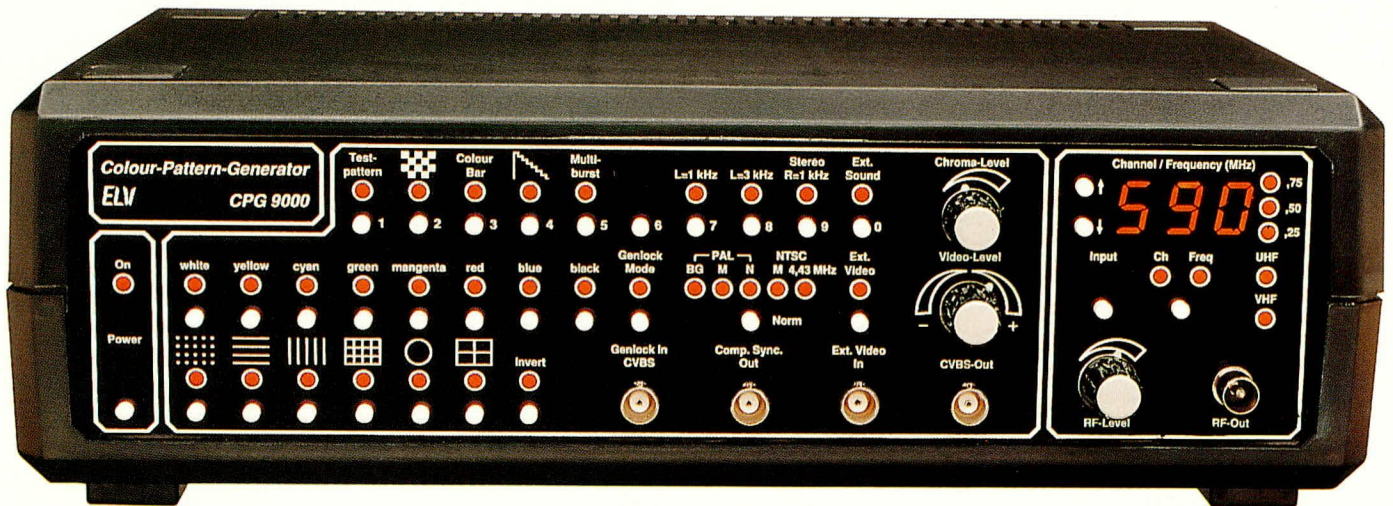
100pF .....	C10
2,2nF .....	C2, C3
100nF/ker .....	C1, C6, C9
120nF .....	C4
10µF/25V .....	C5
470µF/40V .....	C8
2200µF/16V .....	C7

#### Halbleiter:

TL082 .....	IC1
LM393 .....	IC2
BD648C .....	T1
1N4148 .....	D3, D4, D6
SB360 .....	D5
ZPD6,8V .....	D1
LED, 3mm, rot .....	D2

#### Sonstiges:

- 1 Ringkernspule, 150µH
- 4 Lötstifte mit Lötöse
- 1 U-Kühlkörper
- 1 Zylinderkopfschraube, M 3 x 8 mm
- 1 M3-Mutter



# Farb-Bildmuster-Generator CPG 9000

## Teil 1

**Der Colour-Pattern-Generator CPG 9000 ist ein nach dem neuesten Stand der Technik entwickeltes High-Tech-Gerät mit sehr großer Bildvielfalt. Das Gerät liefert Testbilder in der Fernsehnorm PAL und NTSC in erlesener Qualität und verfügt über eine Reihe von außergewöhnlichen Features, wie z. B. einen Genlock-Eingang zur Synchronisation mit einer externen Videosignalquelle.**

### Allgemeines

Mit dem CPG 9000 stellen wir Ihnen einen Farb-Bildmuster-Generator der Spitzenklasse vor, der speziell auf die Belange der Radio- und Fernsehwerkstätten zugeschnitten, jedoch aufgrund des sehr günstigen Preis-/Leistungsverhältnisses auch für den anspruchsvollen Hobby-Anwender interessant ist.

Der quartzgenaue Bildaufbau des Gerätes inklusive der Generierung sämtlicher Testbilder erfolgt mit Hilfe eines neuen, digitalen Video-Encoders der Firma Philips. Dieser komplexe Schaltkreis wurde von Philips in erster Linie für den Einsatz im Desktop-Videobereich konzipiert und verfügt über hervorragende, bisher nicht dagewesene Möglichkeiten zur Bildgenerierung.

Unterstützt wird der Baustein intern durch 3 schnelle DA-Wandler, extern durch einen speziellen Video-AD-Wandler für den Genlock-Betrieb sowie einen Testbildspeicher.

Für die umfangreichen, übersichtlich gestalteten Bedienungsmöglichkeiten des Ge-

rätes ist ein Mikroprozessorsystem verantwortlich.

Ausgangsseitig liefert das Gerät dann Videosignale in den Fernsehnormen, PAL-BG, PAL-M, PAL-N, NTSC-M und NTSC 4,43 MHz.

Neben der professionellen Qualität des Videosignals werden selbstverständlich auch in sämtlichen zur Verfügung gestellten Fernsehnormen, die jeweils erforderlichen, normgerechten Synchronimpulse ausgegeben, d. h. es werden in der vertikalen Austastlücke auch die Vor- und Nachtrabanten generiert.

Ein weiteres Feature, das kaum bei Bildmuster-Generatoren dieser Preisklasse zu finden ist, stellt die exakte Farbträger-Zeilen-Frequenzverkopplung dar.

Das Gerät bietet eine große Bildmuster Vielfalt. So stehen auf Tastendruck zunächst die 11 Grundtestbilder, Punktraster, waagerechte Linie, senkrechte Linien, Gittermuster, Kreis, Rahmen mit Koordinatenkreuz, Testbild, Grautreppe, Farbbalken, Schachbrettmuster und ein Multiburst-Signal zur Verfügung.

Bei der Flächendarstellung kann die gesamte Bildfläche mit 6 unterschiedlichen

Farben eingefärbt bzw. schwarz oder weiß dargestellt werden. Durch Kombination der verschiedenen Grundtestbilder, (z. B. Farbbalken mit Kreis, mit unterschiedlichen Hintergrundfarben, können dann ca. 70 verschiedene Testbilder generiert werden. Besonders hervorzuheben ist, daß neben einem komplexen Testbild auch ein Multiburst-Signal zur Frequenzgangmessung zur Verfügung steht.

2 integrierte Pegelton-Generatoren geben ein Stereo-Audio-Signal ab. Dabei sind für den linken Kanal 2 unterschiedliche Frequenzen (1 kHz, 3 kHz) verfügbar.

Neben der Standard-Betriebsart kann der CPG 9000 auch im sogenannten Genlock-Mode arbeiten.

Der Genlock-Mode ist über eine frontseitige Taste aktivierbar. In dieser Betriebsart wird an der BNC-Eingangsbuchse „Genlock In“ das FBAS-Videosignal einer beliebigen Videosignalquelle (z. B. Videorecorder) zugeführt. Der CPG 9000 generiert dann sämtliche Bildmuster zeilen- und spalten-synchron zur angeschlossenen Videosignalquelle.

An einer mit „Comp Sync Out“ bezeichneten Buchse sind normgerechte Synchron-

## Funktions- und Leistungsmerkmale des CPG 9000

<b>Testbilder:</b>	11 Grundtestbilder (in Kombination ca. 70 Bildmuster möglich) mit Multi-Burst -Signal und kompl. Testbild (digital erzeugt)
<b>Fernsehnorm:</b>	PAL-BG, PAL-M, PAL-N, NTSC-M, NTSC 4,43 MHz
<b>Farbträgerfrequenz:</b>	4,433618 MHz, 3,579545 MHz
<b>Synchronimpulse:</b>	normgerecht mit Vor- und Nachtrabanten (Farbträgerverkoppelt)
<b>Signalausgänge:</b>	FBAS: 1V <sub>ss</sub> an 75 Ω, RGB 0,7 V an 75 Ω (Scart) FBAS: 0-1,5V <sub>ss</sub> an 75 Ω, Polarität wechselbar (BNC) Komponentensignal: BAS: 1V <sub>ss</sub> an 75 Ω, Chroma: 500mV <sub>ss</sub> an 75 Ω (Mini-DIN) HF-Signal: VHF, UHF, Amplitude regelbar (Antennennormstecker) Audiosignal: Stereo-Pegel: 2 x 775 mV, Ausgangsimpedanz 1 kΩ (Scart-Buchse und 2 Cinch-Buchsen) über HF nur linker Kanal Sync-Out: TTL-Pegel
<b>Signaleingänge:</b>	Extern Video: 1V <sub>ss</sub> , Impedanz 75 Ω (BNC) Extern-Audio: 2 x 775mV, Impedanz 47 kΩ (Cinch) Genlock in: FBAS oder BAS 1 V <sub>ss</sub> an 75 Ω (BNC)
<b>HF-Modulator:</b>	Kanäle: VHF, UHF, Sonderkanäle mit PLL-Synthesizer-Abstimmung
<b>Einstellmöglichkeiten:</b>	Videopegel mit Polaritätswechsel, Chroma-Pegel, HF-Pegel, Kanal-Abstimmung mikroprozessorgesteuert (Frequenz oder Kanal-Eingabe)

impulse verfügbar und zwar auch dann, wenn im Genlock-Betrieb nicht normgerechte Signale zugeführt werden.

Während an einer auf der Geräterückseite angeordneten Scart-Buchse das FBAS-Signal und das RGB-Signal mit Normpegeln und Stereoton bereitstehen, kann an der frontseitigen Buchse „CVBS Out“ ein FBAS-Signal mit variablen Video- und Chromapegeln sowohl mit positiv als auch mit negativ gerichteten Synchronimpulsen entnommen werden.

Einerückseitige Mini-DIN-Buchse dient zum Auskoppeln eines Komponentensignals (S-VHS, Hi 8). Beim Komponentensignal werden das Schwarz-Weiß (BAS) und Farb-Signal (F) an verschiedenen Ausgangspins der entsprechenden Buchse ausgekoppelt.

An 2 rückseitigen Cinch-Buchsen sind das 1 kHz- und 3 kHz-Audiosignal des CPG 9000 verfügbar. Über die an der Geräterückseite angeordnete Buchse „Extern Audio In“ kann dem HF-Teil des CPG 9000 das Mono-Audio-Signal einer beliebigen Quelle zugeführt werden.

Ein besonderes Feature des CPG 9000 stellt der in aufwendiger PLL-Synthesizer-Technologie aufgebaute HF-Teil dar.

Die Kanal-Abstimmung erfolgt hierbei quazgenau im 250 kHz-Raster, wobei wahlweise die Frequenz oder die Kanal-

nummer eingegeben werden kann.

Es wird ein HF-Signal im UHF und VHF-Bereich (einschließlich Sonderkanal) zur Verfügung gestellt, dessen Ausgangspegel über einen PIN-Dioden-Abschwächer in weiten Bereichen einstellbar ist. Das HF-Signal wird an einem Norm-Antenneneinbaustecker ausgekoppelt, so daß jedes übliche Fernseh-Antennenanschlußkabel verwendbar ist.

Des weiteren besteht die Möglichkeit, an der BNC-Buchse „Extern Video In“ den Modulator mit einem externen Videosignal zu versorgen. Dieses Signal wird dann über den HF-Ausgang des CPG 9000 wieder ausgegeben.

Die wesentlichen Funktions- und Leistungsmerkmale dieses, in neuester Technologie aufgebauten ELV-High-Tech-Gerätes sind in einer Tabelle zusammengestellt.

## Bedienung und Funktion

Die Funktion des ELV-Farb-Bildmuster-Generators CPG 9000 wollen wir uns nachfolgend anhand der Bedienung verdeutlichen.

Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt über ein eingebautes 230 V-Netzteil mit voll vergossenem Netztrafo und angespritzter Netzleitung. Nach dem Anlegen

der Netzspannung wird das Gerät mit dem links unten auf der Frontplatte angeordneten Taster eingeschaltet, worauf die darüber befindliche Kontroll-LED die Betriebsbereitschaft signalisiert.

## Testbild-Funktion

Zur Anwahl des gewünschten Grundtestbildes stehen im unteren Bereich der Frontplatte 7 und in der obersten Tastenreihe 5 Drucktasten zur Verfügung, die zunächst einmal eine Toggle-Funktion besitzen, d. h. bei der ersten Tastenbetätigung wird die Funktion ein und bei einer weiteren Betätigung wieder ausgeschaltet.

Wir beginnen mit der Beschreibung oben links, wo mit der ersten Taste ein komplettes Testbild mit Gittermuster, Kreis, Farbbalken usw. aktivierbar ist. Wird bei aktiviertem Testbild eine beliebige andere Funktion ausgewählt, so wird das Testbild wieder gelöscht und die andere Funktion automatisch übernommen. Das gleiche gilt auch für das Schachbrettmuster, wo allerdings zusätzlich der Kreis eingeblendet werden kann.

Die rechts daneben befindlichen Tasten dienen zur Anwahl des Farbbalkens, der Grautreppe und des Multiburst-Testbildes. Diese Funktionen können auch untereinander gemischt werden, so daß z. B. das Farbbalkentestbild und die Grautreppe gleichzeitig darstellbar sind. In diesem Fall wird in der oberen Bildhälfte das Farbbalkentestbild und in der unteren Hälfte die Grautreppe generiert. Wird jetzt zusätzlich noch das Multiburst-Testbild eingeschaltet, so teilt sich der Bildschirm in 3 gleich große Bereiche auf. Zusätzlich kann in jede der sich daraus ergebenden 7 Kombinationsmöglichkeiten noch der Kreis sowohl in schwarzer als auch in weißer Zeichnung eingeblendet werden.

Des weiteren stehen noch die 7 Tasten der untersten Tastenreihe zur Testbildauswahl bereit. Sobald eine dieser Tasten betätigt wird, erfolgt eine Deaktivierung der zuvor beschriebenen Testbildfunktionen. In erster Linie erfolgt mit den Tasten der untersten Tastenreihe die Auswahl der üblichen Standard-Testbilder des Bildmuster-Generators, wobei auch hier, in ähnlicher Form wie zuvor beschrieben, unterschiedliche Kombinationsmöglichkeiten zulässig sind.

Zunächst besitzen die 4 linken Tasten eine gegenseitige Auslösefunktion, d. h. beim Testbildwechsel innerhalb der 4 Bildmuster erfolgt automatisch ein Löschen des zuvor gewählten Testbildes. Der rechts daneben angeordnete Kreis sowie das Koordinatenkreuz mit Bildrahmen sind sowohl einzeln als auch in Kombination mit den vier linken Testbildern darstellbar.

Das zuletzt genannte Testbild dieser Tastenreihe bietet eine Besonderheit. auf

die wir an dieser Stelle kurz eingehen möchten. Bei diesem Testbild wird ein Mitlenkreuz mit Randlinien gezeigt, das optimal zur Einstellung der korrekten Bildlage eines Fernsehgerätes oder Monitors genutzt werden kann. Das Bild wird dabei so eingestellt, daß die Ecken des Rahmens gerade sichtbar bleiben.

Die Linien und Kreise werden üblicherweise in weißer Zeichenfarbe generiert. Durch Betätigen der Taste „Invert“ erfolgt die Darstellung der unteren Bildmuster in schwarzer Zeichnung (z. B. auf weißem Hintergrund).

Die Farbe des Bildhintergrundes bzw. die Farbe einer flächenhaften Bilddarstellung kann mit den 8 Tastern der mittleren Tastenreihe angewählt werden. Es stehen 6 Farben sowie Schwarz und Weiß zur Verfügung, wobei die Taster eine gegenseitige Auslösefunktion besitzen.

### Audiotteil

Nach der Beschreibung der verschiedenen Bildmuster wollen wir uns als nächstes mit den Tonmöglichkeiten des CPG 9000 befassen.

2 eingebaute Pegeltongeneratoren stellen ein 1 kHz- und 3 kHz-NF-Signal zur Überprüfung der Audiokomponenten eines angeschlossenen Prüflings zur Verfügung. Die NF-Signale werden sowohl an der rückseitigen Scartbuchse als auch an 2 Cinch-Buchsen mit Normpegel ausgekoppelt. Über den HF-Modulator wird der linke Kanal (Mono) übertragen. Des weiteren besteht die Möglichkeit, ein beliebiges externes NF-Signal über den HF-Modulator des CPG 9000 auszusenden. Die Auswahl der NF-Signale erfolgt mit 4 Toggle-Tasten im mittleren, oberen Bereich der Frontplatte.

### Genlock-Funktion

Ein besonderes Merkmal, das bei den meisten Bildmuster-Generatoren nicht zu finden ist, stellt der Genlock-Mode des CPG 9000 dar. In dieser Betriebsart wird an der BNC-Buchse „Genlock In“ das FBAS- oder BAS-Signal einer beliebigen Videoquelle (z. B. Videorecorder) angeschlossen. Die Testbilder des CPG 9000 werden dann zeilen- und bildsynchron zum Signal der Videoquelle ausgegeben. Aktiviert wird diese Betriebsart mit Hilfe der Taste „Genlock-Mode“.

### Fernsehnormen

Der CPG 9000 ist in der Lage, die Testbilder in verschiedenen Fernsehnormen auszugeben. Die Wahl der Fernsehnorm erfolgt mit dem Drucktaster Norm. Der

CPG 9000 kann sowohl ein PAL- als auch ein NTSC-Signal generieren, wobei automatisch die Zeilenfrequenz je nach Norm zwischen 15625 Hz und 15734 Hz umgeschaltet wird. Zur Verfügung stehen die Normen PAL-BG, PAL-M, PAL-N sowie NTSC-M und NTSC-4,43 MHz. Defaultmäßig wird nach dem Einschalten des Gerätes die bei uns gebräuchliche Fernsehnorm PAL-BG aktiviert.

### Video- und Ein-Ausgänge

Der HF-Modulator des CPG 9000 kann neben den Testbildern auch mit einem externen Videosignal moduliert werden.

Das Videosignal der externen Quelle wird mit der üblichen Amplitude von 1 V<sub>ss</sub> an der frontseitigen BNC-Buchse „Extern In“ angeschlossen. Die Eingangsimpedanz beträgt 75 Ω. Aktiviert wird dieser Eingang mit Hilfe des Tasters „Extern Video In“ (mittlere Tastenreihe ganz rechts).

Zur Videosignalauskopplung dienen die Buchsen „CVBS Out“ auf der Frontplatte des Gerätes sowie eine Scart- und eine Mini-Din-Buchse an der Geräterückseite. Während an der Scart-Buchse das FBAS-Signal mit 1 V<sub>ss</sub> an 75 Ω und das RGB-

wünschten Anzeige- bzw. Eingabe-Modus erfolgt dabei mit einer unter dem Display angeordneten Taste. Zwei über dem Taster angeordnete Leuchtdioden signalisieren den jeweils gültigen Status.

Die Frequenzabstimmung des CPG 9000 erfolgt im 250 kHz-Raster, wobei neben den drei 7-Segment-Anzeigen noch drei Leuchtdioden (rechts neben dem Display) zur Anzeige der Werte 250 kHz, 500 kHz und 750 kHz dienen.

Die Fernsbereichsumschaltung VHF, UHF übernimmt automatisch der zentrale Mikroprozessor in Abhängigkeit von der eingestellten Bildträgerfrequenz. Die beiden Leuchtdioden VHF und UHF zeigen den aktuell gültigen Fernsbereich an.

Die Eingabe der Bildträgerfrequenz bzw. der Fernsehkanalnummer erfolgt genauso einfach wie komfortabel. Zuerst wird mit Hilfe der Taste Ch./Freq. festgelegt, ob direkt die Kanalnummer oder die Trägerfrequenz eingegeben werden soll.

Die Vorgehensweise bei der Eingabe läßt sich am besten an einem kleinen Beispiel verdeutlichen, wo wir von der Annahme ausgehen, daß der HF-Modulator des CPG 9000 auf die Sendefrequenz von 591,25 MHz abgestimmt werden soll.

Zur Frequenzeingabe wird zunächst die Taste „Input“ betätigt, worauf das

3stellige 7-Segment-Display zu blinken beginnt. Gleichzeitig werden die Taster der obersten Tastenreihe mit einer Doppelfunktion zur Zifferneingabe belegt. Die einzige Ausnahme bildet in diesem Zusammenhang die Taste 6, die nur zur Eingabe der entsprechenden Ziffer dient.

Doch zurück zu unserem Beispiel. Nacheinander werden jetzt die Ziffern 5, 9 und 1 eingegeben. Nach der Eingabe der letzten Ziffer ist der HF-Modulator im 1 MHz-Raster abgestimmt und sämtliche Tasten sind automatisch wieder mit ihrer ursprünglichen Funktion belegt.

Die Feineinstellung der Frequenz in Schritten von 0,25 MHz erfolgt mit Hilfe der beiden Aufwärts/Abwärtstaster, links neben dem Display. In unserem Beispiel ist die Taste „↑“ einmal zu betätigen. Natürlich kann auch jederzeit die Bildträgerfrequenz mit diesen beiden Tastern verändert oder langsam „durchgefahren“ bzw. die Kanalnummer weitergeschaltet werden.

Bei der Eingabe der direkten Fernsehkanalnummer ist die Vorgehensweise ähnlich. Zuerst wird der Eingabemodus, in unserem Fall „Ch“ gewählt. Zusätzlich zur Leuchtdiodenanzeige erscheint in der ersten Stelle des 7-Segment-Displays ein C.

---

## *Der CPG 9000 leistet wertvolle Hilfe bei der Entwicklung, Reparatur und Wartung von Geräten der Fernsehtechnik*

---

Signal mit 0,7 V<sub>ss</sub> an 75 Ω entnommen werden kann, dient die Mini-DIN-Buchse zur Auskopplung der getrennten Luminanz- und Chrominanz-Signale. Auch hier beträgt bei beiden Signalen die Ausgangsimpedanz 75 Ω.

Ein weiteres FBAS-Videosignal, dessen Chroma-Amplitude und Videopegel individuell einstellbar sind, kann der frontseitigen Buchse „CVBS Out“ entnommen werden.

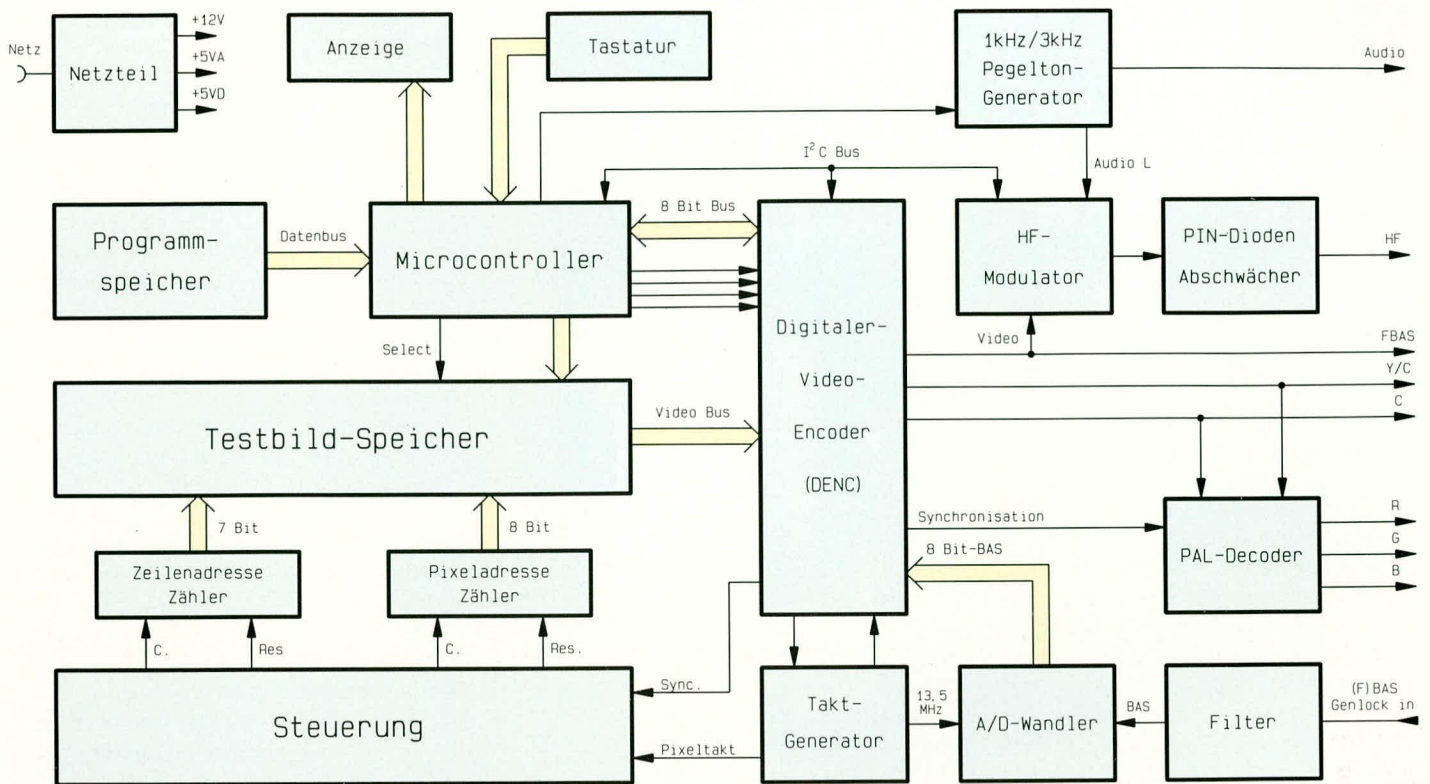
Mit einem über der Buchse angeordneten Pegelsteller kann neben der Amplitudeneinstellung gleichzeitig eine Invertierung des Videosignals vorgenommen werden. Befindet sich das Einstellpoti in Mittelstellung, so erhalten wir kein Ausgangssignal.

### HF-Modulator

Die Bedienelemente des besonders aufwendigen HF-Modulators des CPG 9000 befinden sich in einem separaten Block im rechten Teil der Frontplatte.

Die Abstimmung des Modulators erfolgt besonders komfortabel mit einem PLL-Synthesizer, so daß die Bildträgerfrequenz bzw. die Fernsehkanalnummer quatzgenau im 3stelligen 7-Segment-Display angezeigt wird. Die Auswahl des ge-





**Bild 1: Das Blockschaftbild verdeutlicht die prinzipielle Funktionsweise des CPG 9000**

Danach wird die Input-Taste betätigt, und wenn wir bei unserem Beispiel bleiben, nacheinander die Ziffern 3 und 6. Damit ist die Kanaleingabe bereits abgeschlossen, und der Modulatorteil des CPG 9000 ist auf 591,25 MHz abgestimmt.

Der Anzeigemodus Ch. oder Freq. kann jederzeit nach der erfolgten Kanalabstimmung gewechselt werden.

Ausgekoppelt wird das HF-Signal über einen Standard-Koax-Anschluß (rechts unten). Der HF-Ausgangspegel ist mit Hilfe des links neben dem HF-Anschluß angeordneten Pegelinstellers in einem weiten Bereich variierbar. Intern erfolgt die Dämpfung mit einem elektronischen PIN-Dioden-Abschwächer, der einen hohen Dynamikumfang in bezug auf den HF-Ausgangspegel erreichen läßt.

### Blockschaftbild

Die prinzipielle Funktionsweise des sehr komplexen CPG 9000 zeigt das Blockschaftbild (Abbildung 1). Dabei wollen wir uns auf die wesentlichen Strukturen konzentrieren, die in wenigen Funktionsblöcken zusammengefaßt sind.

Herzstück des Farb-Bildmuster-Generators ist der neue digitale Video-Encoder (DENC) der Firma Philips (Bildmitte). Dieser Baustein übernimmt die komplette digitale Bildverarbeitung innerhalb des CPG 9000 und stellt ausgangsseitig ein analoges FBAS-Signal sowie das Lumi-

nanz- und Crominanz-Signal an getrennten Ausgängen zur Verfügung.

Die Steuerung des Encoders wird vom Mikrocontroller übernommen, der neben seinem Betriebsprogramm auch die Daten für den Testbildaufbau aus seinem Programmspeicher holt.

Die Daten für den Bildaufbau werden vom Prozessor als komplette Testbilder im Bildspeicher abgelegt. Danach erhält der Encoder den Zugriff auf die Daten, der dann aus diesen Informationen mit Hilfe interner „Colour-Lock-up-Tables“ (CLUTs) die gewünschten Testbilder generiert.

Ein Taktgenerator mit interner PLL-Schaltung arbeitet mit dem Encoder zusammen und liefert den Pixeltakt (13,5 MHz) für die Steuerung des Bildspeichers sowie das 13,5 MHz-Abstastsignal für den schnellen 8-Bit-AD-Wandler des Genlock-Eingangs.

Am Genlock-Eingang kann ein beliebiges analoges FBAS oder BAS-Signal zugeführt werden, dessen Chroma-Komponente ggf. mit einem vorgeschalteten Filter eliminiert wird (im CPG 9000 bereits integriert). Ausgangsseitig steht dann ein digitales 8-Bit-BAS-Signal für den digitalen Genlock-Eingang des DENC zur Synchronisation bereit.

Zur Steuerung des Zeilen- und Pixel-Adreßzählers des Bildspeichers (unten links) wird ebenfalls der 13,5 MHz Pixeltakt vom Taktgenerator herangezogen. Des

weiteren werden hier die Synchronimpulse des Encoders benötigt.

Jetzt kehren wir noch einmal zum analogen Ausgang des Encoders zurück. Hier stehen, wie bereits beschrieben, ein FBAS- und ein Komponenten-Signal (Y/C) zur Verfügung. Diese Signale werden zum einen direkt ausgekoppelt und zum anderen intern weiterverarbeitet. So wird das FBAS-Video-Signal zur Modulation des HF-Modulators mit PLL-Synthesizer-Abstimmung herangezogen und die Y/C-Komponenten versorgen zusätzlich den PAL-Decoder, der am Ausgang ein RGB-Signal bereitstellt.

Die Bildträgerfrequenzabstimmung des HF-Modulators wird über einen I<sup>2</sup>C-Bus vom Mikrocontroller vorgenommen. Ausgangsseitig liefert der Modulator ein zweiseitenband-moduliertes VHF- oder UHF-Signal, dessen Ausgangspegel über einen PIN-Dioden-Abschwächer in weiten Bereichen einstellbar ist.

Um die Audio-Komponenten eines Prüflings zu testen, wird ein 1 kHz- und ein 3 kHz-Pegelton (oben rechts) mit Normpegeln ausgegeben.

Sämtliche Bedien- und Anzeigefunktionen des CPG 9000 steuert der zentrale Mikrocontroller.

Das Netzteil (oben links im Bild) liefert die Betriebsspannungen +12 V, +5 V<sub>D</sub> und +5 V<sub>A</sub>. Primärseitig wird das Netzteil mit der üblichen 230 V-Netzspannung versorgt.



# 12 Bit-AD-Wandlerkarte AD 12

**8 analoge Differenzeingänge auf einer PC-Einsteckkarte machen Ihren IBM-kompatiblen PC zu einem hochwertigen Meßgerät für analoge Eingangssignale.**

## Allgemeines

Die Meßwertaufnahme und Verarbeitung stellt einen großen Bereich in der Elektronik dar, in dem der PC immer mehr sinnvolle Anwendungen findet, bei stark wachsender Verbreitung.

Als Verbindungsglied zur meist analogen Außenwelt eignet sich in hervorragender Weise die hier vorgestellte 12 Bit-AD-Wandlerkarte. Durch einen vorgeschalteten Multiplexer können die jeweils 8 Differenzspannungseingänge programmgesteuert umgeschaltet und somit die Meßwerte von 8 unabhängigen Meßstellen quasi gleichzeitig abgefragt und ausgewertet werden.

Mit dem hier vorgestellten, besonders günstig zu realisierenden Analog-Digital-Wandler können im 1-Kanalbetrieb bis zu 8 Messungen pro Sekunde und im 8-Kanalbetrieb jeweils eine Messung pro Se-

kunde und Kanal vorgenommen werden. Der AD-Wandler liefert Meßwerte im Bereich zwischen -1999 bis +1999, was einer Auflösung von rund 12 Bit entspricht. Genau genommen entsprechen 12 Bit 4096 Schritten, d. h.  $\pm 2048$  Schritten. Der im vorliegenden Fall eingesetzte integrierte AD-Wandler bietet jedoch eine Vielzahl an Vorteilen (Differenzeingänge, Störempfindlichkeit, Preiswürdigkeit usw.), so daß die wenigen an echten 12 Bit fehlenden Schritte als vernachlässigbar anzusehen sind.

Zusätzlich ist noch eine Überlauferkennung sowohl in positiver als auch negativer Richtung vorgesehen.

Die PC-Einsteckkarte läßt sich so konfigurieren, daß nach Abschluß einer AD-Wandlung ein Interrupt ausgelöst wird und das im PC laufende Programm den Meßwert unmittelbar verarbeiten kann. Hierdurch besteht als besonderes Feature auch

die Möglichkeit, Meßwertaufnahmen im Hintergrund des Rechners ablaufen zu lassen.

Hervorzuheben ist in diesem Zusammenhang, daß für die Auslösung eines PC-Interrupts nicht nur die üblichen Interrupt-Anschlüsse auf dem 8-Bit-Slot, sondern zusätzlich die erweiterten Interrupt-Leitungen auf dem 16 Bit-Slot eines ATs zur Verfügung stehen. Dadurch ist gewährleistet, daß diese PC-Einsteckkarte auch mit anderen PC-Einsteckkarten kombinierbar ist, ohne die schon fast obligatorischen Interruptkonflikte.

Natürlich läßt sich die PC-Einsteckkarte auch in einen PC-XT-8-Bit-Slot einsetzen.

Als Besonderheit bietet die AD 12-Einsteckkarte die bereits erwähnten Differenzspannungseingänge. Hierbei wird die Spannung zwischen 2 Analogeingängen gemessen.

Während üblicherweise der negative Eingang an der Schaltungsmasse liegt und dann die Eingangsspannung gegenüber dem Massepotential gemessen wird, können bei der AD 12 beide Meßeingangsanschlüsse im Bereich der Betriebsspannung von  $\pm 5$  V gegenüber der Schaltungsmasse verschieden sein.

Diese quasi Potentialfreiheit bietet entscheidende Vorteile, speziell im Hinblick auf genaue Messungen. Geringe Potentialunterschiede und Störeinstreuungen werden nämlich durch eine Differenzspannungsmessung in optimierter Weise unterdrückt.

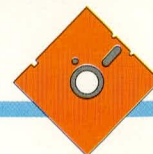
Darüber hinaus besteht auch die Möglichkeit, beispielsweise an dem positiven Eingang eine Referenzspannung von 2,5 V zu legen und dann mit dem negativen Eingang die Differenzspannung zwischen diesem Eingang und der 2,5 V-Spannung zu messen. Natürlich ist auch eine konventionelle massebezogene Messung möglich, indem der negative Meßspannungseingang an die Schaltungsmasse gelegt wird.

Insgesamt stehen so 8 Differenzspannungseingänge, entsprechend 16 Anschlüssen, zur Verfügung, wobei die Meßspannung selbst im Bereich zwischen  $\pm 2$  V bzw.  $\pm 200$  mV liegen kann (einstellbar).

Optional ist die komfortable Bediensoftware ELV-Graph verfügbar zum Einlesen und zur übersichtlichen, vielfältigen grafischen Darstellung in Kurvenformen (Oszilloskopfunktion) oder auch als Balkendiagramm. Diese Software wurde bereits im „ELVjournal“ 3/91 ausführlich beschrieben.

### Achtung:

Im Gegensatz zu einem Handmultimeter oder vielen konventionellen Meßgeräten, die üblicherweise vollständig potentialfrei arbeiten, ist die Schaltungsmasse der AD 12-Einsteckkarte mit der Schaltungsmasse des PCs verbunden, der wiederum

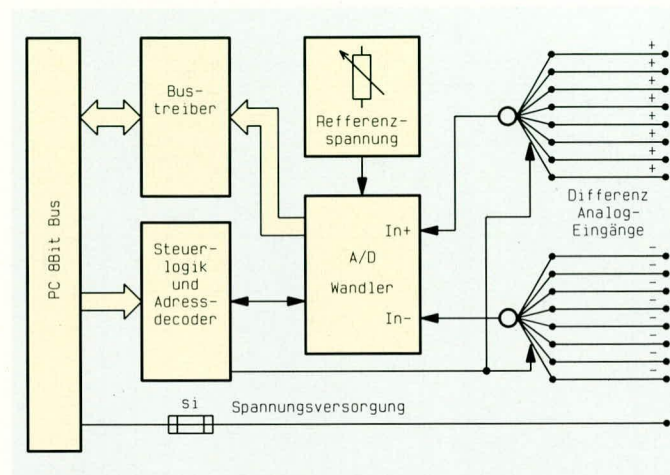


am Schutzleiteranschluß liegt. Messungen mit der AD 12 dürfen daher ausschließlich an stromlosen, potentialfreien, vom Netz getrennten Geräten vorgenommen werden.

## Blockschaltbild

Abbildung 1 zeigt das Blockschaltbild der 12 Bit-AD-Wandlerkarte AD 12. Ganz links im Bild ist der PC-Bus zu sehen. Die Kommunikation und Pufferung der 8 Datenleitungen zwischen PC-Bus und internem Bus erfolgt über den bidirektionalen Bus-Treiber.

Am Intern-Bus ist der AD-Wandler mit seinen Treibern angeschlossen. Der AD-



**Bild 1: Blockschaltbild der 12 Bit-AD-Wandlerkarte**

Wandler und die vorgeschalteten Analog-Multiplexer sind wiederum ihrerseits an die gemeinsame Steuer- und Adreßdecoderlogik angeschlossen. Die Eingänge der Multiplexer sind direkt auf den 25poligen Steckverbinder geführt, wo auch die unterschiedlichen Betriebsspannungen für die Versorgung von kleineren externen Verbrauchern anliegen.

## Schaltung

In Abbildung 2 ist das komplette Schaltbild der AD 12-PC-Einsteckkarte dargestellt. Hauptbestandteil ist der AD-Wandler IC 10 des Typs ICL 7107.

Bei diesem Baustein handelt es sich um den bekannten integrierten AD-Wandler mit Anzeigentreiber, der direkt eine 3,5stellige 7-Segment-LED-Anzeige treiben kann. Durch die hohe Verbreitung ist der 7107 um ein Vielfaches günstiger als manch vergleichbarer Wandler.

Im vorliegenden Einsatzfall treibt der 7107 allerdings keine LED-Anzeigen, d. h. die entsprechenden Ausgangsinformationen müssen umgesetzt werden, wozu ein geringfügig erhöhter Beschaltungsaufwand erforderlich ist, allerdings ebenfalls mit

sehr preiswerten Komponenten.

Die Umsetzung der vom 7107 gelieferten Ausgangsinformationen erfolgt über einen Bustreiber und eine Umdecodierung mit geeigneter Software. Zur eindeutigen Bestimmung der ausgegebenen Zifferreicht dabei die Auswertung von 5 der 7 Segment-Ausgänge (A, B, E, F, G). Diese 5 Digitalleitungen werden jeweils über einen Bustreiber (IC 4 bis IC 6) des Typs 74 LS244 sowie über den internen 8 Bit-Bus dem bidirektionalen Bustreiber IC 1 des Typs 74 LS245 zugeführt, der wiederum die Verbindung zum PC-Datenbus herstellt.

Am internen 8 Bit-Datenbus ist weiterhin der 8 Bit-Zwischenspeicher IC 7 vom Typ 74LS273 angeschlossen, der ausgangsseitig für die Interrupt-Freigabe und die Selektierung der 8 Eingangskanäle sorgt.

## Analogteil

An der 25poligen Sub-D-Buchse der PC-Einsteckkarte sind für jeden Kanal 2 Differenzeingänge vorgesehen. Hier können direkt die

Analog-Differenzspannungen im Bereich zwischen  $-2\text{ V}$  und  $+2\text{ V}$  ( $-200\text{ mV}$  bis  $+200\text{ mV}$ ) angelegt werden.

Darüber hinaus stehen an diesem Steckverbinder die Schaltungsmasse sowie die  $\pm 5\text{ V}$ - und  $\pm 12\text{ V}$ -Betriebsspannungen, die jeweils über eine Schmelzsicherung abgesichert sind, zur Versorgung von externen Kleinverbrauchern zur Verfügung.

Soll die Eingangsspannung gegenüber Massepotential gemessen werden, so können die negativen Differenz-Eingangsspannungspins (Pin 15 bis 22) jeweils mit der Analogmasse Pin 1, Pin 10 oder Pin 11 verbunden werden. Damit läßt sich eine Eingangsspannung von jeweils  $-2\text{ V}$  bis  $+2\text{ V}$  ( $-200\text{ mV}$  bis  $+200\text{ mV}$ ) gegenüber dieser gemeinsamen Masseleitung an jeden Eingangspin anlegen.

Ist die zu messende Analogspannung potentialfrei gegenüber der PC-Versorgungsspannung, ist es grundsätzlich günstiger, die negative Eingangsspannung IN- mit der negativen Referenzspannung (COMM und Vref-) zu verbinden. Der Vorteil liegt darin, daß bei kurzgeschlossenem Eingang das System auch tatsächlich „000“ anzeigt. Der Nullpunktfehler wird um so größer, je höher die Differenzspannung zwischen der genannten Bezugsmasse (COMM) und IN- wird. Je nach eingestelltem Grundmeßbereich können dies

einige Digit der niederwertigsten Stelle ausmachen (im allgemeinen jedoch nicht über 1 bis 2 Digit).

Die analogen Eingangsspannungen werden über einen  $100\text{ k}\Omega$ -Widerstand und einen  $22\text{ nF}$ -Kondensator auf die Multiplexeingänge von IC 11 und IC 12 gegeben. Diese RC-Kombination stellt einen wirksamen Schutz gegen steiflankige Überspannungen dar. Niederfrequente, positive oder negative Überspannungen werden durch die unteren Schutzdioden von IC 11 und IC 12 im Zusammenhang mit den  $100\text{ k}\Omega$ -Vorwiderständen R 13 bis R 28 wirksam begrenzt.

Die Analogausgänge der Multiplexer gelangen auf die Differenzspannungseingänge IN+ und IN-. Der ICL7107 arbeitet nach dem Dual-Slope-Wandlungsverfahren, woraus sich eine sehr hohe Einstreuempfindlichkeit ergibt.

Für die Taktgenerierung ist der interne Oszillator mit dem Widerstand R 10 und dem Kondensator C 14 zu beschalten. An Pin 38 liegt dann die Taktfrequenz von ca.  $130\text{ kHz}$  an.

Die Referenzspannung wird an Vref+ und Vref- dem AD-Wandler zugeführt. Nach Anlegen der Betriebsspannung stellt sich an dem COMM-Eingang (Pin 32) gegenüber der positiven Versorgung eine interne Referenzspannung von ca.  $2,8\text{ V}$  ( $2,6$  bis  $3,1\text{ V}$ ) bei hoher Stabilität ein. Der Temperaturkoeffizient beträgt typ.  $80\text{ ppm}$ .

Durch die Verbindung des Vref(-)-Eingangs mit dem COMM-Eingang wird erreicht, daß mit dem Einstellregler R 5 und dem Spannungsteiler R 9 bis R 11 am Vref(+)-Eingang die Referenzspannung einstellbar ist. Diese beträgt die Hälfte des Bereichsendwertes. Bei einem Meßbereich von  $2\text{ V}$  ist demnach hier eine Differenzspannung von  $1,000\text{ V}$  einzustellen, während bei einem Meßbereichsendwert von  $200\text{ mV}$  lediglich  $100\text{ mV}$  anliegen müssen.

Die im Schaltbild angegebene Dimensionierung bezieht sich auf einen  $2\text{ V}$ -Meßumfang. Soll der Meßbereich bei  $200\text{ mV}$  liegen, ist der  $10\text{ k}\Omega$ -Widerstand R 10 durch einen  $560\text{ }\Omega$ -Widerstand und der  $220\text{ k}\Omega$ -Widerstand R 8 durch einen  $22\text{ k}\Omega$ -Widerstand zu ersetzen.

Der Kondensator C 15 dient zur Referenzspannungsintegration, während die aus R 8, C 16 und C 17 bestehende RC-Kombination für die Meßspannungsintegration und -deintegration zuständig ist.

## Digitalteil

Der ICL7107 besitzt aufgrund seiner Konzeption keinen separaten Steuerausgang, der die Beendigung einer Messung signalisiert. Für die Zusammenarbeit mit einem Rechner ist diese Kennzeichnung jedoch erforderlich, so daß im vorliegen-

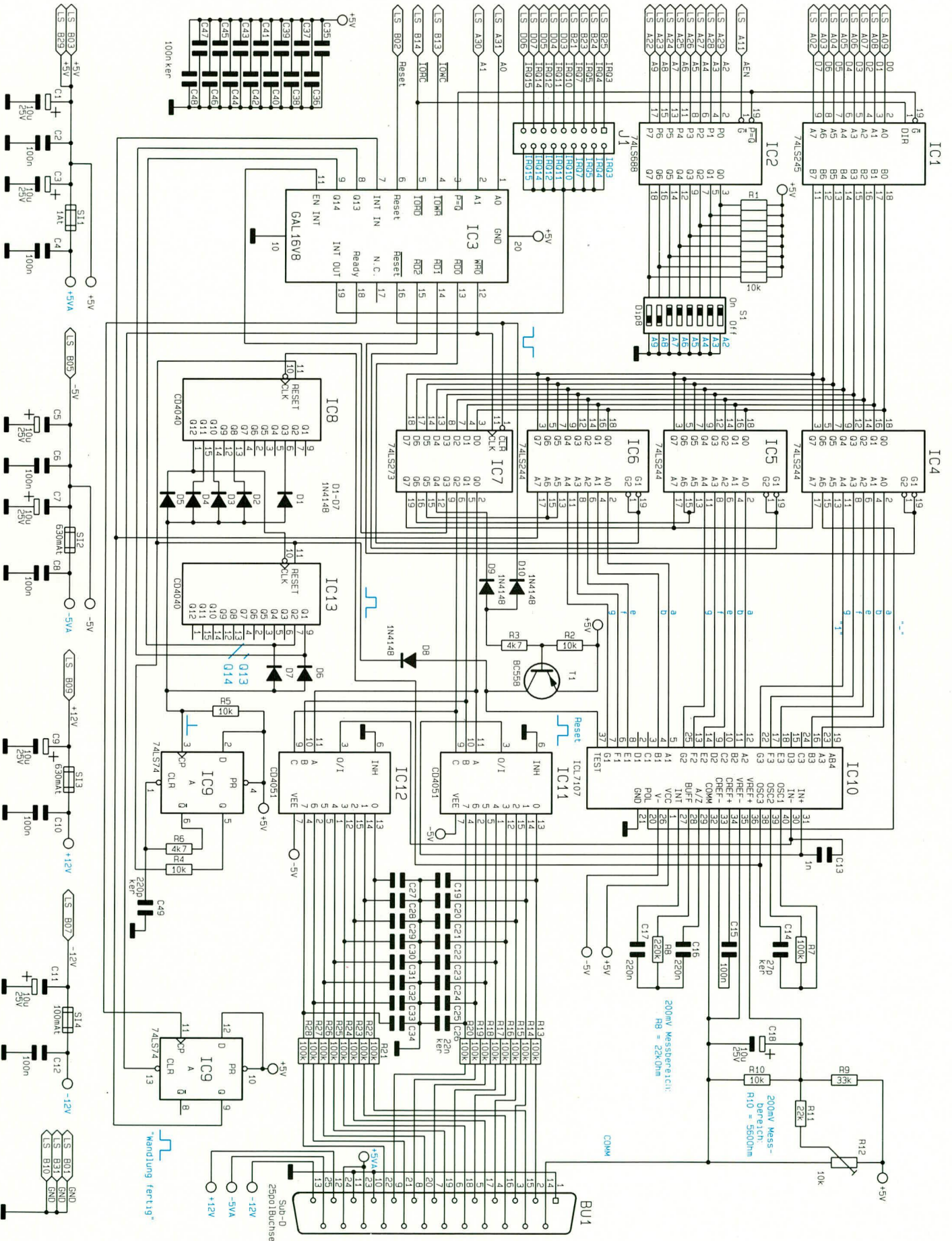
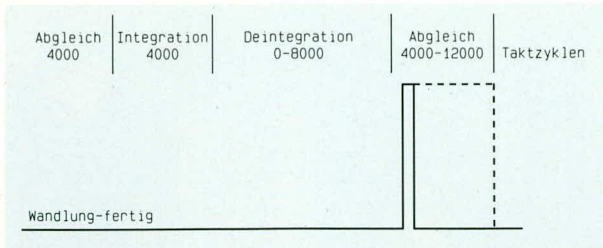
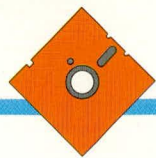


Bild 2: Komplett Schaltung der 12 Bit-AD-Wandlertkarte



**Bild 3: Zeitlicher Ablauf der AD-Wandlung**

den Fall eine schaltungstechnische Besonderheit diesen Part übernimmt.

Für eine komplette AD-Wandlung benötigt der ICL7107 16.004 Taktzyklen. Jeder Wandlung ist ein Abgleichzyklus von 4000 Takten vorgeschaltet. Danach erfolgt während genau 4000 weiterer Taktzyklen die Integration der Eingangsspannung mit anschließender Deintegration über die Referenzspannung. Diese Deintegrationszeit ist abhängig vom Wert der Eingangsspannung und kann im Bereich zwischen 0 und 8004 Taktzyklen liegen, wie aus Abbildung 3 ersichtlich ist. Spätestens nach diesen 8004 Taktzyklen ist die Wandlung beendet, und das Meßergebnis liegt vor.

Der Test-Eingang (Pin 37) des AD-Wandlers besitzt 2 Funktionen. Zum einen ist hierüber ein LED-Test möglich, den wir in der vorliegenden Schaltungsversion nicht benötigen. Zum anderen wird mit dem Anlegen eines High-Pegels an diesen Eingang die interne Ablaufsteuerung zurückgesetzt.

Hierzu dient in unserer Schaltung der Transistor T 1, der über die Reset-Leitung des PCs sowie einen Low-Pegel an Q 4 des IC 7 aktivierbar ist.

Der Wandlungsablauf beginnt dann definiert mit der Integrationsphase. Diesen Umstand macht sich nun die Schaltung zunutze. Parallel zum internen Ablaufzähler des ICL 7107 läuft ein externer Zähler, der durch den Abgriff am Ausgang OSC 3 (Pin 38 vom IC 10) synchron zum internen Zähler getaktet wird. Haben die nacheinander geschalteten Zähler IC 8 und IC 13 den Stand 16004, so setzt sich dieser durch die Dioden D 1 bis D 7 und IC 9 A mit Beschaltung

Der Meßwert liegt spätestens nach 12.000 Taktzyklen vor. Beim Erreichen des Zählerstandes von 12.288, also kurz nach Beendigung des Wandlungsvorgangs, wird über das UND-Gatter im GAL IC 3 das D-Flip-Flop IC 9 B gesetzt. Dieser Zustand dient als Fertigmeldung für die Treibersoftware und löst bei Freigabe dort einen Interrupt auf einen der Interrupt-Kanäle aus.

In Abbildung 4 ist die Innenschaltung des eingesetzten GALs vom Typ ELV9359 gezeigt. Daraus ist die Funktionsweise dieses programmierten Logikbausteins ersichtlich. Er ersetzt 3 ODER-Gatter, 2 Demultiplexer, 1 UND-Gatter, 1 Inverter sowie

1 Bus-Treiber. Durch die Zusammenfassung vorgenannter Funktionen in einem Baustein läßt sich der komplexe Aufbau der Schaltung recht übersichtlich vornehmen.

Die Adreßleitungen A 0 und A 1 werden dem Multiplexer zugeführt, von denen der obere für die Schreibzugriffe und der untere für die Lesezugriffe zuständig ist. Eine Aktivierung kann nur dann erfolgen, wenn der 8 Bit-Vergleicher IC 2 den richtigen I/O-Adreßbereich selektiert hat und ein I/O-Lese- bzw. Schreibzugriff vorliegt. Welcher der jeweils 4 Ausgänge aktiviert wird, hängt von der Kombination der Adreßleitungen A 0 und A 1 ab.

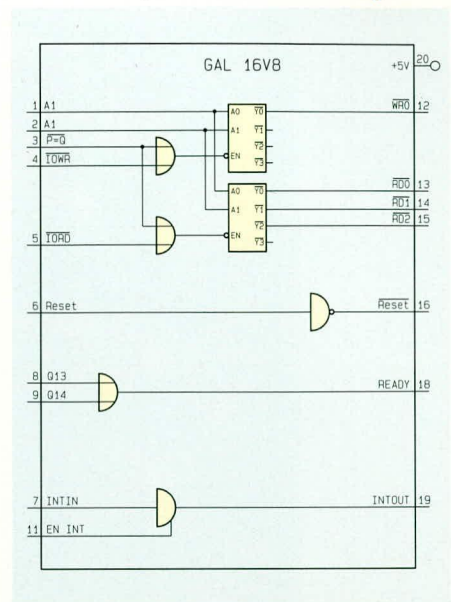
Der darunter angeordnete Inverter setzt nach dem Programmstart den Zwischenspeicher IC 7 zurück. Dadurch ist gewährleistet, daß, ohne daß die Software die Interrupt-Generierung explizit freigegeben hat, die Karte von sich aus keinen Interrupt auslöst und somit das System nicht beeinträchtigt.

Die in Abbildung 4- darunterliegende Gatterkombination ist für die Ablaufsteuerung im Zusammenhang mit dem Zähler IC 8 zuständig.

Tabelle 1 zeigt die I/O-Adreßzuordnung der 12 Bit-AD-Wandlerkarte. Beim Schreibzugriff auf die Basisadresse wird automatisch das „Wandlung fertig“-Informationsbit gelöscht.

### Nachbau

Die AD-12-Einsteckkarte ist sowohl für PC-XTs als auch für IBM-kompatible PCs der AT-Generation geeignet. Beim Einsatz



**Bild 4: Innenschaltbild des GALs vom Typ ELV 9359**

in PC-XT-Computer ist der Einsatz dieser Karte ohne Probleme in einen 8 Bit-Slot möglich, wobei die 16 Bit-Zunge der Leiterplatte dann auf den ICs des Motherboards aufliegt, was aber keine Nachteile mit sich bringt. Lediglich ist darauf zu achten, daß diese Pins keine elektrische Verbindung zu anderen Bauteilen haben.

Die komplette Schaltung der AD 12 ist auf einer 160 x 105 mm großen doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte untergebracht. An der Busrückwand der Platine befindet sich eine 25polige Sub-D-Print-Buchse, die zur Anbindung an die analoge Außenwelt vorgesehen ist.

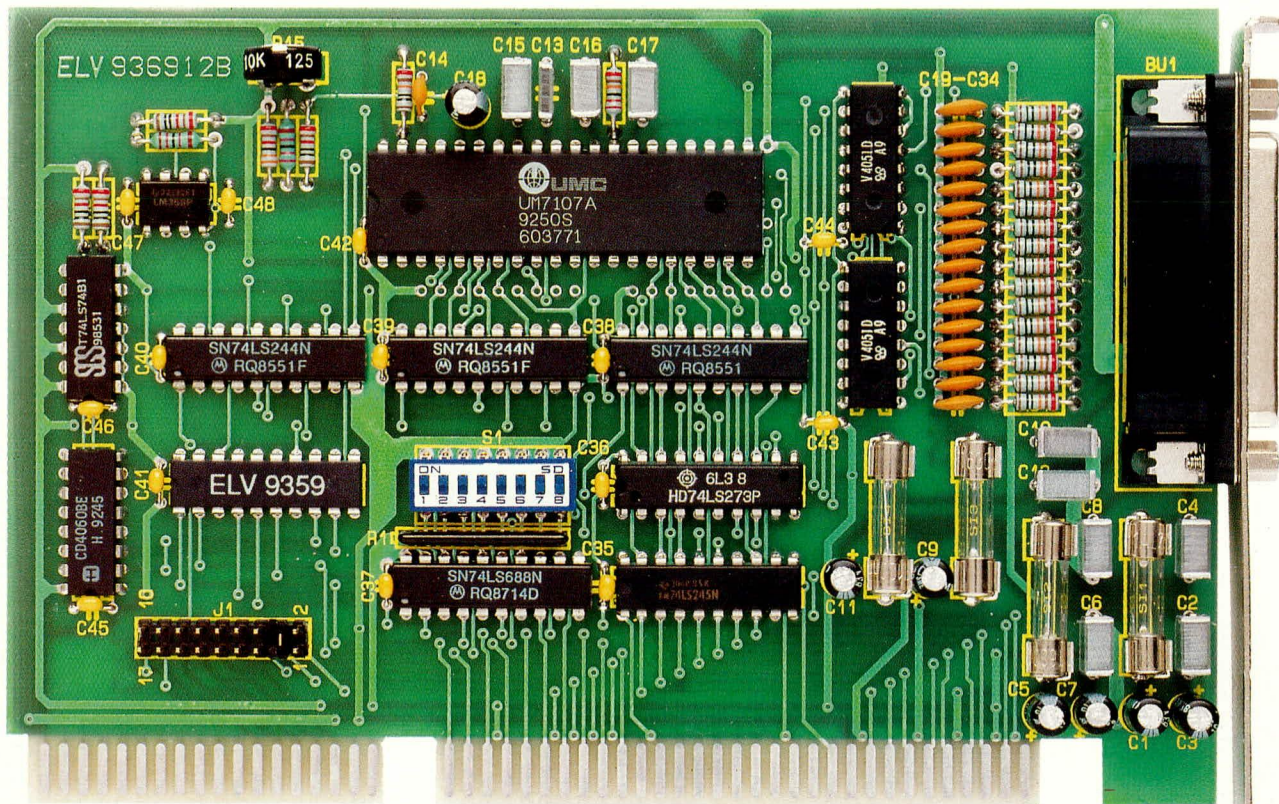
Ebenfalls an dieser Buchse sind die Analog-Masse (COMM) sowie die 4 Versorgungsspannungen des PCs und deren Massen zur Versorgung von Kleinverbrauchern herausgeführt.

Die Bestückung der Platine wird in gewohnter Weise vorgenommen. Zunächst sind die passiven und aktiven Bauelemen-

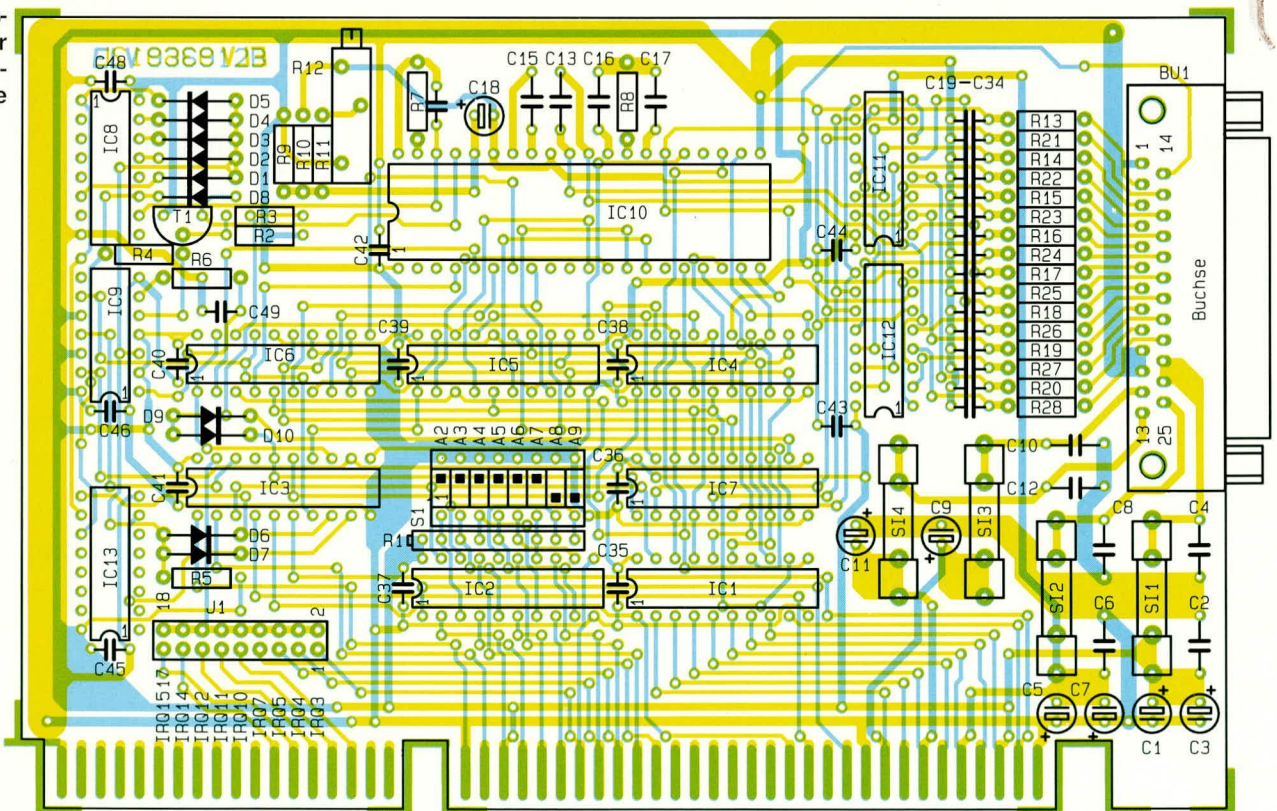
**Tabelle 1: I/O-Adreßzuordnung der 12 Bit-AD-Wandlerkarte**

Basisadresse	schreibend	lesend
+0	D0..D2: Selektierung des AD-Multiplexers D3: Interruptfreigabe D4: Reset AD-Wandler D5..D7: Kartenerkennung	D0..D4: Digit 1 D5, D6: Kartenerkennung D7: H: Wandlung fertig L: Wandlung noch nicht fertig
+1	_____	D0..D4: Digit 2 D5..D7: Kartenerkennung
+2	_____	D0..D4: Digit 3 D5: führende „1“ D6: Vorzeichen D7: Kartenerkennung
+3	_____	_____

Ansicht der komplett bestückten Leiterplatte der 12 Bit-AD-Wandlerkarte



Bestückungsplan der 12 Bit-AD-Wandlerkarte

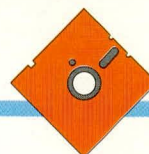


te anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste auf die Platine zu setzen und auf der Unterseite zu verlöten.

Da sämtliche Bauelemente auf einer einzigen Platine untergebracht sind, ist der

Aufbau recht einfach durchführbar. Die Bauelemente sind möglichst niedrig auf die Platine zu setzen, zur Vermeidung einer späteren Berührung mit der im nächsten Slot steckenden Leiterplatte.

Es folgt das Einsetzen und Verlöten der 25poligen Sub-D-Buchse und des Pfostensteckverbinders. Zum Abschluß der Aufbauarbeiten ist das Slot-Abdeckblech an den Sub-D-Steckverbinder anzuschrauben.



## Treibersoftware

Zur AD 16 steht eine Treibersoftware zur Verfügung, die beispielhaft die Ansteuerung dieser Einsteckkarte zeigt. Unter anderem kann auch die interruptgesteuerte AD-Wandlung vorgenommen werden, so daß die Verarbeitung quasi im Hintergrund abläuft.

Abbildung 5 zeigt einen Bildschirmausdruck der Testsoftware, die auf einer separaten Diskette vorliegt. Das Testprogramm ist übrigens auch in der ELV-Mailbox abgelegt und kann von dort kostenlos heruntergeladen werden.

## Stückliste: 12-Bit-AD-Wandlerkarte mit 8 Eingangskanälen

### Widerstände:

560Ω	.....	R10*
4,7kΩ	.....	R3, R6
10kΩ/Array	.....	R1
10kΩ	.....	R2, R5, R10, R4
22kΩ	.....	R11, R8*
33kΩ	.....	R9
100kΩ	.....	R7, R13-R28
220kΩ	.....	R8
Spindeltrimmer, 10kΩ	.....	R12

### Kondensatoren:

1nF	.....	C13
27pF/ker	.....	C14
220pF	.....	C49
100nF/ker	.....	C35 - C48
100n	.....	C2, C4, C6, C8, C10, C12, C15,
220nF	.....	C16, C17
10µF/25V	.....	C1, C3, C5, C7, C9, C11, C18

### Halbleiter:

ELV9359	.....	IC3
ICL7107	.....	IC10
74LS74	.....	IC9
74LS244	.....	IC4 - IC6
74LS245	.....	IC1
74LS273	.....	IC7
74LS688	.....	IC2
CD4051	.....	IC11, IC12
CD4040	.....	IC8, IC13
1N4148	.....	D1-D10

### Sonstiges:

- 1 Sicherung 1A, träge
- 2 Sicherung 630mA, träge
- 1 Sicherung 100mA, träge
- 1 DIP-Schalter, 8fach
- 4 Platinsicherungshalter (2Hälften)
- 1 SUB-D-Buchse, winkelpoint, 25polig
- 1 Stiftleiste, 2 x 9polig
- 1 Jumper
- 1 Slotblech, gestanz

ELV-AD-8 12 Bit/8 Kanal A/D-Wandler Inbetriebnahme-Programm					
Achtung : Negative Werte werden im Binär- und Hexadezimal-System im B-1-Komplement dargestellt!					
: Digitalwerte:		: Analogwerte:			
: Binär		: 200mV-Bereich			
Darst. :	BA9876543210	Hex	Dezimal	200mV-Bereich	2V-Bereich
Kanal 0 :	000000000000B	000H	0D	0.0 mV	0.000 V
Kanal 1 :	000000001001B	009H	9D	0.9 mV	0.009 V
Kanal 2 :	000000001100B	00CH	12D	1.2 mV	0.012 V
Kanal 3 :	000001101111B	06FH	111D	11.1 mV	0.111 V
Kanal 4 :	011111001111B	7CFH	1999D	199.9 mV	1.999 V
Kanal 5 :	111110100000B	FA0H	-96D	-9.6 mV	-0.096 V
Kanal 6 :	101110111000B	BB8H	-1096D	-109.6 mV	-1.096 V
Kanal 7 :	++Überlauf++B	H	D	mV	V
IO-Basisadresse ...: 0300H					
Interruptnummer ...: 15					
A/D-Wandlung .....: ok					
Programm beenden mit : <ESC> oder <ENTER>					

Bild 5: Bildschirmausdruck der Test- und Inbetriebnahme-Software der 12 Bit-AD-Wandlerkarte

Tabelle2 Zuordnung der SUB-D-Steckverbinderpins

Bedeutung	Pin	
Kanal 0	positiver Eingang	2
Kanal 1	positiver Eingang	3
Kanal 2	positiver Eingang	4
Kanal 3	positiver Eingang	5
Kanal 4	positiver Eingang	6
Kanal 5	positiver Eingang	7
Kanal 6	positiver Eingang	8
Kanal 7	positiver Eingang	9
Kanal 0	negativer Eingang	15
Kanal 1	negativer Eingang	16
Kanal 2	negativer Eingang	17
Kanal 3	negativer Eingang	18
Kanal 4	negativer Eingang	19
Kanal 5	negativer Eingang	20
Kanal 6	negativer Eingang	21
Kanal 7	negativer Eingang	22
COMM		14
GND		1,10,11
+5 V		23, 24
-5 V		25
+12 V		12
-12 V		13

tergeladen werden (nur die Telefongebühren fallen an).

## Inbetriebnahme

Tabelle 2 zeigt die Zuordnung der Steckverbinderpins zu der Hardwareschnittstelle für den Anschluß der Peripherie.

Nachdem der gesamte Aufbau dieser PC-Einsteckkarte nochmals sorgfältig überprüft wurde, kommen wir zur Einstellung der gewünschten I/O-Ansprechadresse mit

Hilfe des 8fach-DIP-Schalters. Gemäß der gewünschten I/O-Basisadresse sind die einzelnen Schalter einzustellen, wobei darauf zu achten ist, daß die gewählte Basisadresse nicht bereits durch vorhandene I/O-Einsteckkarten belegt ist. Eine genaue Vorgehensweise dieser Einstellarbeiten ist im PC-Grundlagen-Artikel im „ELVjournal“ 1/93 auf den Seiten 73 bis 75 beschrieben. Zu beachten ist lediglich, daß die PC-Einsteckkarte 4 aufeinanderfolgende I/O-Adressen belegt.

Sofern erforderlich, wird abschließend noch der Jumper für die Interrupt-Leitungen gesetzt. Eine Kollision mit bestehenden Interrupt-Leitungen muß ausgeschlossen werden. Hierzu empfiehlt es sich, die Interrupt-Einstellung der bereits installierten PC-Einsteckkarten zu überprüfen.

Mit Hilfe des Trimmers R 12 wird die Referenzspannung für den AD-Wandler IC 10 so eingestellt, daß die Hälfte der maximalen Eingangsspannung (200 mV bzw. 2 V) an den Referenz-Differenzeingängen Vref+ und Vref- (Pin 35 und Pin 36 von IC 10) anliegt, d. h. es sind 100 mV bzw. 1000 mV dort einzustellen.

Ersatzweise kann auch in Verbindung mit einer Treibersoftware eine bekannte Spannung, die möglichst in der Nähe des Meßbereichsendwertes liegt, an einen Eingang gelegt und mit Hilfe des Trimmers R 12 und der Treibersoftware die Einstellung vorgenommen werden, wobei der angezeigte Spannungswert dann möglichst genau der eingespeisten Spannung entsprechen sollte. Mit der Treibersoftware kann weiterhin eine Detailprüfung der Analog-Eingangsspannungen erfolgen. Sind alle Tests positiv verlaufen, kann die PC-Einsteckkarte ihren Dienst aufnehmen. **ELV**



# Telefon-Timer TT 12

**Der 6- bzw. 12-Minuten-Zeittakt bei Ortsgesprächen wird auf einer aus sechs LEDs bestehenden Leuchtdiodenkette angezeigt. Sie können damit den Zeittakt optimal nutzen und Ihre Telefonkosten günstig beeinflussen.**

## Allgemeines

Der bei Drucklegung dieses Artikels im Oktober 1993 gültige Zeittakt für Ortsgespräche liegt an Werktagen in der Zeit zwischen 8.00 Uhr und 18.00 Uhr bei 6 Minuten, während außerhalb dieser Zeit sowie an Samstagen, Sonn- und Feiertagen ein Zeittakt von 12 Minuten gilt. Dies bedeutet, daß pro Zeittakt-Einheit eine Gebühreneinheit in Höhe von derzeit 0,23 DM

von der DBP-Telekom berechnet wird.

Zur Optimierung der eigenen Telefonkosten wurde nun der hier vorgestellte Telefon-Timer entwickelt. Auf einer aus sechs Leuchtdioden bestehenden LED-Kette wird die Telefonzeit ausgegeben, so daß Sie rechtzeitig ein Gespräch beenden können, bevor die nächste Gebühreneinheit fällig wird.

## Bedienung und Funktion

Vor dem Einschalten des Telefon-Timers TT 12 wählen Sie mit dem unten auf der Frontplatte angeordneten Schiebeschalter den Zeittakt zwischen sechs oder zwölf Minuten aus.

Unmittelbar bei Beginn eines Telefonates, d.h. wenn der angewählte Teilnehmer sich gemeldet hat, betätigen Sie die Start-/Stop-Taste. Der TT 12 beginnt zu arbeiten und signalisiert dies durch Aufleuchten der ersten (unteren) grünen Leuchtdiode.

Nach Ablauf der ersten Minute erlischt die untere Leuchtdiode und die zweite darüber angeordnete LED leuchtet auf. Mit Beginn der dritten Minute leuchtet die dritte und mit Beginn der vierten Minute die vierte grüne LED auf. Es folgt nach Ablauf der vierten Minute die fünfte LED, die zur Vorankündigung des nahenden Endes des Zeittaktes gelb leuchtet.

Zu Beginn der sechsten Minute ertönt ein kurzer 2 kHz-Signalton, begleitet vom Aufleuchten der sechsten LED, die rot leuchtet. Nun steht noch eine Minute Gesprächszeit zur Verfügung, will man diese Gebühreneinheit nicht überschreiten.

Nach Ablauf von 6 Minuten erlischt die rote LED, und der Zyklus beginnt mit dem Aufleuchten der ersten grünen Leuchtdiode von vorne.

Alternativ zu dem vorstehend beschriebenen Ablauf kann auch der 12-Minuten-Zeittakt vorgewählt werden, indem der Schiebeschalter in die rechte Position gebracht wird. Nun erfolgt der Wechsel der LEDs alle 2 Minuten, d.h. auch der 2 kHz-Signalton ertönt mit Einschalten der roten LED 2 Minuten vor Ablauf des Zeittaktes.

Durch eine weitere Betätigung der links unten angeordneten Start-/Stop-Taste schaltet das Gerät aus.

Aufgrund der Schaltungsausführung in CMOS-Technologie ist die Ruhestromaufnahme vernachlässigbar und liegt unterhalb der Selbstentladung der eingesetzten 9 V-Blockbatterie. Im Betriebsfall, d.h. wenn eine der sechs LEDs aufleuchtet, beträgt die Stromaufnahme ca. 5 mA, entsprechend einer Gesamtbetriebszeit mit einer Batterie von rund 100 Stunden. Wenn Sie damit bei jedem sechs-Minuten-Telefonat durch rechtzeitiges Auflegen eine Gebühreneinheit sparen, so kann Ihre Einsparung innerhalb der Lebensdauer einer



einzelnen Batterie bei mehr als 200,- DM liegen.

Doch kommen wir nun zur Beschreibung der mit preiswerten Standardbauelementen ausgeführten Schaltung.

## Schaltung

Mit IC 4 A, B ist in Verbindung mit R 1, 3 sowie C 2 und TA 1 eine Toggle-Funktion realisiert. Im Grundzustand führt der Ausgang (Pin 4) des IC 4 B High-Potential, und T 1 ist gesperrt.

Das IC 4 wie auch IC 3 liegen permanent an der 9 V-Blockbatterie, was aufgrund des minimalen Ruhestromes hinsichtlich der Batteriebelastung vernachlässigbar ist.

Durch kurze Betätigung der Start-Stop-Taste TA 1 wechselt der Ausgang (Pin 4) des IC 4 B auf Low-Pegel und steuert damit über R 2 den Schalttransistor T 1 durch. Nun werden auch die übrigen Elektronikkomponenten der Schaltung mit ihrer Betriebsspannung versorgt und können ihren Dienst aufnehmen.

Gleichzeitig wechselt der Ausgang (Pin 3) des IC 4 A auf High-Potential und steuert über R 11 die Stromquelle, bestehend aus T 3, R 12 sowie den Dioden D 9, 10, an. Die erste LED D 1 leuchtet auf. Der Stromfluß ist dabei in weiten Grenzen von der Betriebsspannung unabhängig und liegt bei ca. 5 mA.

Beim IC 1 des Typs CD 4060 handelt es sich um einen 14 Bit Binärzähler mit integriertem Oszillator. In Verbindung mit der externen Beschaltung und dem Quarz Q 1 arbeitet der Oszillator auf einer Frequenz von exakt 32,768 kHz. Je nach Stellung des Schiebeschalters S 1 gelangt die durch 512 oder 1024 geteilte Frequenz auf den Clock-Eingang (Pin 10) des nachfolgenden Teilers IC 2. In Verbindung mit IC 6 A, B erfolgt hier eine Teilung durch 3840, d.h. am Ausgang Q 12 (Pin 1) des IC 2 steht eine Frequenz von 1/60s an, sofern sich der Schalter S 1 in der eingezeichneten Stellung befindet (entsprechend einem Impuls pro Minute). In der entgegengesetzten Schalterstellung verdoppelt sich die Zeitspanne, und ein Impuls erscheint alle zwei Minuten.

Die so generierte langsame Impulsfolge gelangt auf den Zählengang (Pin 13) des nachfolgenden Zählers IC 3, der an seinen Ausgängen eine direkte Ansteuerung der sechs Leuchtdioden der Reihe nach vornimmt. Beim Erreichen des Zählerstandes „6“ wird dieser Zähler über IC 4 C, D zurückgesetzt, und der Zählvorgang beginnt von neuem.

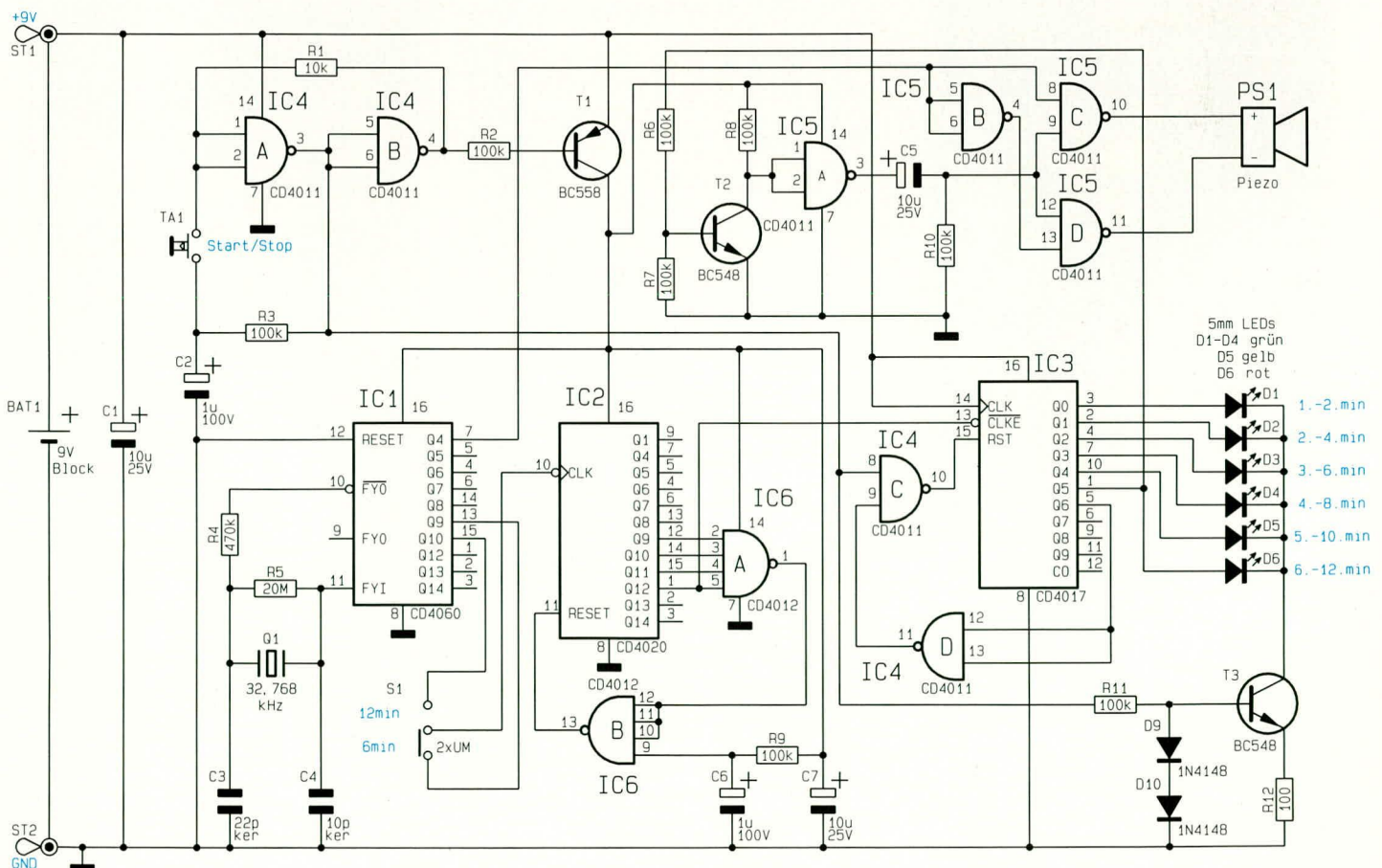
Mit dem Einschalten der Betriebsspannung über T 1 wird gleichzeitig über R 9,

C 6 das IC 2 zurückgesetzt, während der Ausgang (Pin 3) des IC 4 A den Reset-Eingang von IC 3 über den Eingang (Pin 8) des IC 4 C freigibt. Somit ist sichergestellt, daß unmittelbar mit Betätigung der Start-Stop-Taste der Zählvorgang mit den in Startposition befindlichen Zählern beginnt. Die Stellung des internen Zählers von IC 1 spielt dabei keine Rolle, da dessen Ausgangsfrequenz hinreichend groß ist.

Zur Erzeugung des kurzen 2 kHz-Signals zum Beginn des Aufleuchtens der roten LED wird am Ausgang Q 5 (Pin 1) des IC 3 ein Steuersignal abgenommen, das über R 6, T 2 durchsteuert. Nach Durchlaufen des Inverters IC 5 A erscheint am Ausgang (Pin 3) ein High-Pegel, der für ca. 1 Sekunde über C 5 die Steuereingänge Pin 9, 12 des IC 5 C, D freigibt. Danach liegen diese beiden Eingänge wieder über R 10 auf Low-Potential. Mit Freigabe der beiden Eingänge kann die 2,048 kHz-Frequenz vom Ausgang Q 4 (Pin 7) des IC 1 über den Inverter IC 5 C und phasenverschoben über IC 5 B, D auf den Piezo-Signalgeber PS 1 gelangen. Dieser wird gegenphasig mit maximaler Amplitude zur Erzielung eines hinreichend lauten Tones angesteuert.

Eine weitere Betätigung der Taste TA 1 verursacht einen Pegelwechsel an den Ausgängen Pin 3, 4, den Inverter IC 4 A, B und das Gerät ist ausgeschaltet.

Schaltbild des Telefon-Timers

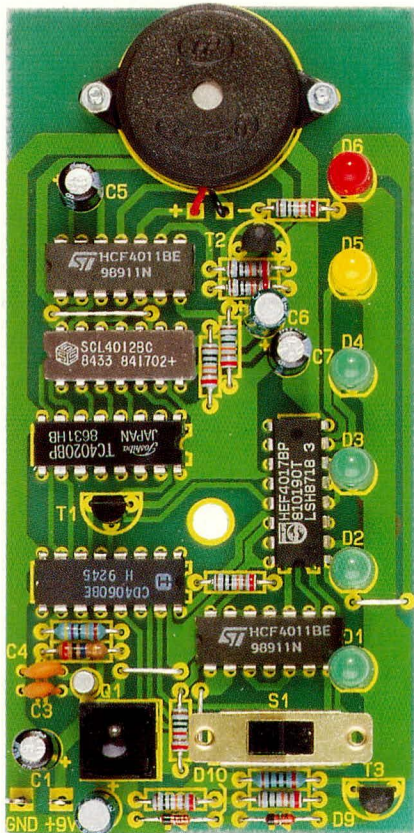


## Nachbau

Sämtliche Bauelemente finden auf einer übersichtlichen Leiterplatte mit den Abmessungen 53 mm x 108 mm Platz.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten mit dem Einsetzen der drei Brücken, gefolgt von den elf Widerständen und den sieben Kondensatoren. Bei den Elkos handelt es sich um gepolte Bauelemente, deren korrekte Einbaulage wichtig ist. Es folgt das Einsetzen der drei Transistoren sowie der fünf integrierten Schaltkreise. Auch hier spielt die Einbaulage eine wichtige Rolle, wobei die Stirnfläche der ICs auf der Seite mit dem Anschluß Pin 1 durch eine Einkerbung oder eine Punktmarkierung gekennzeichnet ist.

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



Ansicht der komplett aufgebauten Leiterplatte des Telefon-Timers

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 LEDs gekennzeichnet. Für D1 bis D4 sind grüne Leuchtdioden, für D5 eine gelbe und D6 eine rote LED einzusetzen. Der Abstand zwischen Leiterplattenoberseite und Gehäuseunterseite einer jeden LED sollte 12 mm betragen.

Der Piezo-Signalgeber PS 1 wird, wie aus der Abbildung ersichtlich, auf die Leiterplatte gesetzt und mit zwei Schrauben M 2 x 8 mm und zugehörigen Muttern mit der Platine verschraubt. Die beiden Anschlußleitungen sind auf ca. 10 mm Länge zu kürzen und an den Enden auf 2 mm abzuisolieren. Die rote Leitung wird mit dem unmittelbar vor dem Signalgeber liegenden und mit „+“ versehenen Anschlußpunkt verbunden, während die schwarze Leitung mit den daneben angeordneten „-“ gekennzeichneten Punkt zu verlöten ist. Die Leitungen können direkt durch die entsprechenden Bohrungen geführt und auf der Leiterbahnseite verlötet werden.

Kommen wir nun zum Einsetzen des Schiebeschalters S 1 und des Tasters TA 1. Zunächst werden in die entsprechenden Bohrungen 3 bzw. 2 Lötstifte eingesetzt, um anschließend den Schiebeschalter bzw. den Taster darauf anzulöten. Der Abstand

zwischen Leiterplattenoberseite und der Oberkante von Schiebeschalter und Taster (ohne Berücksichtigung des Knopfes) muß genau 14 mm betragen.

Den Abschluß bildet das Einsetzen und Anlöten der Zuleitung des 9 V-Batterieclips. Die rote Ader wird an ST 1 (+) und die schwarze an ST 2 (GND) angeschlossen.

Bevor die soweit fertiggestellte Leiterplatte in das Gehäuse eingebaut wird, empfiehlt es sich, nochmals eine sorgfältige Überprüfung der Bestückungsarbeiten vorzunehmen.

Alsdann wird die so entstandene Einheit in die Gehäuseunterhalbschale eingelegt und die Batterie angeschlossen.

Die Leiterplatte befindet sich in ihrer korrekten Position im Gehäuse, wenn die darin befindliche Bohrung genau über dem mittleren Befestigungszapfen des Gehäuses liegt, so daß sie nach dem Aufsetzen der oberen Gehäusehalbschale mit anschlie-

### Stückliste: Telefon-Timer TT 12

#### Widerstände:

100Ω	.....	R12
10kΩ	.....	R1
100kΩ	.....	R2, R3, R6 - R11
470kΩ	.....	R4
20MΩ	.....	R5

#### Kondensatoren:

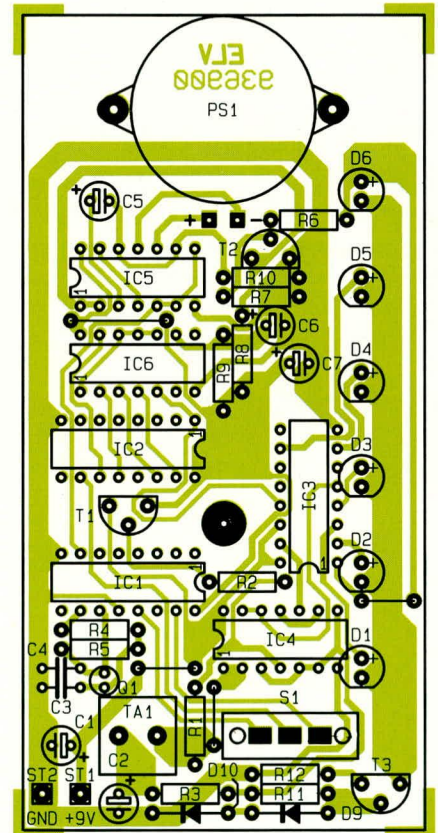
10pF/ker	.....	C4
22pF/ker	.....	C3
1µF/100V	.....	C2, C6
10µF/25V	.....	C1, C5, C7

#### Halbleiter:

CD4011	.....	IC4, IC5
CD4012	.....	IC6
CD4017	.....	IC3
CD4020	.....	IC2
CD4060	.....	IC1
BC548	.....	T2, T3
BC558	.....	T1
1N4148	.....	D9, D10
LED, 5mm, grün	.....	D1-D4
LED, 5 mm, gelb	.....	D5
LED, 5mm, rot	.....	D6

#### Sonstiges:

Quarz, 32,768 kHz	.....	Q1
Piezo-Signalgeber	.....	PS1
Print-Taster, stehend, 15 mm	.....	TA1
2 Lötstifte mit Lötöse		
5 Lötstifte, 1,3 mm		
1 Batterieclip		
2 Zylinderkopfschrauben, M2 x 8mm		
2 Muttern, M2		
1 Schiebeschalter, 2 x um	.....	S 1
1 Softline-Gehäuse, gebohrt und bedruckt		
10cm Silberdraht, blank		



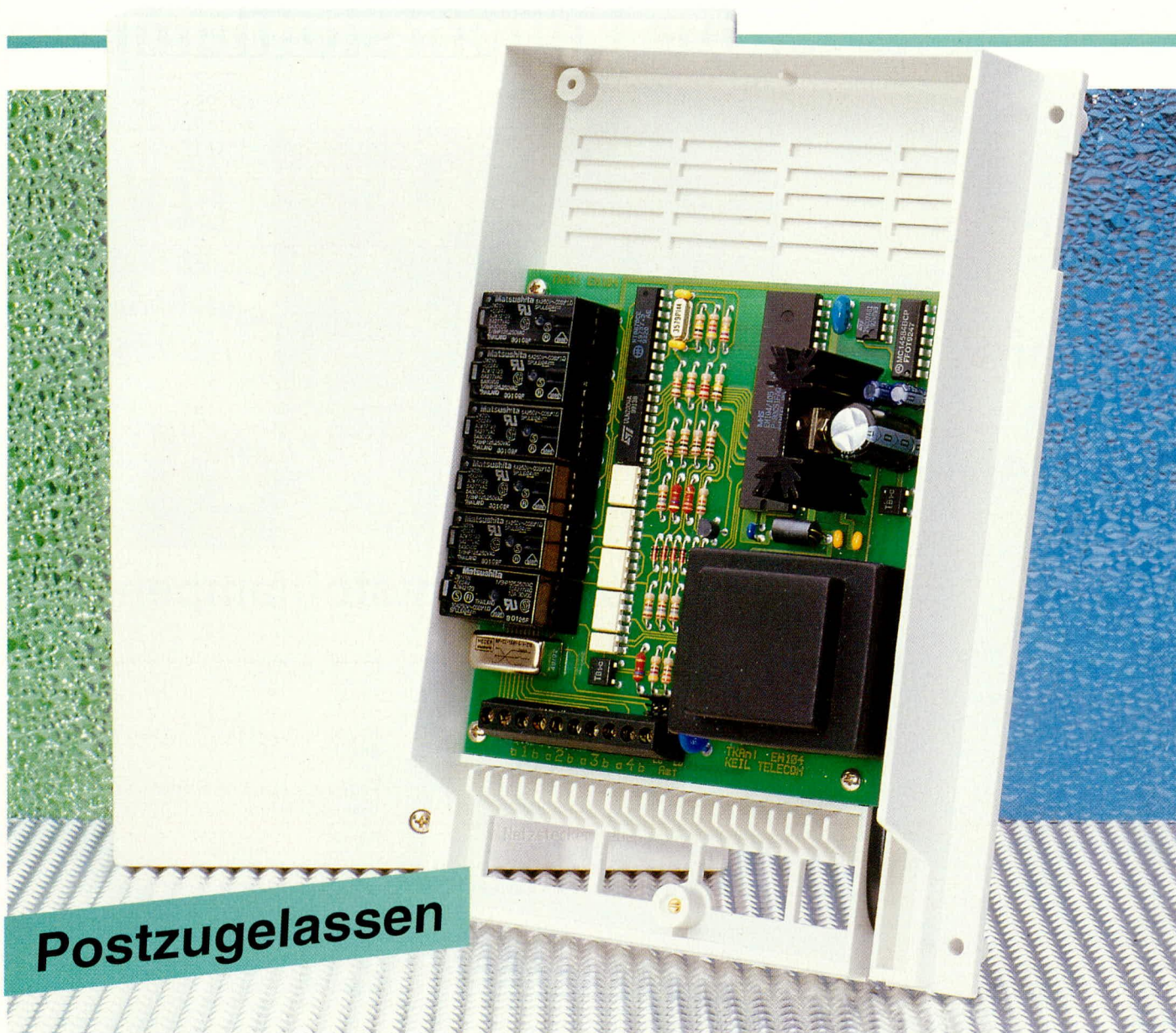
Bestückungsplan der Leiterplatte des Telefon-Timers TT 12

ßender Verschraubung durch den mittleren Gehäusesteg gehalten wird.

Nach dem Einsetzen der Batterie wird das Gehäuse mit dem Aufsetzen der oberen Gehäusehalbschale verschlossen und von unten mit einer Knippingschraube verschraubt.

Damit ist der Nachbau dieses nützlichen Telefon-Timers beendet, und das Gerät kann seiner Bestimmung übergeben werden.





# Telefonanlage EM 104

**Eine Amtsleitung und vier Nebenstellen mit Impuls- und Mehrfrequenzwahl sind die Eckpfeiler dieser mikroprozessorgesteuerten Telefonanlage EM 104. Neben den postzugelassenen Fertigeräten besteht nun auch die Möglichkeit, diese innovative Anlage im Eigenbau zu erstellen.**

## Allgemeines

Die Telefonanlage EM 104 wurde erstmals im „ELV-Journal 5/92“ vorgestellt und hat sich seitdem zehntausendfach zur Zufriedenheit der Anwender bewährt. Die bis dato nur als Fertigerät zu beziehende EM 104 ist postzugelassen, d.h. sie verfügt über eine allgemeine Anschalteerlaubnis und ZZF-Nummer, d.h. sie darf als Endgerät an der TAE-Telefondose betrieben werden.

Aufgrund der großen Nachfrage nach

preisgünstigen, im Eigenbau zu erstellen den Telefonanlagen, stellen wir Ihnen nun hier die EM 104 auch als Bausatz vor. Dabei ist jedoch zu beachten, daß nur die vom zugelassenen Hersteller produzierten Fertigeräte die Postzulassung besitzen. Der Betreiber einer selbstgebaute EM 104 kann jedoch das gute Gefühl haben, bei richtigem Aufbau eine hochwertige, den Postbestimmungen entsprechende (aber nicht postzugelassene) Telefonzentrale sein eigen zu nennen mit all den Vorteilen, die ein solches Gerät bietet.

Die Leistungsmerkmale, Bedienung,

Funktion sowie Hinweise zur Installation der EM 104 sind im „ELVjournal“ 5/92 ausführlich dargelegt, so daß wir uns im vorliegenden Artikel auf die besonders interessante, derweil recht kompakte und übersichtliche Schaltungstechnik konzentrieren können.

Anzumerken ist in diesem Zusammenhang noch, daß die im Eigenbau erstellte EM 104 nicht am öffentlichen Postnetz betrieben werden darf, obwohl die Schaltungstechnik der Bausatzversion mit dem Fertigerät vollkommen identisch ist.

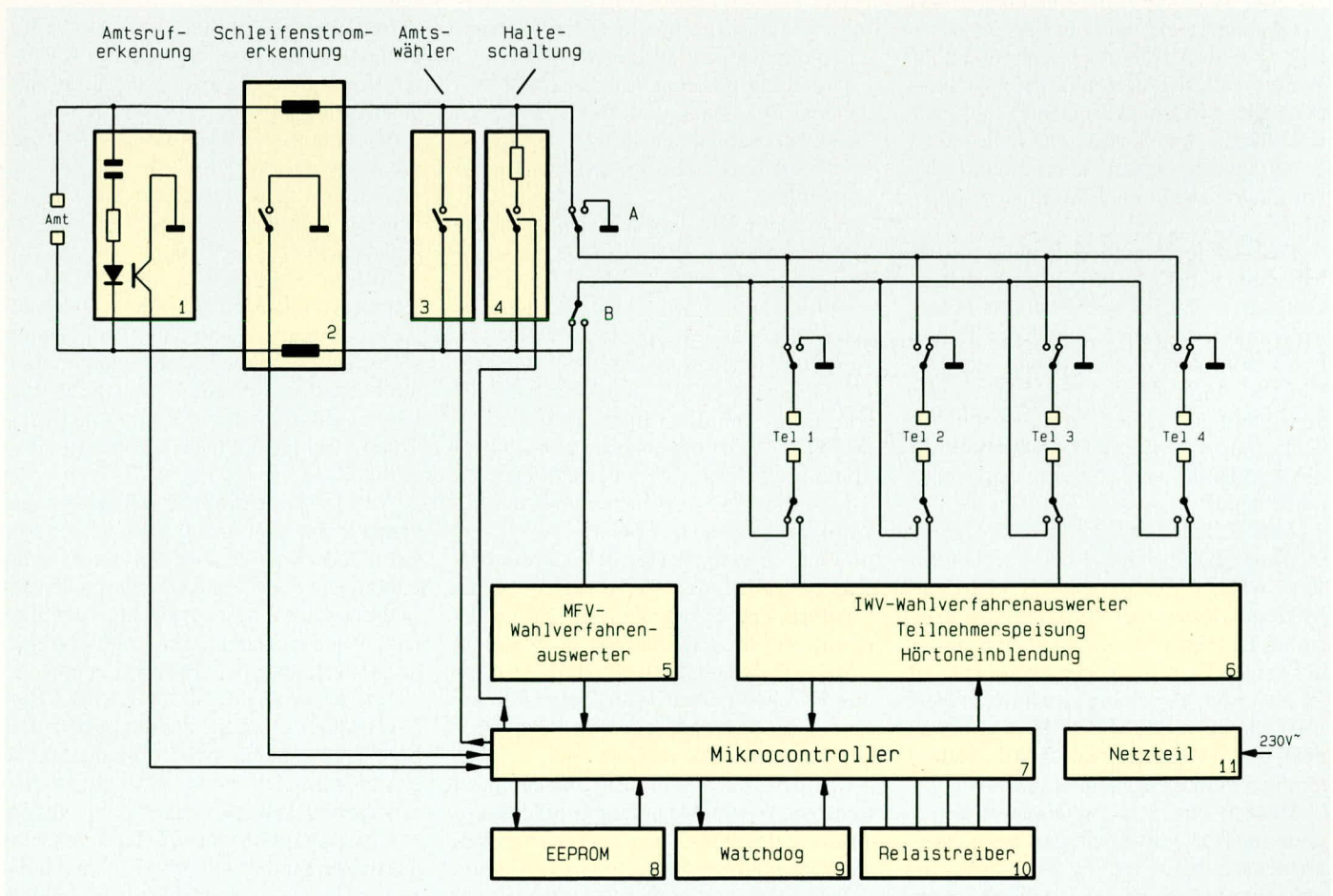
Wahlverfahren:	Impulswahl (IWV) oder Mehrfrequenzwahl (MFV) oder kombiniert.
Verbindungswege:	Amtsverbindungen und interne Verbindung.
Rückfrage:	Während eines Amtsgesprächs können interne Rückfragen erfolgen.
Gesprächsweiterleitung:	Das Amtsgespräch kann einem internen Teilnehmer übergeben werden (als Besonderheit auch ohne dessen Melden abzuwarten).
Rufnummernspeicher:	30 Kurzwahlruffnummern stehen bei IWV allen Teilnehmern zur Verfügung.
Amtsrufsignalisierung:	Jedes Telefon für Amtsrufsignalisierung ein- oder ausgeschaltet werden.
Amtsruferverzögerung:	Es können für jedes Telefon bei Amtsanrufen 1 bis 10 Rufzyklen unterdrückt werden, bevor das Telefon klingelt.
Wiederanruf:	Telefon signalisiert z. B. nach Auflegen im Rückfragemodus das wartende Amtsgespräch.
Sammelruf:	Alle internen Teilnehmer werden gleichzeitig angerufen.
Aufmerksamkeitston:	Amtsanrufe werden während eines Gesprächs durch einen Aufmerksamkeitston signalisiert.
Gebührenimpulsdurchschaltung:	Bei Amtsgesprächen ist der Gebührenimpuls an der jeweiligen Nebenstelle auswertbar.
Amtsberechtigung:	Jeder Apparat kann wahlweise voll amtsberechtigt oder halbamtsberechtigt geschaltet werden.
Sonderfunktionen:	Betrieb mit Modem, Telefax oder Anrufbeantworter.
Stromversorgung:	Netzspannung 230 V, 4 W, unbegrenzter Speicherehalt bei Netzausfall.
Abmessungen (HxBxT):	220 x 160 x 60 mm.

In Tabelle 1 sind die Haupt-Funktionsmerkmale der EM 104 übersichtlich zusammengestellt.

## Schaltung

Zur besseren Übersicht soll die wesentliche Funktionsweise der EM 104 zunächst

**Bild 1: Blockschaltbild der Telefonanlage EM 104**



anhand eines Blockschaltbildes erläutert werden, um anschließend die detaillierte Schaltungsbeschreibung vorzunehmen.

## Blockschaltbild

In Abb. 1 ist das Blockschaltbild der EM 104 dargestellt, das sich im wesentlichen in elf Funktionsblöcke aufteilen läßt:

- Block 1: Amtsruf-erkennung
- Block 2: Schleifenstrom-erkennung
- Block 3: Amtswähler
- Block 4: Halteschaltung
- Block 5: MFV-Wahlverfahrensauswerter
- Block 6: IWV-Wahlverfahrensauswerter inkl. Teilnehmerspeisung und Hör-toneinblendung
- Block 7: Mikrocontroller
- Block 8: EEPROM
- Block 9: Watchdog
- Block 10: Relais-treiber
- Block 11: Netzteil

Die moderne Mikroprozessortechnik macht es möglich, daß auch kleine und dennoch preiswerte Telefonanlagen eine außerordentlich große Zahl anwenderfreundlicher Komfortmerkmale bieten.

Sämtliche Ereignisse, die in geeignete Eingangssignale für den zentralen Mikrocontroller umgesetzt werden, wie z.B. ein Amtsruf, das Abheben eines Hörers, der Beginn der Rufnummernwahl oder auch ein Stromausfall, können zu nicht vorher-

sehbarer Zeitpunkten eintreten. Der Mikrocontroller muß daher nach einem vorgegebenen Zeitraster alle Signalquellen der Reihe nach abtasten, die dadurch bedingten Folgesteuern veranlassen und gleichzeitig wieder neue mögliche Signale erfassen.

Die Steuerungssoftware für die gesamte Ablaufsteuerung ist deshalb in einem Echtzeit-Betriebssystem realisiert, das die notwendigen Funktionen in sogenannte „Tasks“ unterteilt. Die Funktionen dieser Tasks sollen nachfolgend näher beschrieben werden:

**Task 1:** Erkennen, ob ein Hörer abgehoben wurde, die Teilnehmernummer und das Wahlverfahren ermitteln, gegebenenfalls umsteuern auf den entsprechenden Wahlverfahrensauswerter, die gewählte Rufnummer abspeichern bzw. auswerten und die gewünschte Funktion ausführen (z.B. Belegen der Amtsleitung).

**Task 2:** Erzeugen von Hörzeichen. Eine eindeutige Bedieneroberfläche bewirkt die synchrone Hörzeichengabe, z.B. ein Internruf startet immer mit der Rufphase, danach folgt die Pause.

**Task 3:** Schleifenstromerkennung und Erzeugung von Wählimpulsen. Ein Schleifenstrom wird erkannt, wenn die Halteschaltung (Block 4) oder ein Telefon über das Relais (Kontakt A und B) die Amtsschleife bildet. Wählimpulse werden zunächst im Mikrocontroller zwischengespeichert und nach Belegen der Amtsleitung durch die Halteschaltung dem Ortsamt übermittelt. Dabei wird automatisch eine Wahlpause eingeleitet.

**Task 4:** Die Amtsrufenerkennung teilt dem Mikrocontroller mit, daß eine Rufwechselspannung 60V/25Hz gesendet wird. Je nach Programmierung wird dann an den Telefonen 1 bis 4 der Amtsruf signalisiert. Den Rufstrom erhalten die Teilnehmer dabei vom internen Netzteil. Wenn bereits ein Teilnehmer intern spricht, so wird anstelle des Anrufsignals der Aufmerksamkeitsston eingeblendet.

**Task 5:** Jede vorgenommene Programmierung, die über die Telefontastatur erfolgt, wird im internen RAM-Speicher des Mikrocontrollers abgelegt und gleichzeitig im EEPROM dupliziert. Damit bleibt der eingestellte Betriebszustand der Anlage auch nach einem Stromausfall erhalten. Der Dateninhalt im EEPROM wird permanent mit den Daten des RAM-Speichers verglichen und gegebenenfalls korrigiert.

**Task 6:** Eine Störung des Stromnetzes überbrückt die Ladeenergie des Pufferkondensators für ca. 0,1 Sekunden. Bei längerem Stromausfall kann die absinken-

de Versorgungsspannung im Mikrocontroller einen Programmabsturz verursachen. Dies wird zuverlässig von der integrierten Watchdog-Schaltung detektiert. Nach Wiederkehr der Spannung führt die Watchdog-Schaltung einen Neustart durch, bei dem zuerst der Programmierzustand aus dem EEPROM wieder eingelesen wird. Auf diese Weise bleibt der eingestellte Betriebszustand der Anlage unverändert, und die sichere Funktion der Ablaufsteuerung ist auch nach einem Stromausfall garantiert.

### Detail-Schaltung

In Abbildung 2 ist das ausführliche Schaltbild der EM 104 dargestellt.

Im oberen linken Schaltbildbereich befindet sich die Klemme KL 5, an der die Amtsleitung (z.B. aus einer nicht an das Postnetz angeschlossenen privaten Nebstellenanlage) angeschlossen wird. Wahlweise kann der Amtsanschluß auch über den Steckverbinder ST 1 in Verbindung

ein Kurzschlußschalter, zum anderen ist mit IC 10 B und R 5 eine schaltbare, definierte Belastung vorhanden.

Der Kurzschlußschalter, bestehend aus dem Optokoppler IC 10 A, wird vom Prozessor IC 1 über die Verbindung K 1 gesteuert und dient zur Wählimpulserzeugung.

Damit eine bestehende Amtsverbindung nicht unterbrochen wird, ist es z.B. bei Rückfragen erforderlich, den Haltestrom aufrechtzuerhalten, auch wenn kein Telefon auf das Amt durchgeschaltet ist. Diese Aufgabe übernimmt die Halteschaltung um IC 10 B, wobei R 5 zur Begrenzung des Stromes dient. Auch die Halteschaltung wird vom Mikroprozessor IC 1 über die Verbindung K 2 vom Prozessorport 0.1 aus gesteuert.

Bevor die vom Amtsanschluß kommenden a/b-Leitungen auf die Umschaltkontakte des Relais RE 5 gelangen, werden sie über die Erregerwicklungen des Schleifenrelais RE 7 geführt. Dieses spezielle Te-

lekommunikations-Relais dient zur Detektierung von Amtsverbindungen. Nur wenn durch bei-

de Erregerpulsen ein Gleichstrom fließt, ist der zugehörige Relaiskontakt geschlossen.

Im Schaltbild befindet sich dieser Relaiskontakt am Optokoppler IC 14 A. Über die Verbindung IA erfolgt die Informationsübertragung zum Prozessor IC 1.

Mit dem Relais RE 5 wird die Amtsanschaltung durchgeführt, d.h. immer wenn ein internes Telefon mit dem Amt verbunden ist, befindet sich das Relais in der eingezeichneten Stellung.

Alle in Abbildung 2 eingezeichneten Relaisstellungen entsprechen zugleich der Ruhestellung, die automatisch eingenommen wird, wenn die Stromversorgung unterbrochen ist. Wie aus dem Schaltbild hervorgeht, ist in dieser Betriebsphase das Telefon Tel 1 (Klemme KL 1) mit dem Amt verbunden.

Alle Telefongespräche, d.h. Telefongespräche mit dem Amt als auch interne Gespräche, werden über die von den Mittelkontakten des Relais RE 5 ausgehenden internen a/b-Leitungen geführt. Hierzu ist jedem einzelnen Telefon (angeschlossen an die Klemmen KL 1 bis 4) ein entsprechendes Umschaltrelais (RE 1 bis RE 4) zugeordnet, mit dem zwischen dem Betrieb auf den internen (a/b-Leitungen) und einem zusätzlichen Signalzweig-Betrieb umgeschaltet werden kann.

Grundsätzlich ist jedes Telefon zunächst auf diesen Signalzweig (wie im Schaltbild bei Tel 2 - Tel 4 eingezeichnet) geschaltet.

## EM 104: Prozessortechnik aufgebaut auf einer kompakten 120 x 128 mm messenden Leiterplatte

mit der beiliegenden Anschlußschnur erfolgen.

Der VDR-Widerstand V 1 dient zur Störspitzenbegrenzung der auf der Amtsleitung vorhandenen Störungen.

Die direkt mit dem Amtsanschluß verbundene Schaltung um IC 8 / IC 14 B und Zusatzbeschaltung entspricht der Amtsrufenerkennung (Block 1) aus dem Blockschaltbild.

Sobald die Klingelwechselspannung an der Amtsleitung anliegt, fließt ein genügend großer Strom über den Triac-Optokoppler IC 8, C 5, R 1 und schließlich über den Steuerzweig des Optokopplers IC 14 B, woraufhin letzterer im Lastzweig den Prozesseingang (ASIG) auf Low-Potential legt. Dem zentralen Mikroprozessor IC 1 des Typs 8051 mit internem Steuerprogramm wird damit über den Porteingang 3.2 (Verbindung ASIG) mitgeteilt, daß ein Amtsanruf vorliegt.

Nach entsprechender Weiterverarbeitung dieser Information kann der Prozessor über seinen Ausgang Port 0.2 (ASE) den im Steuerzweig der Amtsrufenerkennung liegenden Triac-Optokoppler sperren, so daß durch die Amtsrufenerkennung keine Belastung mehr für die Amtsleitung besteht.

Weiterhin sind die a/b-Amtsleitungen mit dem Wechselspannungsanschluß des Brückengleichrichters GL 1 verbunden. Nach der Gleichrichtung befindet sich zum einen mit IC 10 A und Zusatzbeschaltung

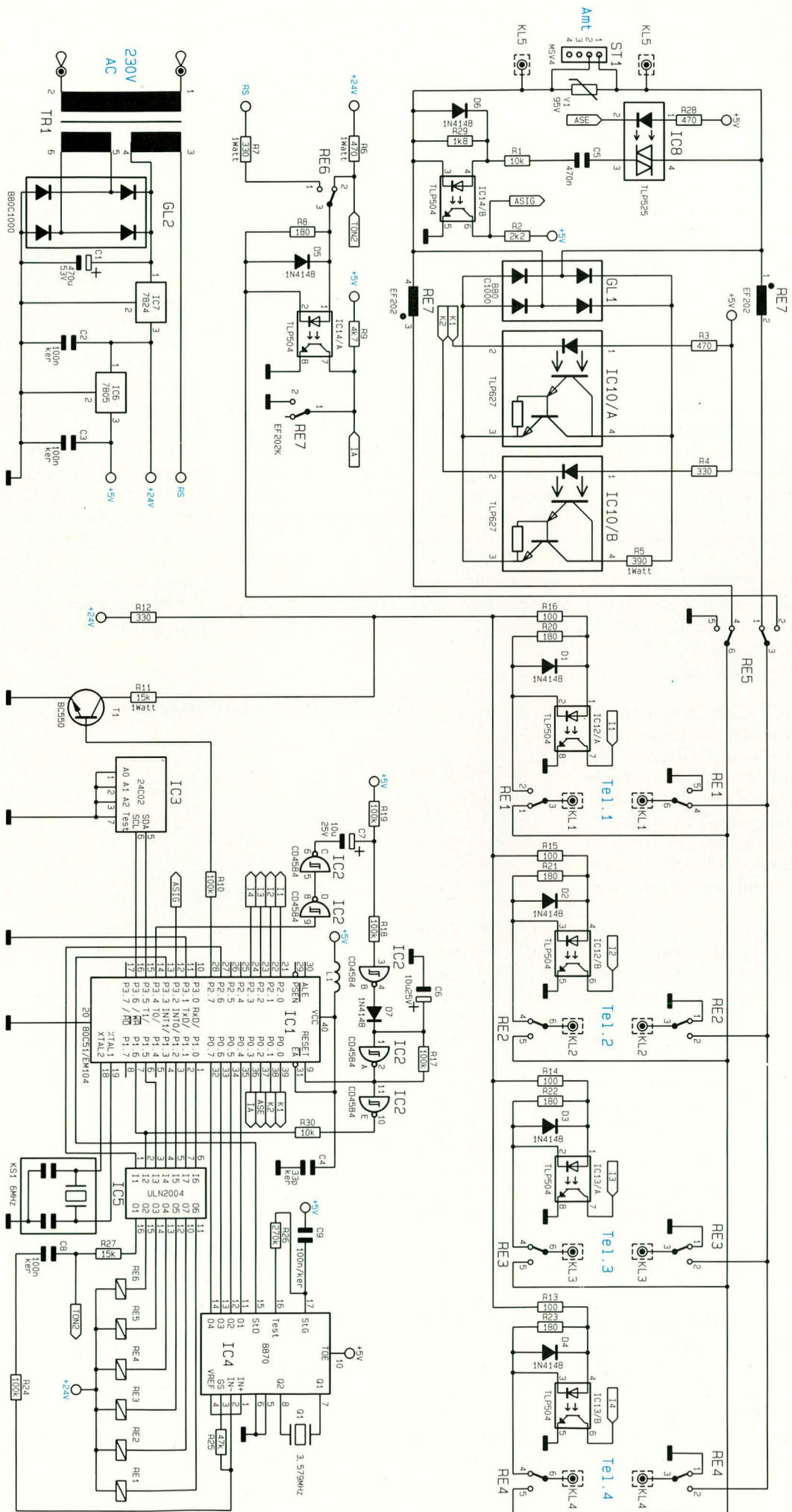


Bild 2:  
Schaltbild  
der EM 104

Jedes Telefon wird in diesem Betriebsfall durch die jeweils links von der Anschlußklemme befindliche Zusatzschaltung, die Entkoppelwiderstände R 13 bis R 16 und schließlich über den Widerstand R 12 mit der 24 V DC-Spannung versorgt.

Wird ein Hörer abgenommen, so detektiert der Mikroprozessor den nun vorliegenden Stromfluß über die Optokopplerschaltung, die jeweils links von den einzelnen Telefonanschlüssen im Schaltbild eingezeichnet ist. Der Ausgangstransistor des jeweiligen Optokopplers schaltet hierbei durch und legt über die Verbindungsbezeichnungen I 1 bis I 4 den zugehörigen Prozessoreingang P 2.0 bis P 2.3 auf Masse.

In der Betriebsphase „Telefon noch nicht auf die internen a/b-Leitungen geschaltet“ kann der Prozessor bestimmte Statuszeichen an das abgenommene Telefon übersenden. Dies ist z.B. erforderlich, wenn ein Besetztzeichen auszugeben ist, d.h. wenn der gewünschte Gesprächspartner bereits telefoniert.

Die verschiedenen Statuszeichen werden vom Mikroprozessor IC 1 erzeugt und gelangen vom Port 2.7 über R 10 auf die Basis des Transistors T 1 und damit über R 11 auf die angeschlossene Telefonleitung.

Interne Wählvorgänge, wie auch die Übermittlung eines Klingelzeichens, erfolgen ausschließlich über die internen a/b-Leitungen. Für den Wählvorgang befindet sich der Relaiskontakt RE 6 in der eingezeichneten Stellung, wodurch die 24 V-Betriebsspannung über die Optokoppler-Eingangsdioden des IC 14 A in Verbindung mit R 8 und D 5 auf den Relaiskontakt RE 5/2 gelangt.

Bei entsprechender Relaisstellung können die vom durchgeschalteten Telefon erzeugten Wählpulse vom Prozessor über die Ausgangsstufe des Optokopplers IC 14 A und die Verbindung IA ausgewertet werden.

Ist ein Telefon angeschlossen, das nach dem Mehrfrequenzwahlverfahren (MFV) arbeitet, so können diese Wähltöne über die Verbindung TON 2 vom MFV-Decoder IC 4 ausgewertet und dem Prozessor übermittelt werden.

Beim IC 3 des Typs 24C02 handelt es sich um das aus dem Blockschaltbild bekannte EEPROM. Hier wird neben den möglichen Kurzwahlnummern auch der gewünschte Amtsstatus eines jeden Telefons gespeichert.

Mit IC 2 des Typs CD4584 ist die Watchdog-Schaltung aufgebaut, deren Aufgabe bereits in der Beschreibung des Blockschaltbildes dargelegt ist. Sobald durch äußere Einwirkung der Steuertakt des Prozessors IC 1 am Port 3.4 ausbleibt, nimmt die Watchdog-Schaltung durch IC 2 (Pin 2)

einen Reset und damit einen Neustart des Prozessors vor.

Die Ansteuerung der Relais RE 1 bis RE 6 übernimmt der Prozessor. In diesem Zusammenhang arbeitet das Darlington-Transistor-Array IC 5 des Typs ULN 2004 als Treiberstufe.

Abschließend kommen wir zur Spannungsversorgung der Telefonanlage.

Die drei benötigten Versorgungsspannungen werden über den vergossenen Netztransformator TR 1 erzeugt. Zur Stabilisierung der 5 V- und der 24 V-Betriebsspannung dienen die Regler ICs 6 und 7. Zuvor nimmt der integrierte Brückengleichrichter GL 2 eine Gleichrichtung vor, und der Elko C1 sorgt für die nötige Siebung bzw. Pufferung.

Die Klingelwechselspannung wird durch die separate Trafowicklung (Anschluß 3/4) erzeugt und auf die DC-Spannung am Elko C1 aufgekoppelt damit dadurch am Netzteilaustritt RS eine ausreichend hohe Klingelspannung anliegt.

Nach dieser ausführlichen Schaltungsbeschreibung wenden wir uns nun dem Nachbau dieser innovativen Telefonanlage zu.

## Nachbau

Für den Aufbau der Telefonanlage wird eine doppelseitig durchkontaktierte Leiterplatte mit den Abmessungen 128 mm x 120 mm verwendet. Zuerst sind die niedrigen Bauelemente wie Dioden, Widerstände und Kondensatoren einzusetzen. Bei der Bestückung geht man genau nach den Angaben im Bestückungsplan und in der Stückliste vor. Dies ist deshalb besonders wichtig, weil die Leiterplatte aufgrund der hier verwendeten Industrieausführung selber keinen Bestückungsdruck trägt.

Da die EM 104 zunächst nur als Fertigerät mit Postzulassung geplant war und Bestückungs-Vollautomaten keinen Bestückungsdruck benötigen, haben wir uns bei der Fertigung der Bausätze an die qualitativ hochwertigen Serien-Leiterplatten der Fertigeräte „angehängt“. In Verbindung mit dem übersichtlichen Bestückungsdruck in dieser Bauanleitung sollte jedoch der Aufbau kein Problem darstellen und wird in kurzer Zeit auszuführen sein.

Nachdem auch die weiteren passiven Bauelemente wie Relais, Klemmleiste,

## Stückliste: Telefonanlage EM104

### Widerstände:

100Ω	.....	R13 - R16
180Ω	.....	R8, R20 - R23
330Ω	.....	R4
330Ω/1W	.....	R7, R12
390Ω/1W	.....	R5
470Ω	.....	R3, R28
470Ω/1W	.....	R6
1,8kΩ	.....	R29
2,2kΩ	.....	R2
4,7kΩ	.....	R9
10kΩ	.....	R1, R30
15kΩ	.....	R11, R27
47kΩ	.....	R25
100kΩ	.....	R10, R17-R19, R24
270kΩ	.....	R26

### Kondensatoren:

33pF/ker	.....	C4
100nF/ker	.....	C2, C3, C8, C9
0,47µF/250V	.....	C5
10µF/35V	.....	C6, C7
470µF/50V	.....	C1

### Halbleiter:

EM104/90C51	.....	IC1
CD4584	.....	IC2
24C02	.....	IC3
8870	.....	IC4
ULN2004	.....	IC5
TLP504	.....	IC12 - IC14

TLP525	.....	IC8
TLP627-2	.....	IC10
7805	.....	IC6
7824	.....	IC7
BC550C	.....	T1
B80C1000	.....	GL1, GL 2
1N4148	.....	D1 - D7

### Sonstiges:

Quarz, 3,579 MHz	.....	Q1
Keramikschwinger, 6 MHz	.....	KS1
VDR, 95 V	.....	V1
Drossel	.....	L1
Relais, 24V, 2xum	.....	RE1 - RE5
Relais, 24V, 1xum	.....	RE6
Stromschleifen-Relais	.....	RE7
Trafo	.....	TR1
5 Schraubklemmleisten, 20pol		
1 AMP-Steckverbinder, 4pol		
1 Kühlkörper		
1 Telefonanschlußkabel, TAE-Stecker/AMP-Stecker, 1,5 m		
1 Netzleitung, 2adrig		
5 Knippingschrauben, 2,9 x 12mm		
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm		
1 Mutter, M3		
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 45mm		
1 Gehäuseoberschale		
1 Gehäuseunterschale		

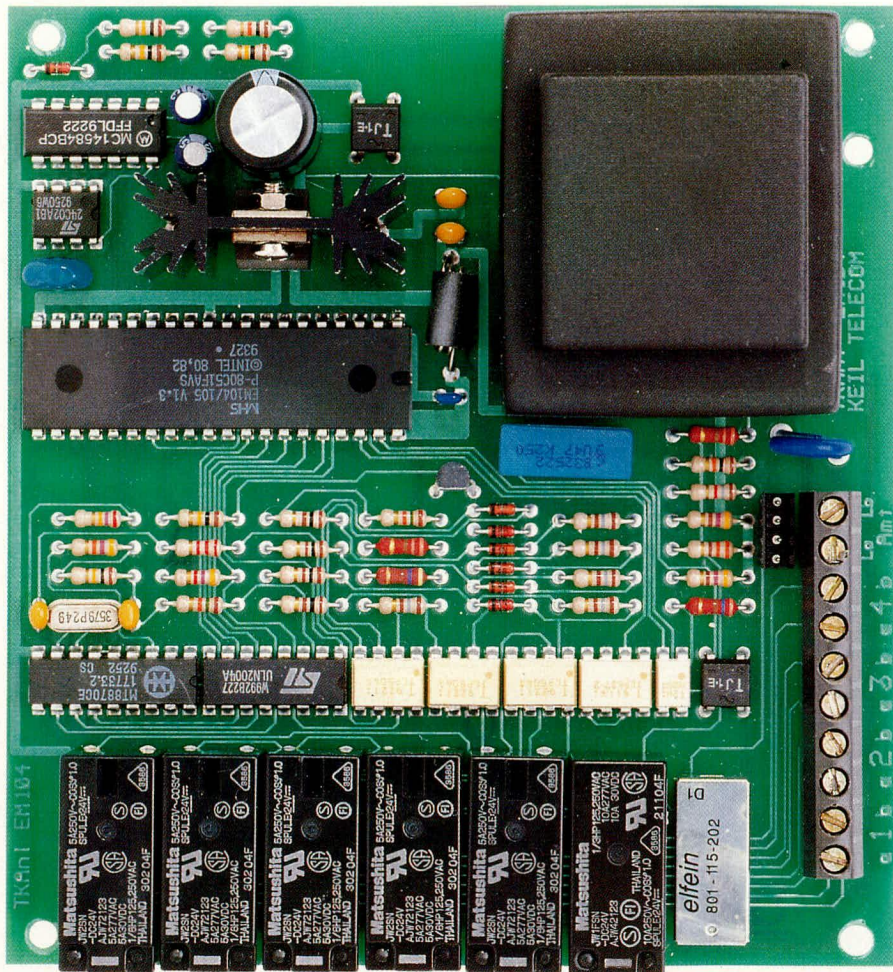


Foto der fertig aufgebauten Leiterplatte mit zugehörigem Bestückungsplan

Steckverbinder usw. eingelötet sind, folgt der Einbau der Halbleiter (ICs, Optokoppler). Die Spannungsregler IC 6, 7 werden zuerst mit dem Kühlkörper verschraubt. Auf jeder Kühlkörperseite wird ein Regler angelegt, und anschließend erfolgt die gemeinsame Verschraubung mit der beiliegenden M3-Schraube und Mutter. Die so entstandene Einheit wird nun in die Leiterplatte eingesteckt und angelötet.

Es folgt die Montage des Netztrafos, um anschließend auf der Unterseite der Leiterplatte an den rechteckigen Löt pads unterhalb des Netztransformators die Netzleitung anzulöten.

Bevor die fertig bestückte Leiterplatte in die Gehäuseunterschale eingesetzt wird, empfiehlt sich nochmals eine sorgfältige Kontrolle der Bestückungsarbeiten. Insbesondere ist hierbei auf die Polarität der Elkos, ICs und Dioden zu achten.

Als dann wird die Leiterplatte in die Gehäusehalbschale eingesetzt (auf die korrekte Führung der Netzleitung im Bereich der im Gehäuse integrierten Zugschrauben achten!) und mit den beiliegenden Kneipingschrauben festgeschraubt.

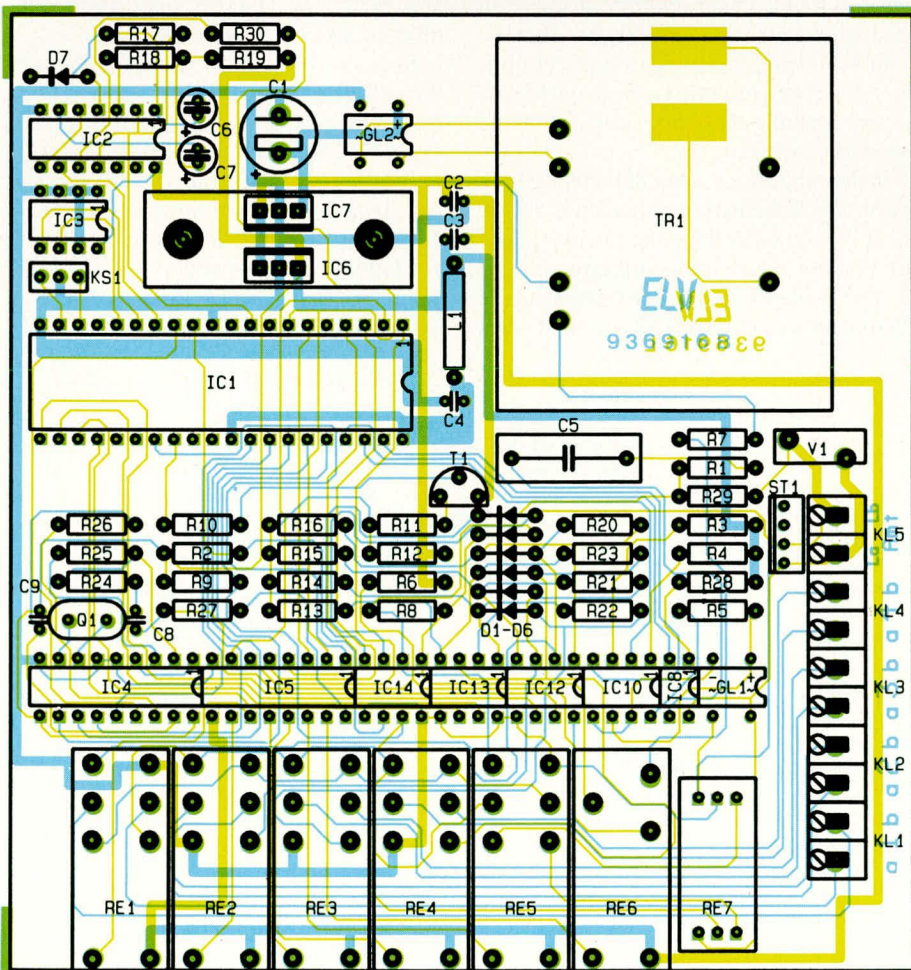
Die Telefonanlage EM 104 ist nun soweit fertiggestellt und kann nach der Installation und dem Aufsetzen und Verschrauben des Gehäusedeckels ihren Dienst aufnehmen.

Hinweise zur Installation und zur Bedienung sind, wie bereits angesprochen, in dem entsprechenden Artikel im „ELVjournal“ 5/92 gegeben, sowie in der jedem Bausatz beiliegenden ausführlichen Bedienungsanleitung.

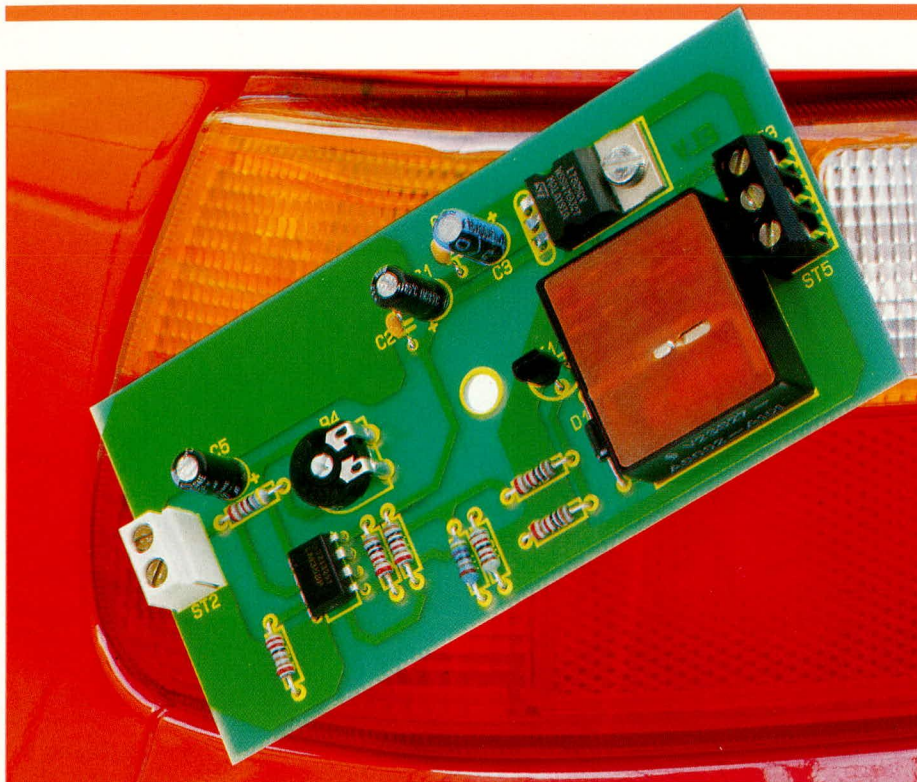
#### Wichtige Hinweise:

Wir weisen daraufhin, daß Aufbau und insbesondere auch die Inbetriebnahme und die Montage der Telefonanlage EM 104 aufgrund der darin freigeleiteten Netzspannung nur von Fachkräften durchgeführt werden darf, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind. Die einschlägigen VDE-, Sicherheits- und Postbestimmungen sind zu beachten!

Der Anschluß einer selbstgebauten EM 104 an das öffentliche Postnetz ist nicht erlaubt und kann strafrechtliche Folgen nach sich ziehen!







# Parklicht-Automat

**Automatisches Ein- und Ausschalten des Kfz-Parklichtes bei Dunkelheit übernimmt die hier vorgestellte Schaltung.**

## Allgemeines

Viele Kfz-Besitzer brauchen ihr Parklicht nur selten, da ihr Fahrzeug des Nachts den Vorzug einer Garage genießen kann. Doch wer wirklich auf sein Parklicht angewiesen ist, wird die hier vorgestellte Schaltung schnell zu schätzen wissen.

Die Funktion ist denkbar einfach:

Sie schalten Ihr Parklicht wie gewohnt ein, und aktivieren damit die zuvor stromlose Elektronik der hier vorgestellten Automatik. Die Schaltung prüft nun, ob noch eine ausreichende Umgebungshelligkeit vorhanden ist und schaltet das Parklicht erst bei eintretender Dämmerung ein, um es gegen Morgen ebenso automatisch wieder auszuschalten.

Die Batterie und vor allem der Fahrzeugbesitzer wird geschont, da er nicht bei einsetzender Dunkelheit noch einmal nach draußen muß, um das Parklicht einzuschalten.

## Schaltung

In Abbildung 1 ist das Schaltbild des Parklicht-Automaten dargestellt. Ausgelegt für Fahrzeuge mit dem Minus-Batteriepol am Chassis (übliche Anordnung), wird das eigentliche Schaltrelais in die Zuleitung zum linken Parklicht eingeschleift.

In Abbildung 1 sind ganz rechts die bei-

den Parklichtleuchten dargestellt, mit oben darüber angeordnetem Parklichtschalter.

In Mittelstellung ist das Parklicht üblicherweise ausgeschaltet, um je nach aktivierter Stellung das linke oder das rechte Parklicht anzusteuern.

In der eingezeichneten Schalterstellung würde das linke Parklicht leuchten, sofern nicht die mit einer doppelten Schlangenlinie markierte Zuleitung aufgetrennt würde. Die beiden Trennstellen werden an die Platinenanschlüßpunkte ST 3 und ST 4 des

hier vorgestellten Parklicht-Automaten angeschlossen. ST 5 ist mit der Fahrzeugmasse zu verbinden.

Solange der Parklichtschalter in der Mittelstellung (Aus) steht, ist auch unsere Schaltung stromlos. Erst wenn das linke Parklicht aktiviert wird, erhält die Schaltung ihre Betriebsspannung. Der weitere Funktionsablauf sieht wie folgt aus:

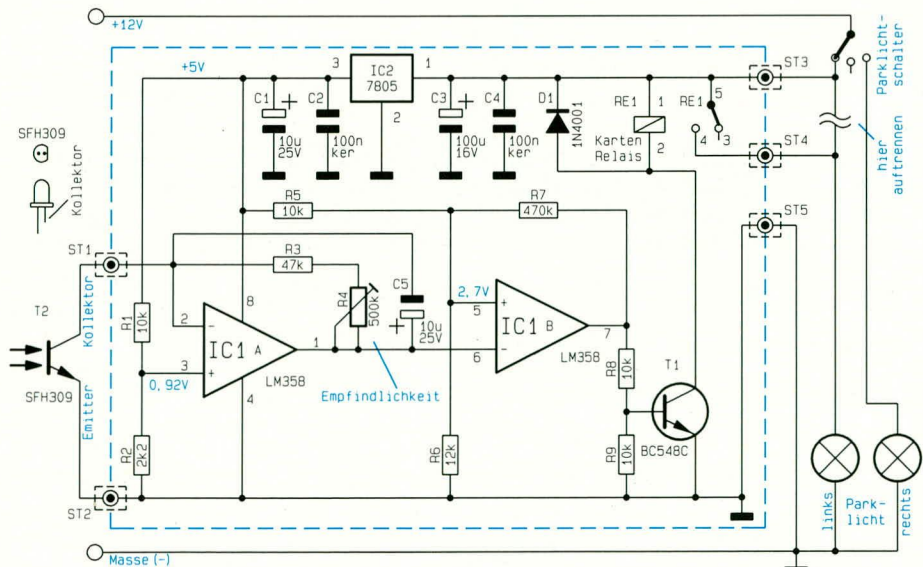
Mit dem Festspannungsregler IC 2 wird eine stabilisierte 5 V-Versorgungsspannung für die Elektronik des Parklicht-Automaten erzeugt, die auch zur Versorgung der beiden im IC 1 integrierten Operationsverstärker dient.

IC 1 A ist als invertierender Verstärker geschaltet, dessen positiver Eingang (Pin 3) auf einer Referenzspannung liegt, die mit R 1 und R 2 aus der 5 V-Versorgungsspannung erzeugt wird.

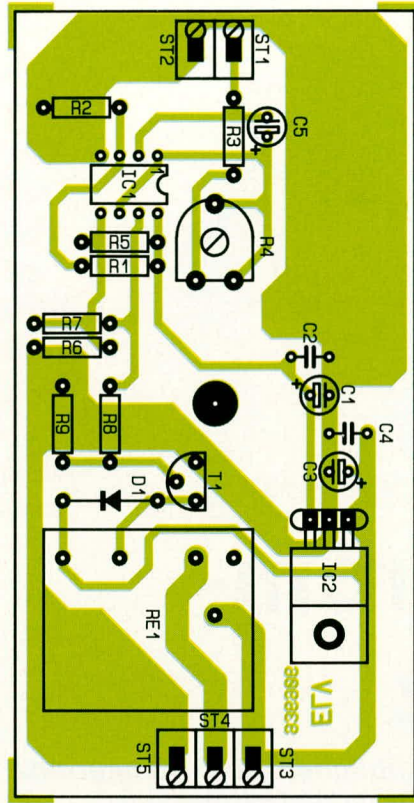
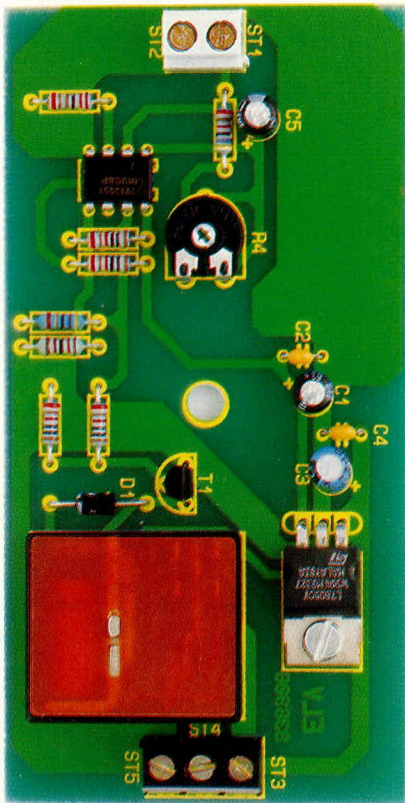
Der Minus-Eingang ist über den Foto-transistor T 2 des Typs SFH309 zur Schaltungsmasse geschaltet, während im Rückkoppelzweig die Widerstände R 3, R 4 liegen.

Bei ausreichender Beleuchtung fließt durch T 2 ein Strom, der ebenfalls durch R 3 und R 4 fließt und hier einen entsprechend hohen Spannungsabfall hervorruft. Die Ausgangsspannung an Pin 1 des IC 1 A liegt über der am positiven Eingang (Pin 5) des IC 1 B anstehenden Referenzspannung von ca. 2,7 V. Der Ausgang dieses OPs führt somit Low-Pegel (0 V).

Sinkt die Helligkeit, so nimmt auch der Stromfluß durch den Fototransistor T 2 ab, woraufhin die Spannung am Ausgang (Pin 1) des IC 1 A sinkt. Sobald das Potential am negativen Eingang (Pin 6) des IC 1 B unterhalb der an Pin 5 anstehenden Spannung fällt, wechselt der Ausgang (Pin 7) auf High-Pegel und steuert über R 8 den Transistor T 1 an. Das Relais RE 1 wird aktiviert, und der Relaiskontakt verbindet



**Bild 1: Schaltbild des Parklicht-Automaten**



Fertig aufgebaute Platine mit zugehörigem Bestückungsplan

die Punkte 3 und 4 miteinander, d. h. die linke Parkleuchte ist eingeschaltet.

In gleicher Weise fällt das Relais wieder ab, wenn die Helligkeit zunimmt. Der im Rückkoppelzweig liegende Widerstand R 7 dient zur Erzeugung einer geringeren Hysterese, damit das Relais „sauber schaltet“.

Zur Einstellung der Ansprechempfindlichkeit (Hell-Dunkel-Schwelle) dient der Trimmer R 4.

### Nachbau

Sämtliche Bauelemente finden auf einer übersichtlich gestalteten Leiterplatte mit den Abmessungen 53 mm x 104 mm Platz. Die Bestückung der Leiterplatte wird in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplans vorgenommen. Zuerst werden die niedrigen Bauelemente, gefolgt von den höheren auf die Platine gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Brücken sind nicht erforderlich.

Die Anschlußbeinchen des 5 V-Spannungsreglers werden direkt hinter dem Gehäuse des Bauelements rechtwinklig abgelenkt und durch die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte gesteckt. Erst nach dem Festschrauben des Reglers mit einer Schraube M 3 x 5 mm und zugehöriger Mutter sind die Anschlußbeinchen sorgfältig zu verlöten.

Von allen Bauelementen sind die überstehenden Drahtenden nach dem Verlöten

so kurz als möglich abzuschneiden, ohne dabei die Lötstelle selbst anzuschneiden.

Es folgt das Einsetzen und Verlöten des Relais unter Zugabe von ausreichend Lötzinn.

Auf die korrekte Einbaulage der gepolten Bauelemente ist besonders zu achten.

Zum Anschluß des Fototransistors sowie der 3 nach außen zu führenden Zuleitungen für Masse, Schaltkontakt und Versorgungsspannung stehen Schraubklemmen in Printausführung zur Verfügung, die ebenfalls gemäß dem Bestückungsplan einzusetzen und zu verlöten sind.

Der Fototransistor wird zweckmäßigerweise über eine einadrige, abgeschirmte isolierte Zuleitung mit den Platinenanschlußpunkten ST 1 (Innenader) und ST 2 (Masse) verbunden.

Der Platinenanschlußpunkt ST 5 wird über eine flexible isolierte Leitung mit der Schaltungsmasse verbunden, während die vom Parklichtschalter zum linken Parklicht führende Leitung aufgetrennt und die beiden Trennstellen an ST 3 (positiver Anschluß, vom Parklichtschalter kommend) und ST 4 (Leitung zum linken Parklicht) geschraubt werden. Für die Zuleitungen zu ST 3, ST 4 und ST 5 dienen flexible isolierte Leitungen mit einem Querschnitt von mindestens 0,75 mm<sup>2</sup>.

Zur Einführung der Zuleitungen in das Gehäuse empfiehlt es sich, an den beiden Stirnseiten je eine entsprechende Bohrung

### Stückliste: Parklicht-Automat

#### Widerstände:

2,2kΩ	.....	R2
10kΩ	.....	R1, R5, R8, R9
12kΩ	.....	R6
47kΩ	.....	R3
470kΩ	.....	R7
PT10, liegend, 500kΩ	.....	R4

#### Kondensatoren:

100nF/ker	.....	C2, C4
10µF/25V	.....	C1, C5
100µF/16V	.....	C3

#### Halbleiter:

LM358	.....	IC1
7805	.....	IC2
BC548C	.....	T1
1N4001	.....	D1

#### Sonstiges:

- 1 Fototransistor SFH 309
- 1 Kartenrelais, liegend, 12V
- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 1 Schraubklemmleiste, 3polig
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm
- 1 Mutter, M3
- 2 m, einadrig abgeschirmtes Kabel
- 5m Litze, 0,75 mm<sup>2</sup>

einzubringen und die Zuleitungen auf der Innenseite mit einem Knoten zur Zugentlastung zu versehen.

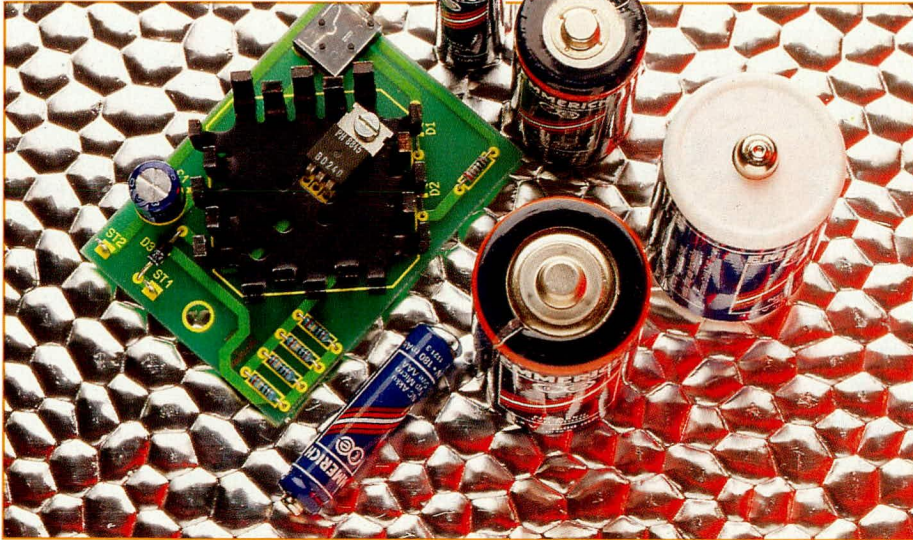
Nachdem die während der Installation in der unteren Gehäusehalbschale befindliche Leiterplatte soweit angeschlossen wurde, ist die obere Halbschale aufzusetzen und zu verschrauben. Die Platzierung erfolgt an geeigneter Stelle, möglichst außerhalb des Motorraumes, im Bereich hinter der Armaturentafel, wo die Schaltung vor Spritzwasser geschützt und nicht zu heiß wird.

Die Positionierung des Fototransistors sollte ebenfalls innerhalb des Fahrzeuges erfolgen, zweckmäßigerweise hinter der Front- oder Heckscheibe, da der Fototransistor auf jeden Fall vor Feuchtigkeit geschützt werden muß, um Kriechströme und dadurch ein Fehlverhalten zu vermeiden.

Optimal ist eine Platzierung dort, wo der Fototransistor der Umgebungshelligkeit ausgesetzt ist, jedoch nicht direkt von einfallendem Scheinwerferlicht angestrahlt werden kann. Ebenso sollte beim Parken im Laternenbereich dafür Sorge getragen werden, daß auch das Laternenlicht den Fototransistor nicht direkt trifft. Eine günstige Platzierung in Verbindung mit der optimalen Ansprechschwelle (Einstellung mit R 4) ist ggf. experimentell zu ermitteln.

Abschließend sei noch angemerkt, daß der Einsatz selbstverständlich auch für die rechte Parkleuchte vorgenommen werden kann, was innerhalb Deutschlands jedoch eher die Ausnahme sein dürfte.





# Konstantstrom-Ladezusatz

**In Verbindung mit einem handelsüblichen 12 V-Steckernetzteil laden Sie mit dieser kleinen Zusatzschaltung Ihre NC-Akkus mit genau definiertem Strom auf. Bestens auch zur Erhaltungsladung von großen Kfz-Akkus geeignet.**

## Allgemeines

Einfache Ladegeräte für NC-Akkus besitzen zur Strombegrenzung vielfach nur einen Vorwiderstand, der den Ladestrom nur annähernd konstant hält. Für eine definierte Ladung spielt jedoch die genaue Kenntnis des Ladestromes eine Rolle, damit über die Ladezeit der Akku eine definierte Ladung erhält.

Die hier vorgestellte kleine Zusatzschaltung wird aus einem handelsüblichen Steckernetzteil gespeist (z.B. ELV-Qualitäts-Steckernetzteil), das über einen 3,5 mm-Klinkenstecker mit der Eingangsbuchse der Zusatzschaltung verbunden wird.

Ausgangsseitig steht nun ein Ladestrom je nach Einsatz der 4 Emitter-Widerstände von bis zu 280 mA zur Verfügung bei zusätzlichem Verpolungsschutz. Die Akkuspannung kann dabei zwischen 1,2 V und 13,8 V liegen.

Um z. B. einen 700 mAh-NC-Mignon-Akku oder auch mehrere in Reihe geschaltete Akkus diesen Typs aufzuladen, wird als Emitter-Widerstand ein einzelner 10 Ω-Widerstand eingesetzt, und die Schaltung gibt konstant 70 mA ab. Nach zehn Stunden sind die angeschlossenen Akkus weitgehend aufgeladen, während man bei 14stündiger Ladung mit einem Zehntel der Nennkapazität von einer Vollladung ausgehen kann.

Wird z.B. ein 4 Ah-NC-Mono-Akku angeschlossen, empfiehlt es sich, den Ladestrom durch Einsetzen von vier parallel geschalteten 10 Ω-Widerständen auf 280 mA zu erhöhen. Die Zeit errechnet sich nun wie folgt:

$$\text{Ladezeit (h)} = \frac{\text{Akkukapazität (Ah)} \cdot 1,4}{\text{Ladestrom (A)}}$$

Bezogen auf einen 4Ah-NC-Akku bedeutet dies bei 280 mA Konstantstrom eine Ladezeit von 20 Stunden, wobei nach fünfzehn Stunden bereits eine wesentliche Ladung enthalten ist.

Darüber hinaus ist diese Zusatzschaltung auch für langsames Aufladen großer Kfz-Akkus sowie zu deren Erhaltungsladung gut geeignet.

Je nach verwendetem Steckernetzteil wird dann allerdings der Strom absinken, sobald der Akku in die Nähe der Ladeschlussspannung kommt, da z.B. das ELV-Qualitäts-Steckernetzteil bei einem Strom von 140 mA (entsprechend zwei parallelgeschalteten 10 Ω-Widerständen in der hier vorgestellten Zusatzschaltung) eine Spannung von 14,5 V abgibt und die Zusatzschaltung einen Spannungsabfall von mindestens 1,5 V benötigt. Sobald die Akku-Spannung 13 V überschreitet, wird der Strom langsam abnehmen, da das Steckernetzteil bei entsprechender Belastung keine höhere Spannung mehr liefern kann.

Anders sieht es aus, wenn zur Speisung

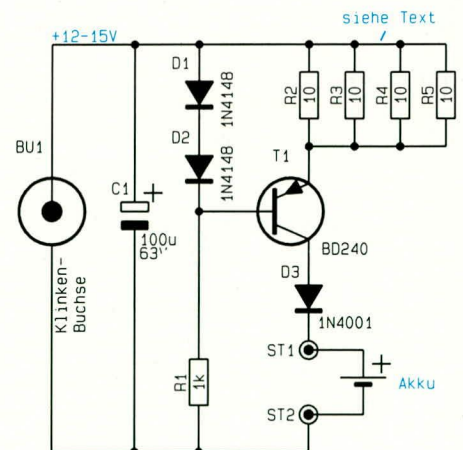
ein noch leistungsfähigeres Netzteil Einsatz findet. Um einen 12 V Kfz-Akku auch beim Erreichen seiner Ladeschlussspannung von 13,8 V noch mit 280 mA aufladen zu können, die auch darüber hinaus noch etwas ansteigen kann, sollte das speisende Netzgerät mindestens 16 V bei 0,28 A abgeben können. In diesem Fall ist allerdings darauf zu achten, daß die Verlustleistung an der Endstufe unserer Zusatzschaltung 3,5 W nicht überschreitet, da die Kühlung für größere Verlustleistungen nicht ausgelegt ist. Bei einer Speisespannung von 16 V, einem Strom von 0,28 A und einem angeschlossenen 12 V-Akku bewegt sich die in der Zusatzschaltung umgesetzte Verlustleistung aber nur bei rund 1 W, vorausgesetzt, der angeschlossene Akku ist in einwandfreiem Zustand.

Nach diesen einleitenden Bemerkungen kommen wir nun zur Beschreibung der eigentlichen Schaltung.

## Schaltung

In Abbildung 1 ist die aus nur wenigen Bauelementen bestehende Schaltung unserer Konstantstrom-Ladeeinrichtung dargestellt.

Über die 3,5 mm Klinkenbuchse BU 1 gelangt die vom speisenden Netzgerät kommende Betriebsspannung zunächst auf den zur Störunterdrückung dienenden Elko C 1. In Verbindung mit dem Vorwiderstand R 1 wird über der Reihenschaltung, bestehend aus D 1, D 2, eine Konstantspannung von 1,4 V erzeugt, die mit der Basis des Leistungstransistors T 1 verbunden ist. Im Emitter-Kreis liegen die Parallelwiderstände R 2 bis R 5. Wird nur ein Wider-



**Bild 1: Schaltbild der Konstantstrom-Ladeeinrichtung**

stand von 10 Ω eingelötet, liegt der über den Kollektor und D 3 in den Akku fließende Strom bei 70 mA, während mit jedem zugefügten 10 Ω-Widerstand der Strom um weitere 70 mA steigt, bis hin zu 280 mA beim Einsatz aller 10 Ω-Widerstände.

Grundsätzlich können auch andere Stromwerte von 10 mA bis 280 mA eingestellt werden, indem der Gesamt-Emitter-Widerstand  $R_e$  wie folgt eingesetzt wird:

$$R_e (\Omega) = \frac{0,7 \text{ V}}{I (\text{A})}$$

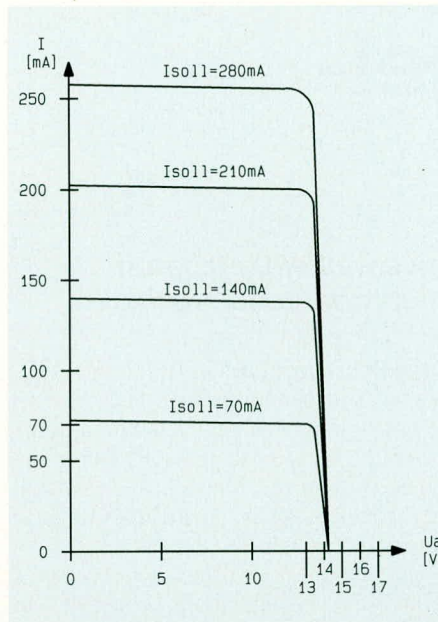
Bei fehlender Eingangsspannung wird ein Entladen des Akkus über die Schaltung durch die Diode D 3 verhindert. Bei polaritätsrichtigem Anschluß findet der Stromfluß von BU 1 kommend über R 2 bis R 5, die Emitter-Kollektor-Strecke von T 1, sowie D 3 in den Akku statt, um vom Minuspol des Akkus zurück zum Masseanschluß der Buchse BU 1 abzufließen.

## Nachbau

Der Aufbau ist denkbar einfach. Sämtliche Bauelemente finden auf einer übersichtlichen 53 mm x 73 mm messenden einseitigen Leiterplatte Platz.

Zunächst werden die Widerstände, die Dioden, die beiden Lötstifte, die Buchse und der Kondensator C1 bestückt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Es folgt das Einsetzen des Transistors T 1. Die Anschlußbeinchen werden ca. 2mm vom Gehäuseaustritt entfernt rechtwinklig nach unten abgebogen und der Transistor dann gemäß dem Bestückungsplan auf den Kühlkörper gesetzt und zusammen mit der Leiterplatte verbunden. Hierzu dienen zwei M 3 x 8 mm Schrauben mit zugehöriger Mutter. Erst nach der sorgfältigen mechanischen Befestigung erfolgt das Verlöten der Anschlußbeinchen auf der Platinenunterseite.

Alle überstehenden Drahtenden werden



so kurz wie möglich abgeschnitten, ohne dabei die Lötstellen selbst anzuschneiden.

Für den Anschluß an den zu ladenden Akku werden an die Platinenanschlußpunkte ST 1 und ST 2 eine rote (ST 1/Pluspol) und eine schwarze Zuleitung (ST 2/Minuspol) angeschlossen mit einem Querschnitt von mindestens 0,5 mm<sup>2</sup>.

In die Gehäuseunterhalschale ist nun an der entsprechenden Position in der schmalen Stirnseite eine Bohrung für die 3,5-mm-Klinkenbuchse anzubringen, während auf der gegenüberliegenden Seite eine 3 mm-Bohrung für die beiden Zuleitungen zu bohren ist. In die Zuleitungen wird ein Knoten zur Zugentlastung eingebracht.

Nach nochmaliger sorgfältiger Überprüfung der Bestückungsarbeiten kann die Gehäuseoberhalschale so aufgesetzt wer-

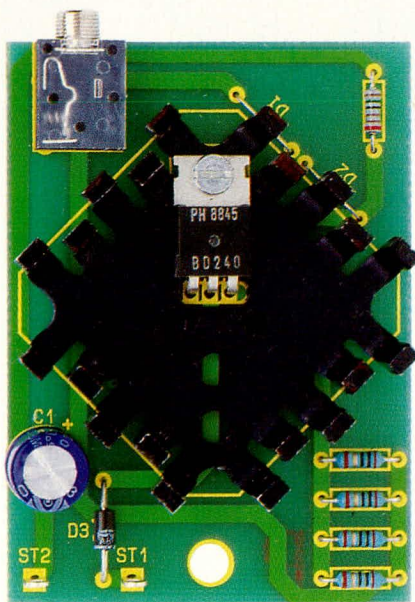
In Abbildung 2 ist der in den Akku fließende Ladestrom bei Bestückung mit ein bis vier 10  $\Omega$ -Widerständen in der Emitter-Leitung von T 1 zu sehen. Bei geringen Ausgangsspannungen (z. B. 1,2 V-NC-Akku) ist der Ladestrom aufgrund der guten Stabilisierungseigenschaften der Schaltung nur geringfügig größer als beim Anschluß eines 12 V-Akkus. Die Kurven basieren auf Speisung der Schaltung durch ein 500 mA-Steckernetzteil.

den, daß sich das Lüftungsgitter über dem Leistungskühlkörper befindet. Anschließend wird das Gehäuse mit einer Knippschraube fest verschlossen.

Da die Festlegung des Konstant-Ladestromes über den Emitter-Widerstand vorher zu bestimmen ist, eignet sich die Schaltung nur für diesen einen festen Ladestrom, der je nach Anwendungsfall individuell bis hin zu einem Maximalstrom von 280 mA festgelegt werden kann. Größere Ströme würden zur Zerstörung der Endstufe aufgrund unzulässig hoher Wärmebelastung führen können.

Durch den einfachen, besonders preisgünstigen Aufbau kann die Schaltung in verschiedener Dimensionierung für die unterschiedlichsten Anwendungsfälle ausgelegt werden und leistet dann gute Dienste, da stets der genaue Ladestrom bekannt ist.

Abschließend sei noch angemerkt, daß die beiden Dioden D 1 und D 2 bewußt in der Nähe des Leistungskühlkörpers angeordnet sind. Bei größerer Erwärmung dieses Kühlkörpers nimmt auch die Temperatur der beiden Dioden zu, die daraufhin ihre Flußspannung reduzieren, und der Stromfluß nimmt um rund 10 % ab. **ELV**



Ansicht der komplett aufgebauten einseitigen Leiterplatte

## Stückliste: Konstantstrom- Ladezusatz

### Widerstände:

10  $\Omega$  ..... R2 - R5  
1k  $\Omega$  ..... R1

### Kondensatoren:

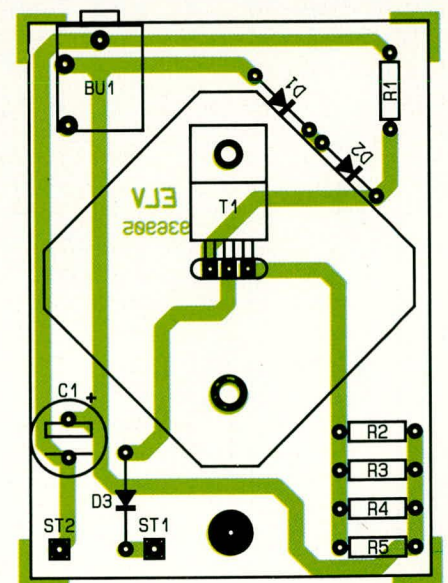
100  $\mu$ F/63V ..... C1

### Halbleiter:

BD240 ..... T1  
1N4001 ..... D3  
1N4148 ..... D1, D2

### Sonstiges:

2 Lötstifte mit Lötöse  
1 Klinkenbuchse, Printmontage, mono  
1 Fingerkühlkörper  
2 Zylinderkopfschraube, M3 x 8mm  
2 Mutter M3



Bestückungsplan der Leiterplatte des Konstantstrom-Ladezusatzes

# PC-NF-Pegelschreiber

## Teil 2

Die Schaltungstechnik dieses universell einsetzbaren NF-Pegelschreibers beschreibt der vorliegende Artikel.

### Schaltung

Zur besseren Übersicht ist die Gesamtschaltung des PC-NF-Pegelschreibers in 6 Einzelschaltbilder unterteilt, mit folgenden wesentlichen Funktionseinheiten:

1. Sinus-Generator (Bild 3)
2. Eingangs-Meßverstärker (Bild 4)
3. Meßgleichrichter + AD-Wandler (Bild 5)
4. DA-Wandler mit Multiplexer (Bild 6)
5. Steuerlogik und Bustreiber (Bild 7)
6. Netzteil (Bild 8)

Die Teilschaltbilder umfassen jeweils sinnvoll zusammengehörnde Einheiten, die wir beginnend mit dem Sinus-Generator, nacheinander beschreiben.

### Sinus-Generator (Bild 3)

IC 23 des Typs XR2206 stellt das wich-

tigste Bauelement des in Abbildung 3 gezeigten Teilschaltbildes dar. Hierbei handelt es sich um den bekannten Funktionsgenerator-Baustein von EXAR, der im vorliegenden Fall das Sinus-Ausgangssignal im Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz generiert.

Der integrierte Oszillator ist an den Pins 5 bis 8 extern zugänglich, wobei dessen Arbeitsfrequenz durch externe Bauelemente bestimmt wird. In der Regel wird die Ausgangsfrequenz durch einen Kondensator zwischen Pin 5 und Pin 6 sowie einen zusätzlichen Widerstand von Pin 7 oder Pin 8 nach Masse festgelegt. Dabei gilt die Formel:

$$f_o = \frac{1}{R \cdot C}$$

Eine Steuerung der Ausgangsfrequenz kann durch eine zusätzliche Gleichspan-

nung an Pin 7 oder auch an Pin 8 erfolgen, wobei sich hier eine lineare Steuerkennlinie ergibt.

Im vorliegenden Fall sind 4 Frequenzbereiche durch Umschalten der Kondensatoren C 49 bis C 52 an Pin 5, 6 des IC 23 realisiert. Die Feineinstellung der Frequenz erfolgt durch eine externe Gleichspannung, die über F-FEIN zugeführt wird, wobei der Einstellbereich durch die Widerstände R 51 bis R 53 festgelegt ist.

Wie bereits erwähnt, ist auch die Steuerung der Ausgangsamplitude mit dem Sinusgenerator realisiert. Die Bereichsumschaltung der Amplitude wird durch Schalten verschiedener Widerstandswerte zwischen Pin 3 und dem Spannungsmittelpunkt, gebildet durch R 32 und R 33 sowie C 48, erreicht.

Hier werden zur Umschaltung zwei CMOS-Schalter (IC 22 A, C) verwendet. Die Feineinstellung der Ausgangsamplitude erfolgt, durch eine externe Gleichspannung, die über die Anschlußbezeichnung A-FEIN direkt dem IC 23 an Pin 1 zugeführt wird.

Die analogen Steuersignale A-FEIN und F-FEIN werden, von dem DA-Wandler (Bild 6) erzeugt. Die digitale Steuerung der Frequenzbereichs-Umschaltung über GA 0 und GA 1 des IC 22 sowie GF 0 bis GF 2 erfolgt durch die in Bild 7 dargestellte Logik.

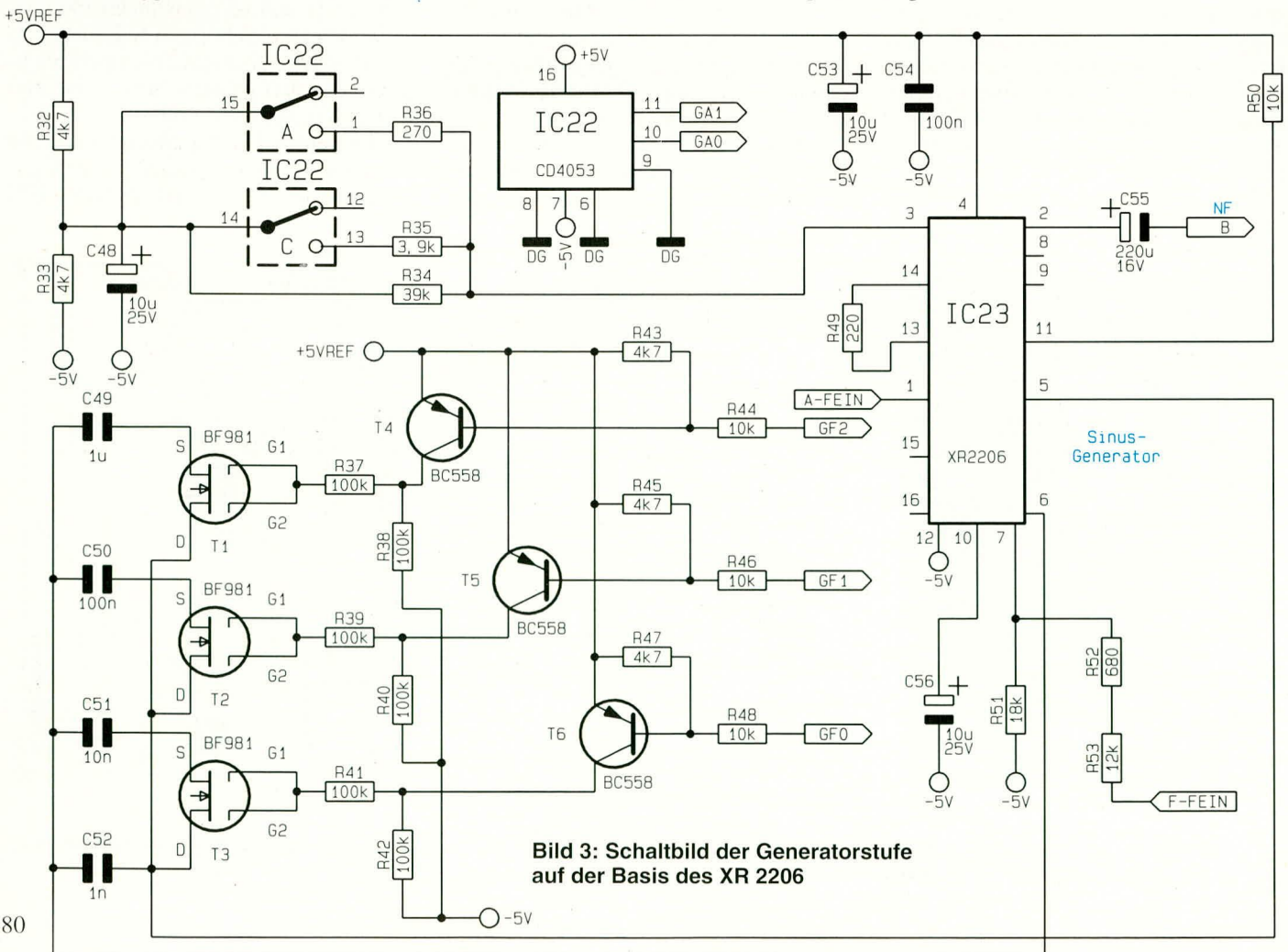


Bild 3: Schaltbild der Generatorstufe auf der Basis des XR 2206



Sowohl auf die Logik als auch auf die DA-Wandlerstufe aus Bild 6 gehen wir im Verlauf der Schaltungsbeschreibung noch detailliert ein. Doch zuvor kommen wir zum Eingangs-Meßverstärker aus Bild 4.

### Eingangs-Meßverstärker (Bild 4)

Der den Frequenzbereich von 10 Hz bis 100 kHz überschreitende Eingangs-Meßverstärker ist 3stufig ausgeführt. Die aktive Komponente wird jeweils aus einem Operationsverstärker gebildet, wobei die 3 Verstärkerstufen, abgesehen von der Dimensionierung, vollkommen identisch aufgebaut sind. Mit dem Operationsverstärker vom Typ NE5532 wird in allen 3 Stufen ein besonders rauscharmes Exemplar verwendet.

Das an der Eingangsbuchse BU 1 anliegende Meßsignal gelangt über C 11, C 12 und R 1 auf den invertierenden Eingang des IC 3 A. Die Verstärkung dieser Stufe wird durch das Widerstandsverhältnis von R 1 zu dem im Gegenkoppelzweig liegenden Widerstand bestimmt. Hierbei kann wahlweise je nach Schalterstellung des IC 5 B der Widerstand R 2 oder die Serienschaltung aus R 3 und R 4 die Verstärkung bestimmen. Gemäß der Widerstandsdimensionierung ist die Verstärkung zwischen 0 dB und -20 dB umschaltbar.

Die Eingangsimpedanz des Meßverstärkers wird durch R 1 auf 47 kΩ festgelegt. Durch die Kondensatoren C 13 und C 14 in Verbindung mit R 1 wird eine definierte Grenzfrequenz erreicht, bei gleichzeitiger positiver Beeinflussung des Rauschverhaltens und Unterdrückung von Schwingneigung.

Über den Koppelkondensator C 18 ist

der Ausgang der Verstärkerstufe von IC 3 A mit dem Eingang der zweiten Stufe (IC 3 B) verbunden. Bedingt durch eine geänderte externe Dimensionierung läßt sich hier über IC 5 C eine Verstärkung von 0 dB oder 20 dB schalten.

Die nachfolgende dritte Verstärkerstufe ist völlig identisch zur zweiten Stufe aufgebaut und weist daher auch gleiche Verstärkungswerte auf, die hier durch den CMOS-Schalter IC 5 A geschaltet werden.

Das NF-Signal (Verbindungsbezeichnung NF) wird über den Koppelkondensator C 26 am Ausgang Pin 1 des IC 4 A zur weiteren Verarbeitung durch den in Bild 5 dargestellten Meßgleichrichter ausgekoppelt.

Die CMOS-Schalter IC 6 A, B sowie IC 7 mit der externen Beschaltung, bestehend aus R 5 und C 15 bis C 17, bilden einen schaltbaren Tiefpaßfilter, der den Generator-Ausgang (siehe Verbindung B) mit dem Eingang des Meßgleichrichters (siehe Abbildung 5) verbindet. Durch die Schaltungseinheit wird ein geräteinterner Software-Abgleich durchgeführt, der zur Abstimmung der einzelnen Frequenzbereiche aufeinander dient.

Im rechten unteren Schaltbildbereich sind die Steuereinheiten der CMOS-Schalter IC 5, 6, 7 eingezeichnet. Über die digitalen Steuereingänge (jeweils Pin 9, 10, 11) wird nun von der Logik (Bild 7) die Verstärkung des Meßverstärkers und die Filterschaltung gesteuert.

### Meßgleichrichter mit AD-Wandler (Bild 5)

Neben dem Meßgleichrichter und dem AD-Wandler ist in Bild 5 auch die Referenzspannungserzeugung für den AD-

Wandler und für den DA-Wandler aus Bild 6 eingezeichnet. Wenden wir uns nun zunächst dem Meßgleichrichter zu, aufgebaut mit IC 4 B, IC 9 A und externer Beschaltung.

Mit den beiden Operationsverstärkern IC 4 B und IC 9 A ist ein Scheitelwert-Gleichrichter realisiert, der bei einem entsprechenden Timing (über CLS) eine sehr kurze Meßzeit im gesamten Frequenzbereich von 10 Hz bis zu 100 kHz garantiert.

Dereigentliche Gleichrichter wird durch IC 4 B und der im Gegenkoppelzweig liegenden Diode D 1 gebildet. Durch die weitere Gegenkopplung über den zweiten Operationsverstärker IC 9 A wird eine lange Erholzeit durch Übersteuerung von IC 4 B vermieden. Der Speicherkondensator C 28 wird vor jeder Messung über die CMOS-Schalter IC 8 A, B entladen, um sich anschließend über R 17 auf den Spitzenwert des Eingangssignals aufzuladen. IC 9 A nimmt anschließend eine Pufferung vor, so daß am Ausgang Pin 1 das Meßsignal niederohmig zur weiteren Verarbeitung bereitsteht.

Die so gewonnene Meßspannung gelangt nun über R 22 auf den positiven Eingang des AD-Wandlers IC 10. Durch den Kondensator C 32 in Verbindung mit R 22 werden hochfrequente Störanteile unterdrückt. Die Clock-Frequenz des AD-Wandlers, d.h. die Wandlungsrate ist durch R 23 und C 31 festgelegt. Die Versorgungsspannung +5 VREF wird dem Wandler über Pin 20 zugeführt, wobei C 29, 30 zur Pufferung und Störunterdrückung dienen.

Die erforderliche Referenzspannung für den AD-Wandler wird mit Hilfe von IC 9 B und Zusatzbeschaltung aus der stabilisier-

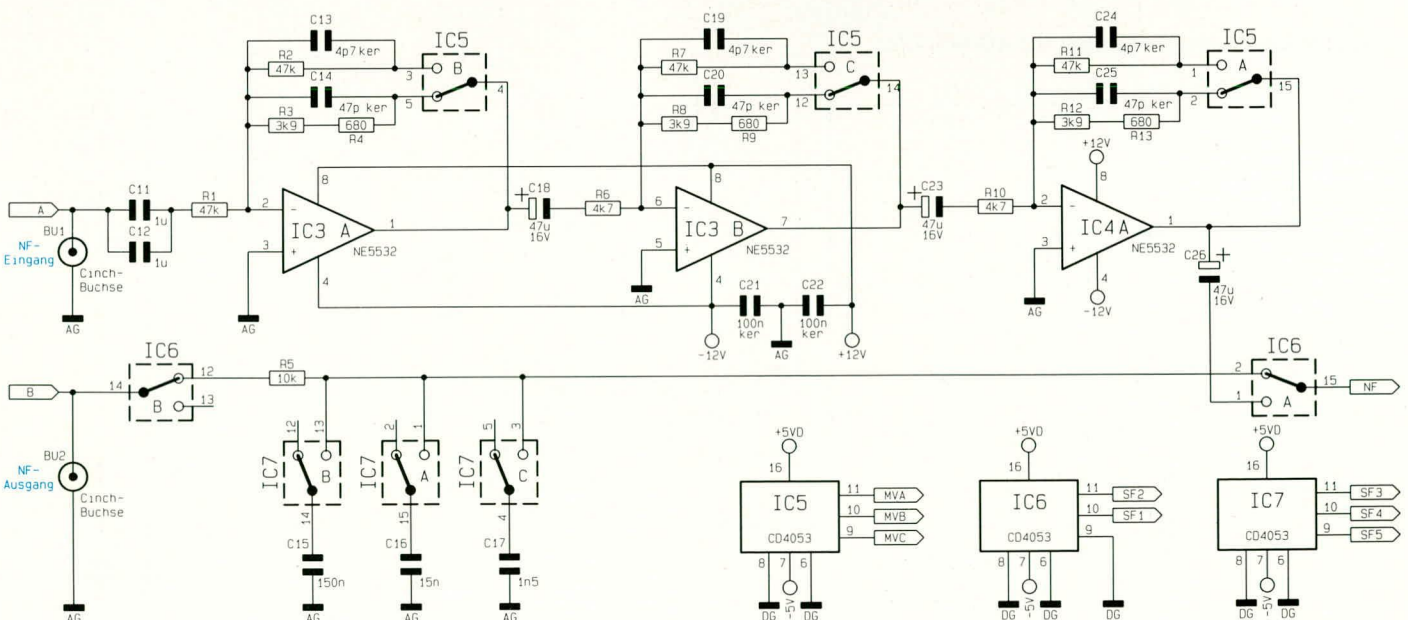


Bild 4 zeigt den 3stufigen Eingangs-Meßverstärker

ten Betriebsspannung +5 VREF erzeugt. IC 9 B dient dabei als Puffer, damit größere Impedanzschwankungen des VREF/2-Eingangs von IC 10 abgefangen werden. Die Einstellung der Referenzspannung erfolgt über R 20, während durch die Festwiderstände R 19 und R 21 der Meßbereich festgelegt ist.

Wie bereits erwähnt, wird über die Verbindung VREF (Pin 7 von IC 9 B) auch der in Abbildung 6 gezeigte DA-Wandler mit der erforderlichen Referenzspannung versorgt.

Die Datenausgänge DB 0 bis DB 7 des AD-Wandlers IC 10 sind direkt mit dem Datenbus aus Bild 7 (Logik) verbunden. Auch die Ablaufsteuerung über ADR, ADW und INTR wird von der Logik aus Bild 7 übernommen.

**DA-Wandler mit Multiplexer (Bild 6)**

Für die Steuerung der Signalamplitude und der Frequenz wird ein analoges Steuersignal benötigt, das über den 8 Bit-DA-Wandler IC 11 des Typs AD 7524 erzeugt wird. Die Dateneingänge (8 Bit) DB 0 - DB 7 sind direkt mit dem Datenbus (Abbildung 7) verbunden, wobei die Steuerung über die Verbindung DAW erfolgt.

Das analoge Ausgangssignal liegt nach der Wandlung in Form eines Stromsignals am Differenzausgang (Pin 1, 2) an. IC 12 A nimmt nun zunächst eine I/U-Wandlung vor, während anschließend mit IC 12 B und Zusatzbeschaltung eine Pegelverschiebung erfolgt, so daß ein Steuerbereich von 0 V (digital 0) bis +U<sub>max</sub> (digital 255) vorliegt.

Die CMOS-Schalter IC 13 A, B bilden den eigentlichen Multiplexer. C 44, 45 übernehmen in diesem Zusammenhang die Funktion eines Speicherkondensators. Die Operationsverstärker IC 14 A, B dienen als Pufferstufe. Durch die hochohmigen FET-Eingangsstufen mit einem Eingangswiderstand von ca. 10<sup>12</sup> Ω ist eine Beeinflussung der in den HOLD-Kondensatoren gespeicherten Ladung nahezu ausgeschlossen. An den Ausgängen Pin 1 und Pin 7 steht nun das erforderliche Steuersignal A-FEIN und F-FEIN zur Verfügung.

**Steuerlogik und Bustreiber (Bild 7)**

Die Verbindung zwischen dem externen PC-Bus und dem 8 Bit-Datenbus des PC-NF-Pegelschreibers wird durch IC 18, einen bidirektionalen Bus-Leitungstreiber,

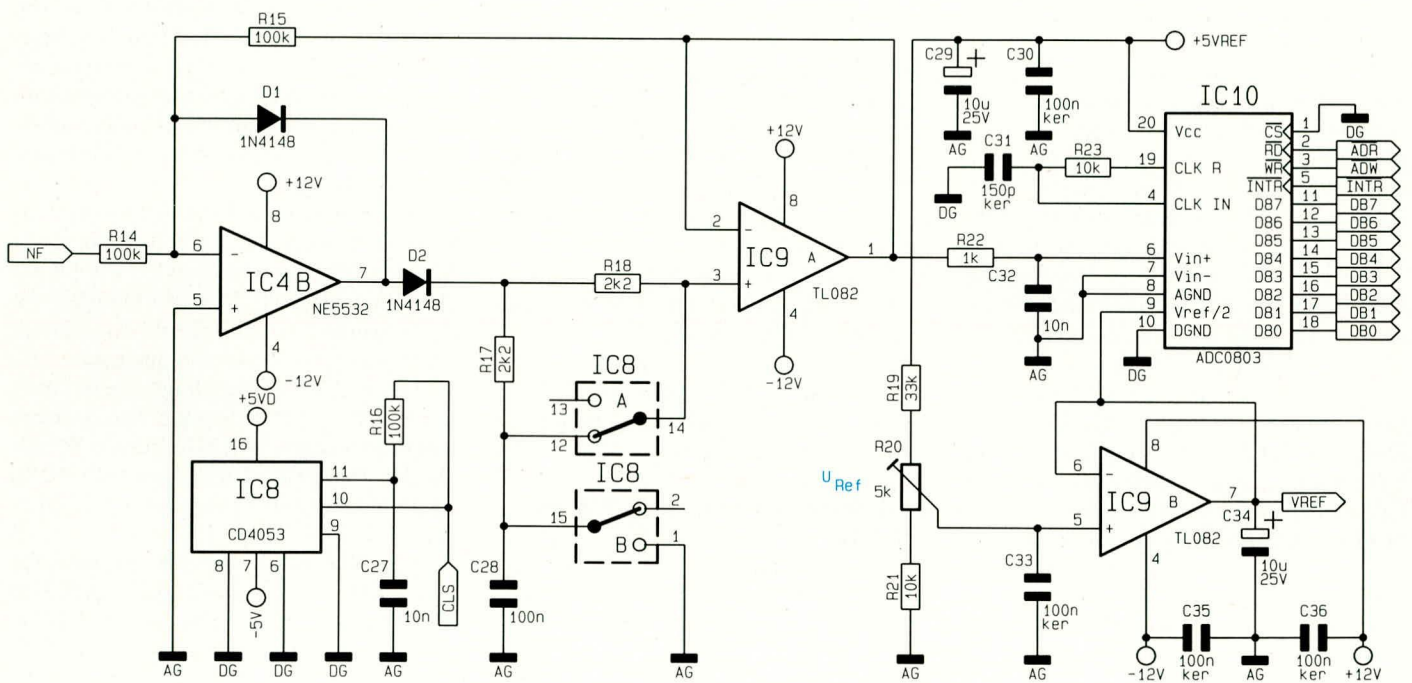


Bild 5: Meßgleichrichter und 8 Bit-AD-Wandler

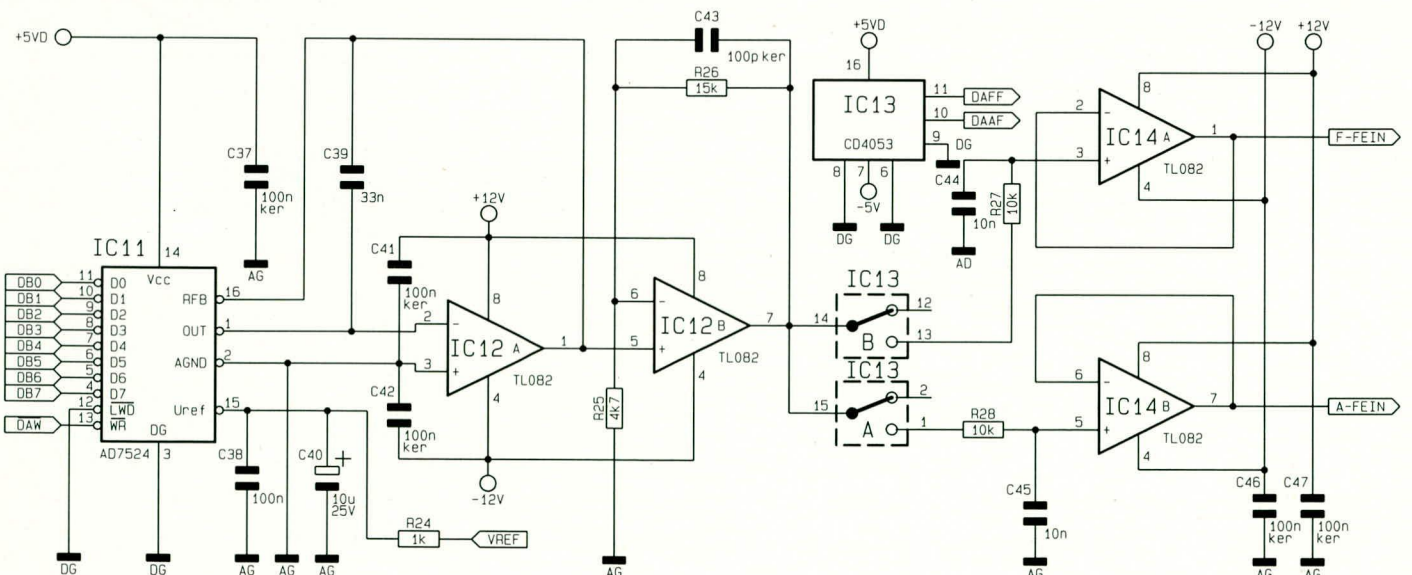
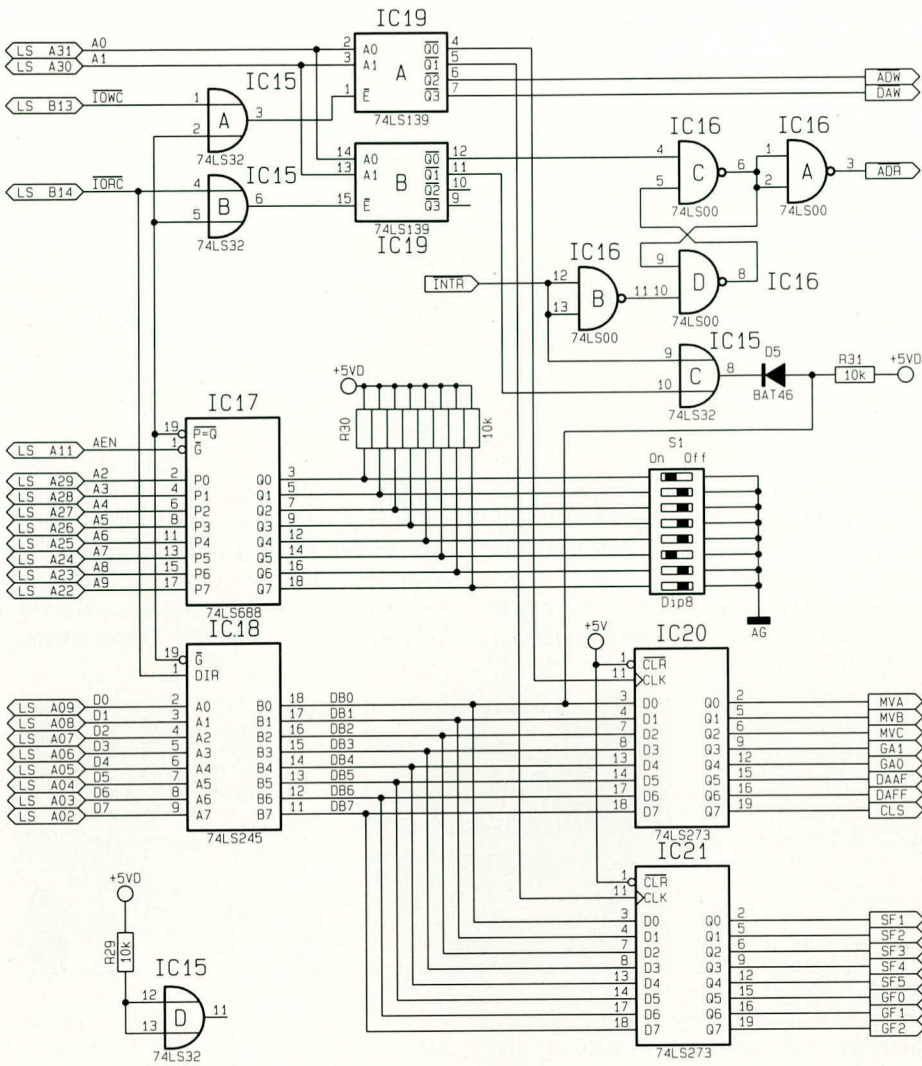
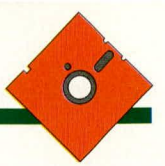
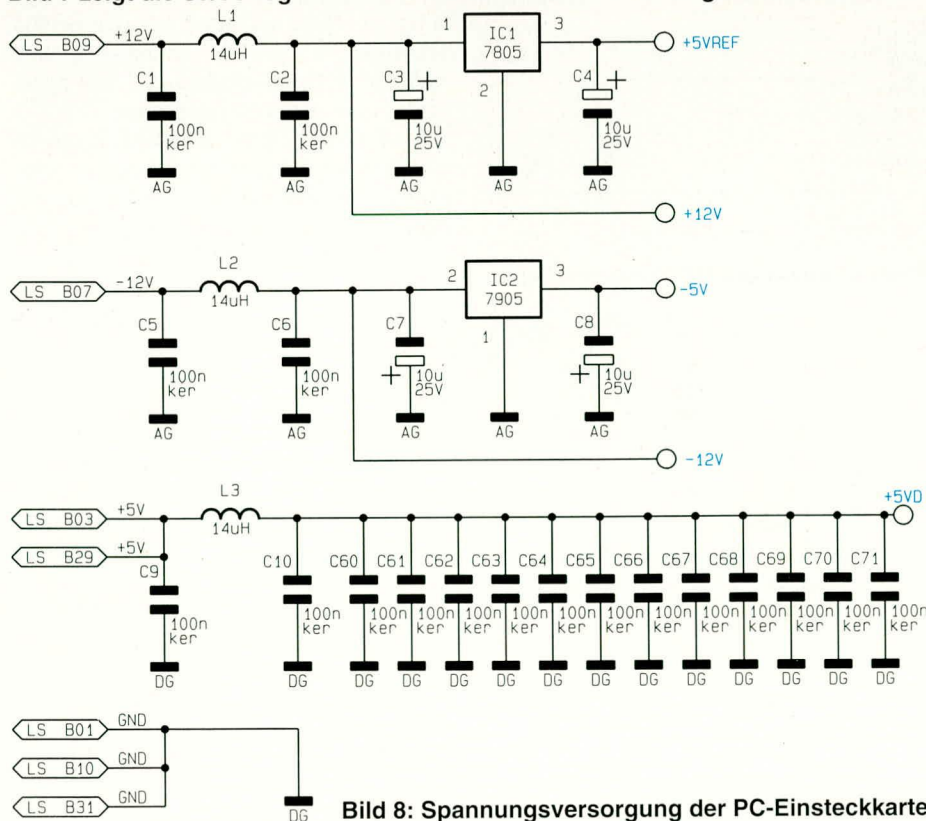


Bild 6: Schaltbild des 8 Bit-DA-Wandlers mit nachgeschaltetem Multiplexer



**Bild 7 zeigt die Steuerlogik und den Bustreiber des PC-NF-Pegelschreibers**



**Bild 8: Spannungsversorgung der PC-Einsteckkarte**

geschaffen. Neben IC 20 und IC 21 sind der AD-Wandler aus Bild 5 und der DA-Wandler aus Bild 6 an den Karten-Bus angeschlossen.

Bei IC 20, 21 des Typs 74LS273 handelt es sich um 8 Bit-Zwischenspeicher, deren Ausgänge ausschließlich zur Steuerung der zahlreichen CMOS-Schalter dienen.

IC 17 in Verbindung mit dem Widerstandsarray und dem 8fach-DIP-Schalter S 1 ist für die Basisadressedecodierung zuständig. Wenn die Busleitung AEN auf Low-Pegel liegt und zusätzlich die anliegende 8-Bit-Adresse mit der vom DIP-Schalter S 1 vorgegebenen Adresse übereinstimmt, liegt am P=Q-Ausgang des 8-Bit-Vergleichers IC 17 ein Low-Pegel an. Hierdurch wird der Bustreiber IC 18 freigegeben und zusätzlich über die ODER-Gatter IC 15 A, B der Zugriff auf die Demultiplexer IC 19 A, B ermöglicht.

Die Ausgänge  $\overline{Q0}$  und  $\overline{Q1}$  des Demultiplexers IC 19 A steuern die Zwischenspeicher IC 20, 21.  $\overline{Q2}$  und  $\overline{Q3}$  werden zur Steuerung des DA-Wandlers bzw. des AD-Wandlers benötigt. Weiterhin wird für die korrekte Steuerung des AD-Wandlers durch dessen Ein- bzw. Ausgänge INTR und ADR die zusätzliche Logik eingesetzt, die mit IC 16 A bis D aufgebaut ist.

### Netzteil (Bild 8)

Zum Betrieb der Hardware des PC-NF-Pegelschreibers sind 5 verschiedene Betriebsspannungen erforderlich, die dem PC entnommen werden.

Um Beeinflussungen der Hardware durch die auf dem PC-Netz vorhandenen Störsignale zu unterdrücken, sind alle Versorgungsspannungen über Drosseln (L 1 bis L 3) und Blockkondensatoren entkoppelt.

Durch die Spannungsregler IC 1 und IC 2 wird eine stabilisierte Versorgungsspannung von +5 VREF bzw. -5 V erzeugt. Diese beiden Spannungen dienen zum Betrieb der Generatorstufe, der CMOS-Schalter und des AD-Wandlers mit Meßgleichrichter.

Sämtliche eingesetzten Operationsverstärker sind an der +12 V- bzw. -12 V-Betriebsspannung, die jeweils von dem Spannungsregler abgegriffen wird, angeschlossen.

Alle digitalen Schaltkreise werden mit der +5 VD-Spannung betrieben, wobei die Kondensatoren C 60 bis C 71 jeweils direkt an den entsprechenden ICs positioniert sind und hierdurch die Aufgabe der Blockung/Entkopplung übernehmen.

Nachdem wir uns ausführlich mit der Schaltung des PC-NF-Pegelschreibers befaßt haben, wenden wir uns im dritten Teil dieses Artikels dem Nachbau und der Inbetriebnahme zu.



# Rauscharmer NF-Vorverstärker

**Unter Einsatz eines FETs läßt sich mit einfachen Mitteln ein rauscharmer Vorverstärker mit großer Bandbreite aufbauen.**

## Allgemeines

Die technischen Daten des hier vorgestellten neuen Vorverstärkers sind angesichts des geringen Aufwandes beeindruckend. Ein Frequenzgang, der unterhalb von 1 Hz beginnt und bis über 400 kHz reicht bei einem Signal-Rauschabstand von mehr als 86 dB, prädestiniert diesen Vorverstärker für anspruchsvolle Anwendungen.

Die ausführlichen technischen Daten sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

## Schaltung

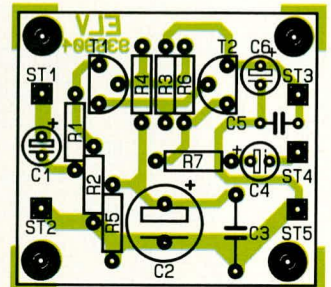
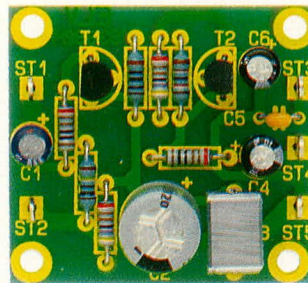
Die Signal-Eingangsspannung wird am Platinenanschlußpunkt ST 1, bezogen auf ST 2 (Masse), eingekoppelt und gelangt über C 1 und R 1 auf das Gate des FETs T 1. R 2 legt den Gleichspannungs-Arbeitspunkt dieser ersten Verstärkerstufe fest. Der

Stromfluß durch T 1 wird über die Reihenschaltung der beiden Widerstände R 4 und R 5 bestimmt und liegt bei ca. 0,5 mA.

Ein Strom in ähnlicher Größe fließt durch den Widerstand R 3, wobei der dort auftretende Spannungsabfall gleichzeitig die Steuerspannung für die zweite Verstärkerstufe, aufgebaut mit T 2 und Zusatzbeschaltung, darstellt.

Die wechsellspannungsmäßige Verstärkung wird durch das Verhältnis von R 6 zu R 4 festgelegt, da der in Reihe zu R 4 liegende Widerstand R 5 wechsellspannungsmäßig durch C 2 und C 3 kurzgeschlossen wird. R 5 dient im we-

Foto und Bestückungsplan der Leiterplatte

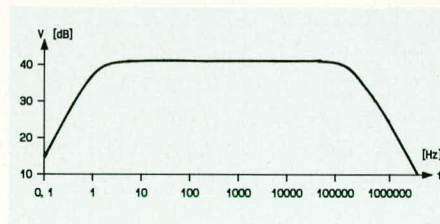


### Technische Daten: Rauscharmer Vorverstärker

- Frequenzgang: ... 3 Hz bis 140 kHz (-0,1 dB)
- 1,5 Hz bis 300 kHz (-3 dB)
- <1 Hz bis 450 kHz (-6 dB)
- Verstärkung: ..... 100fach  $\hat{=}$  40 dB
- Eingangsspannung: .. <1 mV<sub>ss</sub> bis 100 mV<sub>ss</sub>
- 7,75 mV<sub>eff</sub> für U<sub>Out</sub> = 0 dB  $\hat{=}$  775 mV<sub>eff</sub>
- 35 mV<sub>eff</sub> für U<sub>Out</sub> = 3,5 V<sub>eff</sub>  $\hat{=}$  10 V<sub>ss</sub>
- Rauschabstand: .....  $\geq$ 86 dB (U<sub>Out</sub> = 3,5 V<sub>eff</sub>)
- $\geq$ 66 dB (U<sub>Out</sub> = 0 dB)
- Betriebsspannung: ..... 10 V bis 30 V
- Stromaufnahme: .....  $\approx$ 1 mA

sentlichen zur Festlegung und Stabilisierung des Gleichspannungs-Arbeitspunktes der gesamten Schaltung.

Das am Kollektor von T 2 anstehende,



Frequenzgang des NF-Vorverstärkers

um 40 dB verstärkte Eingangssignal, wird über R 7 und C 4 auf den Ausgangspin ST 4 gegeben. C 5 und C 6 dienen zur Rausch- und Störunterdrückung.

## Nachbau

Für den Aufbau steht eine 36 mm x 40 mm messende Leiterplatte zur Verfügung, deren Layout auch auf den ELV-Platinenvorlagen abgedruckt ist, um so auf einfache Weise auch die Leiterplatte selbst herstellen zu können und das Layout ggf. in eigene Entwürfe mit implementieren zu können.

Bei der Bestückung beginnen wir zunächst mit dem Einsetzen der 7 Widerstände, gefolgt von den Kondensatoren C 3 und C 5. Es schließen sich die 5 Lötstifte an. Nach dem Einsetzen werden die Komponenten auf der Leiterbahnseite jeweils verlötet und die überstehenden Drahtenden so

kurz als möglich abgeschnitten, ohne dabei die Lötstelle selbst zu beschädigen.

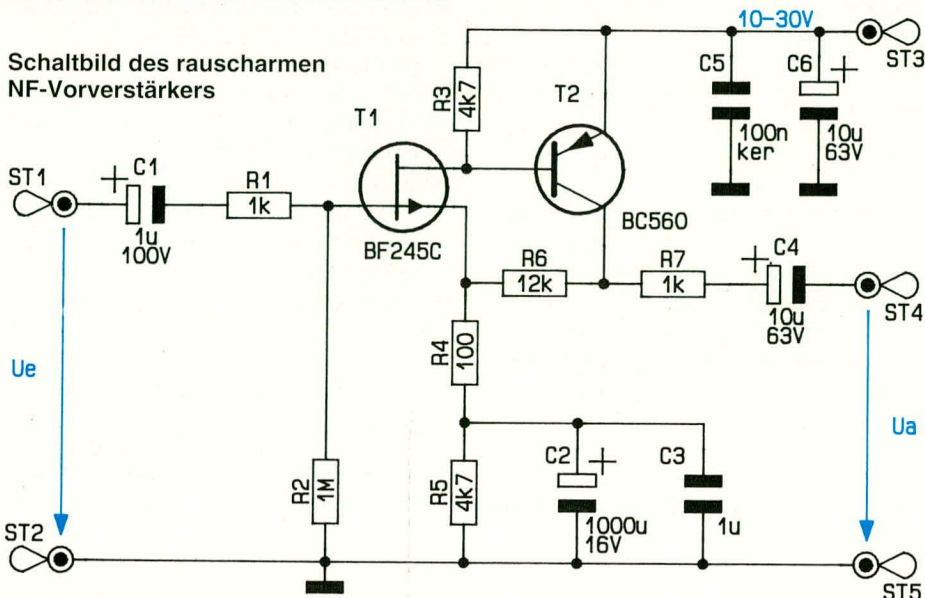
Alsdann kommen wir zum Einsetzen der 4 Elkos, wobei auf die Polarität sorgfältig zu achten ist. Auch bei den beiden Transistoren spielt die Einbaulage eine wichtige Rolle. Wir orientieren uns dabei genau an dem Bestückungsplan.

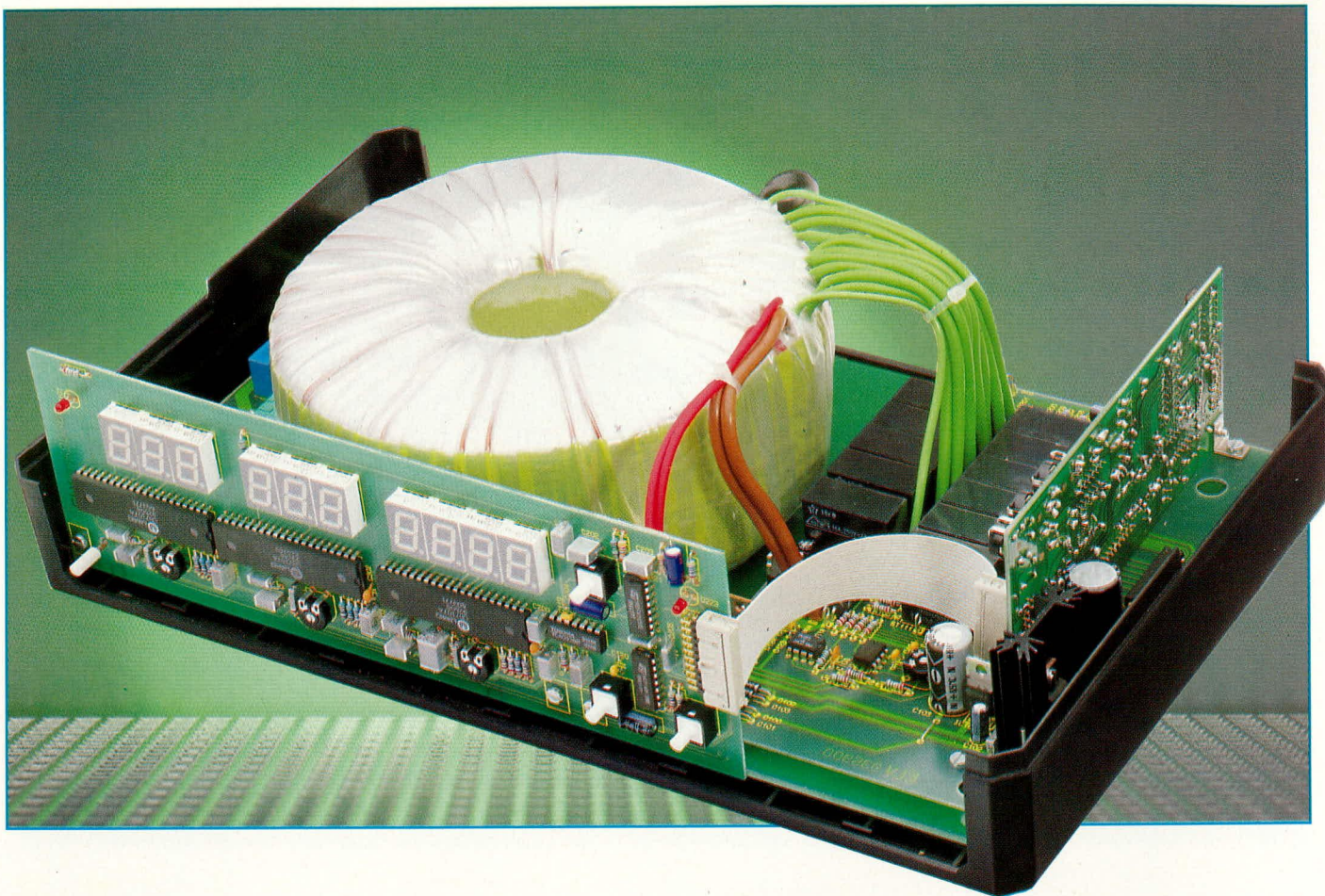
Sind alle Bauelemente soweit eingesetzt und verlötet, nehmen wir nochmals eine genaue Überprüfung der Bestückung der Leiterplatte vor, um anschließend die Schaltung in Betrieb zu nehmen.

Die Betriebsspannung zwischen 10 V und 30 V wird an die Platinenanschlußpunkte ST 3 (+) und ST 5 (Masse) angelegt, während das Eingangssignal an ST 1, bezogen auf Masse (ST 2) angeschlossen wird. Zur Zuführung dient zweckmäßigerweise eine abgeschirmte Leitung, wobei die Abschirmung an ST 2 und die Innenseite an ST 1 liegt. Das Ausgangssignal steht dann an ST 4, bezogen auf Masse (ST 5) zur Verfügung.

Die Schaltung kann sowohl zur Verstärkung von Mikrofonsignalen mit wenigen mV Abgabespannung dienen als auch zur Verstärkung größerer Amplituden, bis hin zu Eingangsspannungen von 100 mV<sub>ss</sub>, da die Schaltung bei einer Verstärkung von 100fach (40 dB) Ausgangsspannungen bis hin zu 10 V<sub>ss</sub> verarbeiten kann. **ELV**

### Schaltbild des rauscharmen NF-Vorverstärkers





# Wechselspannungsnetzteil

## WSN 9000

## Teil 2

*Nachbau, Inbetriebnahme und Abgleich dieses für die Sicherheit am Elektronik-Arbeitsplatz unverzichtbaren Laborgerätes beschreibt der zweite, abschließende Teil dieses Artikels.*

### Geräteaufbau

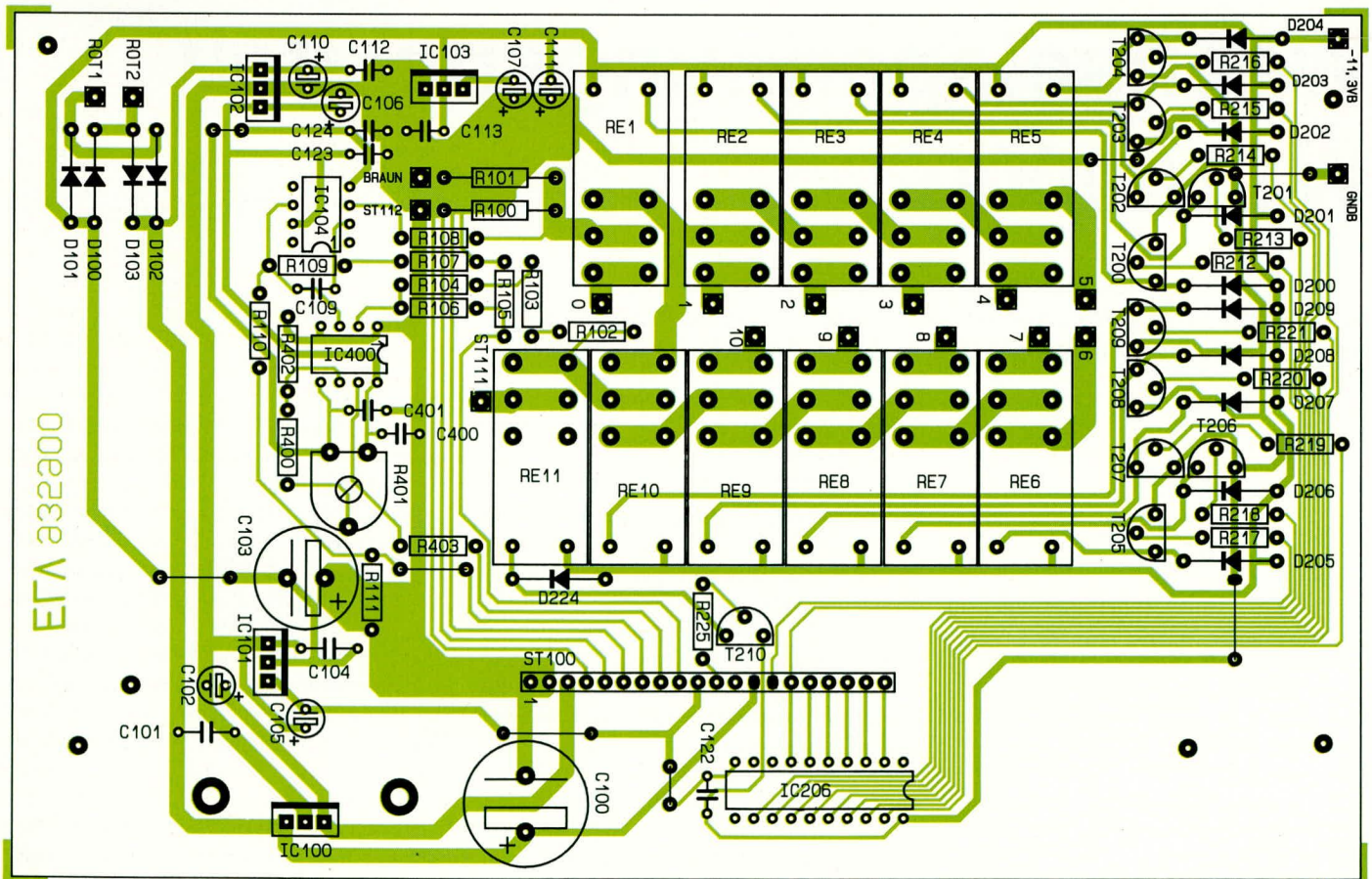
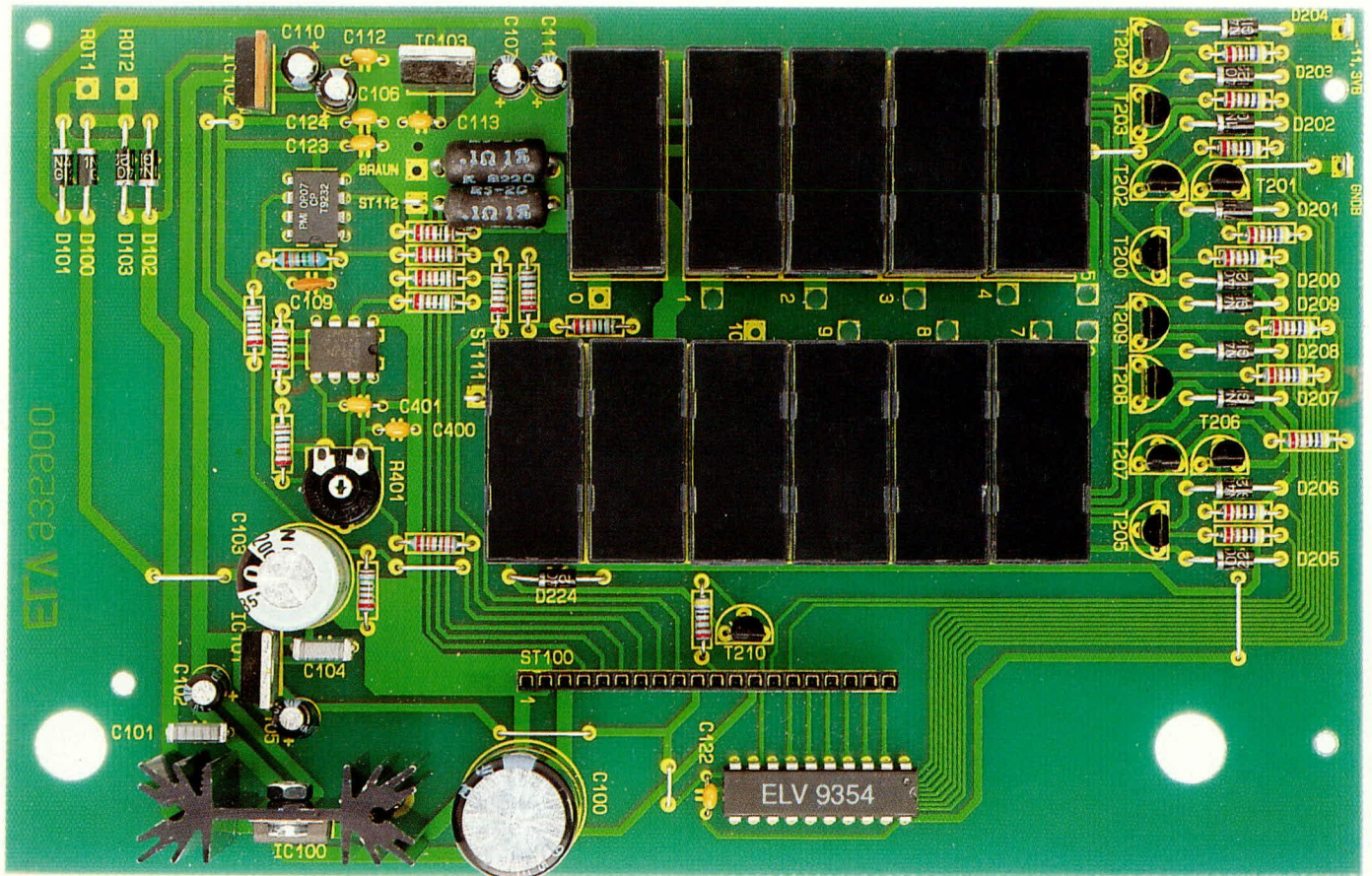
Wir haben im ersten Teil dieses Artikels gesehen, daß der 1200 VA-Ringkerntransformator aus schaltungstechnischer Sicht gesehen eines der wesentlichen „Bauelemente“ des WSN 9000 ist. Aber auch aus mechanisch/konstruktiver Sicht bildet der rund 8 kg schwere Transformator das konstruktionsbestimmende Bauelement neben den selbstverständlich ebenfalls wesentlichen Sicherheitsanforderungen, die bei einem solchen Gerät einzuhalten sind.

Die mechanische Konstruktion muß so ausgelegt sein, daß die durch die Masse des Transformators auftretenden Kräfte optimal auf die Gehäusestützpunkte übertragen werden. Im Gehäuse der ELV-Serie

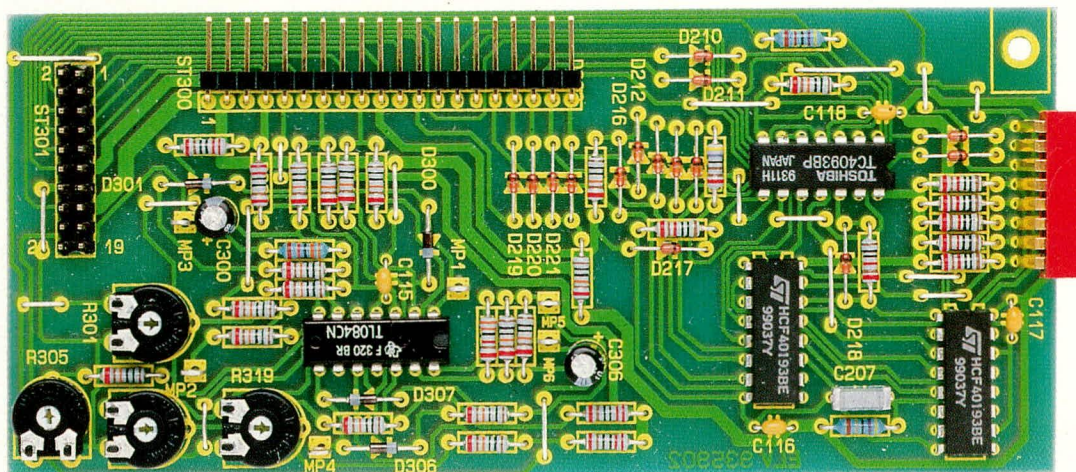
9000 sind das die vier M4-Gewindeschrauben, die sich jeweils senkrecht über den Gerätefüßen befinden und beide Gehäuseschaltschalen miteinander verbinden. Bei den bisherigen ELV-Geräten übernimmt die Aufgabe der Kräfteübertragung fast ausschließlich die Basisplatine, von einigen Sonderkonstruktionen abgesehen.

Bei einem Transformator mit den hier vorliegenden mechanischen Daten ist dieses jedoch nicht mehr möglich, insbesondere wenn der Transformator wie hier zentral, mittig im Gehäuse platziert werden muß.

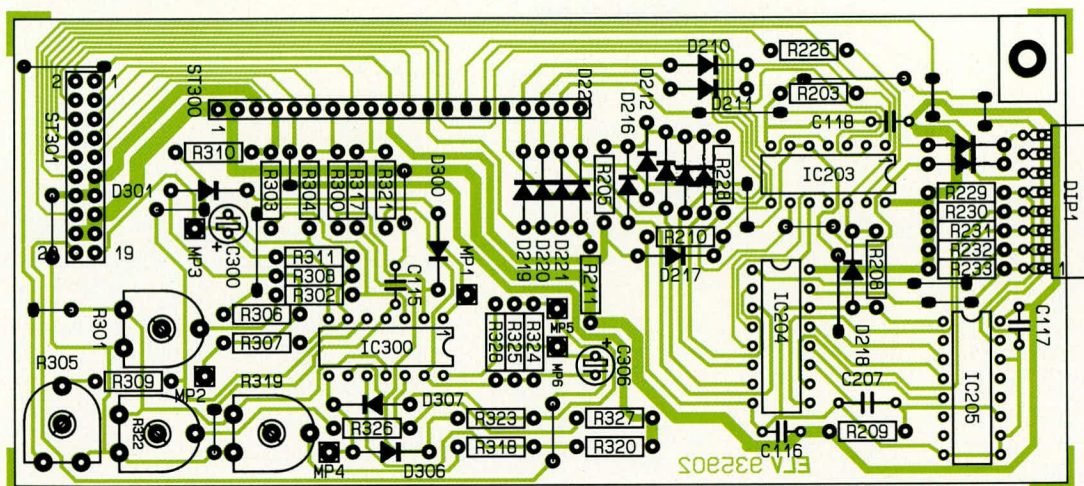
Beim WSN 9000 wird daher als gehäuseinterner Chassisträger eine 3 mm starke Edelstahlplatte verwendet. Um auch den Sicherheitsanforderungen bezüglich doppelter Isolation zu genügen, wird die Edel-



Ansicht der fertig aufgebauten Relaisplatine mit zugehörigem Bestückungsplan



Steuerplatte  
des WSN 9000



Bestückungsplan der  
62 mm x 140 mm  
messenden  
Steuerplatte

stahlplatte auf der Oberseite mit einer 0,5 mm starken Isolierplatte vollständig abgedeckt, die zudem etwas größer als die Metallplatte ist. Auf dieser Sandwich-Konstruktion sind nun die einzelnen Leiterplatten mit dem entsprechenden Abstand (Luftstreckenisolierung) zu montieren.

Der Transformator selbst ist etwa in der Mitte der Trägerplatte mit zwei M6-Gewindeschrauben montiert (siehe Gerätefoto). Diese ausgereifte Gerätekonstruktion bietet ein hohes Maß an mechanischer Stabilität und elektrischer Sicherheit.

## Nachbau

Die gesamte Schaltungstechnik des WSN 9000 ist auf vier einzelnen Leiterplatten untergebracht. Wir beginnen den Nachbau mit der Bestückung der einzelnen Platinen

### Leiterplattenbestückung

Zuerst ist die 117 mm x 182 mm messende sekundärseitige Relaisplatine aufzubauen. Auf dieser einseitig ausgeführten Leiterplatte befinden sich neben den elf Ausgangsrelais das Netzteil mit den vier verschiedenen Spannungsreglern.

Die Bestückung wird in gewohnter Wei-

se unter Zuhilfenahme des entsprechenden Bestückungsplanes und der Stückliste durchgeführt. Hierbei empfiehlt es sich, zuerst die niedrigen Bauelemente, wie Drahtbrücken, Widerstände, Dioden und anschließend die großen Bauteile wie Relais, Elkos, Spannungsregler usw. einzulöten.

Der Spannungsregler IC 100 wird aufgrund der relativ hohen Verlustleistung mit einem Kühlkörper versehen. Der Spannungsregler ist zuerst am Kühlkörper mit einer 3 mm-Zylinderkopfschraube und zugehöriger Mutter anzuschrauben. Als dann wird diese Einheit senkrecht in die Leiterplatte eingesetzt und die Beinchen des Spannungsreglers soweit durch die Bohrungen geführt, bis die untere Stirnfläche des Kühlkörpers fest auf der Leiterplattenoberseite anliegt. Durch das Verlöten des Spannungsreglers und der Kühlkörperstifte ist die Konstruktion mechanisch und elektrisch zuverlässig mit der Leiterplatte verbunden.

Die Lötstützpunkte ST 111 und ST 112, an welche die Ausgangssteckdose angeschlossen wird, sowie die beiden Lötstützpunkte im hinteren Bereich der Leiterplatte (-11,3V/GND) sind mit den beiliegenden Lötösen zu versehen. Die sekundärsei-

tigen Anschlußleitungen vom Transformator werden später direkt in die Leiterplatte eingelötet.

Nachdem die Bestückung soweit fertiggestellt ist, wenden wir uns der Steuerplatte zu, die später auf die soeben fertiggestellte Relaisplatine aufgesteckt wird.

Die Steuerplatte mit den Abmessungen 62 mm x 140 mm ist ebenfalls einseitig ausgeführt, und wird, wie vorstehend beschrieben, in gewohnter Weise bestückt. Die 8 vorhandenen Meßpunkte MP 1 - MP 8 sind mit entsprechenden Lötösen zu versehen.

Unterhalb des Winkel-DIP-Schalters (DIP 1) ist der kleine, auf einer Seite mit einem M3-Gewinde versehene Metallwinkel anzuschrauben. Dieser Winkel liegt auf der Leiterbahnseite auf und wird mit einer M 3 x 5 mm-Zylinderkopfschraube angeschraubt, wobei das M3-Gewinde des Winkels genutzt wird.

Der Steckverbinder ST 300 besteht aus einer einreihigen abgewinkelten Stiftleiste, die gegebenenfalls in eigener Regie abzulängen ist. Die doppelreihige Stiftleiste für ST 301 hingegen besitzt eine Standardlänge.

Nachdem nun auch die Steuerplatte fertiggestellt ist, kommen wir zur Front-

platine des WSN 9000, die doppelseitig ausgeführt ist und die Abmessungen 242 mm x 80 mm aufweist.

Nachdem zunächst alle passiven Bauelemente bestückt sind, folgt das Einsetzen der ICs. Aufgrund der recht engen Pin-Abstände ist hierbei entsprechend sorgfältig zu verfahren. Dies gilt auch für die insgesamt zehn 7-Segment-Anzeigen, die im Anschluß an die ICs anzulöten sind. Die LEDs D 107 und D 223 sind entsprechend der Bauhöhe der sieben Segmentanzeigen (7 mm) einzubauen.

Der Steckverbinder ST 201 wird aus einer doppelreihigen, abgewinkelten Stiftleiste angefertigt, wobei die genaue Länge

eventuell auch hier in eigener Regie herzustellen ist.

Die mechanischen Verbindungen zwischen Trägerplatte und Frontplatine erfolgen über drei Alu-Winkel. Diese sind hierzu mit jeweils einer M 3 x 6 mm-Zylinderkopfschraube und entsprechender Mutter auf der Lötseite der Frontplatine anzuschrauben.

Die vierte Leiterplatte ist wiederum einseitig ausgeführt und mit 45 mm x 138 mm zugleich die kleinste Platine. Sämtliche Lötstützpunkte sind hier mit Lötösen zu versehen. Die weitere Bestückung erfolgt wie im Bestückungsdruck angegeben.

Wenn alle Leiterplatten fertiggestellt

sind, empfiehlt es sich, eine Schaffenspause einzulegen und die Bestückung nochmals sorgfältig zu überprüfen. Insbesondere sollte hierbei auf korrekte Polung der Elkos und Dioden geachtet werden.

## Chassismontage

Die Relaisplatine sowie die zuletzt fertiggestellte Schalterplatine werden unter Zwischenfügen von 10 mm-Kunststoff-Abstandsrollen auf der Sandwich-Konstruktion aufgeschraubt (Edelstahlplatte unten, mit direkt darüber gelegter Isolierplatte zur zuverlässigen galvanischen Trennung zwischen den Leiterplatten und der Metallplatte). Zur Verschraubung verwenden

## Stückliste: WSN 9000

### Widerstände:

01Ω/2W.....	R100, R101
220Ω.....	R303, R310, R320, R327, R402
330Ω.....	R334
470Ω.....	R224
1,5kΩ.....	R105, R106, R110 - R112
3,9kΩ.....	R406
4,7kΩ.....	R212 - R221, R225, R226, R228
5,6kΩ.....	R335
6,8kΩ.....	R337
10kΩ.....	R107, R108, R113, R208, R210, R229 - R233
18kΩ.....	R336, R338
22kΩ.....	R408
33kΩ.....	R311, R315, R328
47kΩ.....	R223, R234, R407
68kΩ.....	R332
100kΩ.....	R102 - R104, R200, R201, R203, R205, R211, R222, R300, R302, R304, R306 - R309, R312, R313, R317, R318, R321, R323 - R326, R329, R330, R400, R404, R405
150kΩ.....	R109
220kΩ.....	R316, R333, R403, R410
470kΩ.....	R209
1MΩ.....	R207
4,7MΩ.....	R204, R206
PT10, liegend, 10kΩ.....	R301, R305, R319, R322, R409
PT10, liegend, 25kΩ.....	R314, R331, R401

### Kondensatoren:

10pF/ker.....	C109
100pF/ker.....	C302, C308, C404
10nF.....	C301, C307, C403
18nF.....	C205, C206

47nFC101, C104, C207, C305, C311	
100nF.....	C200 - C203, C217, C303, C304, C309, C310, C405, C406, C407
100nF/ker.....	C112, C113, C115 - C124, C400, C401
150nF/630V.....	C108
1µF/100V.....	C204, C402
10µF/25V.....	C102, C105 - C107, C110, C111, C218, C300, C306
22µF/16V.....	C221
47µF/16V.....	C114
2200µF/16V.....	C103*
4700µF/16V.....	C100*

### Halbleiter:

ELV9354.....	IC206
ICL7107.....	IC301, IC302, IC401
AD633.....	IC400
OP07.....	IC104
TL084.....	IC300
CD4013.....	IC202
CD4093.....	IC200, IC203
CD4098.....	IC201
CD40193.....	IC204, IC205
7805.....	IC100
7808.....	IC102
7905.....	IC101
7908.....	IC103
BC558.....	T100, T200 - 210
DX400.....	D300, D301, D306, D307
1N4001.....	D100 - D104, D200 - D209, D224
1N4148.....	D210 - D222, D225, D226
LED, 3mm, rot.....	D107, D223
DJ700A.....	DI303 - DI305, DI309 - DI311, DI403 - DI406

### Sonstiges:

Kartenrelais.....	RE1 - R12
NTC 33.....	R114
Sicherung, 6,3A, träge.....	SI100
Print-Taster.....	TA200 - TA202
Dipschalter, 8fach, abgewickelt.....	DIP1
Ringkerntrafo 230V/1200VA ...	TR1
1 Profil-Kühlkörper, SK104	
1 Shadow-Netzschalter	
1 Adapterstück	
1 Verlängerungsachse	
1 Druckknopf	
1 Metall-Befestigungswinkel	
3 Alu-Befestigungswinkel	
1 Stiftleiste, 2 x 10pol.	
1 Stiftleiste, 2 x 10pol., abgewinkelt	
2 Pfosten-Verbinder, 20pol.	
5 Zylinderkopfschrauben, M3 x 6mm	
3 Zylinderkopfschrauben, M3 x 8mm	
8 Muttern, M3	
7 Kunststoffschrauben, M 3 x 20 mm	
7 Kunststoffmuttern, M 3	
2 Zylinderkopfschrauben, M6 x 20mm	
7 Distanzröllchen, M3 x 10mm	
1 Einbausteckdose ohne Schutzkontakt mit Adapter	
1 Kabelzugentlastung	
2 Kabelbinder, 90mm	
1 Platinensicherungshalter, Print	
18 Lötstifte mit Lötöse	
1 Buchsenleiste, 1 x 20pol	
1 Netzkabel, 2adrig	
1 Edelstahlplatte, 3mm	
1 Isolierplatte	
12cm Flachbandkabel, 20polig	
30cm Silberdraht, blank	
440 mm flexible Leitung, 022 mm <sup>2</sup>	
200 mm flexible Leitung, 1,5 mm <sup>2</sup>	

\* gegenüber Schaltbild geändert

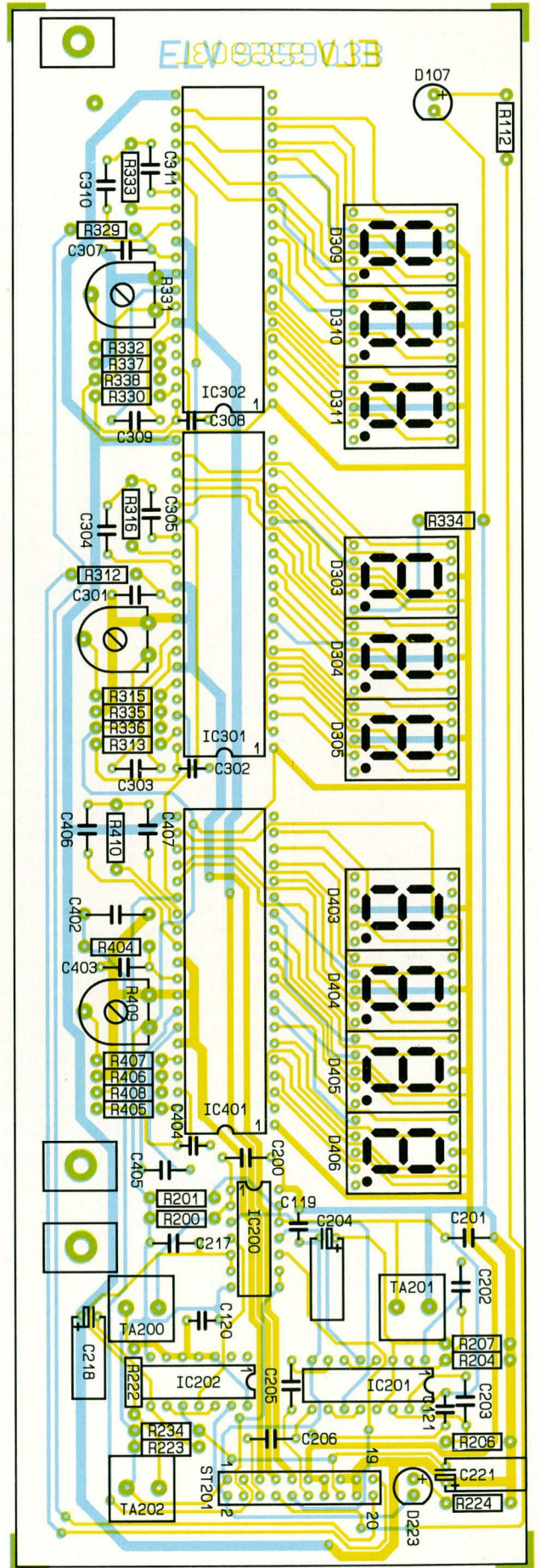
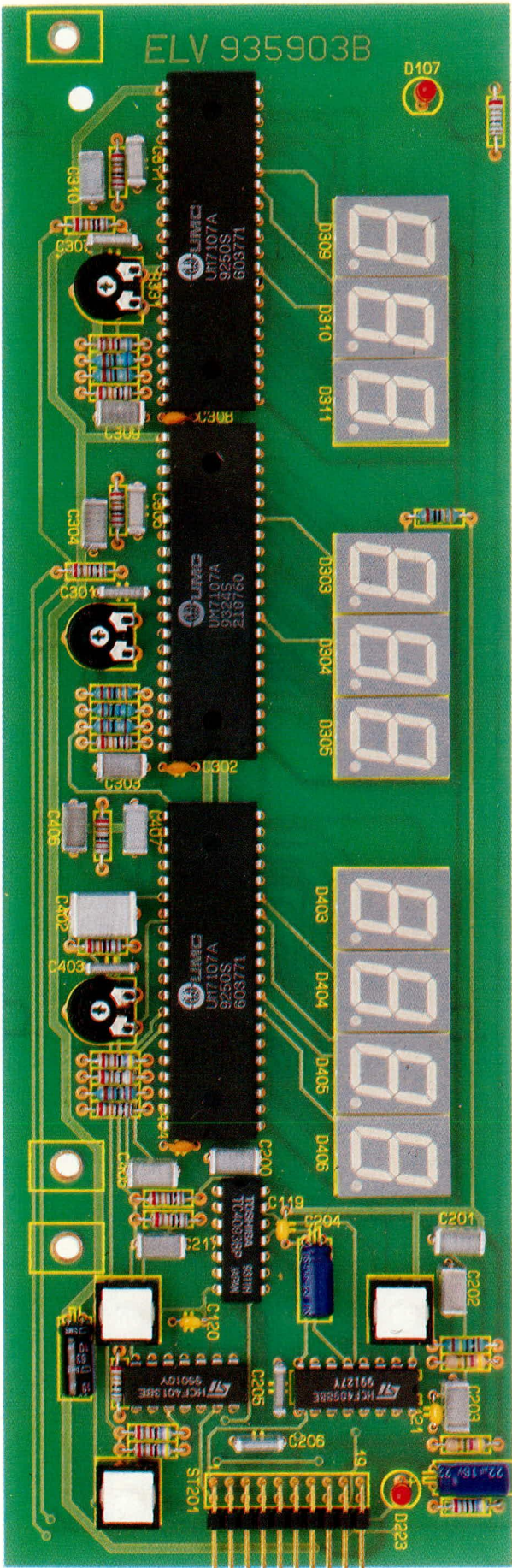
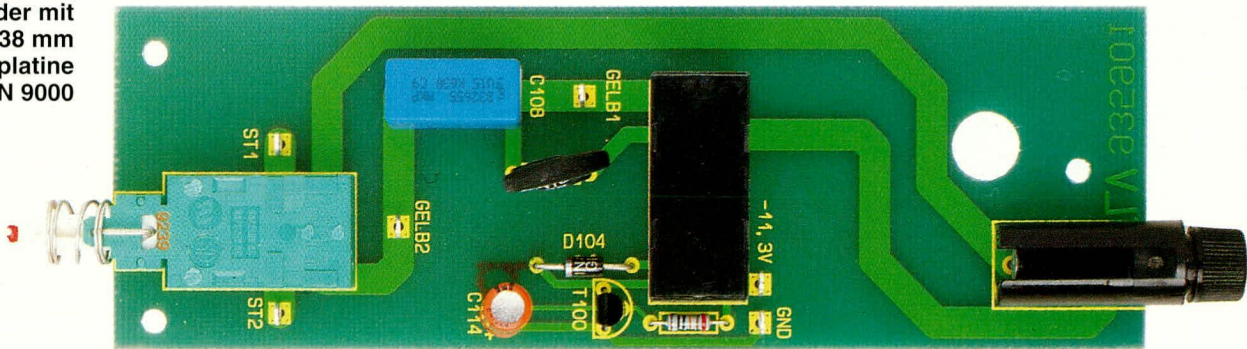
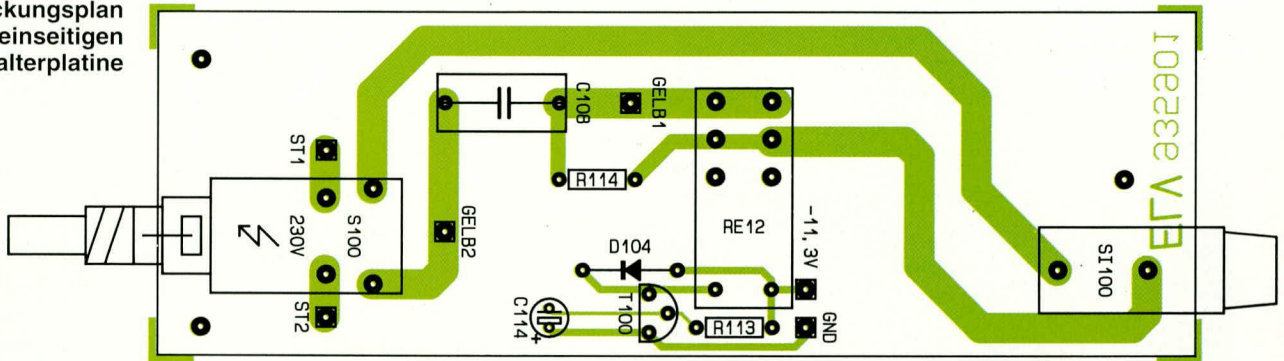


Foto und Bestückungsplan der doppelseitig ausgeführten Frontplatine

Foto der mit  
45 mm x 138 mm  
kleinsten Einzelplatine  
des WSN 9000



Bestückungsplan  
der einseitigen  
Schalterplatine



det man 20 mm lange Kunststoff-Zylinderkopfschrauben, wobei die Kunststoff-Mutter sich jeweils auf der Unterseite des Chassis befindet. Die Relaisplatine ist an vier und die Schalterplatine an drei Punkten zu verschrauben. Aus isolationstechnischen Gründen ist hier die Verwendung von Kunststoffschrauben von großer Wichtigkeit, während für die weiteren im Gerät angegebenen Schraubverbindungen „gewöhnliche“ Metallschrauben Verwendung finden.

Als dann wird die Frontplatine an die Chassisplatte angeschraubt. Hierbei erfolgt die Verbindung durch die drei Aluwinkel, die zuvor an die Frontplatine angeschraubt wurden. Drei M3 x 8 mm- Zylinderkopfschrauben werden hierzu verwendet. Die Verschraubung ist so durchzuführen, daß sich die Muttern auf der Chassisunterseite befinden.

Im nächsten Arbeitsschritt wird der große Ringkerntransformator aufgeschraubt. Es ist hierbei darauf zu achten, daß die Transformator-Zuleitungen zur rechten, hinteren Chassisecke weisen. Die eigentliche Verschraubung erfolgt mit zwei M6 x 20 mm-Zylinderkopfschrauben, die später entsprechend kräftig festzuziehen sind, um eine sichere Befestigung zu gewährleisten.

Die sekundärseitigen Netzausgangsleitungen des Transformators sind jeweils mit einer Ziffer gekennzeichnet, die ebenfalls auf der Leiterplatte aufgedruckt ist. Nacheinander sind nun die einzelnen Leitungen zu den zugehörigen Bohrungen der Relaisplatine zu führen, abzulängen und an ihren Enden auf 5 mm abzuisolieren

und zunächst nur in die entsprechenden Bohrungen zu stecken. Ist dies mit allen sekundärseitigen Zuleitungen durchgeführt, werden Transformator und Relaisplatine wieder von der Chassisplatte gelöst und die Transformatorleitungen auf der Platinenunterseite unter Zugabe von ausreichend Lötzinn verlötet.

Die soweit fertiggestellte Einheit wird wieder, wie zuvor beschrieben, mit der Chassisplatte verschraubt. Sodann sind die gelben Transformatoranschlußleitungen der Primäranschlüsse an die entsprechenden Lötösen auf der Schalterplatine anzulöten. Nach dem Ablängen und Abisolieren der Leitungen werden diese zunächst durch die Lötöse gesteckt, umgeknickt und anschließend verlötet.

Als nächstes steckt man die Steuerplatine an der vorgesehenen Position auf die Relaisplatine auf. Ausreichende mechanische Stabilität wird durch den Metallwinkel im hinteren Bereich der Leiterplatte erreicht, der mit einer M3 x 6 mm Zylinderkopfschraube und entsprechender Mutter an die Relaisplatine anzuschrauben ist.

Die elektrische Verbindung zwischen Steuer- und Frontplatine erfolgt durch eine 20-polige Flachbandleitung mit 120 mm Länge, auf deren Enden zuvor je ein 20-poliger Pfostenverbinder aufgequetscht wurde. Steht hierfür keine spezielle Zange oder Vorrichtung zur Verfügung, kann dieser Vorgang auch mit einem Schraubstock durchgeführt werden. Richtig angebracht weisen beide Steckverbinder in gleicher Richtung vom Flachbandkabel fort.

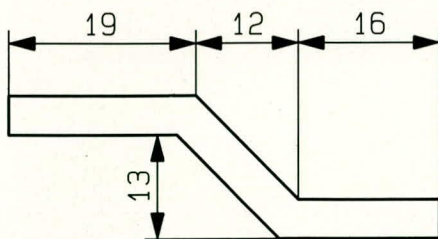
Eine weitere elektrische Verbindung ist

zwischen der Relaisplatine und der Schalterplatine herzustellen. Hierzu sind 220 mm lange Leitungsabschnitte mit einem Leiterquerschnitt von 0,22 mm<sup>2</sup> an beiden Enden auf 5 mm Länge abzuisolieren und zu verzinnen. Als dann werden die gleichnamigen Lötstifte (-11,3 V und GND) der beiden Platinen miteinander verbunden, wobei die Leitungen hinter dem Transformator zu führen sind.

Im folgenden Arbeitsschritt ist die Netzzuführung anzufertigen. Zuerst ist die Zugentlastung in die Gehäuserückwand des WSN 9000 einzuschrauben. Nachdem die äußere Ummantelung der Netzzuleitung auf 120 mm Länge entfernt wurde, ist diese durch die Zugentlastung zu führen und festzuschrauben. Die ins Innere des Gerätes ragende Netzzuleitung weist dabei eine Gesamtlänge von 150 mm auf. Da es sich beim WSN 9000 um einen Trenntransformator handelt, wird der Schutzleiteranschluß nicht benötigt, so daß als Netzzuleitung eine Leitung mit Eurostecker zum Einsatz kommt, die aufgrund der großen Leistung des Gerätes in besonders verstärkter Ausführung vorliegt.

Auf der Gerätefrontseite ist das charakteristische Merkmal der Trenntransformatorfunktion anhand der speziellen Netzsteckdose zu erkennen, die zwar sowohl Euro- als auch Schutzkontakt-Stecker aufnehmen kann, selbst jedoch keinen Schutzkontaktanschluß besitzt.

Doch wenden wir uns nun weiter dem Anschluß der Netzzuleitung zu. Die beiden spannungsführenden Adern (braun und blau) sind auf 10 mm Länge abzuisolieren



**Bild 5: Fertigungsskizze für die Verlängerung des Netzschalters**

und zu verzinnen. Beide Leitungsenden werden durch die Bohrung der Lötösen ST 1 und ST 2 geführt, umgebogen und verlötet.

Zur Betätigung des innenliegenden Netzschalters dient eine 52 mm lange Betätigungsstange, die gemäß Abbildung 5 abzuwinkeln ist. Auf das 16 mm lange Ende dieser Schubstange ist nun die weiße Betätigungskappe aufzustecken und die so entstandene Einheit durch die Bohrung der Frontplatte in das schwarze Übergangsstück, das zuvor auf den Netzschalter aufgesteckt wurde, einzustecken.

Damit ist das Chassis des WSN 9000 soweit fertiggestellt, und wir können mit dem Abgleich beginnen.

## Abgleich

Insgesamt befinden sich im WSN 9000 acht Abgleichtrimmer, die gemäß der nachfolgenden Beschreibung einzustellen sind. Alle Abgleichstellen beziehen sich ausschließlich auf die Anzeige, d.h. die eigentliche vom WSN 9000 erzeugte Ausgangsspannung wird hiervon nicht beeinflusst.

Bevor das Gerät zum ersten Mal mit Netzspannung beaufschlagt wird, empfiehlt es sich, nochmals den korrekten Aufbau sowie die Verkabelung zu prüfen. Weiterhin ist mit dem DIP-Schalter auf der Steuerplatine der gewünschte Einschaltzustand zu programmieren. Für den Abgleich ist es zweckmäßig, wenn die manuelle Eingabe freigegeben ist, d.h. DIP-Schalter Nr. 8 ist auf „0“ geschaltet.

Unmittelbar nach dem Einschalten müssen die 7-Segment-Anzeigen des WSN 9000 aufleuchten, wobei der angezeigte Wert hier noch ohne Bedeutung ist. Die linke Ziffer der Leistungsanzeige leuchtet jedoch erst, wenn eine entsprechend große Leistung entnommen wird.

Wir beginnen den Abgleich mit der Einstellung der Strom- und Spannungsanzeige. Hierzu ist zunächst die Ausgangsspannung des WSN 9000 auf 0 V einzustellen. Für den Abgleich der Stromanzeige sind die Meßpunkte MP 1 und MP 2 mit einem kurzen Leitungsabschnitt zu verbinden. Mit einem Multimeter wird nun die Spannung

zwischen den überbrückten Meßpunkten und dem Massepunkt MP 7 gemessen und mit dem Trimmer R 301 auf 0 V eingestellt. Anschließend wird am Meßpunkt MP 3 gemessen und hier mit dem Trimmer R 305 ebenfalls 0 V eingestellt.

Nachdem die Brücke zwischen MP 1 und MP 2 wieder entfernt ist, wird in gleicher Weise auch der Offset für die Spannungsanzeige eingestellt. Die Meßpunkte MP 4 und MP 5 werden hierzu überbrückt und mit dem Trimmer R 319 die Spannung an MP 4 auf 0 V eingestellt. Im nächsten Schritt ist die Spannung am Meßpunkt MP 6 zu messen und mit R 322 auf 0 V einzustellen. Für beide Spannungsmessungen dient MP 8 als Massepunkt.

Die Einstellung des Offsets für die Leistungsanzeige ist denkbar einfach durchzuführen. Hier wird einfach mit dem Trimmer R 401 die Anzeige „000“ eingestellt (Ausgangsspannung auf 0 V und keine Last angeschlossen).

Nach den Einstellungen der verschiedenen Nullpunkte (Offsets) sind dann die Skalenfaktoren der U-, I- und P-Anzeige einzustellen. Mit einem genauen Multimeter wird die Spannung an den Lötstiften ST 111 und ST 112 gemessen, wobei die Ausgangsspannung des WSN 9000 auf einen möglichst hohen Wert einzustellen ist. Mit dem Trimmer R 331 ist die Spannungsanzeige auf exakt den vom Multimeter angezeigten Wert abzugleichen.

Zur Einstellung der Stromanzeige ist der Anschluß eines ohmschen Verbrauchers erforderlich, wobei gleichzeitig mit einem genauen Amperemeter der fließende Strom zu messen ist. Der Ausgangsstrom sollte je nach verwendetem Meßgerät im Bereich von 1 bis 3 A liegen. Analog zur Spannungseinstellung wird hier mit dem Trimmer R 314 die Stromanzeige genau auf den vom Multimeter angezeigten Wert eingestellt.

Für die Skalierung der Leistungsanzeige bleibt die ohmsche Last weiterhin angeschlossen. Durch Multiplikation des Stromanzeigewertes mit der angezeigten Spannung erhält man die abgegebene Leistung des WSN 9000. Die Leistungsanzeige wird nun mit dem Trimmer auf den errechneten Wert eingestellt. Voraussetzung für einen exakten Abgleich ist an dieser Stelle die Verwendung einer geeigneten ohmschen Last, wie sie recht gut von handelsüblichen Glühlampen bereitgestellt wird. Leuchtstofflampen sind für den Kalibriervorgang aufgrund ihrer Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom keinesfalls geeignet. Um die erforderliche Belastung zu erreichen, kann eine entsprechende Anzahl von Glühlampen parallel geschaltet werden.

Ist der Abgleich zufriedenstellend durchgeführt, können wir uns nun der Gehäusemontage zuwenden.

## Gehäuseeinbau

Bevor wir mit der eigentlichen Gehäusemontage beginnen können, muß die Frontplatte vorgefertigt werden. Die Ausgangssteckdose ist hierfür mit den Anschlußleitungen zu versehen. Dazu dienen zwei Leitungsabschnitte mit einer Länge von je 100 mm und einem Querschnitt von 1,5 mm<sup>2</sup>. Nachdem die Leitungen beidseitig auf 10 mm abisoliert und die Adern miteinander verdreht sind, werden sie an die Schraubklemmen der Netzsteckdose angeschraubt. Von der Vorderseite der Frontplatte aus wird die weiße Steckerabdeckung mit zentraler Schraubbefestigung eingesetzt. Auf der Rückseite der Frontplatte folgen der Alu-Abstandsrahmen und anschließend die Netzsteckdose selbst (Anschlußleitungen weisen nach unten), die mittels der von außen zugänglichen Befestigungsschraube zu verschrauben ist. Die bereits abisolierten und verdrehten Leitungsenden der Ausgangssteckdosen werden nun verzinnt, durch die Bohrung der Lötstifte ST 111 und ST 112 geführt, umgebogen und verlötet.

Das soweit fertiggestellte Chassis ist zusammen mit Front- und Rückplatte in die Gehäuseunterhalbschale einzusetzen, wobei die Lüftungsschlitze der unteren Gehäusehalbschale zur Gerätrückseite weisen. Von der Unterseite aus werden die vier Gehäuseschrauben M4 x 90 mm eingesteckt, wozu das Gehäuse jeweils einseitig über die Tischkante hervorgezogen wird. Auf die nach oben herausragenden Schrauben ist je eine 1,5 mm starke Kunststoff-Polyamid-Scheibe, eine 35 mm lange und eine 40 mm lange Kunststoff-Abstandsrolle darüberzusetzen. Sodann wird die obere Gehäusehalbschale, mit dem Lüftungsgitter nach hinten weisend, aufgesetzt und die vier M4 Muttern eingelegt.

Das Anziehen der Montageschrauben erfolgt von unten, wozu das Gehäuse wiederum einseitig über die Tischkante hervorziehen ist. Die Fuß- und Abdeckmodule werden eingesetzt, wobei zuvor die kleinen Gummifüße in die Fußmodule einzustecken / zu drehen sind. Die Abdeckmodule sind nur dann zu bestücken, wenn kein weiteres Gerät der 9000er Serie aufgesetzt werden soll. Damit ist der Nachbau des WSN 9000 beendet, und das Gerät steht zur Anwendung in Ihrem Elektroniklabor bereit.

### Achtung:

Wir weisen ausdrücklich darauf hin, daß der Aufbau und die Inbetriebnahme des WSN 9000 nur von Fachkräften durchgeführt werden darf, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind!

Die Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten!





# 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe

**Hohe Lichtausbeute bei geringem Strombedarf garantiert die hier vorgestellte 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe. Optimal geeignet für Werkstatt, Garage, Wohnwagen, Zelt usw. - kurz gesagt überall dort, wo viel Licht für längere Zeit bei geringem Energiebedarf verfügbar sein soll.**

## Allgemeines

Ausgerüstet mit einer 4 W-Leuchtstoffröhre steht Ihnen eine Lichtleistung zur Verfügung, die einer 15 W-Glühlampe entspricht. Im praktischen Betrieb werden Sie kaum glauben, daß mit sowenig Energie soviel Licht erzeugt werden kann. Die moderne Elektronik macht es möglich.

Im vorliegenden Artikel stellen wir Ihnen eine komplette Elektronik-Leuchtstofflampe vor, die bei einer Betriebsspannung zwischen 10 V und 15 V nur ca. 0,4 A aufnimmt und einen optimierten Wirkungsgrad bietet.

Die formschöne 200 mm lange und 45 x 22 mm im Querschnitt messende Leuchte ist daher optimal für Hobby, Freizeit und Camping geeignet. Die Ansteuerlektronik für den Zünd- und Betriebsvorgang ist unterhalb der eigentlichen Leuchtstoffröhre mit im Lampengehäuse integriert und wird über den seitlich zugänglichen Schalter ein- und ausgeschaltet.

Durch den Betrieb der Leuchtstofflampe in Verbindung mit einer Elektronik-Ansteuerung, die im Bereich von ca. 90 kHz arbeitet, wird die Lichtausbeute der verwendeten Leuchtstoffröhre gegenüber ei-

nem 50 Hz-Betrieb um ca. 10 % erhöht, d. h. der ohnehin schon gute Wirkungsgrad einer Leuchtstofflampe ist in der vorliegenden Ausführung nochmals verbessert. Doch kommen wir nun zur detaillierten Beschreibung der innovativen Technik, die mit höchst einfachen Mitteln ausgeführt ist.

## Schaltung

Abbildung 1 zeigt die Gesamtschaltung des elektronischen Vorschaltgerätes. Die Sekundärwicklung des Übertragers TR 1 bildet zusammen mit dem Kondensator C 4 einen Parallelschwingkreis. Die Heizwendeln der Leuchtstofflampe liegen dabei als Koppелеlemente zwischen den beiden Schwingkreiselementen L und C.

Ein weiterer Schwingkreis befindet sich auf der Primärseite des Übertragers TR 1 und wird gebildet durch die Primärwicklung und den Kondensator C 3. Beide Schwingkreise sind auf die gleiche Resonanzfrequenz abgestimmt.

Unmittelbar nach dem Einschalten der Betriebsspannung wird der Leistungsmos-Transistor T 1 mit einer festen Frequenz und einem festen Tastverhältnis angesteuert. Diese Aufgabe übernimmt die

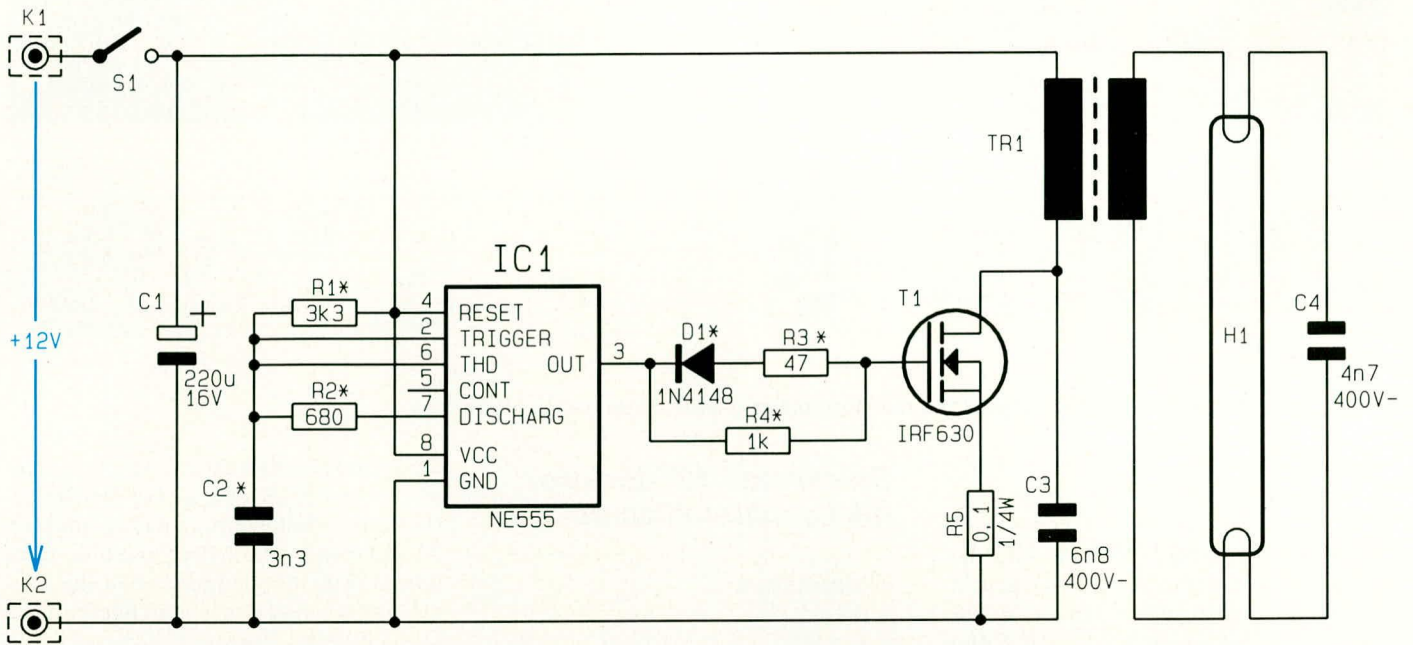
Kippstufe, bestehend aus IC 1 mit Zusatzbeschaltung, auf deren Funktion wir im Verlauf dieser Schaltungsbeschreibung noch näher eingehen.

Die Frequenz der Kippstufe ist so gewählt, daß sie der Resonanzfrequenz der beiden Schwingkreise entspricht, wodurch diese entsprechend angeregt werden.

Der Ausgangs-Parallelschwingkreis schwingt nun in sogenannter Stromresonanz. In dieser Betriebsphase, unmittelbar nach dem Einschalten, ist die Güte des Ausgangsschwingkreises hoch, da die noch ungezündete Leuchtstofflampe nur eine geringe, vernachlässigbare Bedämpfung darstellt. Es wird somit eine hohe „Reso-

### Technische Daten: 4 W/12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe

Betriebsspannung:	..... 10 V - 15 V
Stromaufnahme:	..... ca. 400 mA
Schnellstart:	..... ca. 250 ms bei 12 V
Taktfrequenz:	..... 90 kHz
Abmessungen:	..... 200 x 45 x 22 mm
Gewicht:	..... 145 g



**Bild 1: Gesamtschaltbild des elektronischen Vorschaltgerätes, wie es in der 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe verwendet wird.**

anzspannung“ erreicht.

Um die Leuchtstofflampe erfolgreich zünden zu können, ist neben einer hohen Zündspannung ein entsprechendes Vorheizen der Glühelktroden erforderlich. Diese Aufgabe übernimmt der im Ausgangsschwingkreis fließende Resonanzstrom, der jeweils über die Glühelktroden zwischen den Schwingkreiselementen L und C fließt.

Nach ausreichender Vorheizzeit, in Verbindung mit der hohen „Resonanzspannung“ am Schwingkreis, zündet die Leuchtstofflampe. Der nun niederohmige Ersatzwiderstand der Lampe ruft eine entsprechende Bedämpfung des Schwingkreises hervor. Der Lampenstrom wird in dieser Betriebsphase durch die Gesamtimpedanz des primär- und sekundärseitigen Schwingkreises auf den gewünschten Nennwert begrenzt.

Die Ansteuerung des Leistungstransistors T 1 erfolgt durch eine monostabile Kippstufe. Mit dem IC 1 kommt hier der bewährte Timerschaltkreis NE555 zum Einsatz. Frequenz und Tastverhältnis wer-

den durch die externen Bauelemente R 1, R 2 und C 2 bestimmt. Der Ausgang Pin 3 des Timerbausteins steuert nun direkt über R 3, R 4 und die Diode D 2 das Gate des Leistungs-MOS-Transistors T 1 an. Durch den Widerstand R 5 im Lastkreis des Transistors wird eine Begrenzung des Spitzenstromes erreicht. Der Elko C 1 dient zur Pufferung der Eingangs-Betriebsspannung.

Obwohl die Schaltung nur aus einer kleinen Anzahl von Bauelementen besteht, so liegt doch ein erheblicher entwicklungs-technischer Aufwand in der Dimensionierung der Leistungsstufe um TR 1. Nur bei exakter Abstimmung der einzelnen Bauelemente, einschließlich der Leuchtstoffröhre, kann ein einwandfreies Zünden und ein zuverlässiger Betrieb der 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe sichergestellt werden. Sind die notwendigen Voraussetzungen wie hier erfüllt, arbeitet das System

langfristig bei hohem Wirkungsgrad.

Nach der ausführlichen Schaltungsbeschreibung kommen wir nun zum Nachbau dieser interessanten Konstruktion.

## Nachbau

Wir beginnen den Nachbau mit dem Bestücken der einseitig ausgeführten, 18 x 83 mm messenden Leiterplatte.

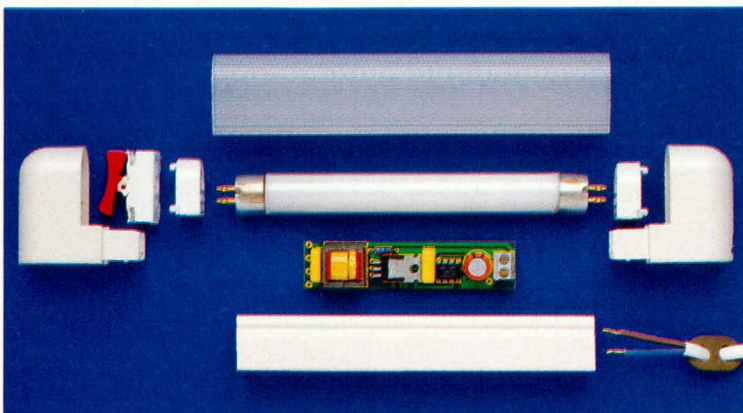
Bei den im Schaltbild gekennzeichneten Bauelementen handelt es sich um SMD-Komponenten, die auf der Leiterbahnseite der Platine angelötet werden.

Wir beginnen die Bestückung mit dem Anlöten dieser insgesamt 6 SMDs, wobei die genaue Position aus dem Bestückungsplan und der Bauteilwert aus der Stückliste hervorgeht. Zum „Verarbeiten“ dieser Bauelemente empfiehlt sich die Verwendung eines entsprechenden SMD-Lötkolbens oder einer Elektronik-Lötstation, dessen Lötkolben mit einer besonders feinen („Bleistift“) Spitze ausgerüstet ist.

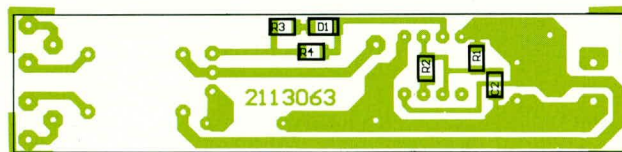
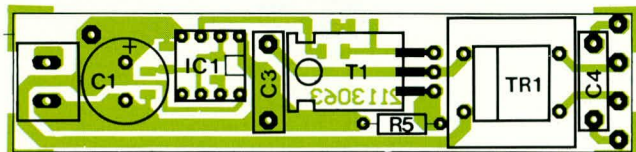
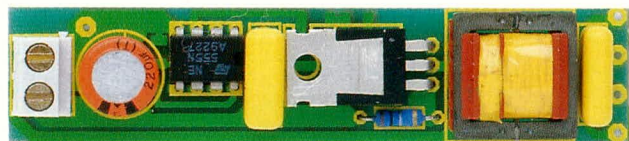
Im folgenden Arbeitsschritt sind die konventionellen Bauelemente auf der Bestückungsseite der Leiterplatte einzusetzen und festzulöten. Der Leistungstransistor T 1 wird hierbei liegend montiert, wie auch auf dem Foto der Leiterplatte ersichtlich.

Nachdem die Bestückungsarbeiten an der Platine abgeschlossen sind, erfolgt die Verdrahtung der einzelnen Komponenten, die in Abbildung 2 gezeigt sind. Aus der Abbildung geht auch hervor, wie die einzelnen Komponenten zur kompletten Leuchte zusammenzufügen sind.

Abbildung 3 zeigt den Verdrahtungsplan, nach dem die einzelnen elektronischen Komponenten miteinander zu ver-



**Bild 2 zeigt die einzelnen Komponenten der 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe**



## Leiterplattenfotos und Bestückungspläne der doppelseitig bestückten Leiterplatte

binden sind. Zuerst werden die 6 fertig abgelängten Leitungsabschnitte einseitig auf 5 mm und auf der anderen Seite auf 10 mm Länge abisoliert. Alsdann sind die Leitungen gemäß dem Bestückungsplan in die Leiterplatte einzulöten. Für das Verlöten mit der Leiterplatte ist das auf 5 mm abisolierte Leitungsende vorgesehen.

Nun werden die beiden Elektrodenfassungen sowie der Netzschalter, wie im Verdrahtungsplan angegeben, auf die Verbindungsleitungen aufgesteckt. Alle 3 Komponenten sind hierzu mit entsprechenden Klemm-Federkontakten ausgestattet, d. h. die abisolierten Leitungen müssen lediglich eingesteckt werden.

Nachdem die 12 V-Zuleitung auf der Seite, an der sich die Aderendhülsen befinden, mit der Zugentlastung gemäß Abbildung 2 versehen wurde, wird diese, wie im Verdrahtungsplan angegeben, mit der Leiterplatte verschraubt.

Sind nun alle Komponenten elektrisch miteinander verbunden, folgt die Endmontage.

### Endmontage

Als erstes wird der Netzschalter in das vorgesehene Seitenteil eingerastet, wobei

### Stückliste: 12V-Elektronik Leuchtstofflampe

#### Widerstände:

0,1Ω .....	R5
47Ω/SMD .....	R3
680Ω/SMD .....	R2
1kΩ/SMD .....	R4
3,3kΩ/SMD .....	R1

#### Kondensatoren:

3,3nF/SMD .....	C2
4,7nF/400V .....	C4
6,8nF/400V .....	C3
220µF/16V .....	C1

#### Halbleiter:

NE555 .....	IC1
IRF630 .....	T1
1N4148/SMD .....	D1

#### Sonstiges:

- Übertrager EF16..... TR 1
- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 1 Leuchtstoffröhre, 4 W
- 1 Kabelzugentlastung
- 1 Schalter
- 1 Leuchtstofflampengehäuse, komplett
- 50cm starre Leitung, 0,75mm<sup>2</sup>, schwarz
- 40cm starre Leitung, 0,75mm<sup>2</sup>, blau
- 100cm, 2adrige Netzleitung, 2 x 0,75mm<sup>2</sup>

die 3 kleinen „Rastnasen“ des Netzschalters hinter der „Rastnase“ auf der Bodenfläche des Seitenteils einrasten müssen. Anschließend wird das Gehäusemittelstück über die Zuleitung aufgeschoben, die rechte Elektrodenfassung hindurchgeführt und schließlich das Seitenteil eingerastet.

Die gesamte Elektronik befindet sich nun im Gehäusemittelstück. Lediglich die Zuleitung mit Zugentlastung sowie die rechte Elektrodenfassung ragen noch heraus.

Alsdann ist das rechte Seitenteil auf die Zuleitung aufzuschieben, die Elektrodenfassung einzusetzen und das nun komplette Seitenteil in das mittlere Gehäuseelement einzurasten.

Nachdem die Leuchtstoffröhre eingesetzt und die Schutzabdeckung aufgesteckt ist, werden abschließend die beiden zur Befestigung dienenden Kunststoffeinsätze in die T-Nuten der beiden Seitenteile eingeschoben.

Ist keine Schraubbefestigung vorgesehen, können die Kunststoffeinsätze auch völlig in den T-Nuten der Seitenteile eingeschoben werden, während sie ansonsten nur etwa zur Hälfte hineinragen. Durch die verschiedenen Bohrungen in den Kunststoffeinsätzen ist eine optimale Befestigungsmöglichkeit gegeben. Dem Einsatz Ihrer 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe steht nun nichts mehr im Wege.

### Wichtige Hinweise:

An dieser Stelle wollen wir noch darauf hinweisen, daß die Zündspannung der Leuchtstoffröhre bei ca. 500 V und die Betriebsspannung immerhin noch bei 34 V liegt. Es können somit lebensgefährliche Spannungswerte auftreten. Die Schaltung darf daher ausschließlich in komplett fertig montierter Form mit berührungssicherem Lampengehäuse betrieben werden. Die VDE- und Sicherheitsbestimmungen sind zu beachten!

Ein Betrieb der Lampe ohne Leuchtstoffröhre oder eine Falschpolung der Eingangsspannung führt zu einem Defekt der Elektronik.



Bild 3: Verdrahtungsplan der 12 V-Elektronik-Leuchtstofflampe

