

# ELV journal

6/94 Dez./Jan. Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

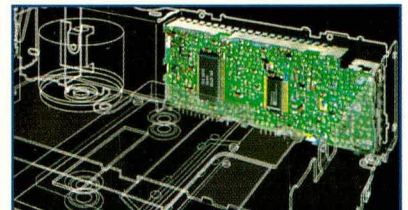


Intelligentes Akku-Management  
Schnell-Ladung auch für NiMH

Fernseh-Vorhang  
Eine effektvolle Schaltungsidee

## ELV Info-Serien

- Die schnellen Trommeln - Videosysteme und ihre Nutzung
- Vom Autosuper zum High-Tech-Center



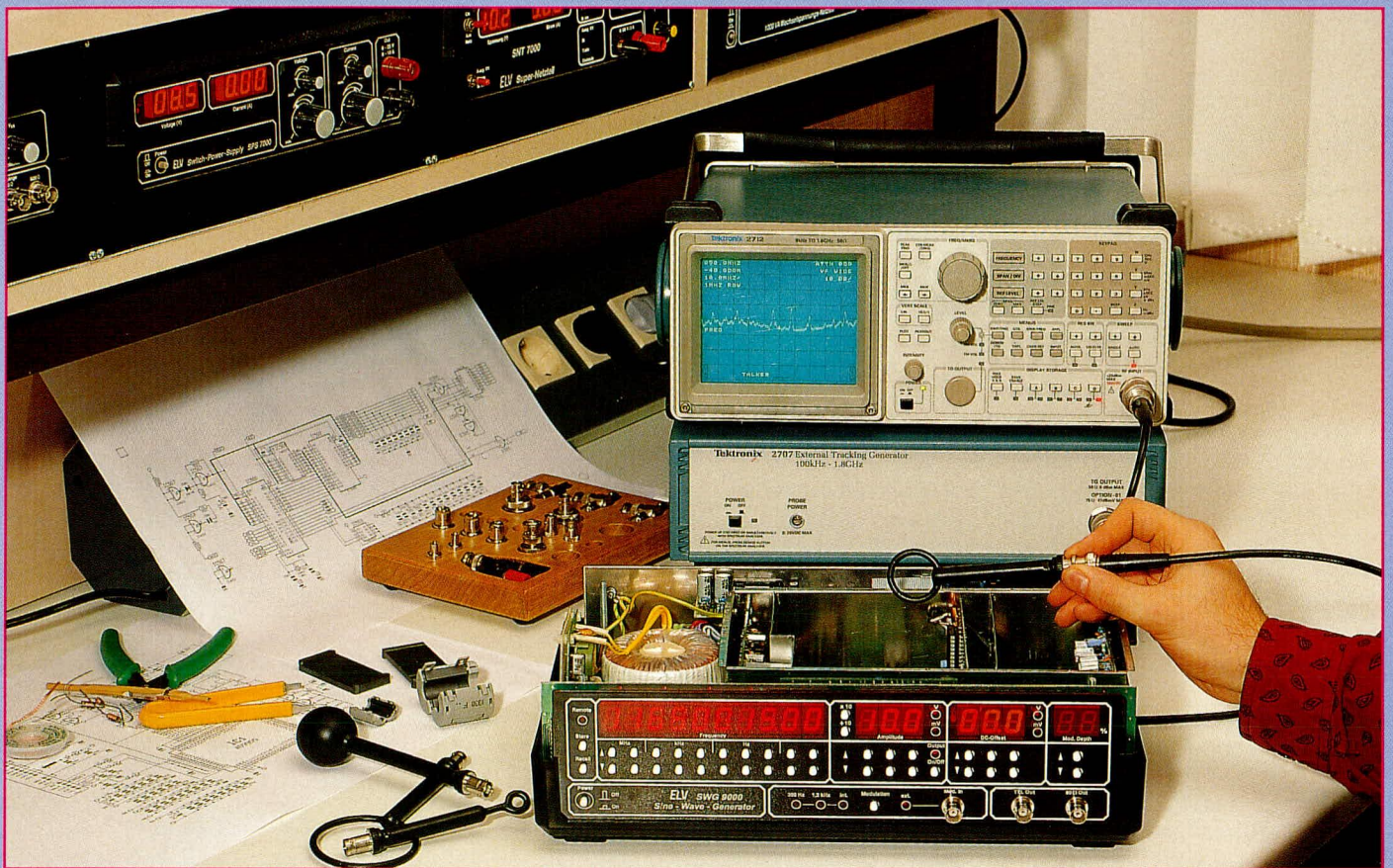
- Moderne Oszilloskop-Meßtechnik
- EMV-Grundlagen
- Mikrocontroller-Grundlagen

Neu!

## PC-Technik

12-Bit-AD-Wandler mit galvanischer Trennung  
 V24-Spooler  
 V24-20mA-Schnittstelle  
 HPGL-Interpreter  
 Installationsprogramm für Windows

- Frequenznormal
- Prozessor-Entlötstation
- Sine-Wave-Generator
- Treppenlichtautomat
- Überspannungsschutz
- Fernseh-Vorhang
- Gehirnjogger
- DCF-Empfangstechnik
- Wechselspannungs-Netzteil
- Mini-Schaltungen: Ladeschaltung NC- und NiMH-Akkus
- Kaskadierbarer 8-Bit-Vergleicher
- Kfz-Lichtwarner
- Mikrofon-Vorverstärker
- Tonkopf-Entmagnetisierer



# Meßtechnische Beurteilung von Störaussendungen im Rahmen des EMVG EMV Teil 8

*Messung und Beurteilung von Störaussendungen stellen einen wichtigen Teilbereich der EMV dar. In bezug auf die derzeit gültigen Normen beleuchten wir die erforderliche Meßtechnik und die verschiedenen Meßverfahren.*

## Allgemeines

Der Gesamtbereich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) läßt sich nach verschiedenen Kriterien unterteilen. Dabei stellt die Aufteilung in die beiden Hauptgruppen zur Prüfung der Störfestigkeit und der Messung der Störaussendungen einen wesentlichen Schwerpunkt dar.

Zum einen muß ein Produkt den Anforderungen bezüglich der Störfestigkeit genügen. Man verwendet hierfür auch oft die aus dem englischen kommende Abkürzung EMS für Elektro-Magnetische Suszeptibilität. Gemeint ist hiermit die Fähigkeit der elektrischen Einrichtung, in einer mehr oder weniger elektromagnetisch gestörten Umgebung zufriedenstellend zu arbeiten. Diese EMV-Forderung an ein Pro-

dukt ist relativ neu und war teilweise in den bisherigen nationalen Normen einiger EG-Mitgliedsländer nicht gefordert.

Der zweite Teilbereich der EMV, mit dem wir uns im weiteren Verlauf dieses Artikels näher beschäftigen wollen, befaßt sich mit den von einem Produkt ausgehenden elektromagnetischen Störungen. Für diesen Bereich der EMV steht die Kurzbezeichnung EMI für Elektro-Magnetische Interferenz.

Bereits in den 20er Jahren mit der Aufnahme des Rundfunkdienstes erkannte man diese Problematik und bezeichnete diese Art von Beeinträchtigungen als Funkstörung - eine Bezeichnung, die sich bis in die Gegenwart gehalten hat.

Wenn wir heute von EMI sprechen, so sind damit nicht nur diese sogenannten Funkstörungen, d. h. Störungen, die durch

HF-Strahlung vom Produkt ausgehen, gemeint, sondern auch Störungen, die über eventuell vorhandene Anschlußleitungen (Netz- und auch Datenleitungen) abgeben werden. Aufgrund der völlig unterschiedlichen Ausbreitungsarten dieser beiden Störphänomene versteht es sich von selbst, daß auch die Meßverfahren zur Erfassung dieser Störgrößen unterschiedlich sind und sich auch die Normen diesbezüglich unterscheiden und für jeden Bereich spezielle Grenzwerte vorgeben.

## Normung

In Tabelle 1 sind die derzeit gültigen, d. h. harmonisierten europäischen Normen (EN) für den Bereich der Störaussendungen zusammengefaßt. Diese europäischen EMV-Geräteprüfnormen sind grundsätz-

**Tabelle 1:**

Bezugsnr.	Titel der harmonisierten Norm
EN 50081-1	Elektromagnetische Verträglichkeit - Fachgrundnorm Störfestigkeit Teil 1: Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe
EN 55011	Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstörungen von industriellen, wissenschaftlichen und medizinischen Hochfrequenzgeräten (ISM-Geräte)
EN 55013	Grenzwerte und Meßmethoden für die Funkstöreigenschaften von Rundfunkempfängern und angeschlossenen Geräten
EN 55014	Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstörungen von Elektro-Haushaltsgeräten, handgeführten Elektrowerkzeugen und ähnlichen Elektrogeräten
EN 55015	Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstörungen von Leuchtstofflampen und Leuchtstofflampenleuchten
EN 55022	Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstörungen von informationstechnischen Einrichtungen

lich in 3 Kategorien gegliedert (gilt auch für die Normen der Störfestigkeit):

1. Die sogenannten **Fachgrundnormen** (generic standards) legen die Anforderungen bezüglich der EMV unter Berücksichtigung der Betriebsumgebung des Gerätes fest. So legt z. B. die Fachgrundnorm EN 50081-1 die Grenzwerte der Störaussendungen für den Einsatz eines elektronischen Gerätes im Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereich sowie in Kleinbetrieben fest.

2. In den **Produktnormen** (product standards) sind die Grenzwerte und besondere, weitergehende Anforderungen für bestimmte Produktfamilien festgelegt. Ein typisches Beispiel für eine Produktnorm ist die EN55013. Sie legt Grenzwerte und Meßmethoden für die Funkstöreigenschaften von Rundfunkempfängern und angeschlossenen Geräten fest.

3. In den **Grundnormen** (basic standards) sind die speziellen phänomenbezogenen Meß- und Prüfverfahren zum Nachweis der in den Produkt- bzw. Fachgrundnormen festgelegten EMV-Grenzwerte enthalten.

Bei der Prüfung eines Produktes auf Normenkonformität sollen vorrangig die Produktnormen zur Anwendung kommen. Immer dann, wenn entsprechende Produktnormen fehlen oder die Zuordnung eines Produktes nicht eindeutig möglich ist, sind die entsprechenden Fachgrundnormen anzuwenden.

Nach dieser kurzen Übersicht über die geltenden Normen wollen wir nachfolgend näher auf die erforderliche Meßtechnik und die verschiedenen Meßverfahren eingehen.

## Meßtechnik

Wie aus den Vorbetrachtungen zu den Normen bereits ersichtlich ist, gibt es insbesondere bei den Produktnormen sehr

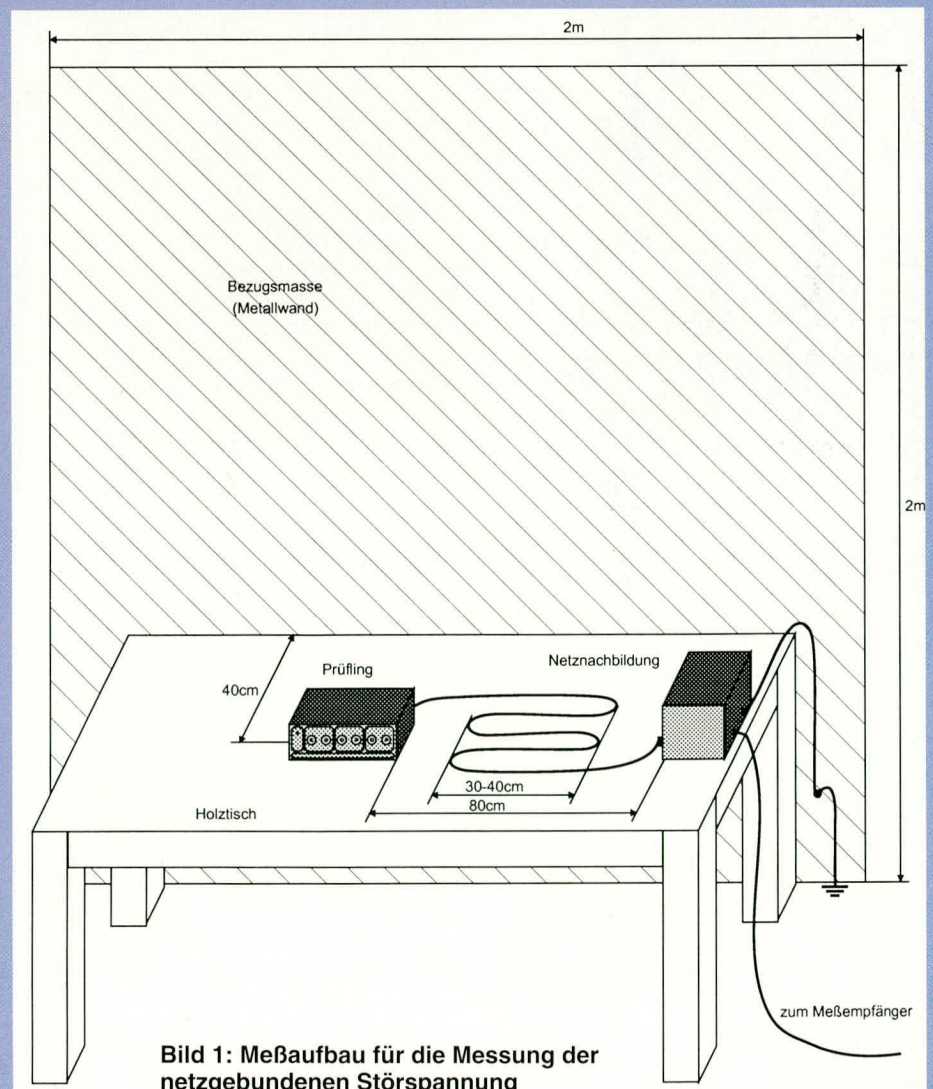
viele spezielle, auf die einzelnen Produktgruppen abgestimmte Meßverfahren und auch entsprechende Grenzwerte. Eine vollständige Aufstellung dieser verschiedenen Meßverfahren und Anforderungen würde den Rahmen dieses Artikels sprengen. Im weiteren Verlauf wollen wir daher insbesondere die Meßverfahren und Grenzwerte

te der Fachgrundnorm EN50081-1 näher beschreiben, da diese Meßverfahren in den meisten Produktnormen in ähnlicher Form vorgegeben werden und diese Norm, wie bereits dargelegt, immer dann anzuwenden ist, wenn keine entsprechende gültige Produktnorm existiert.

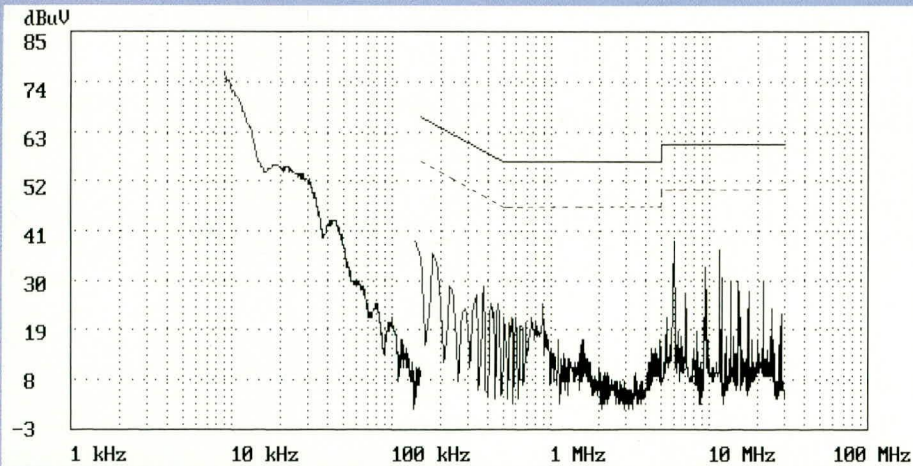
Die EN50081-1 legt Grenzwerte für die Störaussendungen im Bereich von 150kHz bis hinauf zu 1000 MHz fest. Zusätzlich sind im Frequenzbereich von 0 bis 2 kHz bei bestimmten elektrischen Einrichtungen Rückwirkungen im Stromversorgungsnetz zu bewerten, die einer separaten Betrachtung bedürfen.

Für die Störaussendungen geht man davon aus, daß Störsignale im Frequenzbereich bis 30 MHz hauptsächlich leitungsgebunden über die Netzleitung abgegeben werden, während der Bereich von 30 MHz bis 1000 MHz ausschließlich über die Messung der Funkstörfeldstärke zu bewerten ist. Wichtig für die Messung von Störaussendungen ist die Reproduzierbarkeit der Meßwerte. Deshalb sind in den Grundnormen die Meß- und Prüfbedingungen sowie die Meßgeräte genau festgelegt.

So würde z. B. eine einfache Auskopp-



**Bild 1: Meßaufbau für die Messung der netzgebundenen Störspannung**



**Bild 2: Meßergebnis einer Störspannungsmessung mit dem Quasi-Spitzenwert-Detektor**

lung der leitungsgeführten Störgrößen an ein reales Wechselspannungsnetz keine reproduzierbaren Meßwerte ergeben. Reale Netze eignen sich für die Störspannungsmessung nicht, da sie in ihrer Impedanz starken Streuungen unterliegen, so daß sich von Meßort zu Meßort völlig unterschiedliche Meßergebnisse ergeben könnten. Die Normen schreiben hier den Einsatz einer sogenannten Netznachbildung vor.

Die Hauptaufgabe einer Netznachbildung besteht darin, die Störspannungsquelle des Prüflings mit einer definierten Impedanz gegen die Bezugsmasse abzuschließen und die Störspannung definiert auszukoppeln. Zum Einsatz kommt hier die sogenannte Zweileiter-V-Netznachbildung zur Messung von unsymmetrischen Störspannungen mit einer Nennimpedanz von  $50 // 50\mu\text{H}$ .

Selbst die Verwendung einer Netznachbildung garantiert noch keine reproduzierbaren Meßwerte. Daher ist in den Normen auch der Meßaufbau genau festgelegt. Abbildung 1 zeigt den Meßaufbau, wie er für die Fachgrundnorm EM50081-1 zu verwenden ist. Die eigentliche Messung der Störsignale erfolgt über einen Meßempfänger bzw. einen Spektrum-Analysator, welcher der CISPR-Publikation 16 genügen muß. Unter anderem muß das Meßgerät für die korrekte Bewertung von kurzzeitigen Störimpulsen mit einem Quasi-Spitzenwert-Detektor ausgestattet sein sowie

über die ZF-Bandbreiten von 200 Hz, 9 kHz und 120 kHz verfügen.

Der in der Regel sehr empfindliche Meßeingang vom Spektrum-Analysator oder Meßempfänger sollte über einen geeigneten Impulsbegrenzer vor hohen Spannungsspitzen geschützt sein. Oft ist dieser Impulsbegrenzer schon im Meßgerät oder in der Netznachbildung integriert.

In der EN 50081-1 ist der Frequenzbereich für die netzgebundene Störspannung von 150 kHz bis 30 MHz wiederum in 3 Teilbereiche aufgeteilt, für die nun jeweils 2 Grenzwerte angegeben sind. Es wird hierbei unterschieden zwischen den Grenzwerten für die Messung mit dem Quasi-Spitzenwert-Detektor und den Grenzwerten für die Mittelwert-Messung. Die Störspannungen am Außenleiter (L 1) und am Neutralleiter (N) sind getrennt zu messen, und es müssen beide Grenzwerte eingehalten werden.

Abbildung 2 zeigt das Ergebnis einer Störspannungsmessung mit dem Quasi-Spitzenwert-Detektor nach EN 50081-1. Zusätzlich zu diesem Grenzwert ist hier der um exakt 10 dB $\mu\text{V}$  niedrigere

Grenzwert für die Mittelwert-Messung eingetragen.

Oberhalb von 30 MHz bis hinauf zu 1000 MHz wird in der Norm die Erfassung und Bewertung der Störaussendungen durch entsprechende Feldstärkemessungen verlangt. Wie bei den leitungsgebundenen Störgrößen ist auch hier die Reproduzierbarkeit der Meßwerte von großer Wichtigkeit. Meßaufbau und Meßverfahren sind genau festgelegt.

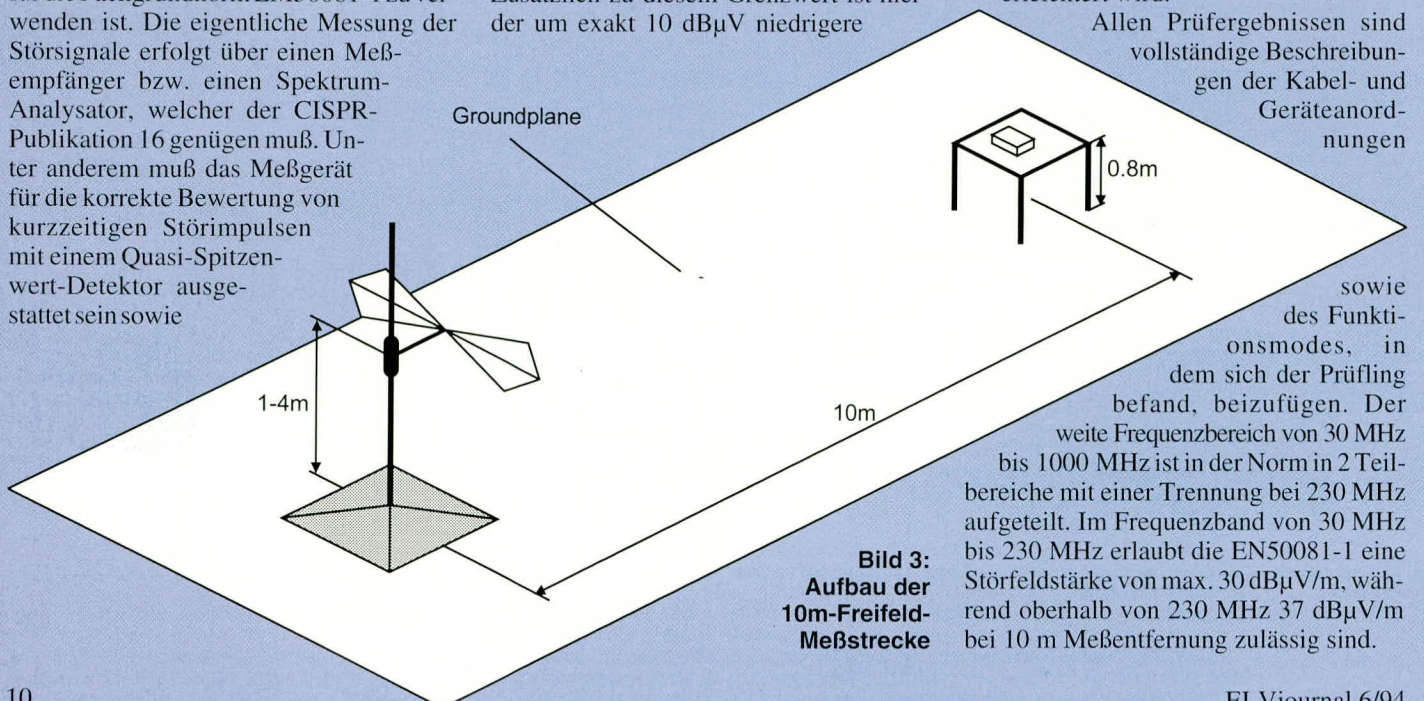
Abbildung 3 zeigt den Meßaufbau für die in der Norm geforderte 10m-Freifeldmessung. Besonders wichtig für die Reproduzierbarkeit ist die metallene Bezugsmasse, auch Grundplane genannt, durch die weitgehend witterungsunabhängige Meßwerte erreicht werden. Weiterhin muß der Raum zwischen Antenne und Prüfling sowie die unmittelbare Umgebung frei von reflektierenden Gegenständen sein.

Durch die erforderliche leitende Grundplane kommt es neben der direkten Ausbreitung der Störstrahlung zwischen Prüfling und Antenne zu einer Reflexion an der Grundplane, wodurch es am Empfangsort zu einer Überlagerung beider Signale kommt. Durch Höhenvariation der Empfangsantenne im Bereich von 1 m bis 4 m ist deshalb jeweils der maximale Störpegel zu bestimmen.

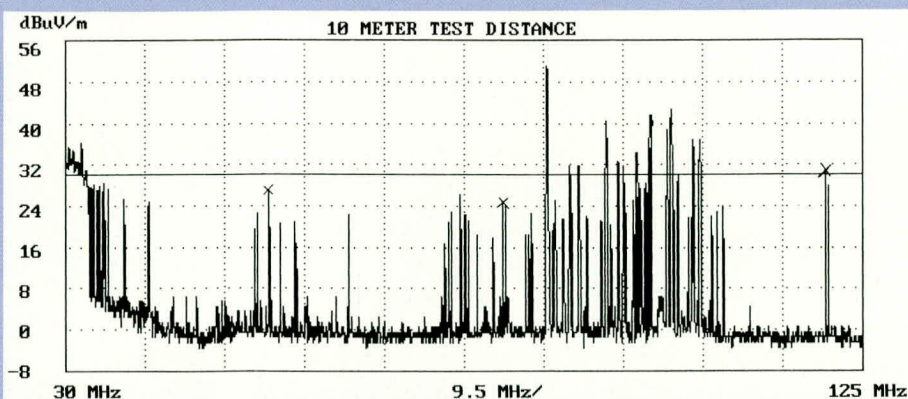
Weiterhin ist die Konfiguration des Prüflings so zu wählen, daß es zu einer maximalen Störaussendung kommt. Das heißt, an den verfügbaren Schnittstellen sind entsprechende Verbindungskabel anzuschließen, wobei die Kabelanordnung wiederum so zu wählen ist, daß es zu der größten Abstrahlung kommt.

Die Hauptabstrahlrichtung des Prüflings ist durch Drehen desselben zu bestimmen, was durch den Einsatz eines Drehtisches erleichtert wird.

Allen Prüfergebnissen sind vollständige Beschreibungen der Kabel- und Geräteanordnungen



sowie des Funktionsmodes, in dem sich der Prüfling befand, beizufügen. Der weite Frequenzbereich von 30 MHz bis 1000 MHz ist in der Norm in 2 Teilbereiche mit einer Trennung bei 230 MHz aufgeteilt. Im Frequenzband von 30 MHz bis 230 MHz erlaubt die EN50081-1 eine Störfeldstärke von max. 30 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ , während oberhalb von 230 MHz 37 dB $\mu\text{V}/\text{m}$  bei 10 m Meßentfernung zulässig sind.



**Bild 4: Meßergebnis einer Freifeldmessung mit eingetragem 30dB $\mu$ V/m-Grenzwert**

Die Messung der Störfeldstärke soll mit symmetrischen Dipol-Antennen erfolgen. Üblicherweise sind hierfür 2 Antennen erforderlich. Für den unteren Frequenzbereich bis ca. 300 MHz wird in der Regel die sogenannte bikonische Antenne verwendet, während ab 300 MHz eine logarithmisch-periodische Antenne zum Einsatz kommt. Es sind jeweils 2 Messungen für horizontale und vertikale Polarisation der Meßantenne durchzuführen.

Es wird deutlich, daß der Aufwand für eine Freifeldmessung alleine schon durch die Meßvorschriften recht hoch ist. Zusätzlich werden die Messungen durch die zahlreich vorhandenen „natürlichen“ Störer wie z. B. Rundfunk- und Fernsehsender sowie zahlreiche andere Funkdienste erschwert, insbesondere auch durch die Tatsache, daß dieses „natürliche Spektrum“ nicht konstant ist.

Aufgrund der Umgebungsstörungen ist eine Automatisierung des Meßablaufes kaum möglich. Daher erfolgen entsprechende Messungen üblicherweise manuell.

Abbildung 4 zeigt das Meßergebnis einer Freifeldmessung im Frequenzbereich von 30 bis 125 MHz. Die 3 vom Prüfling stammenden relevanten Störpegel sind darin gekennzeichnet. Bei allen anderen Signalen handelt es sich um „natürliche Störer“.

Es wird deutlich, mit welcher Problematik der Störmeßtechniker es hier zu tun hat. Sind die Frequenzen der Störsignale schon vorher bekannt, so läßt sich der Zeitaufwand für eine Messung erheblich reduzieren. Steht z. B. ein einfacher HF-dichter Raum zur Verfügung, so kann durch eine Vormessung bestimmt werden, bei welchen Frequenzen der Prüfling stört. Im Freifeld werden dann nur noch die genauen Störpegel ermittelt. Ist die Schaltung des Prüflings und deren Funktionsweise bekannt, so können oft schon ohne Vormessung die zu erwartenden Störfrequenzen bestimmt werden.

Die EMV eines Produktes sollte schon während der Entwicklung berücksichtigt

werden, denn es ist erfahrungsgemäß vergleichsweise schwierig, vorhandene Produkte den EMV-Anforderungen anzupassen. Deshalb ist es wichtig, neben den normenkonformen Meßmöglichkeiten auch über wenig zeitaufwendige und einfache entwicklungsbegleitende Meßmöglichkeiten zu verfügen. Die normgerechte Messung der leitungsgeführten Störgrößen ist relativ schnell durchzuführen, insbesondere dann, wenn der Meßvorgang automatisch abläuft, was hierbei durchaus möglich ist. Aus diesem Grunde ist die normenkonforme Meßmethode auch für die entwicklungsbegleitende Untersuchung geeignet.

Im Bereich der Funkstörungen ist der Zeitaufwand für Messungen im Freifeld relativ hoch. Werden die sicherlich immer vorhandenen Rüstzeiten mit berücksichtigt, so wird deutlich, daß dieses Meßverfahren für eine schnelle entwicklungsbegleitende Untersuchung ausscheidet.

Abhilfe schaffen hier die Nahfeldsonden. In Verbindung mit einem Spektrum-Analysator können direkte Messungen am Prüfling vorgenommen werden, um so eventuell Schwachstellen in der Schaltung, am Layout oder am Gehäuse aufzuspüren. Eine Messung mit den Nahfeldsonden läßt jedoch keine präzise Aussage über den Störpegel zu, da die Ausbreitungseigenschaften der verschiedenen Störfrequenzen nur schwer zu beurteilen sind.

Der erfahrene Störmeßtechniker ist jedoch sicherlich in der Lage, insbesondere wenn durch eine vorangegangene Freifeldmessung die kritischen Störsignale bestimmt wurden, anhand von Messungen mit Nahfeldsonden die Wirksamkeit von Entstörmaßnahmen zu beurteilen.

Nahfeldsonden werden in verschiedenen Ausführungen angeboten. Es sind sowohl Magnetfeld-Sonden als auch E-Feld-Sonden erhältlich.

Abschließend wollen wir noch kurz auf das eigentliche Störmeßgerät eingehen. Prinzipiell gibt es hier, wie vorstehend schon angedeutet, 2 unterschiedliche Meßgeräte. Messungen können mit einem Spek-

trum-Analysator oder mit einem Meßempfänger durchgeführt werden. Beide Geräte weisen jedoch große Unterschiede im Aufbau und daher auch in ihren Eigenschaften auf.

Ein Spektrum-Analysator ist darauf optimiert, einen wählbaren breiten Frequenzbereich gleichzeitig anzuzeigen, d. h. er zeigt dem Meßtechniker auf einen Blick alle vorhandenen Frequenzanteile an. Durch diese Eigenschaft ist ein Spektrum-Analysator optimal für entwicklungsbegleitende Messungen mit Nahfeldsonden geeignet.

Prinzipbedingt befinden sich bei einem Spektrum-Analysator zwischen der Eingangsbuchse und der ersten Mischstufe keinerlei frequenzselektive Komponenten, d.h. das gesamte am Meßeingang anstehende Frequenzspektrum liegt vom Pegel her gleichbewertet an der ersten Mischstufe des Gerätes an. Hierdurch kann es leicht zu einer Übersteuerung der Eingangs- und Mischstufe durch zu große Signalpegel kommen, auch durch Signale, die nicht auf dem Bildschirm des Analysators sichtbar sind. Dies hat zur Folge, daß der Spektrum-Analysator bei extremen Signalverhältnissen nicht mehr in der Lage ist, korrekte Pegelangaben zu liefern.

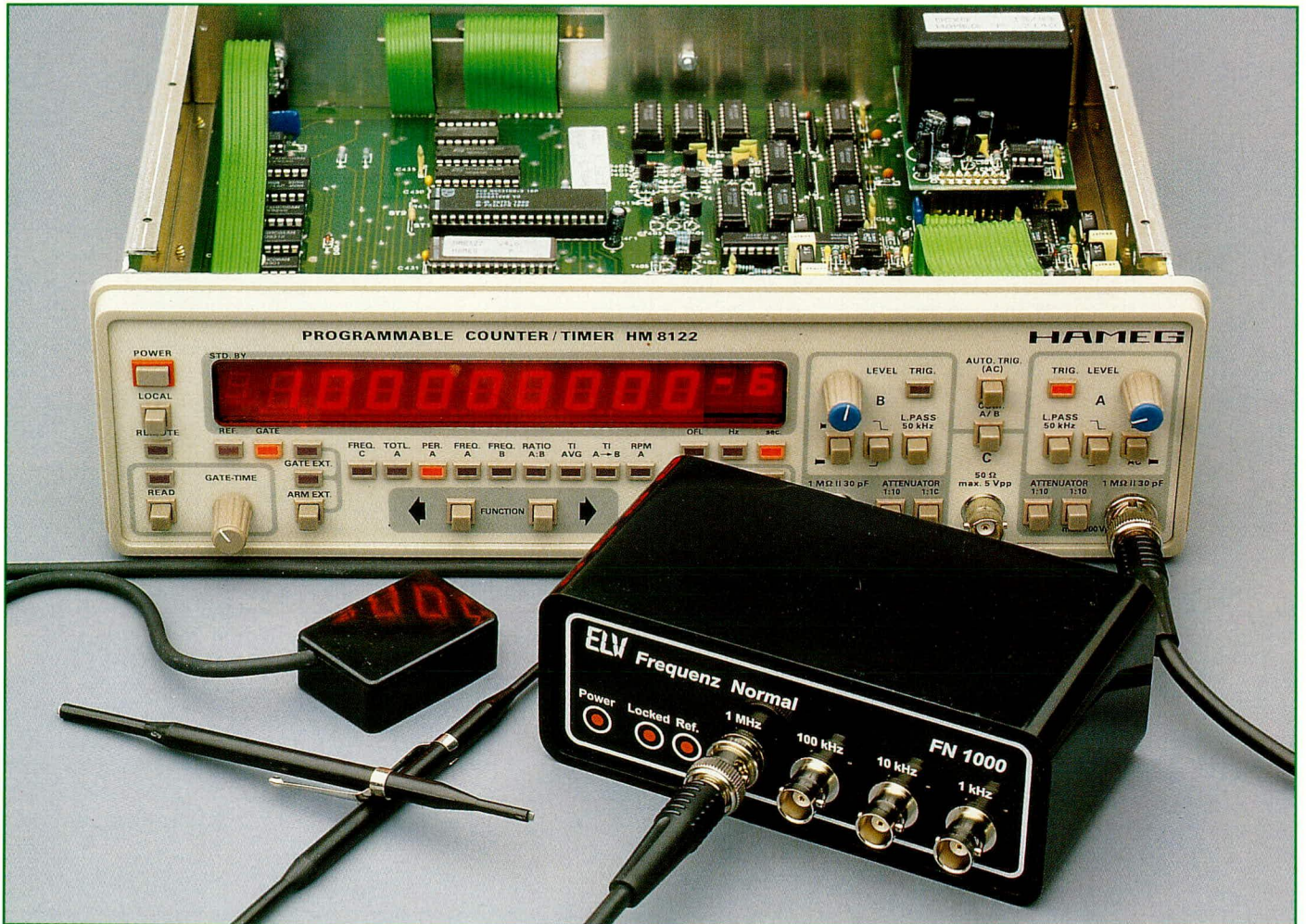
Wenn wir uns nun Abbildung 4 nochmals ansehen, so erkennen wir neben den Störsignalen sehr pegelstarke Fremdsignale. Aufgrund des begrenzten Dynamikumfangs eines Spektrum-Analysators kann es sein, daß die Pegeldifferenz zwischen dem eigentlichen zu messenden Störsignal und einem Fremdsignal so groß wird, daß die korrekte Messung einer dieser Störpegel in Gegenwart eines anderen starken Signals nicht mehr möglich ist.

Aufgrund vorstehender Tatsache ist ein Spektrum-Analysator für Freifeldmessungen prinzipiell nur eingeschränkt geeignet.

Diesem Nachteil kann durch Vorschalten eines durchstimmbaren oder in Stufen schaltbaren Bandfilters, eines sogenannten Preselektors, begegnet werden, vorausgesetzt, der Preselektor verfügt über ausreichend viele Filterstufen.

Bei einem Meßempfänger tritt dieser Nachteil aufgrund seines Funktionsprinzips nicht auf. Durch die mitlaufende frequenzselektive Eingangsstufe „sieht“ der Meßempfänger nur die eingestellte Meßfrequenz. Er ist also in der Lage, auch kleine Signale in Gegenwart von benachbarten großen Signalpegeln zu messen, wodurch er für Freifeldmessungen aus dieser Sicht optimal geeignet ist.

Weniger geeignet ist ein Meßempfänger für Messungen mit Nahfeldsonden, da es hier oft wichtig ist, auf einen Blick einen ganzen Frequenzbereich zu beurteilen.



# Frequenznormal

**Dieses hochpräzise Frequenznormal leistet im Elektroniklabor wertvolle Hilfe, so z. B. bei der Überprüfung und Kalibrierung von Frequenzzählern oder als Referenzfrequenz.**

## Allgemeines

Neben der hohen Genauigkeit zeichnet sich das hier vorgestellte Frequenznormal durch einen außerordentlich günstigen Aufbau bei ausschließlicher Verwendung von Standard-Bauelementen aus. In Tabelle 1 sind die eindrucksvollen technischen Daten zusammengestellt. Besondere Schaltungsmaßnahmen sorgen dafür, daß die Signalausgänge grundsätzlich nur Frequenzen mit einer Genauigkeit von besser als  $1 \times 10^{-8}$  ausgeben. Dies bezieht sich sowohl auf die Kurzzeit- als auch auf die Langzeitstabilität (!).

Als Referenzfrequenz wird dabei die berührungsfrei abgreifbare Zeilenfrequenz von 15.625 Hz eines beliebigen, auf einen

Fernsehsender abgestimmten, Fernsehgerätes verwendet. Diese Referenzfrequenz synchronisiert phasenstarr unter Verwendung einer PLL einen 2MHz-VCO. Über eine 3stufige Teilerkette mit dem Verhältnis 10 : 1 pro Stufe stehen dann hochgenaue Referenzfrequenzen im Bereich von

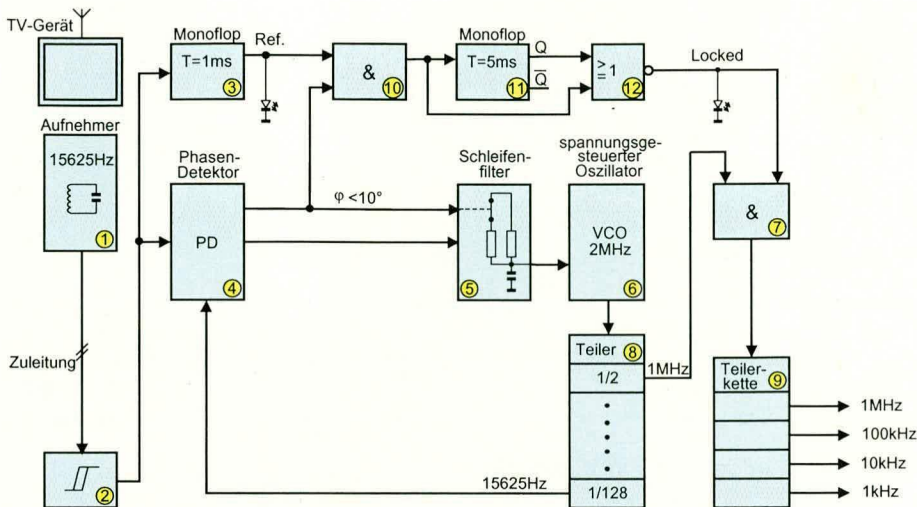
1 MHz bis hinunter zu 1 kHz zur Verfügung.

Das vom Prinzip her schon lange bekannte Verfahren der Synchronisierung auf die TV-Zeilenfrequenz erfordert bei der Schaltungsauslegung jedoch besondere Vorkehrungen, insbesondere dann, wenn eine hohe Kurzzeitkonstanz realisiert werden soll. Nach dem heutigen Stand sind alle europäischen Fernsehsender, zumindest aber die „öffentlich-rechtlichen“, zentral synchronisiert und halten senderseitig die Zeilenfrequenz theoretisch mit Genauigkeiten von  $10^{-11}$  bis  $10^{-12}$  konstant.

Aufgrund von Störeinflüssen im Studio- und Senderbereich liegt die verfügbare Genauigkeit letztendlich etwas niedriger, mindestens aber bei  $10^{-10}$ . Berücksichtigt man weitere Störeinflüsse im Bereich der

**Tabelle 1: Technische Daten FN 1000**

Langzeitkonstanz: .....	$10^{-9} \dots 10^{-10}$
Kurzzeitkonstanz: .....	besser als $10^{-8}$
Ausgangsfrequenzen: .....	1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz
Ausgangspegel: .....	TTL, 50 $\Omega$
Versorgungsspannung: .....	12 V- Steckernetzteil, unstabilsiert



**Bild 1: Blockschaltbild des Frequenznormals**

Übertragungskette, so steht am Empfangsort immerhin noch eine mittlere Genauigkeit von besser als  $10^{-9}$  zur Verfügung.

Die am TV-Gerät abnehmbare Referenzfrequenz ist aber aufgrund nachfolgend näher erläuterten Einflüsse nicht mit der vorher genannten Genauigkeit verfügbar:

1. Während die Langzeitkonstanz (100 sek. bis 1000 sek. Meßzeit) in einer Größenordnung von  $10^{-9}$  bis  $10^{-10}$  gegeben ist,

tritt aber sowohl durch die Übertragungsstrecke Sender-Empfänger als auch durch den Fernsehempfänger selbst

erhebliches Phasenrauschen auf. Dies führt dazu, daß sich die Kurzzeitkonstanz (1 sek. Meßzeit und weniger) um mehrere Zehnerpotenzen verschlechtert, so daß die angestrebte Genauigkeit selbst von  $10^{-8}$  nicht so ohne weiteres mehr gegeben ist.

2. Ein weiteres Problem liegt in den Phasensprüngen, die studio- oder senderseitig aufgrund von Programmwechseln oder internen Umschaltungen in gewissen Abständen auftreten. Diese Phasensprünge können Werte bis  $180^\circ$  erreichen, woraufhin die PLL erneut synchronisieren muß. Somit würde bei Standardschaltungen die VCO-Frequenz für mehrere Sekunden von der Sollfrequenz abweichen, ohne daß dies bemerkt wird.

Die zuvor genannten Tatsachen führen zu 2 verschiedenen Anforderungen im Hinblick auf die Auslegung der Regeleigenschaften der PLL. Punkt 1 verlangt eine große Regelzeitkonstante, damit die PLL das Phasenrauschen eliminiert, während

Punkt 2 eine kleine Regelzeitkonstante erfordert, damit die PLL möglichst schnell synchronisiert.

Um beide Anforderungen in bezug auf die Regelzeitkonstante zu erfüllen, arbeitet das ELV-Frequenznormal mit 2 unterschiedlichen Zeitkonstanten, die je nach Phasendifferenz zwischen Referenzfrequenz und VCO-Frequenz automatisch gewählt werden. Mit einer kleinen Zeitkonstante wird schnell auf Phasenabweichungen von weniger als  $10^\circ$  ausgeregelt.

Für den Ausgleich der restlichen Phasendifferenz und die Eliminierung des Phasenrauschens sorgt dann eine zweite wesentlich größere Zeitkonstante. Somit erhält man ein schnelles Synchronisieren auf die Referenzfrequenz bei ausgezeichneter Kurzzeitstabilität.

### Funktionsprinzip

Anhand des in Abbildung 1 dargestellten Blockschaltbildes wollen wir zunächst das Funktionsprinzip erläutern: Der im Aufnehmer (1) integrierte LC-Parallelschwingkreis ist auf die Zeilenfrequenz von 15.625 Hz abgestimmt. Die Empfindlichkeit dieses Schwingkreises reicht aus, um das Streufeld der Zeilenendstufe und der Ablenkspulen bereits in ca. 1 m Abstand zu empfangen. Ein integrierter selektiver Verstärker hebt den Signalpegel an und steuert über einen Komparator die Ausgangstreiberstufe an. Über die Zuleitung gelangt die so aufbereitete Referenz-

frequenz auf den Eingangs-Schmitt-Trigger (2) des Frequenznormals. Das Monoflop (3) wird regelmäßig durch das Referenzsignal gesetzt und überwacht auf diese Weise das Vorhandensein des Eingangssignals.

Der Phasendetektor (4) erzeugt je nach Phasenverschiebung zwischen dem Referenzsignal und der mittels des Teilers (8) durch 128 dividierten VCO-Frequenz Impulse, die durch das Schleifenfilter (5) integriert werden. Ist die Phasendifferenz kleiner als  $10^\circ$ , so öffnet der Analogschalter im Schleifenfilter, und die große Regelzeitkonstante ist aktiv. Bei Phasendifferenzen größer  $10^\circ$  ist der Analogschalter geschlossen, und die kleine Regelzeitkonstante ist wirksam. Die vom Schleifenfilter integrierten Impulse des Phasendetektors bilden die Steuerspannung für den VCO (6). Damit ist der Regelkreis geschlossen.

Der VCO arbeitet auf der 128fachen Referenzfrequenz, also bei 2 MHz. Damit der Ausgang nur Frequenzen ausgibt, die der geforderten Genauigkeit genügen, ist ein weiteres Monoflop (11) erforderlich. Dieses besitzt eine Haltezeit von ca. 5 sek. Fehlt das Referenzsignal oder liegt die Phasendifferenz über  $10^\circ$ , so wird das Monoflop über den Ausgang des NAND-Gatters (10) gesetzt. Erst wenn das Monoflop zurückgekippt ist und der Ausgang des NAND-Gatters auf L-Pegel liegt, wird der Signalausgang über das UND-Gatter (7) freigegeben. Die Teilerkette

(9) enthält 3 Teiler mit jeweils einem Teilerfaktor von 10, so daß Frequenzen von 1 MHz bis hinunter zu 1 kHz verfügbar sind.

### Schaltung

Die Schaltungsbeschreibung soll mit der Betrachtung des Aufnehmers gemäß Abbildung 2 beginnen. Der LC-Parallelschwingkreis ist mit  $L = 33 \text{ mH}$  und  $C = 3,3 \text{ nF}$  auf ca. 15625 Hz abgestimmt. Hiermit wird, wie schon beschrieben, das Streufeld eines Fernsehempfängers empfangen. Die Dioden D 1 und D 2 dienen zur Unterdrückung von Störimpulsen, die ansonsten auf das Gate des nachgeschalteten Feldeffekttransistors T 1 gelangen könnten. Dieser ist als Sourcefolger geschaltet und dient zur Entkopplung des Parallelschwingkreises.

Mit Hilfe von IC 1 A, der Widerstände R 2 bis R 6 sowie der Kondensatoren C 2 bis C 4 ist eine Bandfilterschaltung realisiert, deren Verstärkung bei ca. 25 liegt.

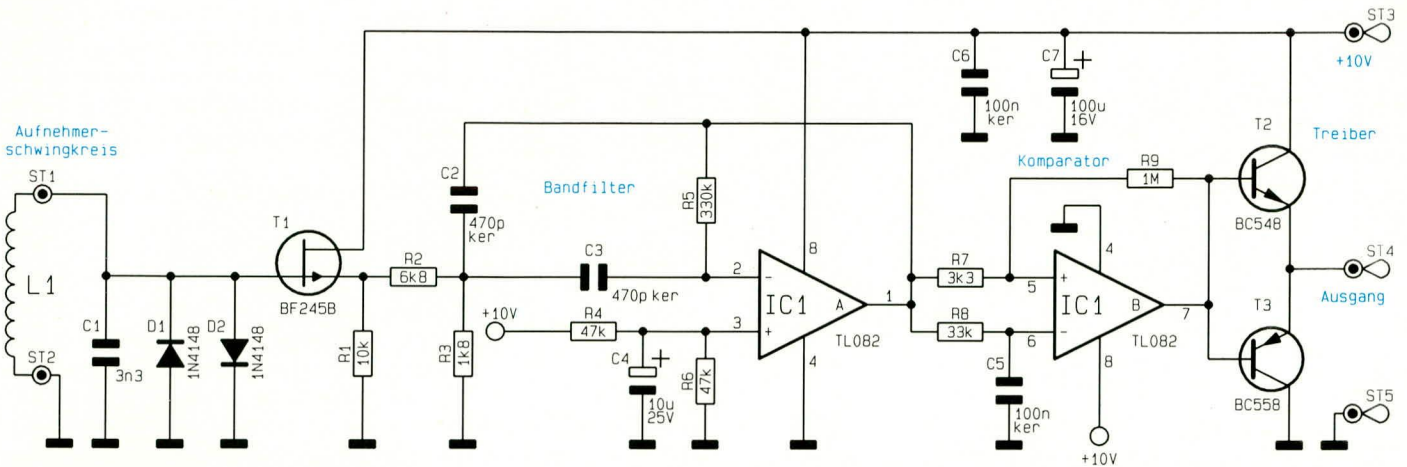


Bild 2 zeigt die Schaltung des Aufnehmers für die Zeilenfrequenz von 15.625 Hz

Die Mittenfrequenz beträgt wiederum 15.625 Hz. Der Spannungsteiler R 4, R 6 legt den Mittelwert der Ausgangsspannung auf 5 V fest, während der Kondensator C 4 an Pin 3 des IC 1 A wechsellspannungsmäßiges Massepotential schafft, was für die Funktion der Bandfilterschaltung erforderlich ist. IC 1 B mit Peripherie ist als Komparator mit Hysterese geschaltet, wobei die Vergleichsspannung durch das RC-Glied R 8, C 5 gewonnen wird. T 2 und T 4 bilden eine Komplementär-Endstufe, so daß am Ende der Übertragungsleitung an der Hauptschaltung die Referenz-

frequenz mit ausreichender Amplitude zur Verfügung steht. C 6 und C 7 dienen zur Blockung der 10V-Versorgungsspannung. Die vom Aufnehmer empfangene und verstärkte Referenzfrequenz gelangt über das Aufnahmerkabel zum Eingang der Hauptplatine, deren Schaltbild Abbildung 3 zeigt. Das Signal wird über C 8 an den Schmitt-Trigger-Eingang von IC 3 A des Typs CD4093 geführt. Hier findet eine Aufbereitung der Eingangsspannung im Hinblick auf Spannungshub und Flankensteilheit statt. R 10 sorgt für definierten Pegel, falls kein Referenzsignal vorhanden ist, während C 8 zur Brummunterdrückung dient.

Die Referenzfrequenz gelangt vom Ausgang des IC 3 A zum einen zum Signaleingang der Phasenkomparatorschaltung des IC 7 (CD4046) Pin 14 und zum anderen zum Trigger-Eingang des mit IC 6 A, R 12 und C 9 realisierten Mono-Flops. Dieses Mono-Flop überwacht, wie bereits erwähnt, das Vorhandensein der Referenzfrequenz. Es steuert sowohl die Leuchtdiode D 3 (Ref.) als auch das NAND-Gatter IC 3 B an.

Von der kompletten PLL-Schaltung IC 7

des Typs CD4046 wird hier nur der Phasendetektor  $\Phi 1$  verwendet. Der interne Oszillator des ICs besitzt aufgrund von Bauteilstreuungen einen zu großen Ziehbereich, was einer stabilen Regelung und der damit verbundenen Kurzzeitkonstanz im Wege stünde. Deshalb wird der VCO mit einem Quarzoszillator realisiert, der mit einem Trimmkondensator grob und mit 2 Kapazitätsdioden fein abstimbar ist. Die eigentliche Oszillatorschaltung bilden T 5

An Pin 4 des IC 4 liegt das durch 128 geteilte Oszillatorsignal mit einer Frequenz von 15625 Hz an, das auf den zweiten Eingang des Phasenkomparators IC 7 (Pin 3) geschaltet wird. Die Widerstände R 13 und R 15 bilden in Verbindung mit C 14 und C 15 bei geöffneten Analogschaltern IC 5 A, B die große Regelzeitkonstante.

Ist die Phasendifferenz zwischen der Referenzfrequenz an Pin 14 und der mit Hilfe von IC 4 durch 128 geteilten VCO-Frequenz an Pin 3 größer als  $10^\circ$ , so werden die Analogschalter IC 5 A, B geschlossen. Dann

ist parallel zu R 13 der Widerstand R 14 sowie parallel zu R 15 der Widerstand R 16 geschaltet. In Zusammenarbeit mit C 24 ergibt sich somit die kleine Regelzeitkonstante.

Die an IC 7, Pin 13 anstehenden Ausgangsimpulse des Phasenkomparators werden entsprechend der ausgewählten Regelzeitkonstante aufintegriert und als Regelspannung auf den Steuerungseingang des VCOs (R 20) gegeben. Somit ist die Regelschleife geschlossen, und die PLL synchronisiert auf die Referenzfrequenz. An Pin 1 des CD4046 stehen Impulse an, die exakt synchron und zeitgleich zu den Impulsen an Pin 13 sind. Jedoch handelt es sich hierbei immer um L-Impulse, unabhängig davon, ob das Vorzeichen der Phasendifferenz positiv oder negativ ist.

Sobald eine Phasendifferenz auftritt, nimmt Pin 1 von IC 7 Low-Pegel an. R 17 und C 10 integrieren diese Impulse auf, wobei die Zeitkonstante so bemessen ist, daß bei Phasendifferenzen größer  $10^\circ$  die Schaltschwelle von IC 3 B unterschritten wird. Dann nimmt der Ausgang von IC 3 B High-Potential an. Infolgedessen wird durch Schließen der Analogschalter IC 5 A, B die kleine Zeitkonstante aktiv und das

## Überprüfung und Kalibrierung von Laborgeräten auf einfache, kostengünstige Weise

und T 6 mit Zusatzbeschaltung. Hierbei handelt es sich um einen Colpitts-Oszillator, dessen Frequenz durch den Quarz Q 1 festgelegt ist. Der Trimmkondensator C 24 sowie die Kapazitätsdioden D 6 und D 7 erlauben insgesamt ein Ziehen der Oszillatorfrequenz um ca.  $\pm 350$  Hz.

Auf den ersten Blick erscheint es ungewöhnlich, einen VCO mit einem Quarzoszillator aufzubauen, da üblicherweise mit einem VCO ein größerer Frequenzbereich überstrichen werden soll. Im vorliegenden Anwendungsfall hingegen soll die Frequenz möglichst konstant auf einem festen Wert gehalten werden, so daß bei einem genauen Abgleich der Schaltung nur geringe Differenzen auszugleichen sind. Der geringe Ziehbereich des hier eingesetzten, mit einem Quarz aufgebauten VCO kommt daher insbesondere auch der Kurzzeitstabilität des Ausgangssignals zugute. Der Transistor T 7 entkoppelt und verstärkt das Oszillatorsignal, während der Schmitt-Trigger IC 3 C ein sauberes Rechteck-Signal für den Frequenzteiler IC 4 des Typs CD4040 generiert. An dessen Ausgang Q 1 steht die durch 2 geteilte Oszillatorfrequenz von 1 MHz zur Verfügung.



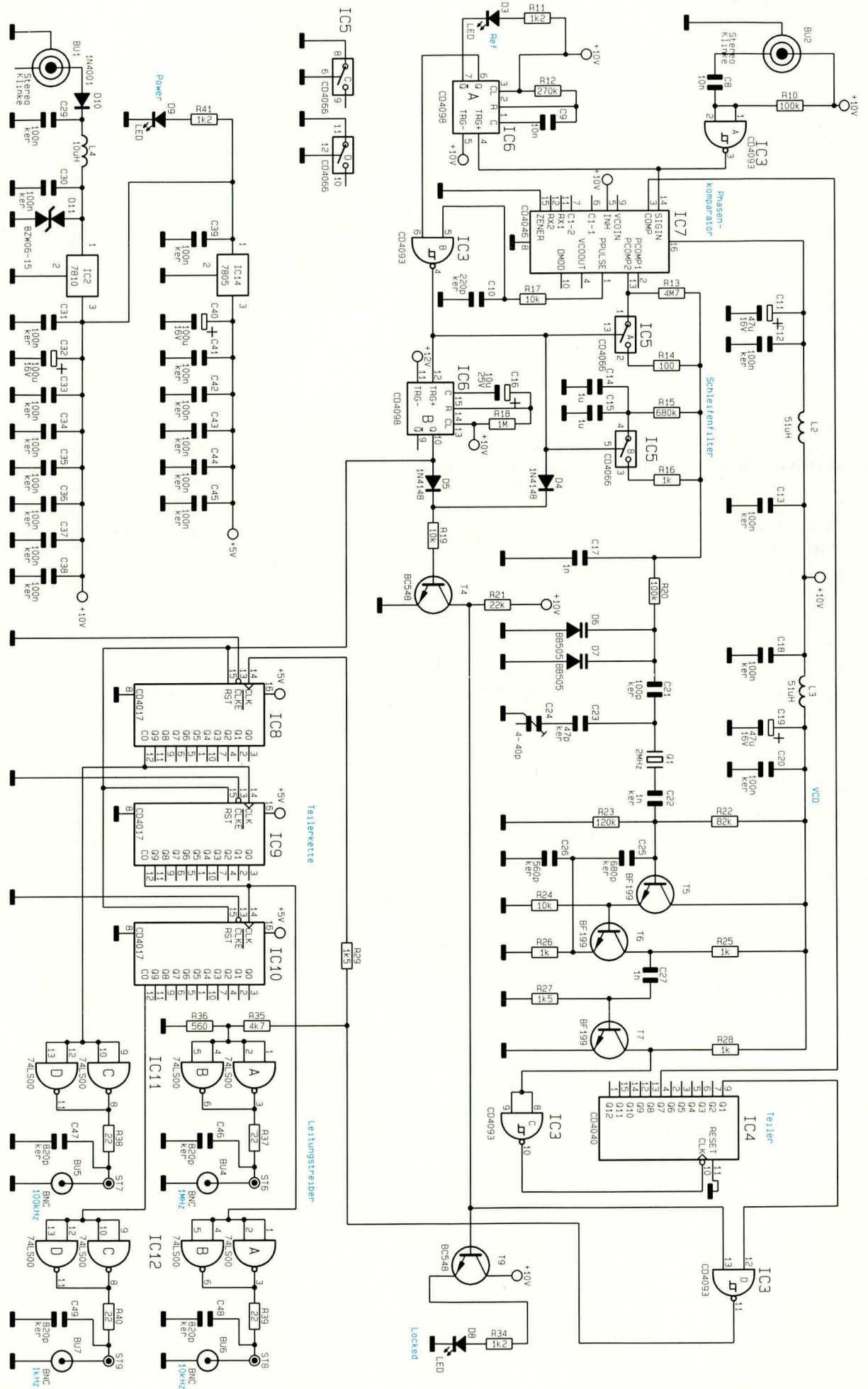
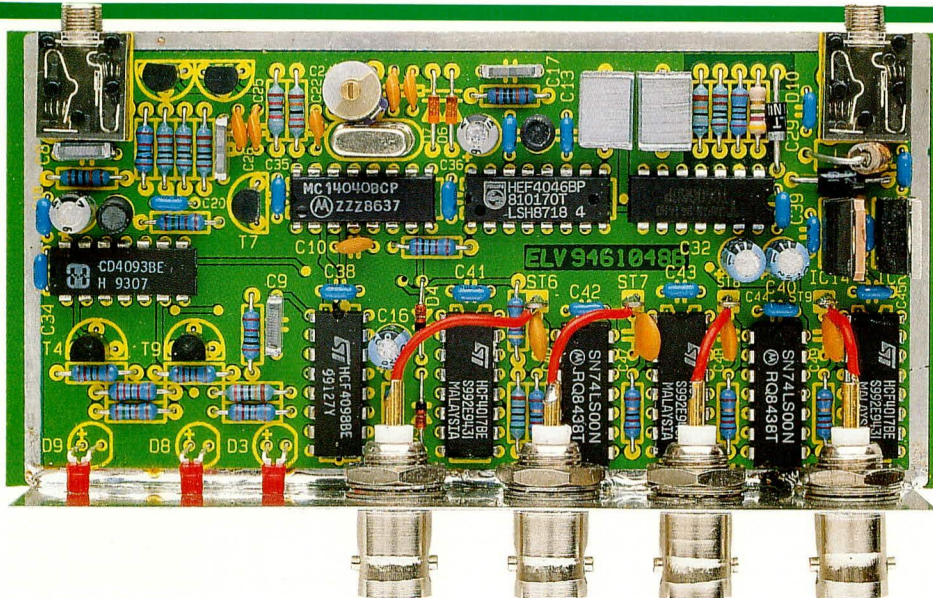
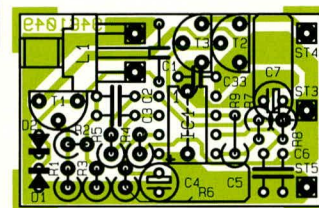
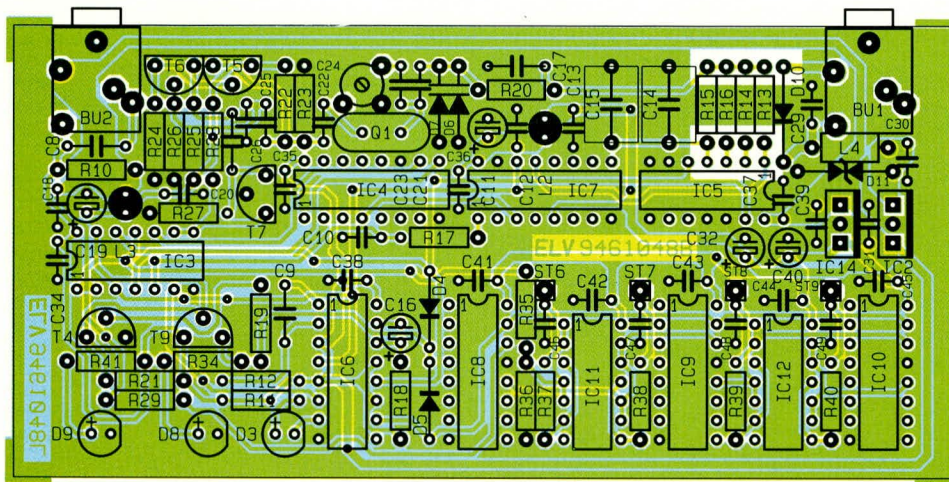


Bild 3 zeigt das Schaltbild der Hauptplatine des FN 1000



Ansicht der fertig aufgebauten Haupt- und Aufnehmerplatine



Bestückungsplan der Haupt- und Aufnehmerplatine

Mono-Flop, bestehend aus IC 6 B, R 18 und C 16, gesetzt.

Über die Schaltstufe T 4 ist der Ausgang des NAND-Gatters IC 3 D solange deaktiviert, bis der Ausgang des IC 3 B Low-Pegel führt und das Mono-Flop zurückgekippt ist. Dieses geschieht, wenn die PLL mit der kleinen Regelzeitkonstante eine Phasendifferenz von kleiner als  $10^\circ$  erreicht hat. Damit ist sichergestellt, daß das Ausgangssignal nur dann freigegeben wird, wenn die PLL eingerastet und die Phasendifferenz kleiner als  $10^\circ$  ist. Dies wird dem Benutzer über die dazugehörige Leuchtdiode D 8 (locked) signalisiert.

Die mit IC 8 bis IC 10 realisierte Teilerkette teilt das ihr angebotene Eingangssignal von 1 MHz pro Stufe durch 10, so daß am letzten Signalausgang der Teilerkette eine Frequenz von 1 kHz ansteht. Die Teiler-ICs besitzen eine gemeinsame Reset-Leitung, damit sie nach jedem Einrasten der PLL definiert zu teilen beginnen.

Damit der Innenwiderstand der BNC-Ausgänge 50  $\Omega$  beträgt, sind den Ausgängen der Teilerkette IC 11, 12 als Leitungstreiber nachgeschaltet.

Die Spannungsversorgung der Schaltung erfolgt aus einem handelsüblichen

Steckernetzteil mit 3,5mm-Klinkenstecker, das bei einem Ausgangsstrom von ca. 40 mA eine Spannung von rund 14 V zur Verfügung stellen muß. Nahezu jedes un-stabilisierte Gleichspannungssteckernetzteil mit den Angaben 12 V/300 mA oder 12 V/500 mA ist hierzu in der Lage.

Die Versorgungsspannung gelangt über die Klinkenbuchse BU 1 und die Verpolungsschutzdiode D 10 zunächst auf das mit C 29, C 30 und L 4 aufgebaute Filter. Dieses Filter soll Spannungsspitzen abschwächen, die sich eventuell auf der Zuleitung befinden könnten.

Die Festspannungsregler IC 2 und IC 14 stabilisieren die Spannungen für die einzelnen Schaltungskomponenten. Der Aufnehmer erhält seine Versorgungsspannung über BU 2. Damit ist die Schaltungsbeschreibung soweit abgeschlossen, und wir wenden uns dem Nachbau mit anschließendem Abgleich zu.

### Nachbau

Zunächst soll der Aufnehmer fertiggestellt werden. Dabei ist die einseitige Leiterplatte mit den Abmessungen 40 mm x 25 mm in gewohnter Weise anhand des

Bestückungsplanes und der Stückliste zu bestücken.

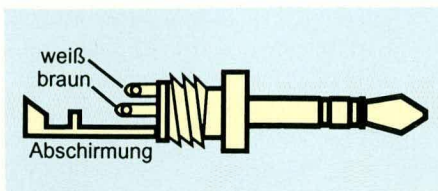
Begonnen wird mit den passiven Bauelementen wie Kondensatoren und Widerständen. Dabei ist zu beachten, daß es aufgrund der kleinen Baugröße des Aufnehmers erforderlich ist, die Widerstände stehend einzulöten. Die beiden Elektrolytkondensatoren C 4 und C 7 sind hingegen liegend einzubauen.

Die Spule L 1 muß ebenfalls, wie aus dem Foto des Aufnehmers ersichtlich ist, liegend an die Lötstifte ST 1 und ST 2 gelötet werden. Beim Einsetzen von IC 1 ist darauf zu achten, daß die Markierung am IC-Gehäuse mit der des Bestückungs-aufdruckes übereinstimmt.

Beim Anschließen des Aufnehmerkabels muß folgende Belegung eingehalten werden:

- ST 1 : braun
- ST 2 : weiß
- ST 3 : Abschirmung beider Adern.

Der 3,5mm-Klinkenstecker wird wie in Abbildung 4 dargestellt angeschlossen. Die fertige Leiterplatte ist in das vorgesehene Kunststoffgehäuse einzudrücken, wobei die Aufnehmerzuleitung in dem Schlitz an der



**Bild 4: Anschlußbelegung des 3,5mm-Klinkensteckers**

Seite liegen muß. Jetzt wird durch Einsetzen des Deckels das Gehäuse des Aufnehmers verschlossen.

Als nächstes wird die 124 mm x 60 mm messende, doppelseitige Leiterplatte der Hauptschaltung bestückt. Hier beginnen wir ebenfalls mit dem Einsetzen und Verlöten der niedrigen Bauelemente wie Dioden, Widerständen, Kondensatoren usw. Auf die Polarität der Elektrolytkondensa-

toren und das korrekte Einsetzen der ICs ist auch hier zu achten. Nachdem alle Bauteile verlötet sind, sollte nochmals die korrekte Bestückung überprüft werden.

Als nächstes wird die Blechplatte, die hinter der Frontplatte angeordnet ist, senkrecht stehend auf der Basisplatte verlötet. Sie muß dabei mit der Platinenkante abschließen. Die 3 LEDs werden so abgewinkelt und verlötet, daß sie von außen durch die Löcher in der Blechplatte sichtbar sind.

Als dann folgt die Montage der 4 BNC-Buchsen, die dazu durch die dafür vorgesehenen Löcher geschoben und auf der Rückseite der Blechplatte verschraubt werden. Dadurch ergibt sich ein sicherer Massekontakt. Die Verbindung der Lötstifte, an denen die Ausgangssignale anstehen, mit den entsprechenden BNC-Buchsen erfolgt über kurze Drahtabschnitte.

### Stückliste: Frequenznormal

#### Widerstände:

22Ω	R37 - R40
100Ω	R14
560Ω	R36
1kΩ	R16, R25, R26, R28
1,2kΩ	R11, R34, R41
1,5kΩ	R27, R29
1,8kΩ	R3
3,3kΩ	R7
4,7kΩ	R35
6,8kΩ	R2
10kΩ	R1, R17, R19, R24
22kΩ	R21
33kΩ	R8
47kΩ	R4, R6
82kΩ	R22
100kΩ	R10, R20
120kΩ	R23
270kΩ	R12
330kΩ	R5
680kΩ	R15
1MΩ	R9, R18
4,7MΩ	R13

#### Kondensatoren:

47pF/ker	C23
100pF/ker	C21
220pF/ker	C10
470pF/ker	C2, C3
560pF/ker	C26
680pF/ker	C25
820pF/ker	C46 - C49
1nF	C17, C27
1nF/ker	C22
3,3nF	C1
10nF	C8, C9
100nF/ker	C5, C6, C12, C13, C18, C20, C29 - C31, C33 - C39, C41 - C46
1µF	C14, C15

10µF/25V	C4, C16
47µF/16V	C11, C19
100µF/16V	C7, C32, C40
C-Trimmer, 4 - 40pF	C24

#### Halbleiter:

TL082	IC1
7810	IC2
CD4093	IC3
CD4040	IC4
CD4066	IC5
CD4098	IC6
CD4046	IC7
CD4017	IC8 - IC10
74HC00	IC11, IC12
7805	IC14
BF199	T5 - T7
BF245B	T1
BC548	T2, T4, T9
BC558	T3
1N4001	D10
1N4148	D1, D2, D4, D5
BB505	D6, D7
BZW06-23	D11
LED, 3mm, rot	D3, D8, D9

#### Sonstiges:

Quarz, 2MHz	Q1
Eingangsspule, 33mH	L1
Spule, 14µH	L4
Spule, 51µH	L2, L3
Klinkenbuchse, stereo	BU1, BU2
BNC-Einbaubuchsen	BU4 - BU7
9 Lötstifte mit Lötöse	
1 microline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt	
1 Frontplatte, bedruckt und gebohrt	
1 Abschirmgehäuse	
10cm Schaltdraht	
2,8 m Kabel, MK2	

## Inbetriebnahme und Abgleich

Nachdem das Steckernetzteil und der Aufnehmer an die entsprechenden Buchsen angeschlossen wurden, sollten zunächst die beiden Betriebsspannungen von 5 V und 10 V mit einem Multimeter kontrolliert werden. Abweichungen von  $\pm 5\%$  vom Sollwert sind zulässig. Bei größeren Abweichungen muß das Gerät unverzüglich von der Spannungsversorgung getrennt und der Fehler behoben werden. Nach erfolgreichem Abschluß vorstehender Arbeitsschritte wird der Aufnehmer in unmittelbarer Nähe eines auf einen Sender abgestimmten Fernsehgerätes gebracht (an günstiger Stelle auf das Fernsehgerät legen). Bei korrekt arbeitendem Aufnehmer leuchtet jetzt die LED „Ref.“ auf.

Im folgenden Schritt kommen wir nun zum Abgleich des Frequenznormals. Hierzu wird mit einem Abgleichstift oder einem kleinen Schraubendreher der Trimmkondensator C 24 solange gedreht, bis die LED „locked“ aufleuchtet und das Einrasten der PLL signalisiert. Es ist dabei zu beachten, daß nach jedem Verdrehen des Trimmers ca. 5 sek. gewartet wird, da erst danach das Mono-Flop zurückkippt und die LED zu leuchten beginnt.

Ist das Einrasten erfolgt, muß mit einem hochohmigen Multimeter (Innenwiderstand mindestens 10 MΩ) die Regelspannung des VCO-Eingangs R 20 kontrolliert werden. Diese sollte im Bereich von 4,5 V bis 5,5 V liegen. Damit ist sichergestellt, daß der VCO ungefähr in der Mitte des Aussteuerbereichs arbeitet. Der Abgleich ist damit bereits abgeschlossen.

## Endmontage

Nach erfolgreich beendetem Abgleich kommen wir zur endgültigen Fertigstellung des Gerätes. Hierzu wird der Abschirmdeckel an den dafür vorgesehenen Biegekanten passend gebogen. Dabei muß die Bohrung in der Oberseite direkt über dem Trimmerkondensator C 24 liegen. Nach Positionierung des Deckels wird dieser mit der Platine und der Blechplatte verlötet.

Jetzt kann der Einbau in das ELV-microline-Gehäuse erfolgen, indem die fertiggestellte Hauptplatine in die unteren Führungsschienen des Gehäuses eingeschoben wird. Durch leichten Druck auf die Blechplatte wird die Hauptplatine ganz in das Gehäuse geschoben. Als letzter Arbeitsschritt folgt das Einsetzen der Frontplatte, die bis zum Einrasten in das Gehäuse gedrückt wird. Jetzt steht dem Einsatz dieses hochwertigen und dabei sehr preiswerten Frequenznormals nichts mehr im Wege. **ELV**



# Vom „Autosuper“ zum High-Tech-Center

*Unsere Autoradios haben sich in den letzten Jahren technisch stark weiterentwickelt. Wir geben Ihnen einen Einblick in die modernen Empfängerkonzepte der führenden Hersteller aus der Autoradioindustrie, deren praktischen Nutzen und wollen ein kleiner Wegweiser durch den Begriffsdschungel dieses Fachgebietes sein.*

## Die alten Zeiten sind vorbei

Es ist noch nicht allzulange her, da brachten unsere Autoradios kaum einen Sender völlig rauschfrei zu Gehör. An jeder Straßenecke wechselte der Sender, und bei längeren Fahrten war ständiges „Kurbeln“ am Senderwahlknopf an der Tagesordnung.

Dies war weder dem Hörgenuß noch der Verkehrssicherheit zuträglich. Die ständig steigende Senderdichte in Europa, besonders aber in Deutschland und die ebenso erhöhten Anforderungen an das Informationsgerät Autoradio bedingten völlig neue Konzepte für den Empfang von Rundfunksendungen und Verkehrsinformationen im Fahrzeug.

Die Industrie, durch harten Wettbewerb zu enormen Innovationen gezwungen, trägt diesen Umständen verstärkt Rechnung, allerdings auf recht unterschiedlichen Wegen.

Moderne Autoradios kennen kaum noch Rauscheinbrüche, suchen sich stets die am besten zu empfangende Frequenz des gewählten Senders und übermitteln durch ausgefeilte Schaltungstechnik aktuelle Verkehrsinformationen bis hin zum kompletten Navigationssystem, wie in unserem Artikel über die Verkehrsleitsysteme im vorangegangenen Heft zu lesen war.

## Tunerkonzepte

Entscheidend für störungsfreien Empfang ist neben der eingesetzten Antenne und exakter Montage das eigentliche Empfängerstück des Autoradios - der Tuner.

Er bestand in der Anfangszeit der Transistorisierung zuerst aus 2 bis 3 Transistorstufen, die gleichzeitig als Verstärker, Oszillator und Mischer sowie 1. ZF-Stufe fungierten. Später setzte man großsignalfestere Typen und mehrere Stufen zur exakten Aufgabenteilung ein. Mit der Entwicklung integrierter HF-Bausteine hatte

der herkömmliche Einzeltransistor buchstäblich ausgedient, und die Digitaltechnik zog schließlich auch in diese analog arbeitende Baugruppe ein.

Moderne Tuner arbeiten heute im wesentlichen mit 2 bis 3 hochkomplexen Schaltkreisen, die für eine komplette Signalaufbereitung sorgen und dabei alle unerwünschten Störungen durch exakte Analyse ausblenden.

Dabei beschreitet die Industrie verschiedene Wege, um dieses Ziel zu erreichen.

## Blaupunkts Codem-Konzept

Herkömmliche Empfangskonzepte kompensieren schwankende bzw. schwindende Empfangsfeldstärken durch Absenken der Höhen, um das zunehmende Rauschen im Empfangssignal zu unterdrücken, bis schließlich eine Stummschaltung des NF-Kanals erfolgt.

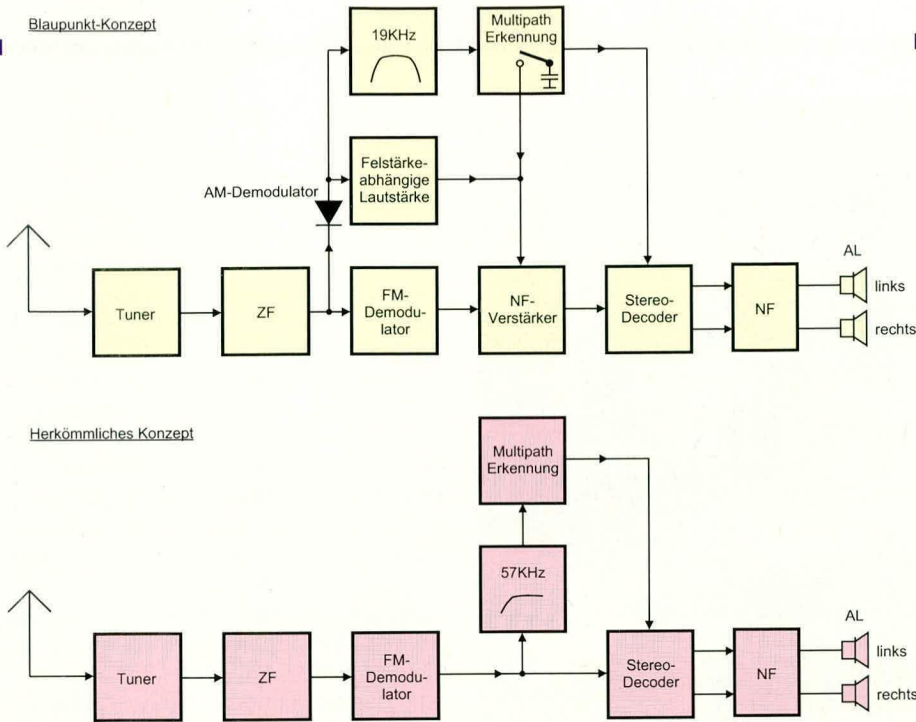
Das Blaupunkt-Codem-Prinzip umgeht diese Hürde durch den Einsatz eines sogenannten **Coinzidenzdemodulators**, so die originale englische Bezeichnung, der auch der Name des Prinzips entstammt. Er sorgt dafür, daß eine Absenkung des Frequenzganges der Wiedergabe erst bei etwa einem Zehntel der Feldstärke herkömmlicher Empfänger erfolgt. Leistungsstarke RDS- und Verkehrsfunkstationen sorgen dafür, daß rechtzeitig alternative Empfangsfrequenzen gesucht werden, auf die heute schon nahezu unhörbar und unverzögert umgeschaltet wird.

Unterstützt wird dieses Konzept durch eine feldstärkeabhängige Lautstärkeregelung, die allerdings erst bei Empfangsfeldstärken unterhalb etwa  $7 \mu\text{V}$  wirksam ist. Oberhalb dieser Schwelle erfolgt bei Codem-Tunern ein kontinuierliches Überblenden von Stereo- bei Empfangsfeldstärken unterhalb  $70 \mu\text{V}$  bis auf Monoempfang.

Sinkt die Empfangsfeldstärke weiter, so setzt, wie beschrieben, die feldstärkeabhängige Lautstärkeregelung ein, die den Begrenzungseinsatz, also die Stummschaltung des Empfangskanals auf bis zu  $0,7 \mu\text{V}$  heruntersetzt. Ab ca.  $7 \mu\text{V}$  schalten herkömmliche Empfänger bereits stumm. Somit kann die Empfangsreichweite bereits wesentlich erweitert sowie der Feldstärkeeinbruch bei kurzzeitigen Funkwellen-Abschattungen kompensiert werden. Nebeneffekt war das Verschwinden der Mono-/Stereo-Taste an den so ausgestatteten Autoradios.

## Das Multipath-Problem

Das kennt jeder Autofahrer: Man steht an einer Ampel, und der eingestellte Sender ist weg. Manchmal genügt nur ein Meter Fahrt, um wieder Empfang zu haben. Diese Empfangsstörung wird Multipath, zu deutsch Mehrwegeempfang, ge-



**Bild 1: Das moderne Empfängerkonzept zur Multipathunterdrückung greift bereits im Tunerbereich ein und ermöglicht so schnellere Reaktionen, frei von Störungen (Quelle: Blaupunkt)**

mulator passiert hat und vermindert die Störungen entscheidend.

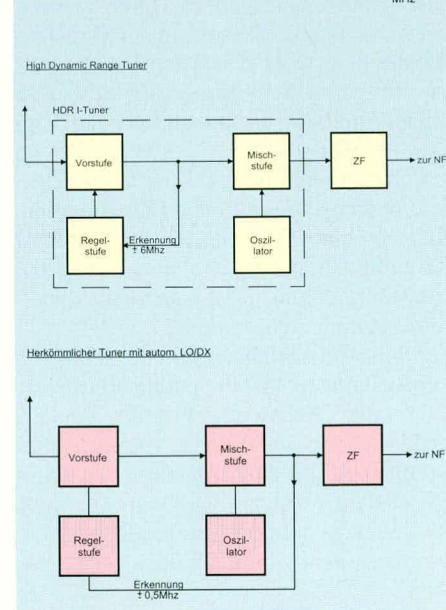
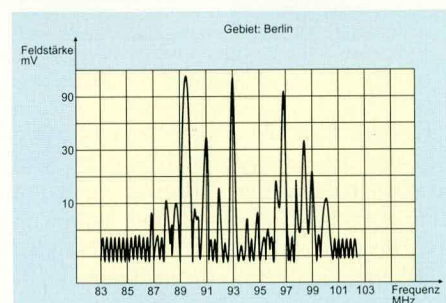
Diese Einrichtung arbeitet direkt mit der bereits diskutierten feldstärkeabhängigen Lautstärkeregelung zusammen und ermöglicht durch die Auswertung des innerhalb

nannt und tritt durch gleichzeitiges Auftreffen der Empfangssignale des Senders aus verschiedenen Richtungen und mit verschiedenen Amplituden und Phasenlagen auf.

Dies ist durch die fast geradlinige Ausbreitung der UKW-Wellen (ähnlich dem Licht) und deren Reflexionen an Gebäuden, Geländeerhebungen oder gar Fahrzeugen bedingt. Diese in verschiedenen Phasenlagen und Amplituden auftreffenden Wellen können im Bereich der Antenne durch Überlagerungseffekte zu Auslöschungen des eigentlichen Empfangssignals im Tunerzweig führen.

Herkömmliche Empfangskonzepte werten diese Störsignale, die sich als AM-Anteile oberhalb 57 kHz im demodulierten NF-Spektrum äußern, nach dem FM-Demodulator aus. Treten hier Störungen auf, so wird kurzfristig auf Mono-Wiedergabe umgeschaltet. Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch, daß die Auswertung erst im NF-Zweig erfolgen kann. Dies schränkte für die Techniker die Möglichkeiten einer vollständigen Störreduzierung weitgehend ein. Zudem funktioniert dieses Konzept auch nur bei hohen Feldstärken.

Das Codem-Konzept greift bereits innerhalb des Tuners in den Signalweg ein. Dazu ist hier vor dem FM-Demodulator ein separater AM-Demodulator installiert, der allein die Funktion hat, die störenden AM-Anteile aus dem FM-Signal, konkret aus dem 19-kHz-Pilotton zu erkennen. So erfolgt die Mono-Umschaltung bereits, bevor das gestörte Signal den FM-Demo-



**Bild 2: Intermodulationseffekte, die durch dicht beieinanderliegende starke und schwache Sender verursacht werden, können wirkungsvoll mittels direkter Regelung der Vorstufe über ein breites Frequenzband bekämpft werden (Quelle: Blaupunkt)**

des Tuners stets mit konstantem Pegel anliegenden 19 kHz-Pilotton eine hohe Wirksamkeit über einen weiten Feldstärkebereich.

### High-Dynamic-Range-Tuner

Hinter dieser Bezeichnung verbirgt sich ein weiteres Feature des Codem-Konzepts, die Bekämpfung von Intermodulation und Blocking. Intermodulation tritt durch mehrere starke Sender auf, die auf recht nahe beieinanderliegenden Frequenzen arbeiten. Im Radio äußert sich dies durch Störgeräusche. Im Extremfall sind mehrere Sender zugleich zu hören.

Den Blocking-Effekt erleben wir, wenn wir einen relativ weit entfernten Sender hören, aber gerade einen näher gelegenen, starken Sender passieren. Letzterer sorgt für starke Übersteuerung der Eingangsstufen des Tuners, damit für Feldstärkeschwund des schwächeren Senders und schließlich für die Stummschaltung des Gerätes, manchmal auch als „Flattern“ zu hören. Diesem Effekt kann man bis zu einem gewissen Maße durch das Betätigen der Local-Distanz-Taste begegnen, allein versagt diese Methode bei besonders hohen Feldstärken.

Intermodulation und Blocking liegen in ihren Ursachen also recht nahe beieinander und werden beim Codem-Tuner auch im Zusammenhang bekämpft.

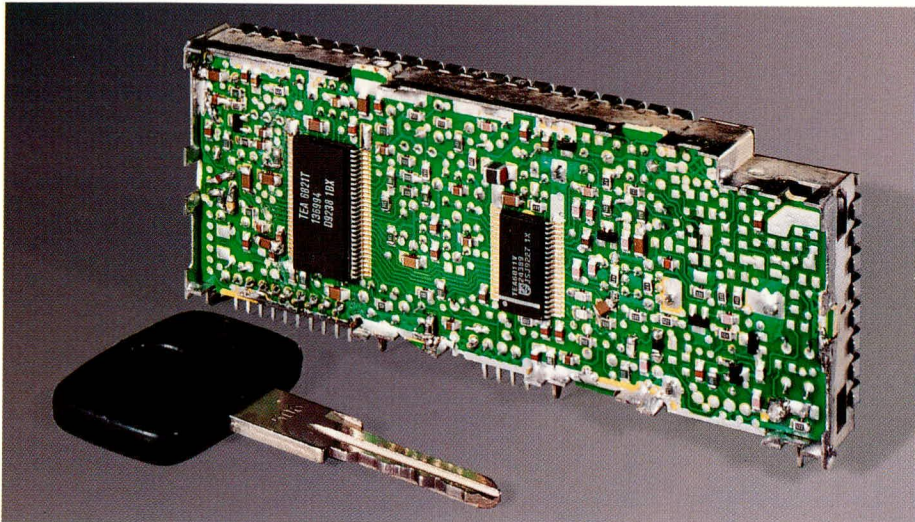
Herkömmliche Tunerkonzepte werten Intermodulationseffekte erst nach der Mischstufe, in der die Intermodulation eigentlich entsteht, mit einer sehr geringen Bandbreite von ca.  $\pm 0,5$  MHz aus. Da ist es aber schon geschehen, die Mischstufe ist bereits „durcheinander“ und gibt das gestörte Signal an den Demodulator weiter, bevor eine Nachregelung der Eingangsempfindlichkeit wirksam werden kann.

Das Blaupunkt-Konzept prüft dagegen bereits vor der Mischstufe mit einer weit größeren Bandbreite von  $\pm 6$  MHz die Feldstärke und regelt die Eingangsstufe sofort so, daß Intermodulation in der Mischstufe und das störende Rauschen und Flattern vor dem Blockingeinsatz gar nicht erst entstehen können. So erreicht dieses Prinzip eine Großsignalfestigkeit bis zu 100 mV Feldstärke gegenüber dem herkömmlichen Konzept mit maximal 10 mV Feldstärke.

Aus all diesen kleinen Schritten resultiert die sprichwörtliche Empfangsqualität der Blaupunkt-Geräte, der nur wenige weitere Hersteller nahekommen.

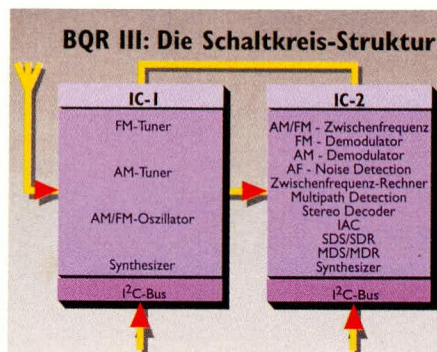
### Philips events - das BQR III

Als weiteres innovatives Tunerkonzept soll an dieser Stelle das BQR-Tunerkonzept von Philips-Car-Systems stehen. Es sorgt vor allem durch eine von der herkömmlichen völlig abweichenden Signal-



**Bild 3: Hochintegriert und nur noch mit 2 Schaltkreisen, so stellt sich die neueste Tunergeneration von Philips vor (Bild: Philips)**

**Bild 4: So sind die Funktionen der beiden Schaltkreise im BQR-Tunerkonzept von Philips aufgeteilt (Quelle: Philips)**



aufbereitung im Tunerzweig für das Eliminieren der oben genannten Störungen.

Der BQR-Tuner arbeitet mit sehr hohen ersten Zwischenfrequenzen von 72,2 MHz für FM und 10,7 MHz für AM, die dann erst mittels einer weiteren Mischstufe auf die üblichen Zwischenfrequenzen heruntergemischt werden. Dieses Prinzip stammt aus kommerziellen Funkgeräten (Doppelsuperteknik) und bewährt sich nun in den Philips-Autoradiotunern der neuen Generation.

Damit geht man bereits hier unerwünschten Mischprodukten bei Störungen konzeptionell aus dem Wege, da durch die doppelte Umsetzung zahlreiche Störfaktoren bereits konzeptbedingt wirkungsvoll eliminiert werden.

Ähnlich wie bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt, überprüfen diese Tunerständig Multipath-Erscheinungen, Feldstärke- und Intermodulationserscheinungen und verarbeiten diese über einen sehr schnellen I²C-Bus im zugehörigen Mikroprozessor, der für flexible Anpassung des Tuners an die aktuellen Empfangsbedingungen sorgt.

Ein im Arbeitspunkt veränderlicher Mischer reduziert Intermodulationserscheinungen durch definiertes Anpassen der Eingangsstufe.

Der zur Signalaufbereitung für Anzeigen und Steuerfunktionen erforderliche Synthesizer ist bei Philips in den Tuner

integriert, während er bei anderen Lösungen Teil des steuernden Mikroprozessors ist. Dies reduziert im Zusammenhang mit dem störungsresistenten und schnellen I²C-Bus zum Synthesizer die störenden Einflüsse, die immer von getakteten Digitalschaltungen ausgehen. Durch zahlreiche und schnelle Messungen der Signalzustände innerhalb der Tunerbaugruppen ist mit dem Mikroprozessor eine sehr schnelle und flexible Signalsteuerung möglich.

So sorgt auch dieses Tunerkonzept für eine überdurchschnittliche Signalqualität. Kennzeichnend für den Philips-Tuner ist weiterhin die enorme Miniaturisierung und die Beschränkung auf 2 komplexe, signalverarbeitende Schaltkreise.

Angenehmer Nebeneffekt des schnellen I²C-Buskonzepts ist die dadurch erreichte sehr hohe Geschwindigkeit des Sendersuchlaufs. So dauert ein automatischer Suchlauf zur Belegung der üblichen 6 Stationstasten in bis zu 5 Ebenen nur noch etwa 5 sek. gegenüber anderen Konzepten, die bis in den Minutenbereich hinein suchen.

Sie sehen, daß vor allem auch die hohe Integration der elektronischen Bauelemente im Tuner Signalbeeinflussungsmöglichkeiten und -geschwindigkeiten erlaubt, die früher undenkbar waren.

So geht auch Sony mit seinem SSIR-Empfangskonzept den Weg der direkten

Integration der Störgeräusch-Beeinflussungskomponenten und der Multiplexstufe direkt in den Tuner und erreicht so hervorragende Ergebnisse unter den schwierigen Empfangsbedingungen in Mitteleuropa.

### Zauberwort Diversity

Diversity-Empfang bedeutet entweder das kontinuierliche Anschalten mehrerer vorhandener Fahrzeugantennen an den Tuner oder die Auswahl des jeweils besten Empfangssignals aus einer Kombination von mehreren Tunern und zugehörigen Antennen. Dieses Prinzip überließ es bisher dem Zufall, das jeweils beste Empfangssignal zu Gehör zu bringen.

Moderne Diversity-Verfahren, wie das neue ADA-Verfahren von Blaupunkt, addieren mittels intelligenter Signalauswertung die ankommenden Signale aller Diversity-Kombinationen aus Antennen und Tunern zu einem stets optimalen Empfangssignal. Dabei können die verschiedenen Empfangsantennen so am Fahrzeug angebracht sein, daß ein echter Rundumempfang gesichert ist, z.B. durch mehrere Scheibenantennen usw.

Zwangsläufig kommt es aber bei dieser Summierung zu den bekannten Multipath-Erscheinungen, die aber bei ADA mittels einer vollautomatischen Korrektur von Phasenlage und Amplituden der unterschiedlichen Empfangssignale eliminiert werden. Dabei wirken dann alle Antennen als eine elektronische Richtantenne.

Erstmals hat Blaupunkt dieses System in seinem neuen Spitzengerät „Berlin“ integriert. Es arbeiten dort allein 4 Tuner für das ADA-System, ein weiterer verarbeitet die RDS-Funktionen und steuert die 4 Diversity-Tuner. Durch das lernfähige Empfangssystem dirigiert der fünfte Tuner die 4 anderen stets so, daß diese den optimalen Empfang im jeweiligen Empfangsbereich bieten - ein interessantes Beispiel, welche Intelligenz in dem kleinen DIN-Gehäuse arbeitet.

### DYNAS, PACS und Co.

Seit einiger Zeit ist bei verschiedenen Herstellern ein neues Feature zur Empfangsverbesserung zu haben. Das zunächst allein als DYNAS bekannte Verfahren beeinflusst gezielt, abhängig von der Qualität des Eingangssignals am Tuner, die Bandbreite des ZF-Kanals und blendet somit wirksam Interferenzen durch dicht benachbarte Sender aus, ein Vorgehen, das Funkern bekannt vorkommen dürfte. Gleichzeitig beeinflussen einige Hersteller auch das Tuner-Eingangssignal, um dadurch einen höheren Störabstand und verbesserte Eingangsempfindlichkeit zu erzielen.

Das DYNAS bringt einen rauschärme-



**Bild 5: Philips setzt auf DYANS noch eins drauf - das PACS-System arbeitet extrem schmalbandig (Bild: Philips)**

ren und insgesamt störungsfreieren Empfang und macht sich besonders in Ballungsgebieten bemerkbar.

Allerdings ist bei Billiganbietern mit DYNAS-System Vorsicht geboten. Durch den Preisdruck ist die Schaltungsauslegung deutlich einfacher, und der gewünschte Entstöreffekt wird oft über radikales Absenken der Höhen erreicht.

Eine interessante Spezifikation des Systems stellt Clarion vor. Hier wird nicht, wie bei einfachen DYNAS-Schaltungen, nur die Filterbandbreite umgeschaltet, sondern gleichzeitig auch die ZF-Mittelfrequenz dem Hub der Trägerfrequenz ( $\pm 75$  kHz) nachgeführt, was noch weitaus schmalere Bandbreiten gestattet.

Als führend auf diesem Gebiet sind hier u. a. Clarion, Kenwood (hier heißt das System K2i) und neuerdings auch Philips zu nennen.

Das Philips-System ist noch brandneu, die Markteinführung ist erst in diesem Winter zu erwarten. Es heißt PACS und geht noch einen Schritt weiter, indem die für die Regelung notwendige Signalstärke nicht vor dem ZF-Filter, sondern danach gemessen wird. So erreicht man eine weit höhere Regelgenauigkeit, die sich als Nebeneffekt auch auf die weiter verbesserte Finde-Sicherheit der stärksten RDS-Fre-

quenz auswirkt. Zudem arbeitet das System nicht mehr mit herkömmlichen Spulen, sondern mit einem IC, was wiederum stabileren Betrieb verspricht.

### RDS - Daten aus der Luft

RDS bedeutet Radio Data System und ist schließlich nichts anderes als die Übermittlung von zusätzlichen Daten zum normalen Rundfunkprogramm eines Senders. Die Ausstrahlung der Daten erfolgt als Seitenbänder mit unterdrücktem Träger des Verkehrsrundfunk-Hilfsträgers innerhalb des Frequenzspektrums des jeweiligen UKW-Kanals. Da diese Seitenbänder bei 53 und 57 kHz liegen, sind sie unhörbar in diesem Spektrum.

Dabei beinhalten die Daten jeweils ein Datenpaket, die sogenannte RDS-Gruppeninformation, das aus 104 Bits mit 87,5 ms Übertragungszeit besteht. In diesem Datenpaket sind alle derzeit realisierten und zukünftig geplanten Funktionen des RDS untergebracht. Es wird elfmal je Sekunde übermittelt.

Derzeit erfolgt die Nutzung des RDS-Systems vor allem zur Sendernamenidentifikation und Klarnamenanzeige im Radiodisplay sowie zur automatischen Suche

**Bild 6: Die PTY-Funktion von RDS ermöglicht die gezielte Auswahl bestimmter Programmgenres (Bild: Blaupunkt)**



nach alternativen Frequenzen des empfangenen Senders beim Durchfahren eines Sendegebietes.

Aber RDS kann noch viel mehr. Derzeit stark im Kommen ist die Funktion EON (Enhanced Other Networks). Sie ermöglicht es, z.B. Verkehrsdurchsagen eines Senders derselben Senderkette, deren Sender man gerade eingestellt hat und der keine eigenen Verkehrsfunksendungen ausstrahlt, automatisch durchzuschalten.

RDS ermöglicht aber auch die automatische Senderbelegung der Stationstasten mit den jeweils stärksten empfangbaren Sendern im aktuellen Empfangsgebiet, die sogenannte Travel-Funktion. Dabei ist es auch möglich, nur Verkehrsfunksender anzuwählen zu lassen. Dies ist die TP-Funktion für Traffic Program.

Bei zahlreichen Sendeanstalten in Vorbereitung, bei einigen im Einsatz ist auch die Möglichkeit, gezielt nach bestimmten Programmfeatures, z.B. nach Nachrichten- oder Klassiksendern suchen zu lassen. So kann man mittels der PTY genannten Funktion z.B. den Kassettenbetrieb genau zu den nächsten Nachrichten unterbrechen lassen. Diese Funktion ist allerdings noch weitgehend teureren Geräten und Heimempfängern vorbehalten.

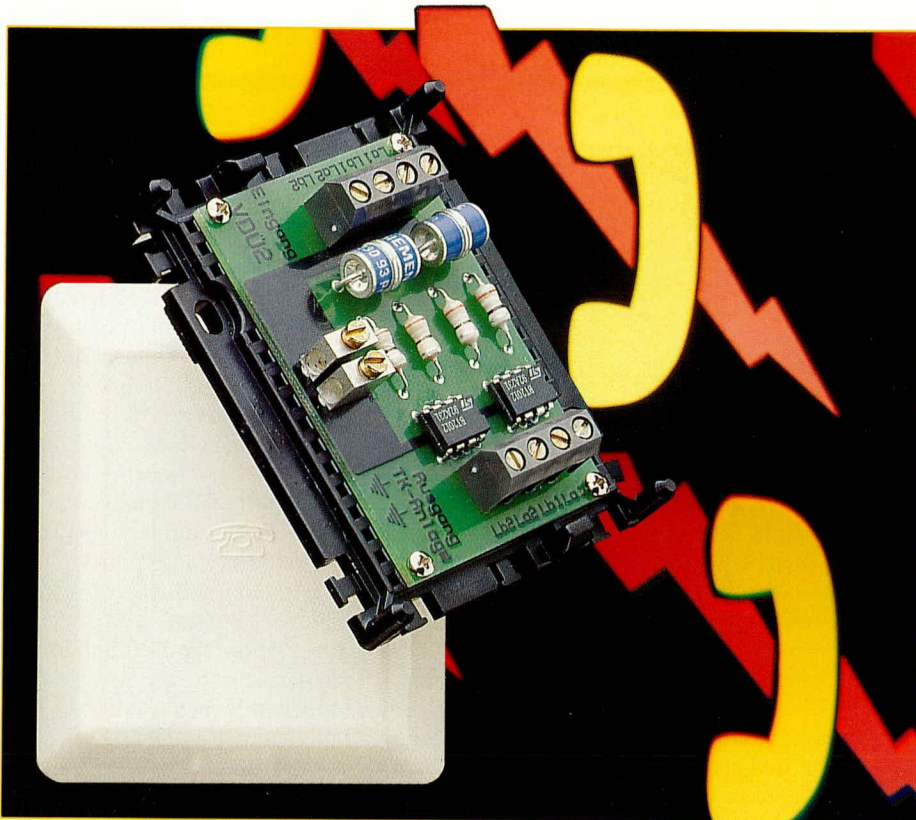
Schließlich weist RDS je nach Empfängergeräusstattung weitere interessante Funktionen auf wie z.B. die Anzeige von Laufzeiten, die von Sendeanstalten ausgestrahlt werden, den sogenannten Radiotext.

Damit soll zukünftig auch eine aktuelle Ausstrahlung von Verkehrsnachrichten außerhalb der Regelzeiten möglich sein, denn die Übertragung geschieht, wie gesagt, unhörbar.

Die Funktionen TMC und TIM haben wir bereits im vorangegangenen Artikel kennengelernt, wobei letztere nicht zu den eigentlichen RDS-Spezifikationen zählt, sondern nur eine intelligente Ergänzung des RDS durch Blaupunkt zur digitalen Speicherung und späteren beliebigen Abrufe von Verkehrsmeldungen darstellt.

Der Artikel zeigt, welche komplexe Funktionen moderne Autoempfänger beinhalten, wobei die weiteren Funktionen wie NF-Teile, Kassetten- und CD-Player noch hinzukommen. Solch eine hohe Komplexität hochwertiger Empfangstechnik ist nur mittels konsequenter Miniaturisierung und Steuerung durch Mikroprozessoren möglich. Bedenkt man dazu noch, in welchem störendem Umfeld moderner Autoelektronik ein solches Gerät heute arbeiten muß, kann man ermesen, welche Ingenieurleistungen hinter diesen Entwicklungen stecken.

In unserer nächsten Ausgabe führen wir diesen Diskurs durch die mobile Technik mit der Vorstellung der neuen Systeme DCC und MD weiter. **ELV**



# Überspannungsschutz für Telefonanlagen

**Für einen effektiven Schutz Ihrer wertvollen Telefonanlage bzw. Ihrer Telefonendgeräte sorgt diese Schutzschaltung.**

## Allgemeines

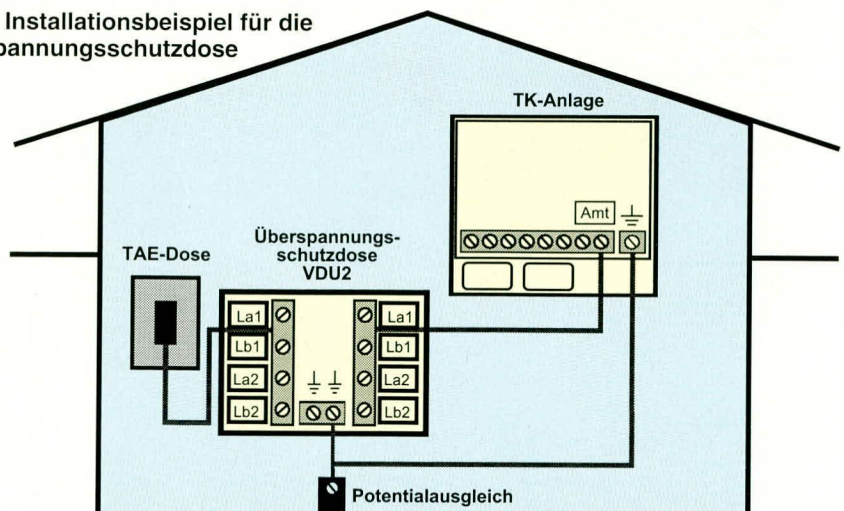
Ein Überspannungsschutz für räumlich weit ausgedehnte Nachrichtennetze, wie z. B. das Telefonnetz, ist für die hieran betriebenen Endgeräte von großer Wichtigkeit.

In den Schadensstatistiken der Versicherungen ist in den vergangenen Jahren eine Zunahme der Schadenssummen zu verzeichnen gewesen, insbesondere durch die Tatsache, daß die Endgeräte immer komplexer werden bei steigender Miniaturisierung der elektronischen Bauelemente und zum Teil wachsender Empfindlichkeit gegen Überspannungen. Letztere werden hier hauptsächlich durch indirekte Blitzeinwirkungen hervorgerufen.

Die meisten Endgeräte, wie z. B. Telefone, Faxgeräte, Anrufbeantworter und auch Telefon-Nebenstellenanlagen sind bereits mit einem Überspannungsschutz für die Amtsleitungen ausgestattet. Dieser ist jedoch in der Regel nur für die durchschnitt-

liche Überspannungsgefahr z. B. in Städten ausgelegt. Werden entsprechende Geräte in Regionen betrieben, in denen gehäuft Überspannungen auftreten (z. B. in ländlichen, weiträumigen Gegenden, in denen evtl. sogar noch Freileitungen vorhanden sind), so reicht der eingebaute

**Bild 1: Installationsbeispiel für die Überspannungsschutzdose**



Schutz oftmals nicht aus. Hier ist dann ein zusätzlicher Schutz für Ihre wertvollen Endgeräte angebracht.

Zwar schützt die hier vorgestellte Überspannungsschutzdose des Typs VDÜ 2 nicht vor einem direkten Blitzschlag, was aufgrund der hohen Energien allein schon aus Kostengründen nicht vertretbar wäre, jedoch wird die Gefahr durch indirekte Gewitterschäden ganz erheblich reduziert.

## Einsatzhinweise

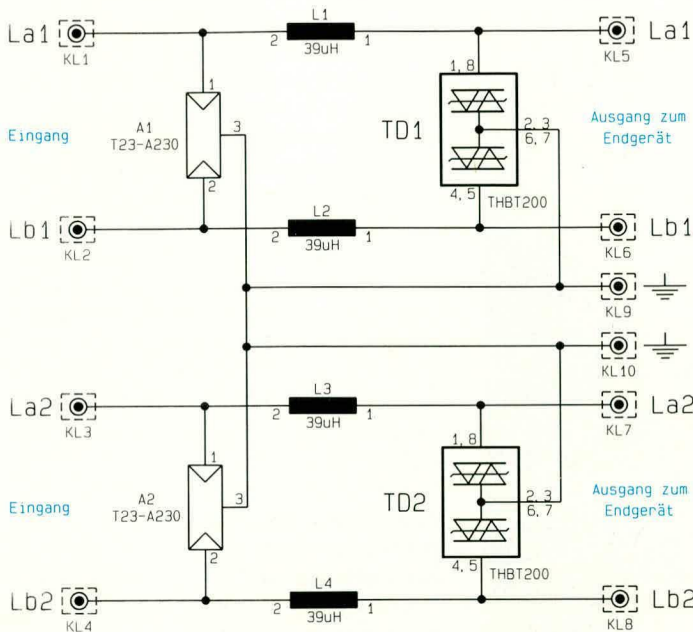
Die Überspannungsschutzdose VDÜ 2 steht als Fertigerät und als Bausatz zur Verfügung. Das Fertigerät verfügt über eine sogenannte AAE (Allgemeine Anschalte-Erlaubnis) mit BZT-Zulassung (allgemein auch mit „postzugelassen“ bezeichnet). Dieses Gerät darf also unter Berücksichtigung der allgemeinen Sicherheitsbestimmungen von Fachpersonal zwischen der TAE-Dose und dem Endgerät installiert werden. In die Anschlußleitung der Post bis zur TAE-Dose darf aus rechtlichen Gründen hierbei nicht eingegriffen werden.

Für die aus einem Bausatz entstandene Überspannungsschutzdose ist der Anschluß an das öffentliche Telefonnetz nicht erlaubt, da hierfür keine BZT-Zulassung besteht, sondern nur für die industriell gefertigten Geräte, obwohl bei korrekt aufgebautem Bausatz technisch kein Unterschied zwischen diesem und dem Fertigerät besteht.

Optimal geeignet ist die VDÜ 2 zur weitgehenden Absicherung von Telefon-Nebenstellenanlagen. Hierfür ist die Überspannungsschutzdose mit 2 getrennten Ableitungen ausgestattet, so daß auch Nebenstellenanlagen mit 2 Amtsanschlüssen abgesichert werden können. Alle an den Nebenstellen einer so abgesicherten Anlage angeschlossenen Endgeräte sind auf diese Weise geschützt.

Abbildung 1 zeigt ein Installationsbeispiel der Überspannungsschutzdose zum





**Bild 2:**  
Schaltung der  
Überspannungs-  
schutzdose VDÜ 2

Spezial-Bauelemen-  
ten für den Über-  
spannungsschutz.  
Zum Einsatz kommt  
hier ein sogenannter  
zweistufiger Über-  
spannungsschutz be-

stehend aus einem Grob- und einem Feinschutz. Der Grobschutz wird gebildet durch die direkt am Eingang der ab-Leitungen befindlichen Bauelemente mit der Bezeichnung A 1 bzw. A 2. Hierbei handelt es sich um sogenannte 3-Elektroden-Überspannungsableiter, die nach dem gasphysikalischen Prinzip der Bogenentladung arbeiten.

Elektrisch verhält sich ein solcher Überspannungsableiter wie ein spannungsabhängiger Schalter. Sobald die Spannung an den gegenüberliegenden Elektroden einen bestimmten Wert überschreitet, bildet sich innerhalb von Nanosekunden im edelgasgefüllten Entladungsraum zwischen den Elektroden ein Lichtbogen aus. Durch die hohe Stromtragfähigkeit und die stromunabhängige Brennspannung wird die Überspannung quasi kurzgeschlossen, ohne daß hierfür ein Begrenzungswiderstand erforderlich ist. Nach Abklingen des Lichtbogeneffektes nimmt der Überspannungsab-

leiter schlagartig wieder einen Isolationswiderstand von mehreren 100MΩ an.

Bei dem hier eingesetzten Typ handelt es sich praktisch um 2 in Reihe geschaltete Überspannungsableiter, wobei der mittlere gemeinsame Anschluß auf Erdpotential liegt. Es werden also sowohl positive als auch negative Überspannungen auf der Leitung La1 bzw. La2 sowie auch positive und negative Überspannungen auf Lb1 bzw. Lb2 nach Masse kurzgeschlossen.

Der Feinschutz ist mit Hilfe der Induktivitäten L 1 bis L 4 in Verbindung mit den zweifach bidirektional arbeitenden Trisil-Dioden TD 1 bzw. TD 2 aufgebaut. Mit diesen speziellen, sehr schnell ansprechenden Dioden wird eine präzise Überspannungsbegrenzung auf typ. 200 V erreicht. Durch die doppelte bidirektionale Ausführung werden auch hier positive und negative Überspannungen auf allen Leitungen begrenzt.

Zum Einsatz kommt hier ein sogenannter zweistufiger Überspannungsschutz bestehend aus einem Grob- und einem Feinschutz. Der Grobschutz wird gebildet durch die direkt am Eingang der ab-Leitungen befindlichen Bauelemente mit der Bezeichnung A 1 bzw. A 2. Hierbei handelt es sich um sogenannte 3-Elektroden-Überspannungsableiter, die nach dem gasphysikalischen Prinzip der Bogenentladung arbeiten.

Elektrisch verhält sich ein solcher Überspannungsableiter wie ein spannungsabhängiger Schalter. Sobald die Spannung an den gegenüberliegenden Elektroden einen bestimmten Wert überschreitet, bildet sich innerhalb von Nanosekunden im edelgasgefüllten Entladungsraum zwischen den Elektroden ein Lichtbogen aus. Durch die hohe Stromtragfähigkeit und die stromunabhängige Brennspannung wird die Überspannung quasi kurzgeschlossen, ohne daß hierfür ein Begrenzungswiderstand erforderlich ist. Nach Abklingen des Lichtbogeneffektes nimmt der Überspannungsab-

### Nachbau

Aufgrund der wenigen Bauelemente ist der Nachbau schnell durchgeführt. Bei der Bestückung der 43 mm x 65 mm messenden, einseitig ausgeführten Leiterplatte geht man genau nach den Angaben im Bestückungsplan und in der Stückliste vor. Dies ist deshalb wichtig, weil die Leiterplatte aufgrund der hier verwendeten Industrieausführungen selbst keinen Bestückungsdruck trägt.

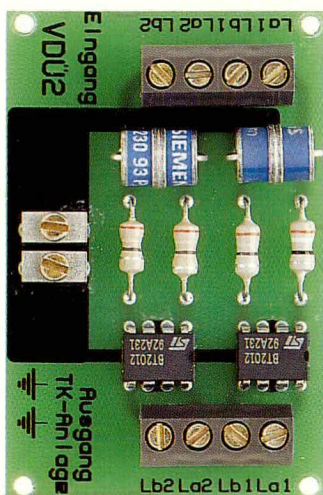
Nachdem alle Bauelemente bestückt und die Lötungen nochmals kontrolliert sind, wird die Leiterplatte in das schwarze Gehäuseunterteil eingesetzt und mittels der beiliegenden 4 Knippingschrauben festgesetzt. Der weiße Gehäusedeckel wird abschließend einfach auf das Gehäuseunterteil aufgeklemmt, und die Überspannungsschutzdose VDÜ 2 kann ihrem bestimmungsgemäßen Einsatz zugeführt werden.

ELV

### Schaltung

Abbildung 2 zeigt die Schaltung der Überspannungsschutzdose VDÜ 2. Die aus nur wenigen Bauelementen bestehende Schaltung ist für die ab-Leitungen 1 und die ab-Leitungen 2 völlig identisch aufgebaut.

Bis auf die Induktivitäten L 1 bis L 4 besteht die Schaltung ausschließlich aus

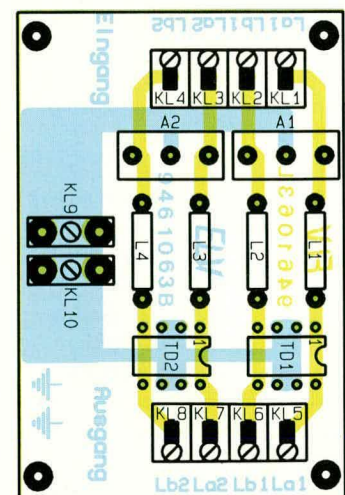


Ansicht der fertig  
aufgebauten Leiterplatte

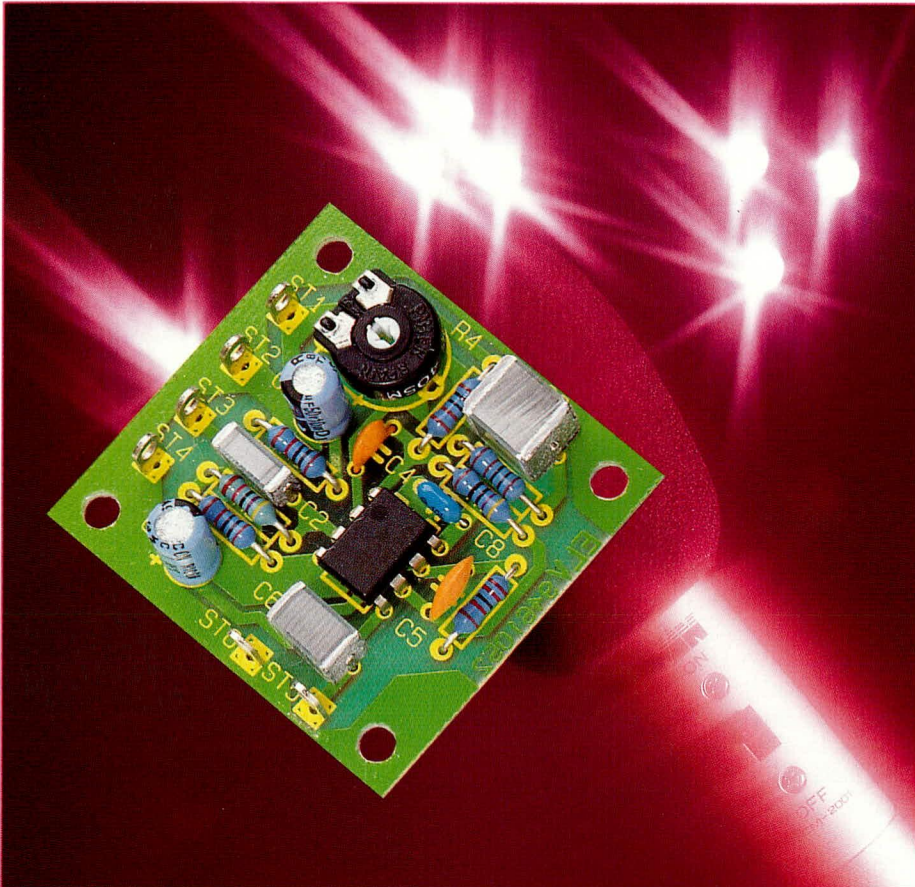
### Stückliste: Überspannungsschutz für Telefonanlagen

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

**Sonstiges:**  
Spule, 39µH ..... L1 - L4  
2 Schraubklemmleisten, 4polig, print  
2 Schraubklemmleisten, 1polig,  
Metall, print  
4 Knippingschrauben, 2,2 x 6,5mm  
1 Gehäuse



Bestückungsplan der Über-  
spannungsschutzdose VDÜ 2



# Rauscharmer Mikrofon- Vorverstärker

***Dynamische Mikrofone geben einen sehr geringen NF-Pegel ab. Um die guten Eigenschaften hochwertiger Mikrofone zu nutzen, ist ein besonders rauscharmer Vorverstärker erforderlich.***

## Allgemeines

Bei hochwertigen dynamischen Mikrofonen, die nur einen sehr geringen Signalpegel in der Größenordnung von 1 mV bei einem Schalldruck von 1 Pascal (Stimmen mit normaler Lautstärke in 1 m Entfernung) abgeben, werden extreme Anforderungen an den Vorverstärker gestellt. Neben der hohen Verstärkung ist besonders ein geringes Rauschen gefordert.

Wenn wir nun von einem idealen Vorverstärker ausgehen, ist erst einmal die Impedanz des Mikrofons für das Rauschen entscheidend. Moderne Mikrofone weisen üblicherweise eine Impedanz von 200 Ω auf. Bei 20 kHz-Bandbreite erzeugt dieser Widerstand nun eine Rauschspannung von

ca. 0,26 μV (Widerstandsrauschen), die grundsätzlich schon einmal vorhanden ist. Bezogen auf 1mV-Signalpegel am Ausgang des Mikrofons ist somit theoretisch ein maximaler Signal-Rauschabstand von ca. 72 dB erreichbar. Wird hingegen das Mikrofon nur noch mit einem Schalldruck von 0,2 Pascal besprochen, verringert sich der theoretisch erreichbare Signal-Rauschabstand auf ca. 58 dB.

Diese Betrachtung zeigt, daß der erreichbare Signal-Rauschabstand des Mikrofons entscheidend von der Besprechungslautstärke und vom Generatorinnenwiderstand abhängt. Bei einem relativ leisen Musikinstrument ist prinzipiell kein hoher Signal-Rauschabstand zu erreichen.

Das nächste Glied in der Kette ist der Mikrofon-Vorverstärker. Exzellente tech-

nische Daten können hier mit einfachen Transistorschaltungen nicht mehr erreicht werden. Selbst Standard-Operationsverstärker scheiden bei den geringen Signalpegeln wegen zu hohem Eigenrauschen aus. Hier hilft nur noch der Einsatz eines auf geringes Breitbandrauschen „getrimmten“ NF-Verstärker-ICs.

Operationsverstärker mit Feldeffekt-eingängen bringen aufgrund des niedrigen Generatorinnenwiderstandes keine Vorteile. Im Gegenteil, niederohmige Signalwege sorgen für eine bessere Störsicherheit und für erheblich geringeres Eigenrauschen.

Ein sehr rauscharmer, bipolarer Operationsverstärker ist der NE5532 von Philips. Dieses IC wurde speziell für den Einsatz in hochwertigen, professionellen Audiogeräten konzipiert und hat eine typische Rauschspannung von nur 5 nV/√Hz bei 1 kHz.

Wenn man zum Vergleich die Rauschspannung des rauscharmen FET-Operationsverstärkers TL070 bis TL 074 mit 18 nV/√Hz (ebenfalls bei 1 kHz) betrachtet, so ist dies ein sehr guter Wert.

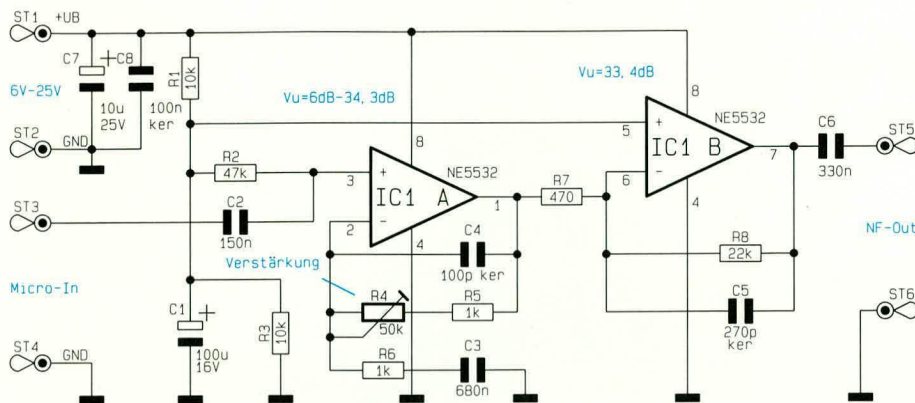
Neben dem geringen Rauschen wird vom Vorverstärker eine hohe Verstärkung gefordert. Um auf Normpegel von 775 mV zu gelangen, ist bei 1mV-Ausgangspegel des Mikrofons eine Verstärkung von ca. 58 dB erforderlich.

Des weiteren muß der Mikrofon-Vorverstärker eine hohe Übersteuerungsfestigkeit aufweisen, da bei hohen Besprechungslautstärken der Mikrofonpegel auch einige mV betragen kann.

Durch den Einsatz des zuvor bereits erwähnten rauscharmen OPs NE 5532 erfüllt der ELV-Mikrofon-Vorverstärker die vorstehenden Anforderungen in optimaler Weise. Die ausgezeichneten technischen Daten sind in Tabelle 1 aufgelistet. Sofern eine Trittschallunterdrückung nicht gewünscht wird, kann durch Erhöhen des Kondensators C 2 auf 680 nF und C 3 auf 10 μF die untere Grenzfrequenz auf unter 20 Hz verändert werden. Aufgrund typischer Anwendungen von dynamischen Mikrofonen im Sprach- und Gesangsbereich wird diese Veränderung üblicherweise jedoch nicht gewünscht sein.

**Tabelle 1: Technische Daten**

Versorgungsspannungsbereich:	..... 6 V - 25 V
Stromaufnahme (U <sub>B</sub> /9 V):	..... 7 mA
Eingangsspannung:	..... typ. 0,2 mV - 2 mV
Eingangsimpedanz:	..... >18 kΩ (typ. 40 kΩ)
Verstärkung (einstellbar):	..... 40 dB - 68 dB
Signal-Rauschabstand bei V <sub>U</sub> = 60 dB:	..... >60 dB
Bandbreite (-3dB):	250 Hz - 20 kHz



**Bild 1: Schaltbild des rauscharmen Mikrofon-Vorverstärkers**

## Schaltung

Die Schaltung des ELV-Mikrofon-Vorverstärkers ist in Abbildung 1 zu sehen. Das vom dynamischen Mikrofon kommende NF-Signal wird der Schaltung an ST 3 (Signalleitung) und ST 4 (Abschirmung) zugeführt. Das Signal wird dann von ST 3 kommend über C 2 auf den nicht-invertierenden Eingang des ersten OPs (IC 1 A) gegeben.

Über R 2 wird der Arbeitspunkt des Verstärkers auf halbe Betriebsspannung gelegt. Da der Eingangswiderstand des OPs bei typ. 300 k $\Omega$  liegt, wird durch R 2 auch die Eingangsimpedanz der Schaltung maßgeblich bestimmt.

Die Verstärkung der Stufe ist festgelegt durch das Verhältnis der Summe von R 4 + R 5 zu R 6 und kann zwischen 6 dB (2fach) und 33,4 dB (52fach) variiert werden.

durch das Verhältnis von R 7 zu R 8 bestimmt und beträgt ca. 33,4 dB. Auch bei dieser Stufe wird der Arbeitspunkt am nicht-invertierenden Eingang (Pin 5) auf halbe Betriebsspannung gelegt.

Die obere Grenzfrequenz dieser Stufe wurde mit C 5 auf ca. 27 kHz begrenzt. Insgesamt erhalten wir dann bei unserem Verstärker eine -3dB-Bandbreite von 250 Hz bis 20 kHz.

Über C 6 zur galvanischen Entkopplung wird das verstärkte Signal an ST 5 ausgekoppelt. Die Betriebsspannung von 6 V bis 25 V wird der Schaltung an ST 1 (+U<sub>B</sub>) und ST 2 (GND) zugeführt.

## Nachbau

Der Nachbau dieser kleinen Schaltung ist recht einfach durchführbar und in weniger als einer halben Stunde bewerkstelligt. Zuerst werden die Anschlußbeinchen der

7 Widerstände ca. 1 mm hinter dem Gehäuseaustritt abgewinkelt. Dann werden die Beinchen durch die zugehörigen Bohrungen geführt, an der Lötseite leicht angewinkelt und festgelötet. Die überstehenden Drahtenden sind, wie auch bei allen nachfolgenden Bauelementen, so kurz wie möglich abzuschneiden.

Danach werden die 3 Folienkondensatoren und die 3 Keramik-Scheibenkondensatoren eingelötet.

Im Anschluß hieran erfolgt das Einsetzen der Elkos C 1 und C 7, wobei unbedingt die richtige Polarität zu beachten ist.

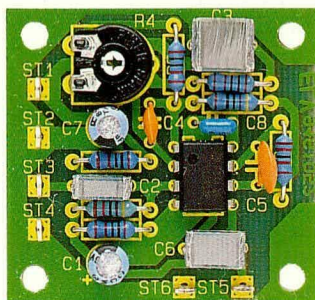
Nach dem Einlöten des Trimmers R 4 in liegender Position wird der Doppel-Operationsverstärker so eingesetzt, daß die Gehäusekerbe des Bauelements mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Die 6 Lötstifte mit Öse sind vor dem Festlöten stramm in die zugehörigen Bohrungen der Platine zu pressen.

Der typische Anwendungsfall dieser kleinen Schaltung ist der Einbau in einen bestehenden Verstärker ohne Mikrofoneingang.

Aufgrund der geringen Stromaufnahme von nur 7 mA bei U<sub>B</sub> = 9 V und des großen Versorgungsspannungsbereichs kann zur Spannungsversorgung in der Regel leicht eine geräteinterne Betriebsspannung „angezapt“ werden.

Zum Anschluß des Mikrofons wird üblicherweise eine 6,3mm-Klinkenbuchse in die Rückwand des Gerätes gebaut, die über eine abgeschirmte Leitung mit dem Eingang der Schaltung verbunden wird.



**Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte**

Während C 4 die obere Grenzfrequenz der Stufe beeinflusst und gleichzeitig zur Schwingneigungsunterdrückung dient, bewirkt C 3 die gleichspannungsmäßige Entkopplung des Rückkopplungszweiges.

Die durch R 6 und C 3 bestimmte untere Grenzfrequenz der Stufe beträgt ca. 250 Hz. Durch die relativ hohe untere Grenzfrequenz (-3 dB) von 250 Hz ist eine wirksame Trittschallunterdrückung realisiert.

Die Verstärkung des nachgeschalteten, invertierenden Operationsverstärkers wird

## Stückliste: Mikrofon-Vorverstärker

### Widerstände:

470 $\Omega$ .....	R7
1k $\Omega$ .....	R5, R6
10k $\Omega$ .....	R1, R3
22k $\Omega$ .....	R8
47k $\Omega$ .....	R2
PT10, liegend, 50k $\Omega$ .....	R4

### Kondensatoren:

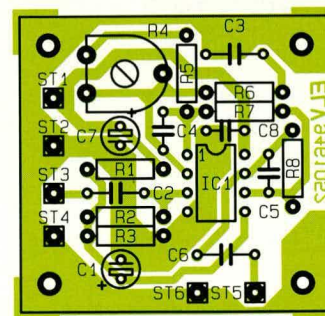
100pF/ker .....	C4
270pF/ker .....	C5
100nF/ker .....	C8
150nF .....	C2
330nF .....	C6
680nF .....	C3
10 $\mu$ F/25V .....	C7
100 $\mu$ F/16V .....	C1

### Halbleiter:

NE5532 .....	IC1
--------------	-----

### Sonstiges:

6 Lötstifte mit Lötöse

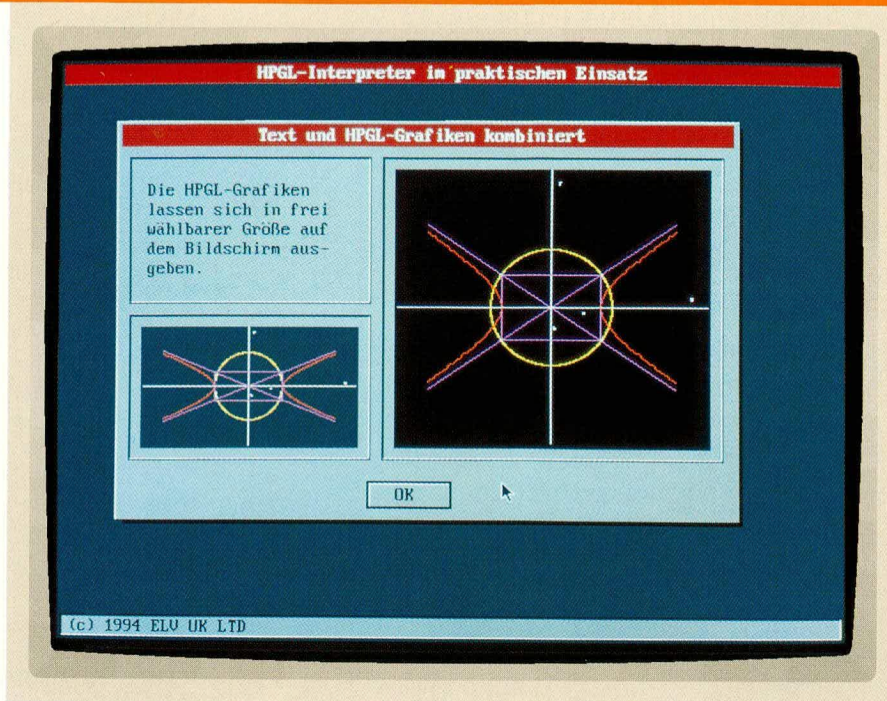


**Bestückungsplan des Mikrofon-Vorverstärkers**

Das Ausgangssignal unseres Mikrofonvorverstärkers (ST 5) wird dann über eine abgeschirmte Leitung auf den gewünschten Eingang des Verstärkers geführt.

Besonders wichtig ist auch, daß der Einbau nicht in „störstrahlungsverseuchter Umgebung“ wie z. B. in der Nähe des Netzteils erfolgt (Brummeinstreuung). Der erforderliche Sicherheitsabstand zu netzspannungsführenden Teilen ist unbedingt einzuhalten. Sämtliche VDE- und Sicherheitsvorschriften sind sorgfältig zu beachten.





# HPGL-Interpreter

*Die frei skalierbare Ausgabe von beliebigen HPGL-Dateien auf dem Bildschirm ermöglicht diese Unit für Turbo Pascal.*

## Allgemeines

Für den Datenaustausch und die Ausgabe von Grafiken haben sich verschiedene Beschreibungssprachen herausgebildet. Die Ausgabe auf Plottern erfolgt dabei in der Regel über das Dateiformat HPGL (Hewlett Packard Graphics Language).

Häufig besteht der Wunsch, diese Grafiken auch in eigenen Programmen auf dem Bildschirm auszugeben. Eine Realisierung erweist sich jedoch durch den großen Sprachumfang und die zum Teil sehr komplexen Parameter als äußerst schwierig und zeitaufwendig.

Für Turbo Pascal ab Version 6.0 steht daher nun eine Unit zur Verfügung, welche die frei skalierbare Bildschirmausgabe von HPGL-Dateien ermöglicht. Hierbei läßt sich eine Grafik beispielsweise ergänzend zu anderen Beschreibungen oder bildschirmfüllend darstellen. Der HPGL-Interpreter unterstützt dabei den Standard-Befehlssatz sowie die Spracherweiterung HPGL/2.

## Aufruf

Die Ausgabe einer HPGL-Datei auf dem Bildschirm erfolgt mit Hilfe der Grafikbibliothek von Turbo Pascal. Für den Aufruf des HPGL-Interpreters muß der Grafik-

modus eingeschaltet sein. Hierzu ist der entsprechende BGI-Treiber, z.B. für eine VGA-Grafikkarte erforderlich.

Die Einbindung in eigene Programme ist denkbar einfach. Nach dem Zufügen der Units in die Uses-Liste kann eine HPGL-Datei durch den Befehl „Show\_HPG\_File“ an einer beliebigen Position mit frei festlegbarer Größe auf dem Bildschirm ausgegeben werden. Als Parameter werden der Name der HPGL-Datei, die horizontale und vertikale Position sowie die Breite und Höhe übergeben. Zusätzlich kann entschieden werden, ob für die Grafik eine automatische Anpassung an das Ausgabefenster erfolgen soll.

Bei fehlerfreier Ausführung wird der Wert „0“ zurückgegeben, anderenfalls die Position in der Datei, an der durch den Interpreter eine Unstimmigkeit festgestellt wurde.

## Funktionsweise

Eine große Schwierigkeit bei der korrekten Ausgabe einer beliebigen HPGL-Datei liegt vor allem in der nicht bekannten Ausdehnung (Skalierung) der Grafik. Dies führt häufig dazu, daß eine Grafik beispielsweise viel zu groß oder viel zu klein dargestellt wird.

Der HPGL-Interpreter analysiert die angegebene HPGL-Datei daher auf Wunsch vor der Darstellung auf dem Bildschirm,

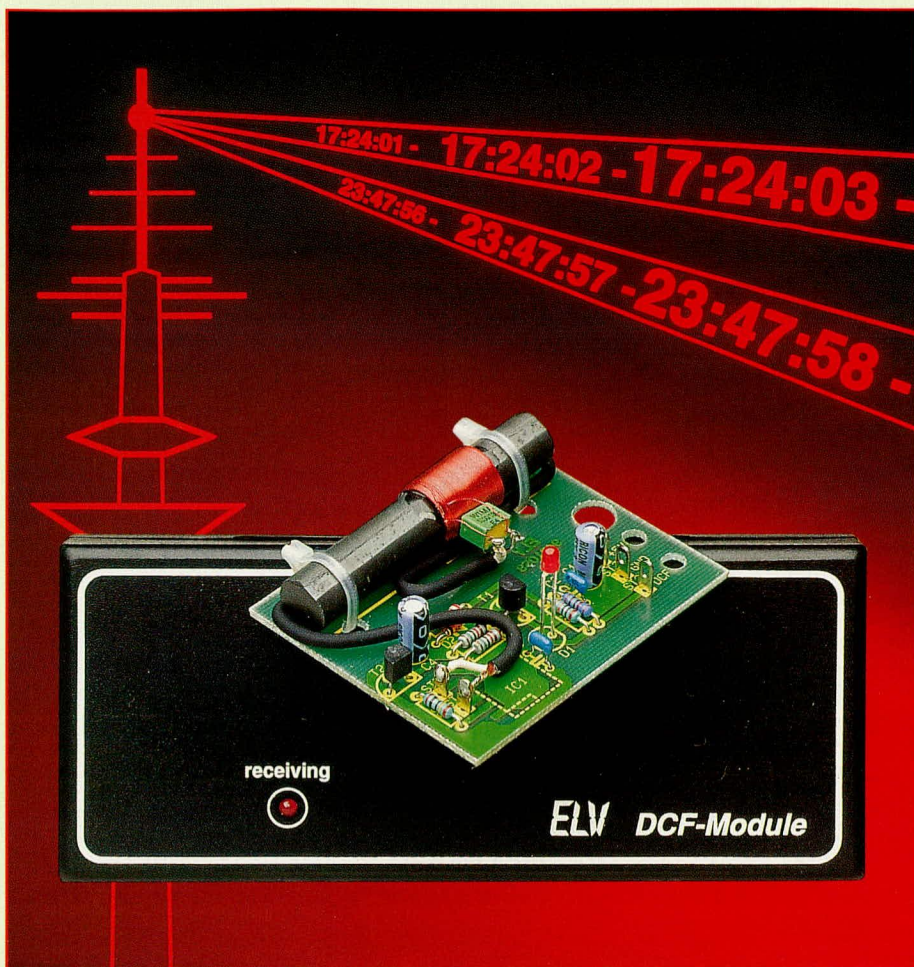
um die Skalierung in der gewünschten Weise anzupassen. Dieser Vorgang benötigt natürlich zusätzliche Zeit. Liegt die HPGL-Grafik jedoch bereits in der benötigten Skalierung vor, dann kann die automatische Skalierung auch ausgeschaltet werden.

## Einschränkungen

Der HPGL-Interpreter unterstützt den gesamten Befehlssatz der Beschreibungssprache HPGL und der Erweiterung HPGL/2 und ermöglicht somit die Ausgabe von beliebigen HPGL-Dateien. Lediglich bei der Darstellung von Texten ist eine originalgetreue Darstellung nicht immer möglich. Dies resultiert aus den Limitierungen bei der Ausgabe von skalierbaren Schriften unter der Grafikbibliothek von Turbo Pascal.

Die Unterschiede sind jedoch in der Regel so gering, daß sie häufig nur bei einem direkten Vergleich mit der Originalvorlage wahrgenommen werden können.

Durch die einfache Handhabung und die Leistungsfähigkeit des HPGL-Interpreters ist die Ausgabe von HPGL-Dateien nun auch in eigenen Programmen problemlos möglich. Eine sehr zeitaufwendige Eigenentwicklung entfällt somit, wodurch das Augenmerk vollständig auf die eigentliche Programmentwicklung gelenkt werden kann. **ELV**



## DCF-Zeitcodierung

Der Dauerträger des DCF-Senders senkt im Sekundentakt für 100 ms oder 200 ms die Amplitude der Trägerfrequenz auf 25 % ab, was einer einfachen AM-Modulation entspricht. Die Länge dieser sogenannten Sekundenmarken überträgt in codierter Form das Zeitlegramm.

Eine Absenkung des Trägers um 100 ms entspricht dabei einem logischen Low-Pegel (0), während ein logischer High-Pegel (1) mit einer Absenkung von 200 ms codiert ist.

Wegen der besseren Übersichtlichkeit werden wir im weiteren Verlauf dieses Artikels die Pegelbezeichnungen 0 und 1 verwenden.

In jeder 59. Sekunde wird die Absenkung nicht vorgenommen, so daß damit eine eindeutige Zuordnung des Minutenanfangs möglich ist. Die neue Sekunde beginnt (mit Ausnahme der 59. Sekunde) jeweils mit dem Absenken des 77,5 kHz-Trägers. Abbildung 1 zeigt anhand eines Beispiels die Trägersignalamplitude.

In dem jeweils einminütigen Zeitlegramm ist die Zeit (Stunde, Minute) der nächstfolgenden Minute sowie das komplette Datum und der jeweilige Wochentag codiert. Tabelle 1 zeigt die Bedeutung der 59 Bits, die pro Minute versandt werden.

Die Synchronisation des Sekundenzählers erfolgt mit Ausbleiben der Absenkung der 59. Minute. Die nächste Absenkung ist immer 100 ms lang (Low-Pegel). Für die Sekundenzählung eines DCF-Decoders läßt sich am einfachsten ein Sekundenzähler einsetzen, der bei jedem Absenken der Trägerfrequenz um 1 erhöht und mit der Minutenmarkierung wieder auf 0 gesetzt wird.

Die Bits 1 bis 14 sind nicht belegt und können für die Decodierung ignoriert werden.

Bit 15 zeigt durch einen High-Pegel an, daß zur Zeit die Reserveantenne des DCF 77-Senders aktiv ist. Im Normalfall ist dieses Bit auf „low“ (100 ms) gesetzt.

Bit 16 wird eine Stunde bevor die Zeitumstellung von Sommer- auf Winterzeit bzw. umgekehrt erfolgt auf „high“ gesetzt

# DCF-Empfangstechnik

**Die DCF-Empfangstechnik in ihren wesentlichen Zügen beschreibt der vorliegende Artikel mit anschließender Vorstellung eines modernen DCF-Empfangsmoduls.**

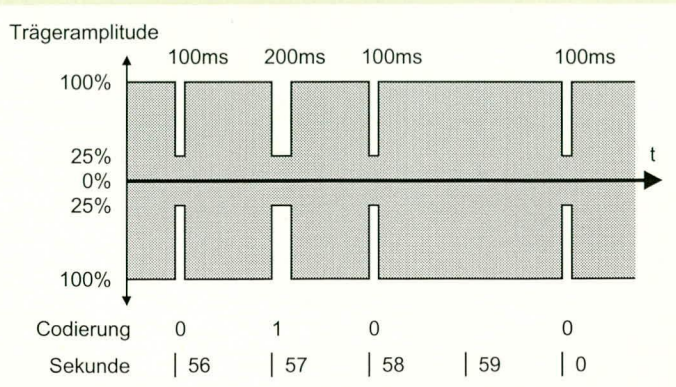
## Allgemeines

Für viele Anwendungen und Geräte, wie Heizungs- und Rolladensteuerung, Klimaanlagen und die elektronische Datenverarbeitung, ist es auch aus Gründen der Bedienungsvereinfachung wichtig, die exakte Zeitinformation zu erhalten. Man denke nur an das zweimal jährliche Umstellen der Sommer- und Winterzeit oder auch an kalendarische Besonderheiten wie Schaltsekunde und Schaltjahr.

Die günstigste Art, eine sehr genaue Zeitinformation zu erhalten, ist die Benutzung des Zeitzeichensignals, welches von der Physikalisch Technischen Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig zur Verfügung gestellt wird. Dort befinden sich sehr genaue Atomuhren, die eine Abweichung von maximal 1 µsek pro Jahr garantieren.

Der zugehörige Zeitzeichensender mit der Bezeichnung DCF 77, die sich von der

Trägerfrequenz 77,5 MHz ableitet, steht in Mainflingen, ca. 25 km südöstlich von Frankfurt am Main gelegen. Dieser Langwellensender hat, bedingt durch die niedrigere Trägerfrequenz von 77,5 kHz, eine Reichweite von ca. 1.500 km bis 2.000 km, wobei, bedingt durch geologische Gegebenheiten oder auch industrielle Störquellen, diese Reichweite vermindert sein kann.



**Bild 1:**  
Amplitudenmodulator des 77,5kHz-Trägers

Tabelle 1:  
Zeittelegramm des DCF 77

Bit	Bedeutung	Wertigkeit
0	Minutenbeginn Low (0)	–
1	nicht belegt	–
2	nicht belegt	–
3	nicht belegt	–
4	nicht belegt	–
5	nicht belegt	–
6	nicht belegt	–
7	nicht belegt	–
8	nicht belegt	–
9	nicht belegt	–
10	nicht belegt	–
11	nicht belegt	–
12	nicht belegt	–
13	nicht belegt	–
14	nicht belegt	–
15	Reserveantenne	–
16	Zeitumstellung Ankündigung	–
17	Zeitzonebit 1	–
18	Zeitzonebit 2	–
19	Schaltsekunde Ankündigung	–
20	Telegrammbeginn High (1)	–
21	Minute Einer	1
22	Minute Einer	2
23	Minute Einer	4
24	Minute Einer	8
25	Minute Zehner	1
26	Minute Zehner	2
27	Minute Zehner	4
28	Prüfbit 1	–
29	Stunde Einer	1
30	Stunde Einer	2
31	Stunde Einer	4
32	Stunde Einer	8
33	Stunde Zehner	1
34	Stunde Zehner	2
35	Prüfbit 2	–
36	Kalendertag Einer	1
37	Kalendertag Einer	2
38	Kalendertag Einer	4
39	Kalendertag Einer	8
40	Kalendertag Zehner	1
41	Kalendertag Zehner	2
42	Wochentag	1
43	Wochentag	2
44	Wochentag	4
45	Monat Einer	1
46	Monat Einer	2
47	Monat Einer	4
48	Monat Einer	8
49	Monat Zehner	1
50	Jahr Einer	1
51	Jahr Einer	2
52	Jahr Einer	4
53	Jahr Einer	8
54	Jahr Zehner	1
55	Jahr Zehner	2
56	Jahr Zehner	4
57	Jahr Zehner	8
58	Prüfbit 3	–
59	keine Austastung	–

und mit der Zeitumstellung wieder zurückgesetzt.

Die Zeitangaben beziehen sich auf die UTC-Zeit (universal time coordinated). Bezogen auf die UTC-Zeit eilt die mitteleuropäische Zeit (MEZ) um eine Stunde vor, während die mitteleuropäische Sommerzeit (MESZ) um 2 Stunden voreilt. Diese Differenz wird in den beiden Zeitzonebits 17 und 18 ausgedrückt, wobei 17 die niedrigere und 18 die höhere Wertigkeit hat. Tabelle 2 verdeutlicht diese Zusammenhänge.

Während der MEZ ist demnach Bit 17 „high“ und Bit 18 „low“, während bei der Sommerzeit (MESZ) der Abstand zur UTC 2 Stunden beträgt und somit Bit 17 „0“ und Bit 18 „1“ ist.

Bit 19 hat eine ähnliche Funktion wie Bit 16 und kündigt eine bevorstehende Schaltsekunde an.

Das eigentliche Zeit- und Datumstelegramm ist in den Bits 20 bis 58 codiert.

Für die Einerstellen der Zeit und Datuminformationen sind jeweils 4 Bit, während für die Zehnerstellen nur 3 oder 2 Bit erforderlich sind (siehe Tabelle 1). Die Zahlendarstellung der Zeit- und Datuminformationen erfolgt im Binärformat (BCD-Code), d. h. die dezimale 8 wird als 1000B übertragen. Für die Jahreszahl werden nur die Einer- und Zehnerstelle übertragen, so daß das Decodierprogramm die Hunderter- und Tausenderstelle der Jahreszahl ergänzen muß.

Die Bits 42 bis 44 geben in binärer Schreibweise den Wochentag an. Tabelle 3 zeigt die Zusammenhänge zwischen der Wochentagsnumerierung und der Bezeichnung.

Tabelle 2: Zuordnung der Zeitzonebits 1 und 2

Zeitzonebit		UTC+	
2	1		
0	0	0	
0	1	1	MEZ
1	0	2	MESZ
1	1	3	

Tabelle 3:

Zuordnung der Wochentagsnumerierung und Bezeichnung zueinander

Nummer des Wochentags	Name des Wochentags	Abkürzung
1	Montag	Mo
2	Dienstag	Di
3	Mittwoch	Mi
4	Donnerstag	Do
5	Freitag	Fr
6	Samstag/ Sonnabend	Sa
7	Sonntag	So

nung in Lang- bzw. Kurzform.

Das Prüfbit 1 ergänzt die Bits 21 bis 27 auf gerade Parität, d. h. es werden die High-Bits 21 bis einschließlich 28 addiert, deren Ergebnis muß dann eine gerade Zahl ergeben.

Das Prüfbit 2 ergänzt die Parität von Bit 29 bis 34, während Prüfbit 3 für die Parität der Bits 36 bis 57 zuständig ist. Diese Prüfbits sind ein erstes Überprüfungs-kriterium für ein DCF-Empfangsprogramm, welches damit zunächst auf einfache Weise die Konformität der empfangenen Daten überprüfen kann. Für eine fehlerfreie DCF-Decodierung sind allerdings noch weitere Maßnahmen wie beispielsweise eine mitlaufende Softwareuhr notwendig.

In unregelmäßigen Zeitabständen muß eine Schaltsekunde eingelegt werden. Dies ist dadurch bedingt, daß sich die Erde nicht genau einmal in 24 h um sich selbst dreht. Auf die koordinierte Weltzeitskala UTC bezogen, wird diese Korrektur zum Ende der letzten Stunde des 31. Dezember oder 30. Juni vorgenommen. In Mitteleuropa muß die Schaltsekunde daher am 1. Januar um 1.00 Uhr MEZ oder am 1. Juli um 2.00 Uhr MESZ eingeschoben werden.

Da die Zeitählung in diesen Fällen praktisch um eine Sekunde anhält, werden zu den genannten Zeiten nicht wie üblich 60 Sekunden (59 Sekundenmarken), sondern 61 Sekunden (60 Sekundenmarken) gesendet.

**DCF-Empfangsmodul**

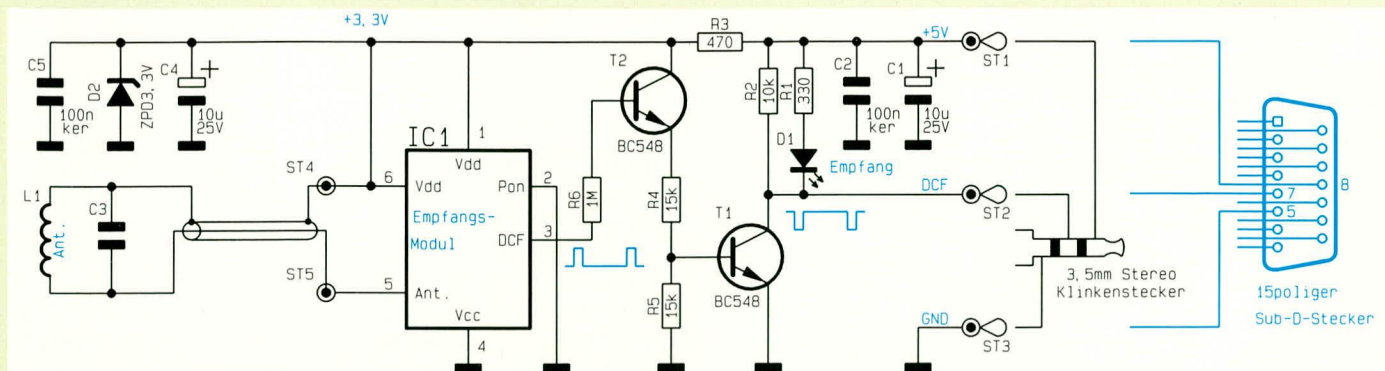
Für die DCF-Decodierung ist ein neuartiger DCF-Empfänger entwickelt worden, der auf einer besonders kleinen 10 mm x 10,5 mm Leiterplatte integriert ist. Für den Betrieb ist neben der Versorgungsspannung lediglich eine Ferrit-Antenne notwendig.

**Schaltung**

In Abbildung 2 ist das Schaltbild des DCF-Empfängers dargestellt.

Das DCF-Modul IC 1 enthält einen kompletten, schmalbandigen, störfesten Geradenempfänger mit Quarzfilter und automatischer Verstärkungsregelung zum Empfang des Zeitzeichensenders DCF 77. Die Verbindung mit einer Ferrit-Antenne wird über die Platinenanschlußpunkte ST 4 und ST 5 und eine kurze abgeschirmte Leitung hergestellt.

Die über ST 1 angelegte Versorgungsspannung wird zunächst über die Kondensatorgruppe C 1 und C 2 gesiebt. Die Z-Diode D 2 stabilisiert über R 3 die Versorgungsspannung für IC 1 auf ca. 3,3 V. Der Ausgang Pin 3 von IC 1 enthält bereits das demodulierte DCF-Signal. Während der Trägerabsenkung (100 bzw. 200 ms) führt dieser Ausgang High-Pegel (ca. 3 V).



**Bild 2: Schaltbild des DCF-Empfängers**

Die Verzögerung des Ausgangssignals gegenüber der Senderaustattung liegt bei maximal 60 ms. Für die 100ms-Trägerabsenkung (Low-Pegel) ist eine Ausgangsimpulsbreite von mindestens 60 ms angegeben, während für die 200ms-Trägerab-

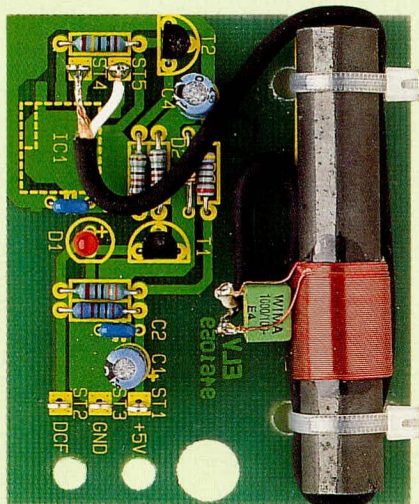
vorgestellte PC-DCF-Funkuhr anschließen.

### Nachbau

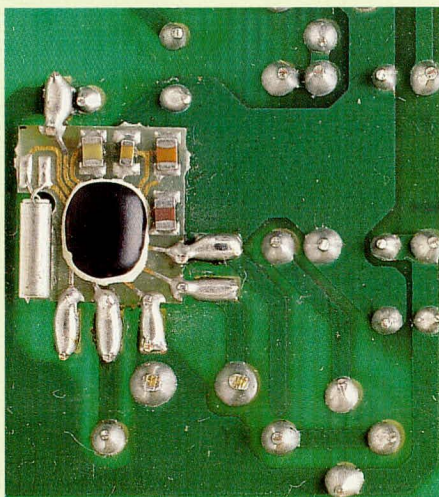
Das Empfangsmodul ist auf einer 53 mm x 64 mm großen einseitigen Leiterplatte

untergebracht, auf deren Lötseite zum Abschluß der Aufbauarbeiten das DCF-Empfangsmodul IC 1 aufgebracht wird.

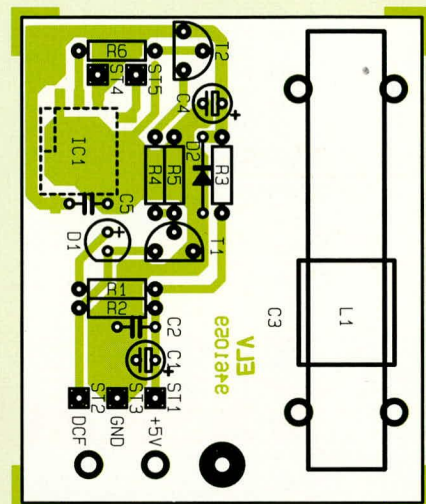
Anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste sind zunächst die Bauteile auf die Platine zu setzen und auf der Leiter-



**Ansicht der Bestückungsseite des DCF-Empfängers**



**Ansicht der Lötseite mit dem aufgelöteten DCF-Empfangsmodul**



**Bestückungsplan des DCF-Empfängers**

senkung (High-Pegel) die Ausgangsimpulsbreite bei mindestens 150 ms liegt.

Über den Widerstand R 6, den nachgeschalteten Stromverstärker T 2 und den Widerstand R 4 wird der als Inverter geschaltete Transistor T 1 angesteuert, an dessen Kollektor das invertierte DCF-Signal liegt. Die Leuchtdiode D 1 mit dem vorgeschalteten Widerstand R 1 dient zur optischen Kontrolle des Empfangs, während der Widerstand R 2 bei hochohmigem Transistor T 1 einen sicheren High-Pegel garantiert.

An den Platinenanschlußpunkten ST 1 bis ST 3 läßt sich über ein 3adriges Anschlußkabel (2 Adern + Abschirmung) ein 3,5mm-Klinkenstecker anschließen, zur individuellen Weiterverwendung.

Im „ELVjournal“ 1/95 wird ein DCF-Decoder vorgestellt, der mit einer entsprechenden Stereo-Klinkenbuchse ausgestattet ist.

Alternativ läßt sich die Schaltung auch über einen 15poligen Sub-D-Stecker an die im „ELVjournal“ 6/93, Seite 38 bis 41

### Stückliste: DCF-Empfangstechnik

#### Widerstände:

330Ω	R1
470Ω	R3
10kΩ	R2
15kΩ	R4, R5
1MΩ	R6

#### Halbleiter:

Empfangs-Modul	IC1
BC548	T1, T2
ZDP3,3V	D2
LED, 3mm, rot	D1

#### Kondensatoren:

100nF/ker	C2, C5
10µF/25V	C1, C4

#### Sonstiges:

Ferrit-Antenne mit Kondensator, abgeglichen	L1
22 cm abgeschirmte Leitung, 1adrig	
3 m abgeschirmte Leitung, 2adrig	
3 Kabelbinder	
1 Stereo-Klinkenstecker, 3,5 mm	
5 Lötstifte mit Lötöse	
1 Softline-Gehäuse	

bahnseite zu verlöten. Die 3mm-LED wird in einem Abstand von 16 mm zwischen LED-Unterseite und Leiterplattenoberseite eingelötet.

Danach erfolgt das Anschließen der abgeschirmten Leitung an die Platinenanschlußpunkte ST 4 und ST 5 sowie an den Kondensator C 3, der bereits vormontiert ist. Diese Zuleitung darf keinesfalls gekürzt werden, da die Kapazität der Zuleitung zusammen mit der Ferrit-Antenne bereits vorabgeglichen ist.

Die Leitungsführung des Anschlußkabels ist unkritisch und kann auch neben bzw. unterhalb der Ferrit-Antenne verlaufen. Je ein Kabelbinder befestigt die Ferrit-Antenne auf der Leiterplatte.

Das komplette Empfangsmodul ist auf einer 10 mm x 10,5 mm „großen“ Leiterplatte fertig aufgebaut und wird zum Abschluß der Bestückungsarbeiten auf die Lötseite der Leiterplatte zunächst aufgeklebt und anschließend mit kurzen Drahtabschnitten, die z. B. von den zuvor eingelöteten Widerständen abgeschnitten wur-

den, gemäß nebenstehender Abbildung verlötet.

Nach Abschluß der Aufbauarbeiten ist für die Inbetriebnahme die 5V-Versorgungsspannung an die dafür vorgesehenen Pins anzulegen. Bei korrektem Empfang muß die Leuchtdiode D 1 in sekundlichem Abstand kurz (100 ms bzw. 200 ms) aufblincken.

Als dann ist die Leiterplatte in das Gehäuse einzulegen und nach Anbringen der Anschlußleitung sowie Festziehen des Kabelbinders für die Zugentlastung zu verschrauben.

Soll das DCF-Modul an einer Wand oder ähnlichem befestigt werden, sind dazu an geeigneter Stelle in der Unterhalbschale 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 am Main steht, erhält. Hierauf gehen wir im folgenden Kapitel noch näher ein.

---

## Senderempfang

---

Das DCF-Empfangsmodul ist mit einer sehr guten Empfangsantenne und -elektronik ausgerüstet, wodurch der DCF-Synchronbetrieb unter praktisch allen normalen Einsatzbedingungen 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 besondere Ausrichtung der Antenne bei großen Entfernungen zu dem in der Nähe von Frankfurt liegenden DCF-Sender. 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 horizontalpolarisierte 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 Mindestwinkel 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 darf ein Empfänger bzw. dessen Antenne nicht durch dichte Metallgitter abgeschirmt werden (Faradayscher Käfig). So kann es z. B. zu Empfangsproblemen kommen, wenn das Gerät in einem dichten Stahlbetonbau betrieben wird oder 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 Computernähe erfolgen.

Im Normalfall ist aufgrund der hochwertigen Empfangsschaltung ein zuverlässiger Betrieb in einem Umkreis von 1500 bis 2000 km von Frankfurt garantiert. 



# Kaskadierbarer



# 8-Bit-Vergleicher

*Ein einfacher Baustein vergleicht die Informationen von 8 Datenbits mit der Einstellung von 2 Hex-Schaltern. Durch Kaskadierung mehrerer dieser kleinen Schaltungen lassen sich auch umfangreiche Adreß- und Daten-Decoder aufbauen.*

## Allgemeines

Bei der Entwicklung und Instandsetzung von elektronischen Komponenten, besonders in Mikroprozessor-Systemen, besteht oft das Erfordernis, auf bestimmte digitale Zustände bzw. Ereignisse zu reagieren.

Die hier vorgestellte kleine Schaltung vergleicht beliebige 8-Bit-Dateninformationen mit dem über 2 Hex-Schalter eingestellten 8-Bit-Wert. Der Vergleicherausgang wird aktiviert, sobald die an den Hex-Schaltern eingestellte Bit-Kombination mit der an den Anschlüssen D 0 bis D 7 übereinstimmt. Die Aktivierung des TTL-Ausganges wird von einer 3mm-Leuchtdiode angezeigt und kann für beliebige Meß- und

Steuerungsaufgaben weiter verwendet werden.

Für den Aufbau von größeren Decodern lassen sich mehrere dieser Einheiten kaskadieren, so daß der Ausgang des letzten 8-Bit-Vergleichers nur aktiv ist, wenn alle logischen Pegel der Anschlußleitungen mit den Einstellungen der Hex-Schalter übereinstimmen.

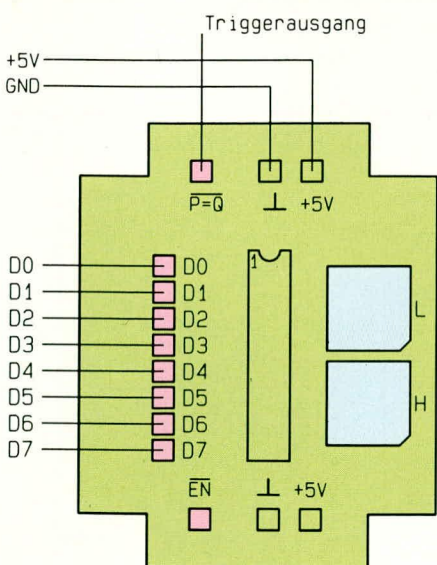
**Bedienung und Funktion**

Die 8 zu überprüfenden Datenbits sind direkt an die Anschlüsse D 0 bis D 7 der Platine anzuschließen. Nicht verwendete Eingänge sind jeweils fest mit Low-Pegel (Verbindung mit Masse) zu beaufschlagen, damit die Funktionsweise des Vergleichers erhalten bleibt.

Weiterhin benötigt die Schaltung eine 5V-Versorgungsspannung, die an ST 11 und ST 13 oder ST 12 und ST 14 anzuschließen ist und im allgemeinen der zu überprüfenden Schaltung entnommen werden kann. Abbildung 1 zeigt den Anschluß der Schaltung.

Die 8-Bit-Kombination, auf die reagiert werden soll, ist über die beiden 16-Bit-Hex-Schalter S 1 und S 2 einzustellen. Abbildung 2 zeigt die Zuordnung der Binärkombination der Eingänge D 0 bis D 3 bzw. D 4 bis D 7 zu den 16 Schalterstellungen. Soll nun beispielsweise auf 17H reagiert werden, so ist der Schalter S 2 (höherwertiges Nibble) auf „1“ einzustellen, während das niederwertige Nibble S 1 in unserem Beispiel auf „7“ einzustellen ist.

Der Pegel des Vergleicherausgangs  $P = Q$  (ST 1) wird auf Low-Pegel wechseln, sobald an den Vergleichereingängen D0 bis D 7 die Bit-Kombination 00010111 anliegt. Zusätzlich zeigt die Leuchtdiode



**Bild 1: Anschluß des 8-Bit-Vergleichers an die zu überprüfende Schaltung**

D 1 diesen aktiven Zustand an. Bei allen anderen Bit-Kombinationen führt der Vergleicherausgang High-Pegel.

Für eine 16-Bit-Adreßdecodierung sind 2 dieser Bausteine zu kaskadieren. Abbildung 3 zeigt beispielhaft den Anschluß von 2 kaskadierten 8-Bit-Vergleichern an einen 16-Bit-Adreßbus, um die Decodierung auf eine bestimmte Adresse zu ermöglichen. Der Anschluß der unteren 8 Adreßleitungen erfolgt gemäß Abbildung 2 an D 0 bis D 7 des ersten Bausteins, während die höherwertigen Adressen an D 0 bis D 7 des zweiten Bausteins anzuschließen sind.

Die Versorgungsspannung läßt sich von Baustein zu Baustein weiterverbinden. Für die Kaskadierung ist es weiterhin notwendig, den  $P=Q$ -Ausgang des ersten Vergleichers mit dem  $\bar{E}N$ -Eingang des zweiten Decoders zu verbinden. Hierdurch wird der zweite Vergleichers erst freigegeben, wenn der erste Vergleichers eine Übereinstimmung an den Vergleichereingängen feststellt.

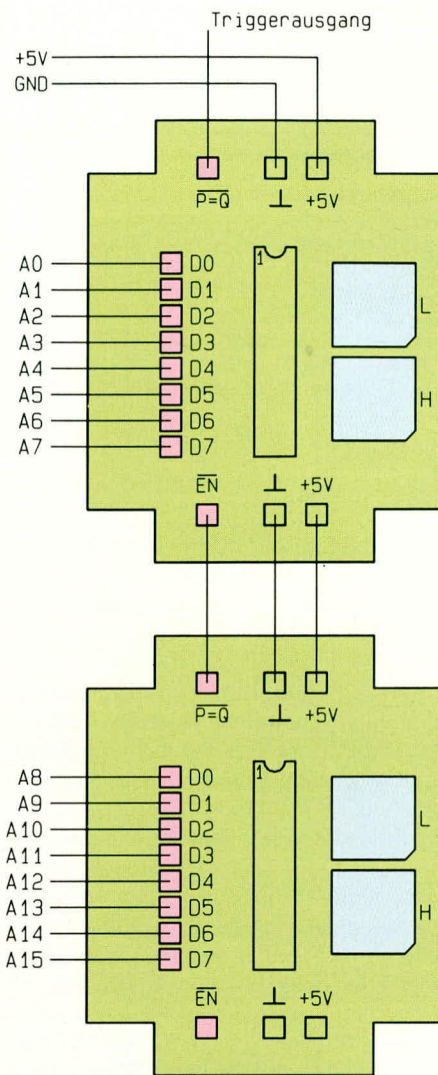
Bei den Messungen ist allerdings zu beachten, daß eine sehr kurze Ansteuerung der Leuchtdiode D 1 zwar angezeigt, aber durch die Trägheit des Auges nicht wahrgenommen wird. Deshalb sollte die Auswertung des Ausganges bei schnell veränderlichen Daten, wie bei Mikroprozessorsystemen häufig auftretend, mit einem geeigneten Hilfsmittel (z. B. Oszilloskop) weiter verfolgt werden.

**Schaltung**

Abbildung 4 zeigt die Schaltung des kaskadierbaren 8-Bit-Vergleichers. Zentraler Bestandteil ist der 8-Bit-Vergleicher IC 1 vom Typ 74LS688, der die logischen Pegel an den P-Eingängen mit den Pegeln

D7	D6	D5	D4	S2
D3	D2	D1	D0	S1
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	1	6
1	0	0	0	7
1	0	0	1	8
1	0	1	0	9
1	0	1	1	A
1	1	0	0	B
1	1	0	1	C
1	1	1	0	D
1	1	1	1	E
1	1	1	1	F

**Bild 2: Zuordnung der Eingangskombinationen zu den 16 Schalterstellungen pro Nibble**



**Bild 3: Anschluß zweier kaskadierbarer 8-Bit-Vergleicher an einen 16-Bit-Adreßbus**

der zugehörigen Q-Eingänge vergleicht. Nur wenn die logischen Pegel der zueinandergehörenden Eingänge miteinander übereinstimmen und zusätzlich der Freigabeingang  $\bar{E}N$  (Pin 1) Low-Pegel führt, ergibt sich am Vergleicherausgang  $P = Q$  (Pin 19) ein Low-Pegel. In allen anderen Fällen bleibt der  $P=Q$ -Pin auf High-Pegel.

Dieser Ausgang treibt im aktiven Zustand über den Vorwiderstand R 1 die Low-Current-Leuchtdiode D 1 und zeigt somit optisch das Vergleichergebnis an.

Der Freigabeeingang  $\bar{E}N$  (Pin 1) des integrierten Bausteins wird über den Pull-down-Widerstand R 2 auf Low-Pegel gelegt, so daß im Normalfall (keine Kaskadierung) dieser Eingang bereits aktiv geschaltet ist. Bei Kaskadierung mehrerer 8-Bit-Vergleicher ist der  $P = Q$ -Ausgang der vorhergehenden Schaltung mit dem  $\bar{E}N$ -Eingang der nachfolgenden Schaltung zu verbinden, so daß der nachgeschaltete Schaltungsteil seinen Ausgang nur aktiviert, wenn auch der vorgeschaltete Vergleichers die Freigabe erlaubt.

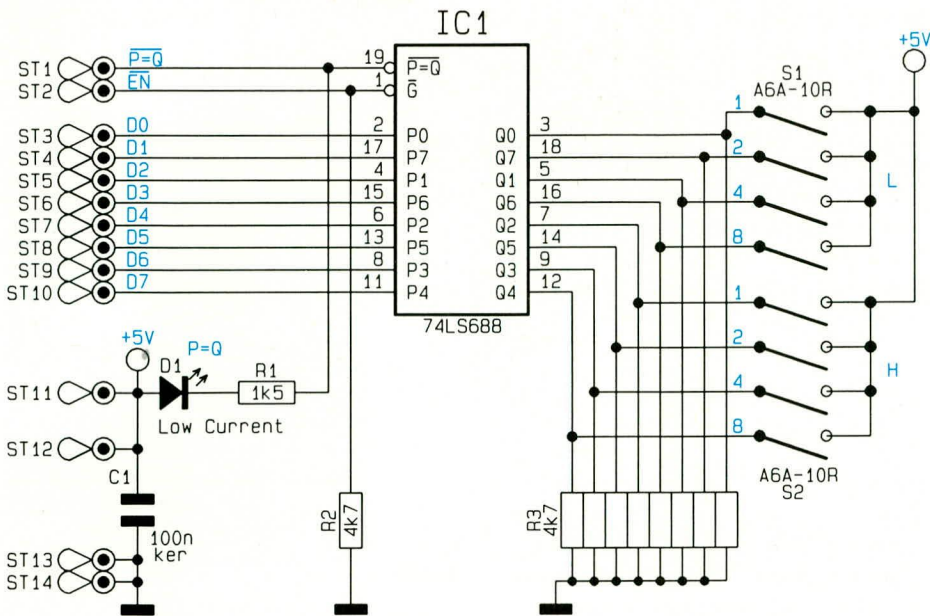


Bild 4: Schaltbild des kaskadierbaren 8-Bit-Vergleichers

ordnung der einzelnen Vergleichers zu der Wertigkeit der angeschlossenen Eingänge keine Rolle. Wichtig ist, daß die Zuordnung der P- und Q-Eingänge zueinander erhalten bleibt.

**Nachbau**

Die gesamte Schaltung findet auf einer einseitigen 42 mm x 53 mm großen Leiterplatte Platz, die konstruktiv so ausgelegt ist, daß das Einsetzen in ein Universal-Element-Gehäuse für den stationären Einsatz möglich ist.

Zunächst sind die beiden Widerstände, das Widerstands-Array, der Kondensator C 1 und die Diode D 1 einzusetzen und zu verlöten, gefolgt von IC 1, S 1 und S 2. Für die Lötstifte ST 1 bis ST 14 wird jeweils ein Lötstift mit Lötöse eingesetzt.

Zum Abschluß sind noch die 4 GummifüÙe durch die dafür vorgesehenen Bohrungen zu ziehen.

**Inbetriebnahme**

Für die Inbetriebnahme sind nach Anlegen der Versorgungsspannung zunächst die Dateneingänge D 0 bis D 7 auf High-Pegel zu legen. Nur wenn beide Drehschalter in Stellung „F“ gebracht sind, darf die Leuchtdiode D 1 aktiviert sein. Anschließend sind alle Eingänge auf Low-Pegel zu legen, wobei in diesem Fall die Leuchtdiode D 1 nur leuchten darf, wenn beide Drehschalter in Stellung 0 gebracht sind.

Bei aktivem Vergleichers, angezeigt durch die aktive Leuchtdiode D 1, ist am Eingang EN High-Pegel anzulegen, wodurch der Ausgang P = Q desaktiviert ist, und die Diode D 1 erlischt.

Nach Abschluß der Inbetriebnahmearbeiten läÙt sich die kleine universelle Laborschaltung ihren vielfältigen Einsatzgebieten zuführen. **ELV**

Der Baustein vom Typ 74LS688 hat eine durchschnittliche Durchlaufzeit von 15 ns. Bei Kaskadierung mehrerer Schaltungsteile kann sich diese Durchlaufzeit erhöhen.

Die beiden Hex-Schalter S 1 und S 2 beinhalten je 4 Schalter, deren Schaltzustand gemäß Abbildung 5 den 16 Schaltstellungen zugeordnet ist. In Stellung 0 sind alle 4 Schalter geöffnet, während in der letzten Schaltposition (F) alle 4 Schalter geschlossen sind.

Bei geöffneten Schaltern ziehen die Pull-down-Widerstände in dem Widerstands-Array R 3 die Eingänge des 8-Bit-Vergleichers jeweils auf Low-Pegel. Die geschlossenen Schalter legen hingegen High-Pegel an die Q-Vergleichereingänge von IC 1 an.

Auffällig bei genauerer Betrachtung der Anschlußweise von IC 1 ist, daß die Nummerierung der P- und Q-Eingänge scheinbar durcheinander geraten ist. Diese Vertauschungen wurden für die Optimierung des Layouts vorgenommen. Da die 8 Vergleichers gleichwertig sind, spielt also die Zu-

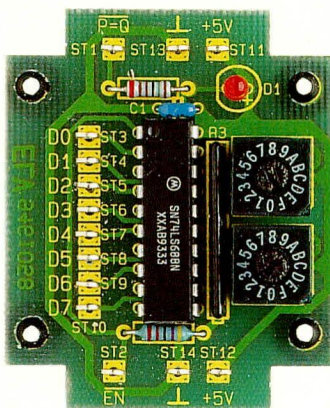
Stellung	8	4	2	1
0	○	○	○	○
1	○	○	○	●
2	○	○	●	○
3	○	○	●	●
4	○	●	○	○
5	○	●	○	●
6	○	●	●	○
7	○	●	●	●
8	●	○	○	○
9	●	○	○	○
A	●	○	●	○
B	●	○	●	●
C	●	○	○	○
D	●	●	○	○
E	●	●	●	○
F	●	●	●	●

○ Schalter offen  
● Schalter geschlossen

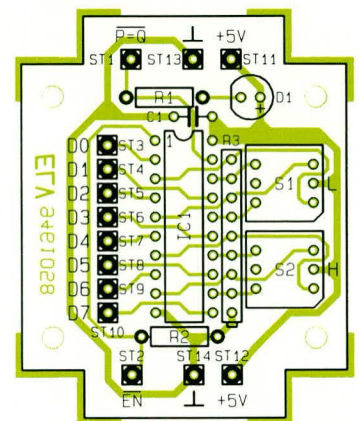
Bild 5: Schaltzustände der 16stufigen Hex-Schalter

**Stückliste: Kaskadierbarer 8-Bit-Vergleicher**

- Widerstände:**  
 1,5kΩ ..... R1  
 4,7kΩ ..... R2  
 4,7kΩ/8fach-Array ..... R3
- Kondensatoren:**  
 100nF/ker ..... C1
- Halbleiter:**  
 74LS688 ..... IC1  
 LED, 3mm, rot, Low-Current ..... D1
- Sonstiges:**  
 2 DIP-Codier-Drehschalter, 16fach  
 14 Lötstifte mit Lötösen  
 4 GummifüÙe



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte



Bestückungsplan des kaskadierbaren 8-Bit-Vergleichers



# Prozessor-Entlötstation PES 7001 Teil 2

Die mikroprozessorgesteuerte Digital-Entlötstation PES 7001 sorgt für perfekte Entlötlungen und ist so ein hocheffektives Werkzeug für Arbeiten an modernen, komplexen Schaltungsaufbauten. Der abschließende zweite Teil des Artikels beschreibt den Nachbau und die Inbetriebnahme.

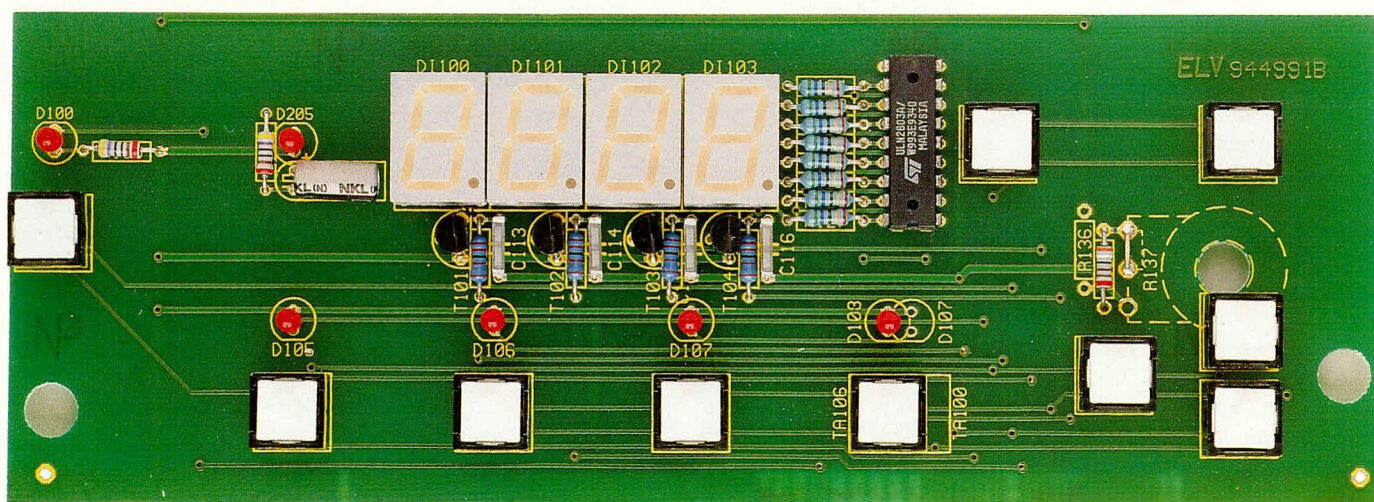
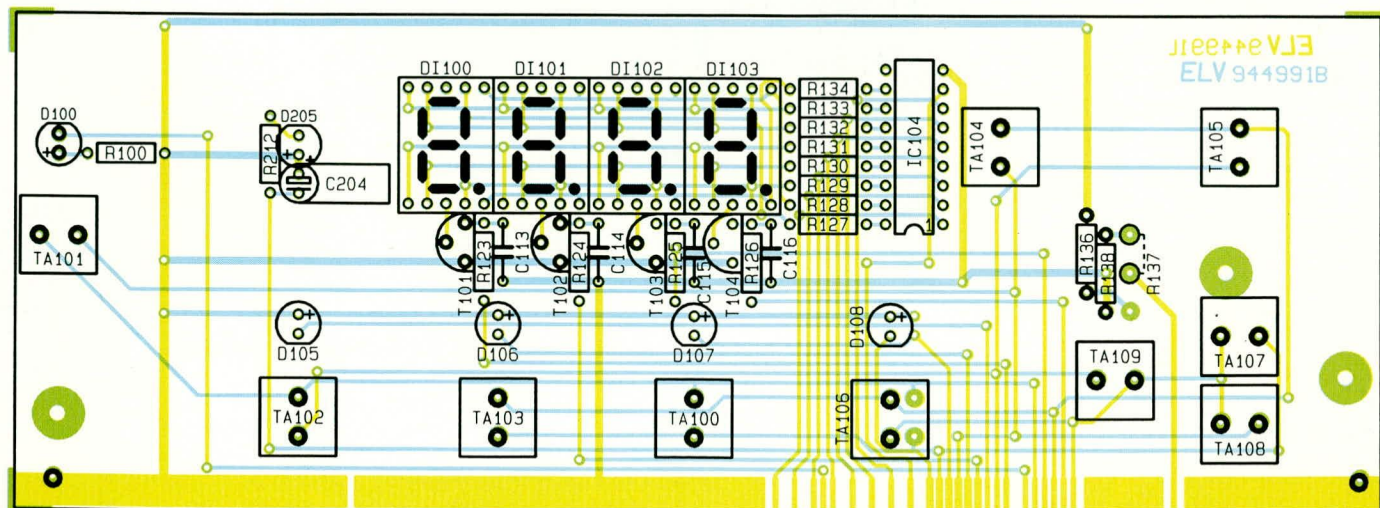


Bild 3: Ansicht der fertig aufgebauten Anzeigenplatine mit zugehörigem Bestückungsplan



## Nachbau

Bevor wir mit dem Aufbau beginnen, wollen wir zunächst einige grundlegende Aspekte des Nachbaus der Entlötstation ansprechen.

## Allgemeine Aufbauhinweise

Die für die PES 7001 eingesetzten Leiterplatten sind auch für die Lötstationen unserer PLS 7000-Reihe vorgesehen. Aus diesem Grunde werden nicht alle Bauteile, die im Bestückungsdruck der Platinen angegeben sind, bestückt, sondern nur diejenigen, die in den Bestückungsplänen dieser Bauanleitung in den Abbildungen 3 und 4 dargestellt sind.

Der Aufbau und die lagerichtige Montage von Dioden, Leuchtdioden, Elkos, Transistoren und ICs erfolgt anhand des Bestückungsplanes dieser Bauanleitung sowie unter Berücksichtigung des Bestückungsdruckes auf der Leiterplatte.

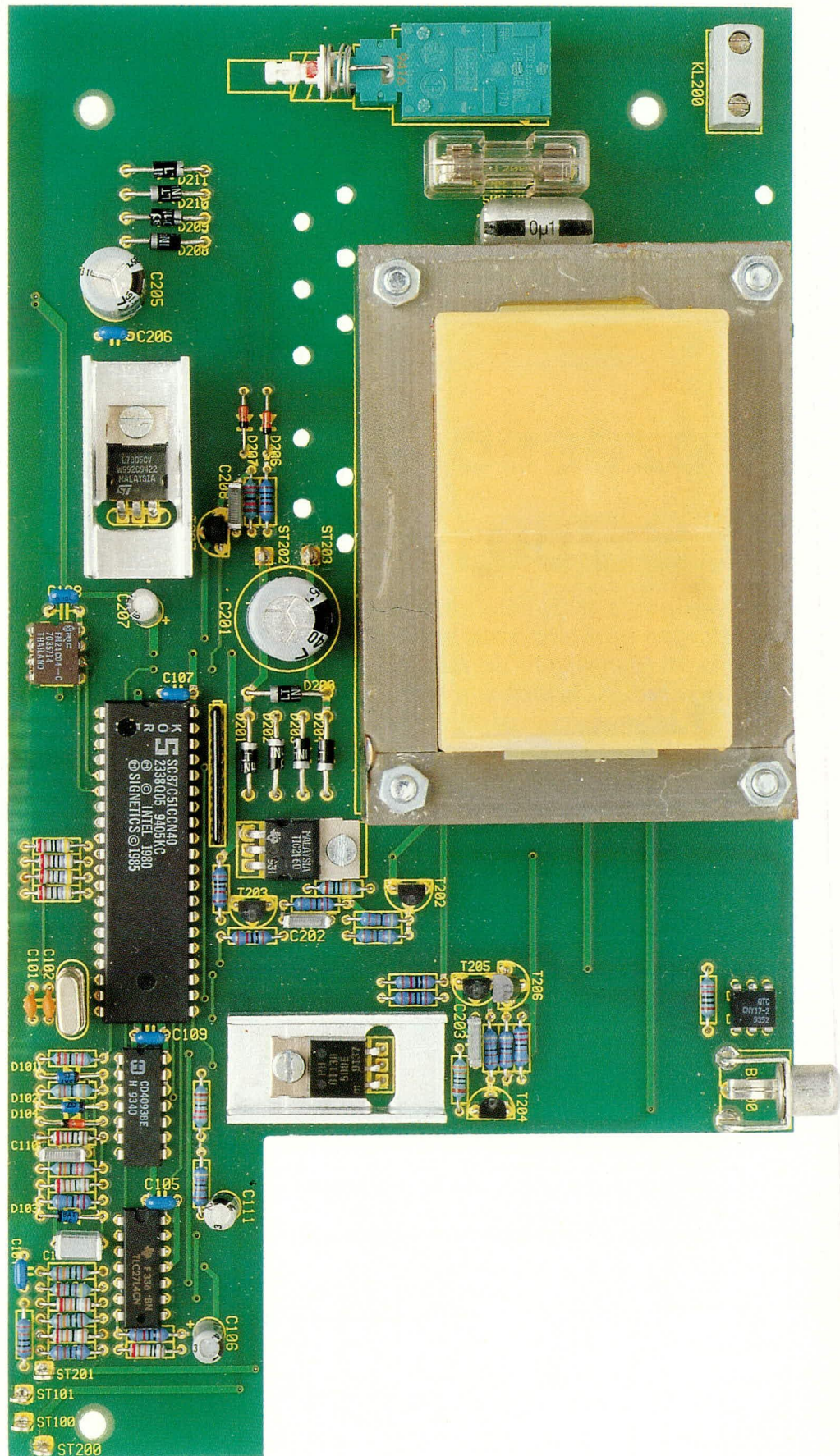
### Achtung!

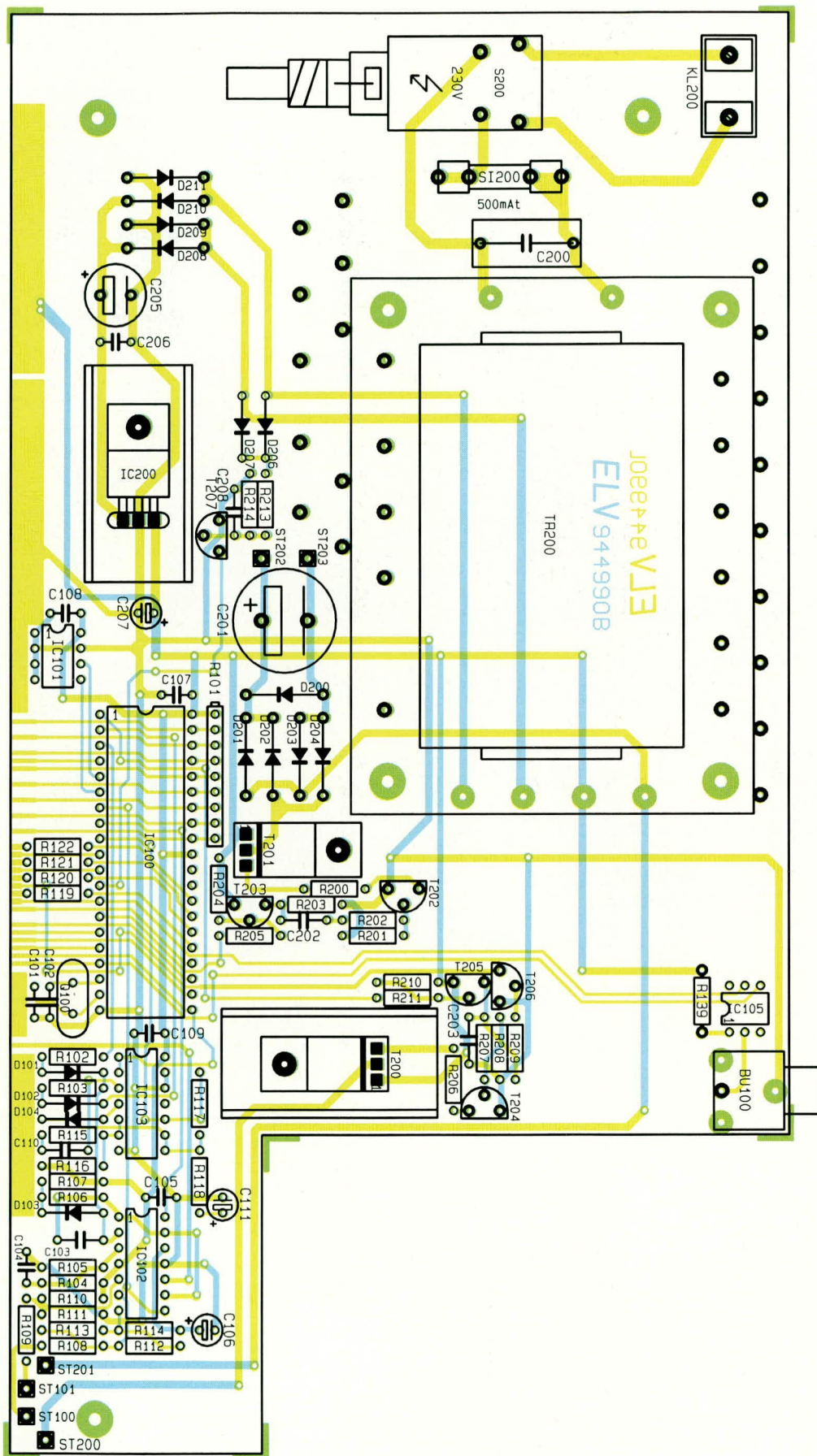
Innerhalb des Gerätes wird die lebensgefährliche Netzspannung an einigen Stellen frei geführt. Aufbau und Inbetriebnahme dürfen daher nur von Fachkräften vorgenommen werden, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind. Ein Anschluß an die 230-V-Netzversorgung darf erst nach dem ordnungsgemäßen Zusammenbau und der kompletten Fertigstellung des Gerätes erfolgen. Die geltenden Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten.

## Bestückung der Anzeigeplatine

Wir beginnen den Aufbau der Entlötstation mit der Bestückung der in Abbildung 3 dargestellten Anzeigeplatine. Zuerst werden die Widerstände sowie die Lötbrücke (R 137, siehe Bestückungsplan) eingesetzt und verlötet. Es folgen die Kondensatoren und Transistoren. Der Elko C 204 ist liegend einzubauen.

Als nächstes werden die 7-Segment-Anzeigen sowie die Leuchtdioden eingesetzt, wobei alle Anzeigenkomponenten eine glei-





Bestückungsplan der Hauptplatine der Prozessor-Entlötstation PES 7001

che Aufbauhöhe aufweisen sollten. Besonders ist auf die exakte Bestückung von D 108 zu achten, die nicht mit D 107 zu verwechseln ist.

Abschließend erfolgt das Bestücken des IC 104 und der Tasten. Damit ist die Frontplatte der Prozessor-Entlötstation fertiggestellt.

### Bestückung der Hauptplatine

Auch bei der Bestückung der Hauptplatine beginnen wir mit dem Einsetzen der Widerstände und Dioden. Bei letzteren ist auf den lagerichtigen Einbau gemäß Bestückungsplan zu achten. Dies gilt auch für das Widerstandsarray R 101. Dessen Markierung (Punkt) muß mit der auf dem Bestückungsdruck übereinstimmen.

Es folgt die Bestückung der Transistoren und Kondensatoren sowie daran anschließend die des Quarzes und der ICs. Dabei ist darauf zu achten, daß keine Anschlußbeinchen umknicken und die richtige Einbaulage eingehalten wird.

Vor dem Einbau des Spannungsreglers IC 200 und des Triacs T 200 sind deren Anschlüsse nach hinten abzuwinkeln, um anschließend die beiden Bauelemente mit je einer M3 x 6 mm-Schraube auf jeweils einen U-Kühlkörper montieren zu können. Dabei zeigen die abgewinkelten Anschlußbeine der Bauelemente durch das Langloch des Kühlkörpers nach hinten.

So vorbereitet sind der Triac sowie der Spannungsregler auf der Platine zu montieren. Die Bauelementeanschlüsse werden durch die zugehörigen Bohrlocher der Platine geführt und der Kühlkörper gerade ausgerichtet, um ihn anschließend zusammen mit dem Spannungsregler mittels einer M3-Mutter an der Platine festzuschrauben. Alsdann sind die Anschlußpins auf der Leiterbahnseite zu verlöten.

Der Triac T 201 wird ohne Kühlkörper direkt auf der Platine mittels einer M3 x 6 mm Schraube und zugehöriger Mutter montiert.

Als nächstes sind nun die 4 Lötösen (ST 100, ST 101, ST 200, ST 201), der Netzschalter, der Sicherungshalter, die Cinch-

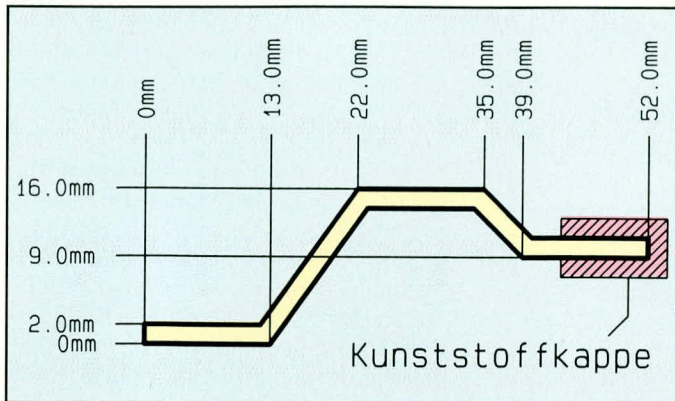


an die Hauptplatine anzusetzen, daß die als Justagehilfe eingesetzten Lötstifte der Frontplatine plan auf der Bestückungsseite der Hauptplatine aufliegen.

Nachdem man sich vergewissert hat, daß Haupt- und Frontplatine rechtwinklig zueinander ausgerichtet sind und die entsprechenden Lötflächen beider Platinen

von den beiden Tastern TA 107/108 der Frontplatine geführt und auf das Gewindeteil des Ansaugstutzens gesteckt.

Es folgt nun die Vorbereitung des Schaltgestänges, indem die noch gerade Metallstange in der in Abbildung 5 skizzierten Form gebogen und mit der Kunststoffkappe versehen wird.



**Abbildung 5:**  
Skizze des  
Schalt-  
gestänges

sich genau gegenüberstehen, werden beide Platinen an den Lötstellen unter Zugabe von reichlich Lötzinn miteinander verbunden. Während dieses Prozesses dürfen keine Lageänderungen mehr vorgenommen werden, um eine Beschädigung der Lötflächen zu vermeiden.

Abschließend sind die beiden als Montagehilfe dienenden Lötstifte wieder aus der Frontplatine zu entfernen.

### Montagearbeiten

Bevor die 4polige DIN-Buchse für den EntlötKolben an die Frontplatte geschraubt wird (nicht zu verwechseln mit der Frontplatine), ist an alle Anschlußösen der DIN-Buchse jeweils eine 50 mm lange Leitung anzulöten.

Die so vorbereitete DIN-Buchse wird mit der Kerbe nach oben von vorn in die Frontplatte eingesetzt und mit dieser über 2 Schrauben M3 x 6 mm und die zugehörigen Muttern verschraubt.

Als nächstes ist die 4mm-Einbaubuchse für den Potentialausgleich in die Frontplatte einzusetzen und auf der Rückseite zu verschrauben. Diese Buchse wird mit dem noch freien Mittelanschluß der DIN-Buchse verbunden.

Nun erfolgt die Montage des Ansaugstutzens so auf der Frontplatte links neben der DIN-Buchse, daß das Gewindeteil nach innen ragt.

Nachdem alle Komponenten auf der Frontplatte befestigt sind, kann die DIN-Buchse wie folgt mit der Hauptplatine verbunden werden: Pin 1 der DIN-Buchse an ST 200; Pin 2 an ST 100; Pin 3 an ST 101 und Pin 4 an ST 201.

Der bereits am Filter befestigte Ansaugschlauch wird durch die Öffnung rechts

Als nächstes wird das Kunststoff-Verbindungsstück zwischen Netzschalter und Betätigungsschubstange (Schaltgestänge) auf den Netzschalter aufgesetzt, das Schaltgestänge durch das dafür vorgesehene Loch der Frontplatine geführt und in das Verbindungsstück eingesetzt.

Die Netzzuleitung wird so weit durch die Zugentlastung geführt, daß sie 70 mm auf der anderen Seite herausragt. In dieser Position wird die Zugentlastung verschraubt und anschließend in die Rückwand eingesetzt, um mit der zugehörigen Mutter befestigt zu werden. An den Schutzleiter (grün/gelb) wird eine 4,2mm-Lötöse angebracht, indem der Draht zweimal durch die Öse gewickelt und anschließend verlötet wird.

Jetzt wird eine M4 x 10mm-Schraube mit einer Fächerscheibe versehen und durch die Rückwand gesteckt. Es folgen noch eine weitere Fächerscheibe, die Lötöse des Schutzleiteranschlusses, eine dritte Fächerscheibe und abschließend eine M4-Mutter, mit der alles fest verschraubt wird. Die beiden anderen Anschlüsse der Netzzuleitung werden mit der Netzanschlußklemme der Hauptplatine verbunden.

### Gehäuseeinbau

Es folgt der Einbau der soweit fertiggestellten Lötstation in das dafür vorgesehene Gehäuse aus der ELV-Serie 7000.

Zunächst werden vier M4 x 70 mm-Schrauben durch die zugehörigen Bohrungen einer Gehäusehalbschale gesteckt und diese so auf den Tisch gelegt, daß sich die Lüftungsschlitze vorn befinden. Von der Gehäuseinnenseite aus ist nun über alle 4 Schrauben je eine 1,5 mm starke Poly-

amidscheibe zu stecken und die komplette Baugruppe Hauptplatine/Frontplatine/Frontplatte so einzusetzen, daß sich die Frontplatte in der dafür vorgesehenen Führung befindet.

Aufgrund der Platinenkonstruktion ragt eine der 4 Schrauben nicht durch die Hauptplatine, so daß hier ein Höhenausgleich durch das Aufsetzen einer weiteren 1,5mm-Polyamidscheibe zu schaffen ist. Über alle 4 Schrauben wird nun je eine 60 mm lange Distanzhülse geschoben.

Nachdem auch die Rückplatte in die dafür vorgesehene Führung eingesetzt ist, erfolgt das Aufsetzen der zweiten Gehäusehalbschale so, daß sich das Lüftungsgitter im hinteren Bereich befindet.

In die Gehäusehalbschale sind von oben vier M4-Muttern in die Montagesockel einzulegen. Die Montageschrauben werden von unten festgezogen, um danach die Abdeck- und Fußmodule auf der Ober- und Unterseite einzudrücken. Zur Erhöhung der Rutschsicherheit sind in die Fußmodule die Gummifüße einzudrücken.

Abschließend ist der EntlötKolben mittels des DIN-Steckers und des Absaugschlauchs mit der Frontplatte zu verbinden.

### Abgleich

Zum Abgleich muß die Entlötstation ausgeschaltet sein und der EntlötKolben Zimmertemperatur besitzen. Ist er vorher in Betrieb gewesen, muß solange gewartet werden, bis alle Teile des EntlötKolbens wieder Zimmertemperatur erreicht haben.


Sind alle Bedingungen erfüllt, kann der EntlötKolben an der dafür vorgesehenen Buchse angeschlossen und die Standby-Taste gedrückt und gehalten werden.

Jetzt wird die Station eingeschaltet, ohne aber die Standby-Taste loszulassen. Auf dem Display erscheint der Text „LERN“. Die Standby-Taste muß jetzt solange festgehalten werden, bis das Display erlischt, was ca. 10 Sekunden dauert.

Hiermit ist der Abgleich bereits fertiggestellt, und die Standby-Taste kann wieder losgelassen werden - die Station nimmt ihren normalen Betrieb auf.

### Hinweise zum Betrieb

Die abgesaugten Lötzinnreste sammeln sich im durchsichtigen Behälter des EntlötKolbens, der durch Lösen der Rändelschraube entnommen und entleert werden kann.

Damit ein Verstopfen bzw. die thermische Beschädigung des Absaugschlauchs vermieden wird, muß stets der für den Behälter vorgesehene Filter im hinteren Bereich der Lötzinnkammer eingesetzt sein. 



# Moderne Oszilloskop-Meßtechnik Teil 3

Die wesentlichen Begriffe der Oszilloskop-Meßtechnik und die dahinterstehenden Möglichkeiten beschreibt der vorliegende Artikel.

## 4. Oszilloskop-Terminologie

Messungen mit Oszilloskopen ermöglichen tiefgreifende Einblicke in die zu untersuchenden Schaltungen. Im vorliegenden Kapitel wollen wir zunächst einige wesentliche Begriffe der Oszilloskop-Meßtechnik und die dahinterstehenden Möglichkeiten erläutern.

### 4.1 Meßbegriffe

Der Oberbegriff für ein periodisch wie-

derkehrendes Ereignis lautet „Welle“. Schallwellen, Hirnwellen, Meereswellen und Spannungswellen sind Beispiele für periodische Erscheinungen. Ein Oszilloskop mißt Spannungswellen. Eine „Periode“ ist der Teil einer Welle, der ständig wiederkehrt.

Ein „Signalabbild“ ist die grafische Darstellung einer Welle. Bei einem Spannungssignal wird die Zeit auf der horizontalen (X) Achse und die Spannung auf der vertikalen (Y) Achse angegeben. Die Kurvenform ermöglicht wesentliche Aussagen

über ein Signal. Eine Veränderung der Höhe des Signalabbildes sagt aus, daß sich die Spannung verändert hat. Beim Auftreten einer geraden horizontalen Linie weiß man, daß über diesen bestimmten Zeitraum hinweg keine Veränderung eingetreten ist. Gerade Diagonallinien signalisieren eine lineare Veränderung, d. h. den gleichmäßigen Anstieg oder Abfall der Spannung. Eine abrupte Änderung wird durch scharfe Winkel im Signalabbild wiedergegeben. In Abbildung 10 finden Sie die gängigsten Signale, während in Abbil-

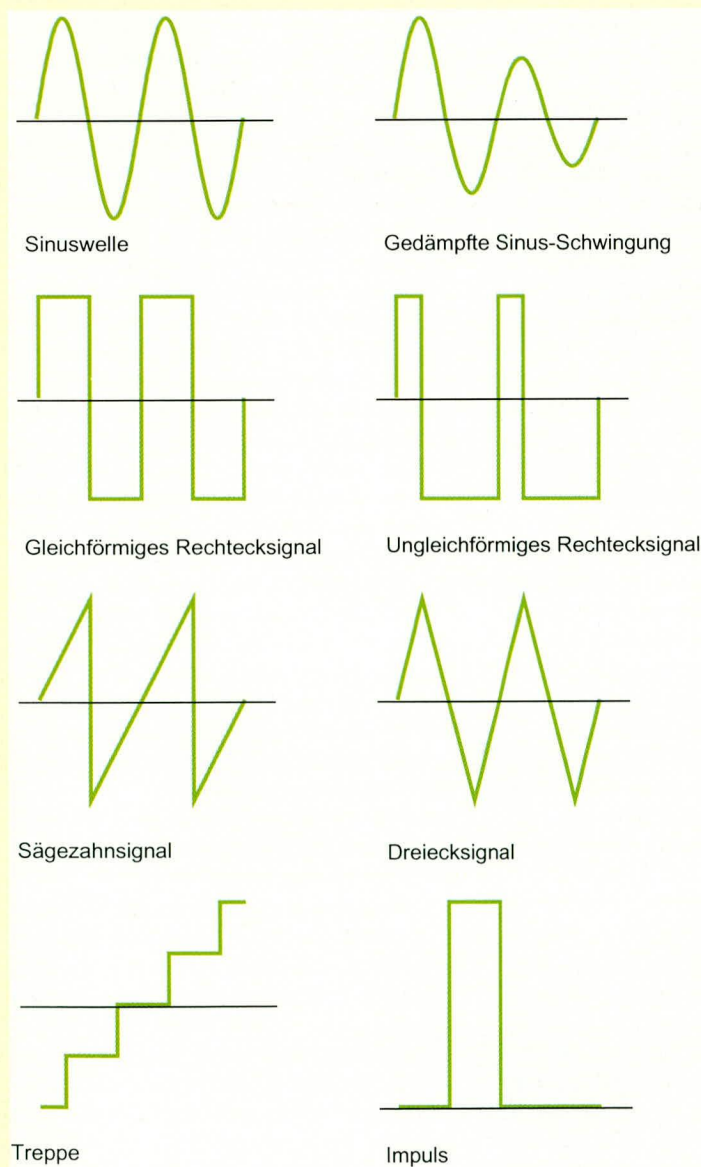


Bild 10: Häufig vorkommende Signalformen

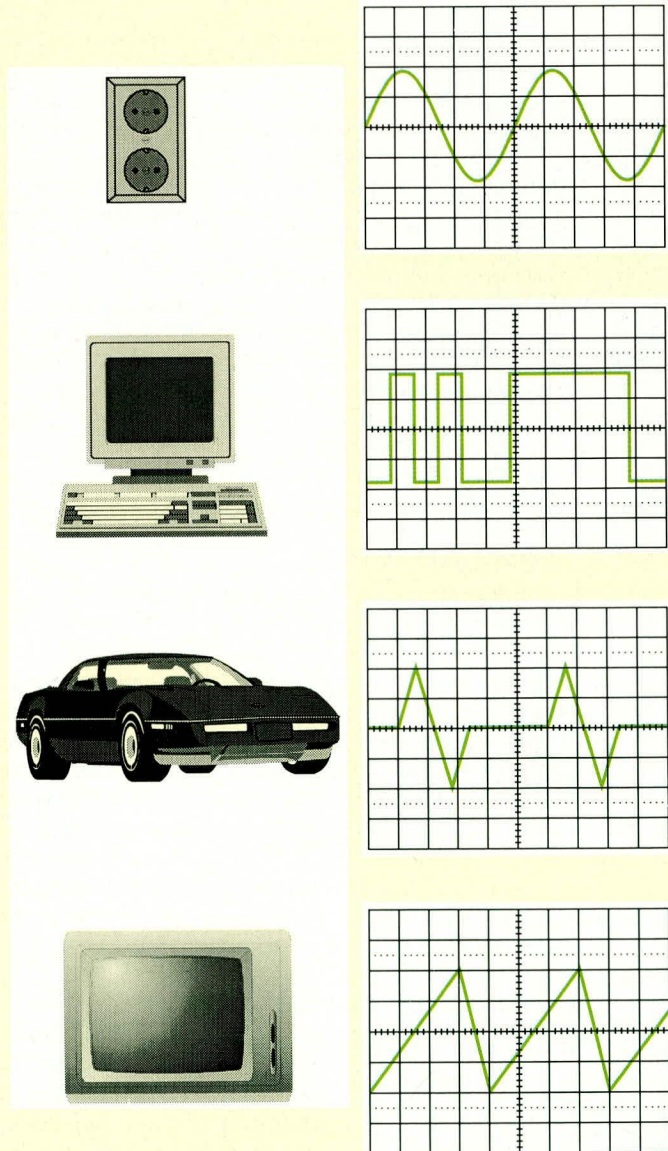


Bild 11: Signalquellen und ihre typischen Signalformen

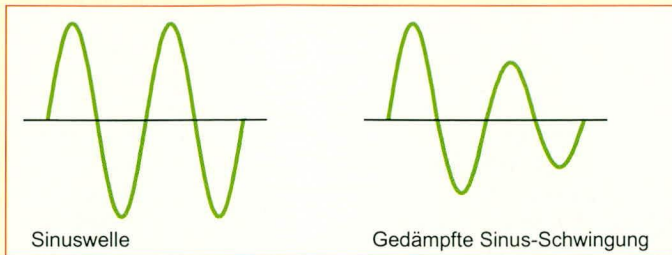


Bild 12 (links) : Sinuswelle und gedämpfte Sinus-Schwingung

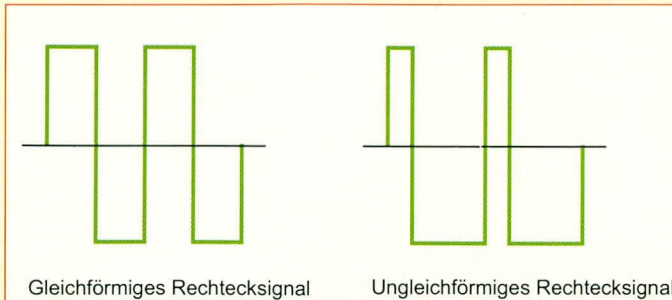


Bild 13 (links unten): Rechteck-Signal mit symmetrischem und unsymmetrischem Tastverhältnis

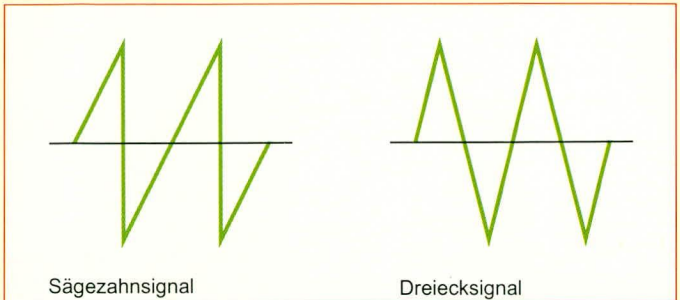


Bild 14 (unten): Sägezahn-Dreieckssignal

dung 11 einige der häufigsten Signalquellen dargestellt sind.

## 4.2 Signalarten

Die meisten Signale können wie folgt klassifiziert werden:

- Sinus-Signal
- Rechteck-Signale
- Dreieck- und Sägezahn-Signale
- Treppen- und Impulsformen
- Misch-Signale

### 4.2.1 Sinuswellen

Die Sinuswelle gilt aus mehreren Gründen als Grundform der Welle. Sie hat harmonische mathematische Eigenschaften. So hat z. B. die Netzwechselfspannung ebenfalls einen sinusförmigen Verlauf (zumindest in erster Näherung, wenn man die aufmodulierten Störpegel unberücksichtigt läßt). Die meisten AC-Quellen erzeugen Sinus-Signale, wobei AC (Alternating Current) für Wechselstrom steht, während DC (Direct Current) für Gleichstrom steht, wie ihn z. B. eine Batterie liefert.

Die gedämpfte Sinus-Spannung stellt einen Sonderfall dar, den Sie bei einem Schwingkreis beobachten können, dessen Schwingungen mit der Zeit abnehmen. Abbildung 12 zeigt ein Beispiel für eine Sinuswelle sowie eine gedämpfte Sinus-Schwingung.

### 4.2.2 Rechteck-Signale

Das gleichförmige Rechteck-Signal (auch als Rechteck-Signal mit einem Tastverhältnis von 1 : 1 bezeichnet), stellt eine weitere wichtige Signalform dar und ist im Grunde genommen nichts anderes als eine Spannung, die in regelmäßigen Abständen sprunghaft ansteigt und ebenfalls sprunghaft wieder abfällt. Dieses Signal bildet z. B. einen Standard zum Testen von Verstärkern. Hochwertige Verstärker vergrößern die Amplitude eines Rechteck-Signals bei minimaler Verzerrung.

Daneben steht das ungleichförmige Rechteck-Signal, das auch als Rechteck-Signal mit unsymmetrischem Tastverhältnis bezeichnet wird. Hierbei handelt es sich um einen Kurvenverlauf, der dem gleichförmigen Rechteck-Signal sehr ähnlich ist, mit dem einzigen Unterschied, daß die High-Pegel-Intervalle nicht die gleiche Länge aufweisen wie die Zeitabschnitte, in denen das Signal 0 V führt. In Abbildung 13 finden Sie je ein Beispiel für Rechteck-Signale mit symmetrischem und unsymmetrischem Tastverhältnis.

### 4.2.3 Sägezahn- und Dreieck-Signale

Bei Sägezahn-Signalen handelt es sich um linear ansteigende und abrupt abfallende Spannungsverläufe, wie sie z. B. durch das Aufladen eines Kondensators über eine Konstantstromquelle bei anschließender schlagartiger Entladung erzeugt werden.

Dreieck-Signale hingegen steigen ebenfalls linear an wie bei den Sägezahn-Signalen, fallen dann aber nicht abrupt ab, sondern ebenfalls gleichmäßig, d. h. der Verlauf ist, wie die Bezeichnung schon ausdrückt, dreieckförmig. In Abbildung 14 finden Sie je ein Beispiel für ein Sägezahn- und ein Dreieck-Signal.

### 4.2.4 e-Funktionen

Einen ganz wichtigen Kurvenverlauf stellt in der Technik die e-Funktion bzw. Ableger davon dar. Das Aufladen eines Kondensators über einen Vorwiderstand, gespeist aus einer festen Spannung, verläuft nach den Kriterien einer e-Funktion, und zwar nach der Formel

$$u(t) = u \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

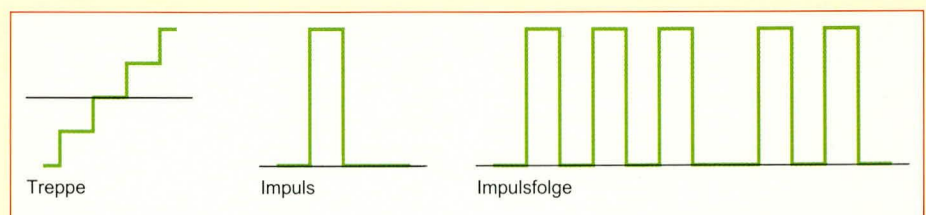


Bild 15: Treppen-, Impuls- und Impulsfolgeformen

### 4.2.5 Treppen- und Impulsformen

Mit Treppen-Signalen bezeichnet man Kurvenverläufe, die das Abbild einer Gebäudetreppe darstellen, d. h. die Spannung steigt sprunghaft an, verläuft ein Stück waagrecht, um wiederum um ein weiteres Stück sprunghaft anzusteigen, anschließend wieder waagrecht zu verlaufen sprunghaft anzusteigen usw. Entsprechende Signale findet man z. B. in der Fernstechnik bei der Erzeugung einer Grau-Treppe.

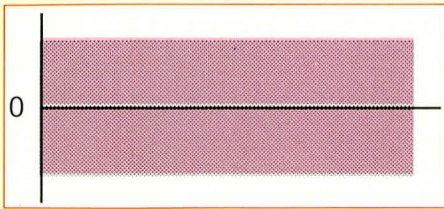
Mit Impulsen werden Schaltereignisse bezeichnet, bei denen in mehr oder weniger unregelmäßigen Abständen Spannungssprünge (Pegelwechsel) auftreten. So stellt z. B. das Ein- und Wiederausschalten des Schalters Ihrer Taschenlampe die Erzeugung eines Impulses dar. Aber auch in der Computertechnik spielen Impulse bzw. Impulsfolgen eine wesentliche Rolle. So kommunizieren z. B. 2 Computer miteinander über eine serielle Schnittstelle mit Hilfe von Impulsfolgen (hier auch als Datentelegramme bezeichnet).

In Abbildung 15 finden Sie Beispiele für Treppen- und Impuls-Signale.

### 4.2.6 Rauschsignale

Das Rauschen stellt ein wesentliches Element in der Technik dar. Meistens unerwünscht, kann aber in definierter, zum Teil bandbegrenzter Form auch als Meßsignal dienen.

Jedes elektronische Bauelement, ob aktiv oder passiv, besitzt das sogenannte Eigenrauschen. So erzeugt z. B. auch der



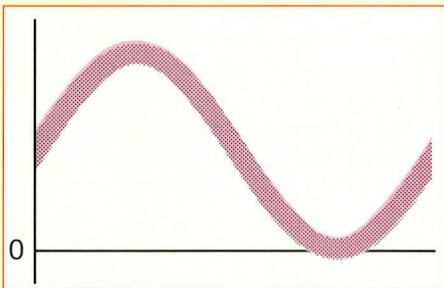
**Bild 16: Rausch-Signal in Yt-Darstellung**

Eingangswiderstand eines Verstärkers einen Rauschanteil, der um so größer wird, je höher der Widerstand ist.

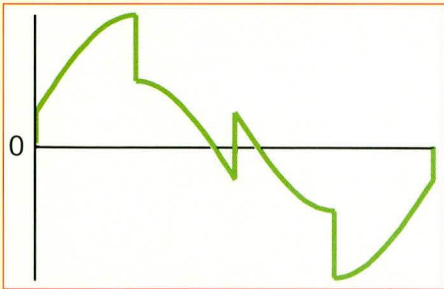
Abbildung 16 zeigt ein Rausch-Signal in der bekannten Yt-Darstellung.

### 4.2.7 Misch-Signale

Hierbei handelt es sich um die Kombination aus verschiedenen Signalformen. So kann z. B. einer Sinuswelle zusätzlich ein Gleichspannungspegel überlagert sein, mit einem Rauschanteil (Bild 17 a), oder aber es sind Sinus- und Rechteck-Signale miteinander gemischt (Bild 17 b). Letztendlich sind beliebige Kombinationen



**Bild 17 a: Sinus-Signal mit Gleichspannungsanteil und überlagertem Rausch-Signal**



**Bild 17 b: Misch-Signal bestehend aus Sinus- und Rechteck-Signal**

denkbar, wobei die Amplitudenhöhe und die Frequenz der miteinander gemischten Signale wiederum unterschiedlich sein können. Solche Signale stellen besondere Anforderungen an das Oszilloskop und dessen Triggermöglichkeiten, worauf wir im weiteren Verlauf dieses Artikels noch detailliert eingehen.

Abbildung 17 zeigt 2 Beispiele von Misch-Signalen.

### 4.2.8 Transiente Signale

Neben den sich periodisch oder auch zufällig wiederholenden Signalformen gibt es die sogenannten Einzelschuß-Signale oder auch transiente Signale genannt. Hier-

bei handelt es sich um beliebige Signalformen, die nur einmal auftreten und somit an die Erfassung über ein Oszilloskop besondere Anforderungen stellen. Mit herkömmlichen Analog-Oszilloskopen ist eine Darstellung praktisch nicht möglich, weshalb auf spezielle Speicheroszilloskope, sei es in Analog- oder in Digitaltechnik, zurückgegriffen wird. Auch hierauf gehen wir im weiteren Verlauf dieses Artikels noch detailliert ein.

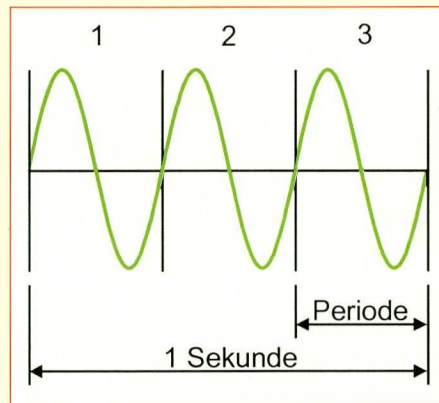
## 4.3 Grundzüge der Signalmessung

Im vorliegenden Kapitel werden die gebräuchlichsten Messungen und Begriffe in der Oszilloskop-Meßtechnik erläutert.

### 4.3.1 Frequenz und Periode

Ein sich fortlaufend wiederholendes Signal besitzt eine „Frequenz“. Diese wird in Hertz (Hz) gemessen und entspricht der Anzahl der Wiederholungen dieses Signals pro Sekunde.

Die Zeitdauer, die dieses Signal zur Voll-



**Bild 18: Frequenz und Periode**

endung eines vollen Wechsels benötigt, bezeichnet man als „Periode“, wobei die Periode der Kehrwert von der Frequenz ist, d. h.  $1/\text{Periode}$  ergibt die Frequenz, während  $1/\text{Frequenz}$  die Periode ergibt. Folglich hat die in Abbildung 18 gezeigte Frequenz von 3 Hz eine Periode von  $1/3$  sek. (auch als Periodendauer bezeichnet).

### 4.3.2 Spannung

Die Spannung ist das elektrische Potential zwischen 2 Punkten in einem Stromkreis. Normalerweise ist einer dieser Punkte geerdet (Nullspannungspunkt), aber nicht immer, d. h. man kann auch die Spannung zwischen 2 beliebigen Punkten eines Signalab-

**Bild 19: Signalverlauf der Netzwechselspannung**

bildes messen, die dann als Differenzspannung bezeichnet wird. Eine Sonderform stellt dabei die Spannung zwischen dem höchsten und dem niedrigsten Punkt eines Signalabbildes dar, die als Spitze-Spitze-Spannung ( $U_{ss}$ ) bezeichnet wird.

In der Wechselspannungs-Meßtechnik ist der Begriff Effektivwert besonders gebräuchlich. Ist die mathematische Beschreibung des Effektivwertes nach der Formel

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}$$

auf den ersten Blick auch etwas kompliziert, so ist die praktische Auswirkung doch leicht erklärt:

Legen Sie an einen Widerstand eine Gleichspannung an, so fließt daraufhin ein Gleichstrom, und in dem Widerstand wird eine Leistung in Wärme umgesetzt, die der Multiplikation aus Spannung und Strom entspricht. Wird nun an den Widerstand eine Wechselspannung angelegt, deren Effektivwert exakt der zuvor angelegten Gleichspannung entspricht, so wird im Widerstand genau die gleiche Leistung wie zuvor in Wärme umgesetzt. Der Effektivwert einer Wechselspannung hat somit besondere praktische Bedeutung.

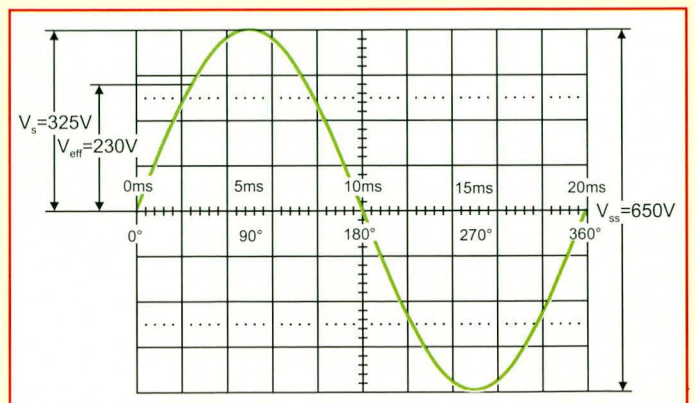
In Abbildung 19 ist ein Sinus-Signal mit einer Frequenz von 50 Hz und einer Effektivwert-Spannung von 230 V dargestellt. Wir erkennen daraus, daß die Spitze-Spitze-Spannung rund 650 V beträgt, berechnet nach der Formel:

$$U_{ss} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}}$$

Mit Amplitude wird bei Wechselspannungen die Spannungshöhe bezeichnet, wobei im allgemeinen hier der Effektivwert gemeint ist, es sich jedoch auch um eine Spitzenwertangabe handeln kann

### 4.3.3 Phase

Die Phase bzw. die Phasenlage läßt sich gut anhand einer Sinuswelle erläutern. Sinuswellen basieren auf kreisförmigen Bewegungen, wobei der Vollkreis einen Winkel von  $360^\circ$  überstreicht. Der volle Wechsel einer Sinuswelle verläuft somit ebenfalls über  $360^\circ$ , wie dies aus Abbildung 20 ersichtlich ist. Mit Hilfe von Gradangaben kann man nun den Phasenwinkel einer Sinuswelle angeben, um auszudrücken, wie



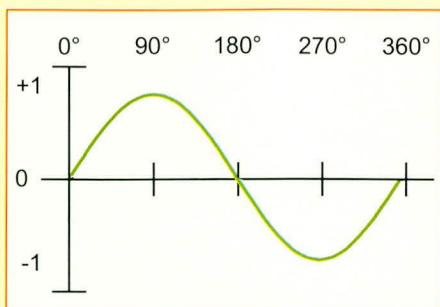


Bild 20: Sinuswellengrade

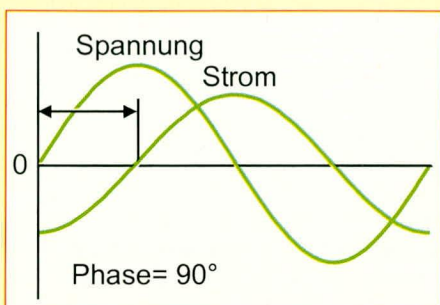


Bild 21: Phasenverschiebung

weit die Periode fortgeschritten ist. Eine reine Sinus-Kurvenform weist bei  $0^\circ$ ,  $180^\circ$  und  $360^\circ$  eine Amplitude (Spannung) von 0 V auf, während das positive Spannungsmaximum bei  $90^\circ$  und das negative bei  $270^\circ$  zu finden ist.

Die Phasenverschiebung beschreibt den zeitlichen Unterschied zwischen 2 ansonsten ähnlichen Signalen. In Abbildung 21 ist das Signalabbild der Bezeichnung „Strom“ um  $90^\circ$  phasenverschoben zu dem Signalabbild „Spannung“ dargestellt. Entsprechende Phasenverschiebungen treten häufig zwischen Spannung und Strom in Stromkreisen auf, bedingt durch induktive oder kapazitive Komponenten.

#### 4.4 Leistungsbegriffe

Die in diesem Abschnitt behandelten Bezeichnungen beschreiben u. a. die Leistungsfähigkeit eines Oszilloskops. Eine Erläuterung dieser Begriffe erleichtert die Bewertung eines Oszilloskops und den Vergleich mit anderen Modellen.

##### 4.4.1 Bandbreite

Die Bandbreitenangabe gibt den Frequenzbereich an, in dem das Oszilloskop Feinmessungen durchführen kann.

Bei steigender Frequenz eines Signals wird die Fähigkeit des Oszilloskops zur präzisen Abbildung herabgesetzt. Die Bandbreite gibt diejenige Frequenz an, bei der das dargestellte Signal auf 70,7 % der vollen Amplitude des sinusförmigen Meßsignals absinkt. Dieser Punkt wird auch als „-3dB.“ bezeichnet, der auf eine logarithmische Skala zurückzuführen ist.

##### 4.4.2 Anstiegszeit

Die Anstiegszeit bildet eine weitere

Möglichkeit, den brauchbaren Frequenzbereich eines Oszilloskops zu beschreiben. Zu einem wichtigen Leistungskriterium wird die Anstiegszeit speziell bei der Messung von Impuls- und Treppen-Signalen. Ein Oszilloskop kann jene Impulse nicht genau aufzeichnen, deren Anstiegszeiten schneller sind als die für das Oszilloskop angegebene Anstiegszeit.

##### 4.4.3 Vertikal-Empfindlichkeit

Die Vertikal-Empfindlichkeit gibt an, in welchem Umfang ein Vertikalverstärker ein kleines Meßsignal verstärken kann. In der Regel wird die Vertikal-Empfindlichkeit in Millivolt (mV) pro Division (Teilstrich) angegeben. Die kleinste Meßspannung, die ein Universal-Oszilloskop darstellen kann, liegt üblicherweise bei rund 2 mV pro vertikaler Bildschirm-Teilungslinie (entsprechend einer Darstellungshöhe von 2 mm bei einem Teilstrichabstand von 1 cm).

##### 4.4.4 Ablenkgeschwindigkeit

Bei Analog-Oszilloskopen gibt dieser Wert an, wie schnell der Strahl den Bildschirm abtasten kann, damit alle Details genau erkennbar sind. Die schnellste Ablenkgeschwindigkeit eines Oszilloskops wird normalerweise in Nanosekunden/Div. angegeben.

##### 4.4.5 Verstärkungsgenauigkeit

Die Verstärkungsgenauigkeit zeigt an, mit welcher Präzision das Vertikalsystem das Meßsignal abschwächt oder verstärkt. Im allgemeinen wird hier der prozentuale Fehler angegeben.

##### 4.4.6 Zeitbasis/Horizontalgenauigkeit

Die Zeitbasis oder Horizontalgenauigkeit gibt an, wie exakt das horizontale System die Zeitereignisse eines Signals darstellt. Auch hier wird meist der prozentuale Fehler angegeben.

##### 4.4.7 Maximale Abtastrate

Bei Digital-Oszilloskopen gibt die Abtastrate an, wieviele Abtastungen pro Sekunde der Analog-Digital-Umsetzer (ADU) und somit das Oszilloskop erfassen kann. Maximale Abtastraten werden üblicherweise in Mega-Abtastungen pro Sekunde (englisch: MS/s = Megasamples/second) angegeben.

Je schneller das Oszilloskop abtasten kann, um so genauer ist die Darstellung feiner Details bei einem schnellen Signal möglich. Die minimale Abtastrate kann ebenfalls von Bedeutung sein, wenn Sie auch lange Zeit sich nur langsam ändernde Signale beobachten möchten. Typischerweise ändert sich die Abtastrate entsprechend den Änderungen, die über die Sek./Div.-Steuerung vorgenommen werden, um

die Anzahl von Signalpunkten in der Signalaufzeichnung konstant zu halten.

##### 4.4.8 AD-Wandler-Auflösung

Die Auflösung des Analog-Digital-Umsetzers (auch mit Vertikal-Auflösung bezeichnet) wird in Bits angegeben und zeigt an, wie genau und wie fein die Eingangsspannung in Digitalwerte umgewandelt werden kann. Berechnungsvorgänge können dabei die effektive Bildauflösung noch verbessern.

##### 4.4.9 Speichertiefe


Die Speichertiefe eines Oszilloskops gibt an, wieviele Signalpunkte das Oszilloskop für eine Signalaufzeichnung erfassen kann. Bei manchen Digital-Oszilloskopen ist die Speichertiefe einstellbar. Sie Speichertiefe steht in einem direkten Zusammenhang mit der Zeitbasis wie auch mit der Abtastrate und bestimmt damit die Verwendbarkeit des Speicheroszilloskops für entsprechende Meßaufgaben.

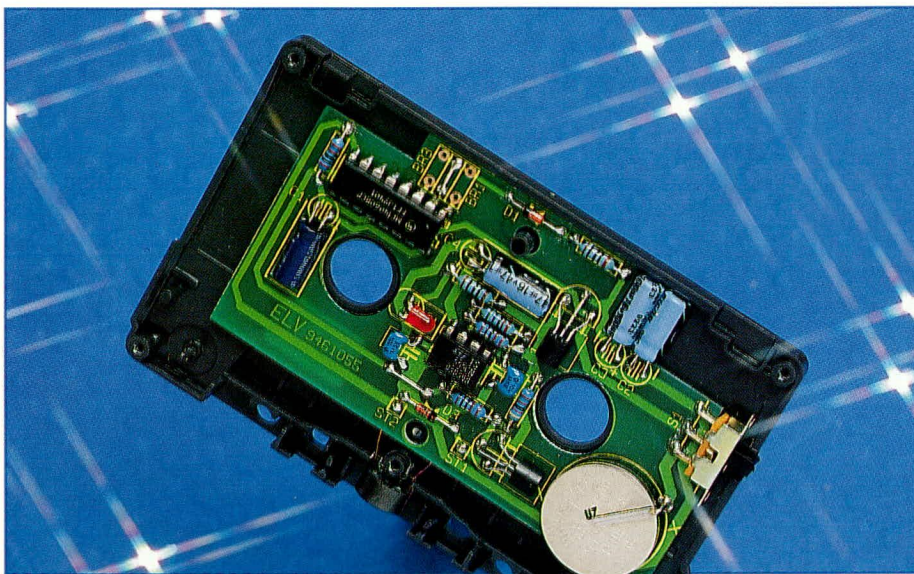
Mit folgendem Beispiel wollen wir diese Problematik nochmals verdeutlichen. Zu beachten ist, daß die Einstellungen des vertikalen Ablenkkoeffizienten und des Zeitablenkkoeffizienten am Oszilloskop zwar in gewissen Grenzen frei wählbar sind, aber letztlich doch durch das Meßsignal bestimmt werden.

Es sollen die Auswirkungen von 500 Byte (0,5 k) mit 2000 Byte (2 k) angezeigter Speichertiefe verglichen werden. Im 500Byte-Fall werden bei einem 10cm- (Division) X-Raster 50 Abtastwerte pro Division (500 : 10) erfaßt und angezeigt, während es bei 2 k Speicher 200 Abtastwerte pro Division (2000 : 10) sind. Bei gleicher Zeitbasiseinstellung von z. B.  $5\mu\text{s}/\text{cm}$  muß das Abtastintervall  $5\mu\text{s} : 200 = 25\text{ ns}$  beim 2k-Gerät betragen, was einer Abtastrate von 40 MS/s entspricht. Für das 500Byte-Gerät ergibt sich in dieser Zeitbasiseinstellung ein Abtastintervall von  $5\mu\text{s} : 50 = 100\text{ ns}$  und somit eine Abtastrate von nur 10 MS/s.

Der Nachteil beim 500Byte-Gerät besteht somit nicht nur in der schlechteren X-Auflösung, sondern auch darin, daß die höchste Sinusfrequenz, die mit 10 Punkten/Periode dargestellt werden kann, nur  $10\text{ MS/s} : 10 = 1\text{ MHz}$  beträgt, während das 2000Byte-Gerät unter diesen Bedingungen noch 4 MHz darstellen kann.

Ein typischer Fall liegt vor, wenn ca. eine Zeile eines Videosignals zu messen ist. Die Zeitbasiseinstellung wird z. B. durch die Dauer einer Zeile von  $64\mu\text{s}$  (was einer Frequenz von 15625 Hz entspricht) vorgegeben. Innerhalb einer Zeile sind aber Frequenzen von ca. 4 MHz enthalten.

Im folgenden Kapitel wenden wir uns den Meßsignalen mit ihren Eigenschaften und den Meßmöglichkeiten zu. 



# Tonkopf-Entmagnetisierer

**Damit Ihre wertvollen Bandaufzeichnungen beim Abspielen nicht unnötig beeinträchtigt werden, können Sie mit Hilfe dieser kleinen Elektronik die Tonköpfe Ihres Kassettenrecorders entmagnetisieren.**

## Allgemeines

Nach längerer Betriebszeit kann sich der Tonkopf eines Kassettenrecorders langsam aufmagnetisieren. Zunächst merkt der Anwender davon kaum etwas. Wird nun aber eine bespielte Kassette mit aufmagnetisiertem Tonkopf häufig abgespielt, so werden die hohen Frequenzanteile auf dem Band langsam gelöscht. Die Höhenwiedergabe der Kassette nimmt langsam aber sicher immer mehr ab, und der Rauschpegel steigt an.

Um diesem Effekt entgegenzuwirken ist es sinnvoll, den Tonkopf des Recorders jeweils nach 20 bis 30 Stunden Betriebszeit kurz zu entmagnetisieren.

Dazu wird die Entmagnetisierungskassette bei ausgeschaltetem Recorder sofort nach dem Einschalten in den Kassettenschacht des Recorders gelegt und der Tonkopf durch Betätigen der Wiedergabetaste vorgefahren.

Läßt sich der Tonkopf bei ausgeschaltetem Gerät nicht vorfahren, so ist vor dem Einschalten des Recorders die Lautstärke unbedingt auf Minimum zu stellen. Die im Tonkopf induzierte Spannung erzeugt einen sehr lauten 1kHz-Ton, der bei zu großer Lautstärkeinstellung zur Beschädigung der Lautsprecherboxen führen könnte.

Während der Entmagnetisierungsphase leuchtet die Kontroll-LED auf, die dann langsam mit dem Abklingen der Entmagnetisierung erlischt. Nach der Entmagnetisierung muß auch bei erloschener Kon-

troll-LED der Ein-/Aus-Schalter unbedingt wieder in die Aus-Position gebracht werden.

## Schaltung

Zentraler Baustein des Tonkopf-Entmagnetisierers ist der CMOS-Timer ICM7555. Dieser, mit dem bekannten Universal-Timer NE555 pin- und funktionskompatible Baustein, arbeitet bereits mit einer Betriebsspannung von 2 V einwandfrei. Hiermit ist ein astabiler Multivibrator realisiert. Über die frequenzbestimmenden Komponenten R 3, R 4 und C 5 des Timers ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von ca. 1 kHz.

Gleichzeitig wird durch die Dimensionierung von R 3 und R 4 das Puls-Pausenverhältnis des Ausgangssignals auf 1 : 1

eingestellt, d. h. die an Pin 3 anstehende Rechteck-Ausgangsspannung ist 50 % der Zeit „high“ und 50 % der Zeit „low“.

Über den Basisspannungsteiler R 6 und R 7 wird nun der zur Stromverstärkung dienende PNP-Treibertransistor T 2 mit dem 1kHz-Signal des Timers angesteuert.

Im Kollektorkreis des Treibers befindet sich die in einem Halbschalen-Ferritkern untergebrachte Entmagnetisierungsspule. Durch den Halbschalen-Ferritkern erhalten wir ein stark gerichtetes Streufeld, das in den Metallteilen des Tonkopfs recht große Wirbelströme induziert. Die magnetischen Teilchen des Tonkopfes werden nun mit dem 1kHz-Signal ständig ummagnetisiert.

Zusätzlich wird das 1kHz-Ausgangssignal des ICM7555 auf den Takteingang des im IC 1 integrierten 14stufigen Binärzählers gegeben. Für einen definierten Anfangszustand des Zählers (Zählerstand 0) sorgt im Einschaltmoment die RC-Zeitkonstante C 1 und R 1.

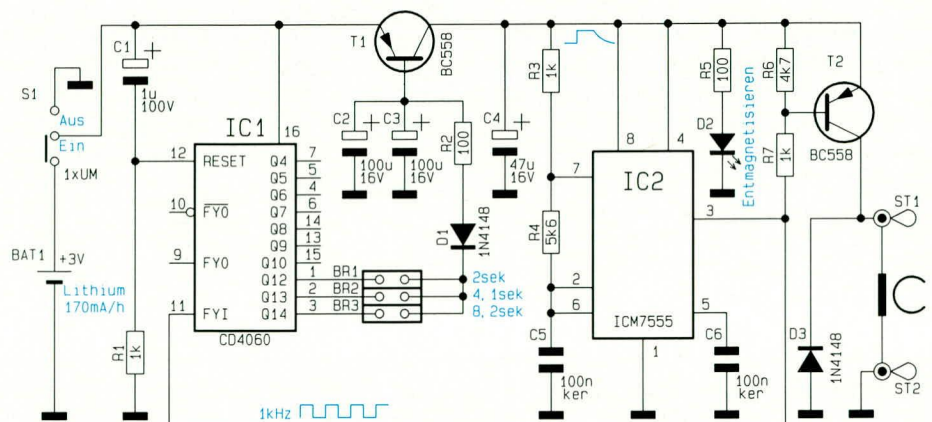
Während im Einschaltmoment alle Ausgänge des Zählers Low-Pegel führen, wechseln die Ausgänge Q 12 bis Q 14 nach 2,4 und 8 Sekunden von „low“ nach „high“.

Ist also eine 4 Sekunden lange Entmagnetisierungszeit gewünscht, so ist die Brücke BR 2 zu schließen. Sobald nun der betreffende Ausgang des Zählers auf High-Pegel wechselt, kann über D 1 und R 2 kein Basisstrom mehr fließen.

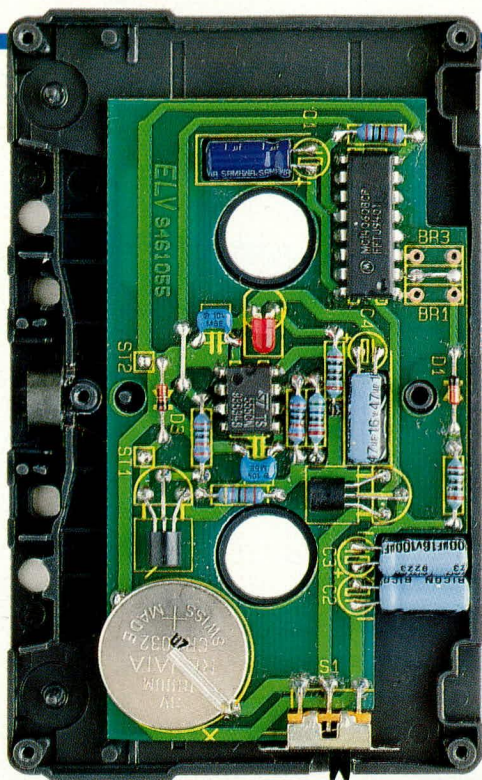
Nun können sich die beiden Elkos C 2 und C 3 über den Basisstrom des Transistors T 1 langsam aufladen. Mit abnehmender Emitter-Basisspannung des Transistors nimmt auch die Kollektorspannung und somit auch die Betriebsspannung für den Oszillator und für die Entmagnetisierungsspule langsam ab.

Die im Tonkopf induzierten Wirbelströme werden kontinuierlich geringer, so daß sich die magnetischen Teilchen nicht mehr stabil ausrichten können. Der Tonkopf ist entmagnetisiert.

Da die Schaltung für einen Entmagneti-



Schaltbild des Tonkopf-Entmagnetisierers



**Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte**

sierungsvorgang nur wenige Sekunden in Betrieb ist, reicht als Energiequelle eine 3V-Lithium-Knopfzelle mit 170 mA Kapazität aus. Bei einer Stromaufnahme von 40 mA und 4 Sekunden Betriebszeit je Entmagnetisierung sind damit immerhin ca. 3800 Entmagnetisierungsvorgänge möglich.

## Nachbau

Der Nachbau dieser kleinen, für den Einbau in eine Standard-Audiokassette vorgesehenen Schaltung, ist trotz der engen Platzverhältnisse recht einfach.

In einer Audiokassette steht nur eine begrenzte „Bauhöhe“ von 5,2 mm zur Verfügung. Bei einer Leiterplattendicke von 1,5 mm bleiben dann für die Bauelemente gerade noch 3,7 mm übrig. Diese Höhe entspricht in etwa der Bauhöhe eines Standard-ICs. Aufgrund der beengten Platzverhältnisse müssen wir beim Nachbau daher zu etwas unkonventionellen Methoden greifen, die nachfolgend ausführlich beschrieben werden.

Da der Platz für Lötverbindungen unterhalb der Leiterplatte nicht mehr ausreicht, erfolgt die Bauteilbestückung des Entmagnetisierers auf der Leiterbahnseite. Für die Elektrolytkondensatoren mit 5,1 mm Durchmesser sind an den entsprechenden Stellen Aussparungen in der Platine vorgesehen. Das gleiche gilt auch für den Ein-/Aus-Schalter.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten entgegen der sonst üblichen Reihenfolge mit dem Einlöten der beiden integrierten Schaltkreise. Die Anschlußbeinchen der ICs werden entgegen der sonst üblichen

## Stückliste: Tonkopf-Entmagnetisierer

### Widerstände:

100Ω .....	R2, R5
1kΩ .....	R1, R3, R7
4,7kΩ .....	R6
5,6kΩ .....	R4

### Kondensatoren:

100nF/ker .....	C5, C6
1µF/100V .....	C1
47µF/16V .....	C4
100µF/16V .....	C2, C3

### Halbleiter:

CD4060 .....	IC1
ICM7555 .....	IC2
BC558 .....	T1, T2
1N4148 .....	D1, D3
LED, 3mm, rot .....	D2

### Sonstiges:

- 1 Ferritschalenkern, 9,4 x 4,6mm, N22
- 1 Spulenkörper
- 1 Schiebeschalter, 1 x um
- 1 Lithium-Batterie, 3V/170mAh
- 6m Kupferlackdraht, 0,04mm Ø
- 4 cm Silberdraht

Praxis von der Leiterbahnseite aus durch die zugehörigen Bohrungen der Platine geführt. Die ICs sind so einzusetzen, daß die Gehäusekerbe des Bauteils mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt. Danach werden die Anschlußbeinchen auf der Lötseite, die in unserem besonderen Fall auch gleichzeitig die Bestückungsseite ist, sorgfältig verlötet.

Als nächstes folgen die 7 Widerstände, deren Anschlußbeinchen vor dem Einsetzen ca. 1 mm hinter dem Gehäuseaustritt im 90°-Winkel abzuwinkeln sind.

Nach dem sorgfältigen Verlöten der Widerstände werden in gleicher Weise die beiden Dioden bestückt. Zum polaritätsrichtigen Einbau sind die Dioden an der Kathodenseite (Pfeilspitze des Schaltungssymbols) mit einem Ring gekennzeichnet.

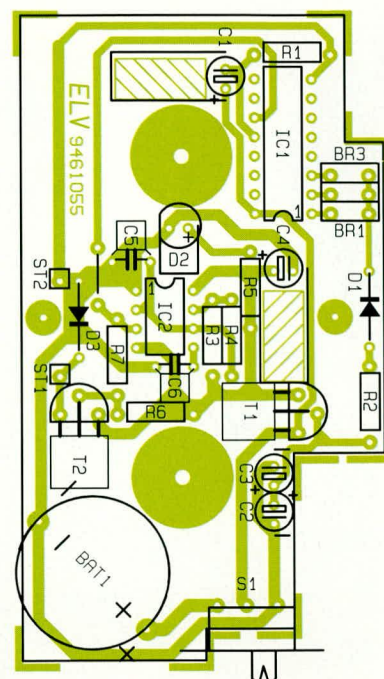
Danach folgen in liegender Position die Kontroll-LED D 2 und die beiden Keramikcondensatoren C 5 und C 6.

Die überstehenden Drahtenden werden an der Platinenunterseite flächenbündig mit der Platine abgeschnitten.

Bei den Elektrolytkondensatoren sind die Anschlußbeinchen ca. 3 mm hinter dem Gehäuseaustritt unter Beachtung der korrekten Polarität abzuwinkeln. Dann werden die Elkos in die dafür vorgesehene Platinaussparung gedrückt und angelötet.

Die Anschlußbeinchen der beiden Transistoren sind vor dem Einlöten entsprechend dem Platinenfoto abzuwinkeln.

Während die neben D 3 angeordnete Drahtbrücke grundsätzlich eingelötet wird, erfolgt mit BR 1 bis BR 3 die Aus-



**Bestückungsplan des Tonkopf-Entmagnetisierers**

wahl der Entmagnetisierungszeit.

Danach wird der Ein-/Aus-Schalter in die dafür vorgesehene Aussparung gesetzt und über kurze Drahtenden mit den Anschlußpunkten der Platine verbunden.

Beim Einlöten der 3V-Lithiumzelle ist unbedingt darauf zu achten, daß am Minuspol kein Kurzschluß zum Pluspol des Gehäuses entsteht.

Alle jetzt noch überstehenden Drahtenden werden an der Platinenunterseite flächenbündig abgeschnitten.

Zuletzt kommen wir zum Anfertigen der in einem Halbschalen-Ferritkern untergebrachten Entmagnetisierungsspule. Auf dem Kunststoffspulenkörper werden ca. 350 bis 400 Windungen Kupferlackdraht mit 0,04 mm Durchmesser gewickelt und der Spulenkörper in den Halbschalen-Ferritkern eingeklebt. Die Drahtenden werden vom Isolierlack befreit, vorverzinkt und mit den Platinenanschlußpunkten ST 1 und ST 2 verbunden.

Der Einbau der Leiterplatte mit Entmagnetisierungsspule erfolgt in einer preiswerten „Standard-Audiokassette“.

Nach dem Entfernen der beiden Wickelteller und sämtlichen weiteren mechanischen Komponenten wird zuerst die Aussparung für den Ein-/Aus-Schalter angefertigt.

Der Ferritkern wird im Tonkopfbereich der Kassette so eingeklebt, daß zwischen Kassettenvorderseite und Entmagnetisierungsspule ein Abstand von 4 mm entsteht.

Nach dem Einsetzen der Leiterplatte wird die Kassette wieder verschraubt, und dieser nützliche Tonkopf-Entmagnetisierer kann seiner Bestimmung zugeführt werden. **ELV**



Tool für Programmierer

# ELV-WinInstall

**Die einfache und flexible Installation von Windows-Programmen ermöglicht Ihnen dieses neue Installations-Programm mit automatischem Script-Generator.**

## Allgemeines

Jeder Programmierer steht nach der Fertigstellung eines Windows-Programms vor dem Problem, eine schnelle und sichere Installation der Anwendung auf einer Festplatte sicherzustellen. Die Verwendung von Batch-Dateien ist dabei nicht mehr zeitgemäß und zudem anwenderunfreundlich. Andererseits ist die Erstellung eines flexiblen Installations-Programms, das auch für andere Windows-Anwendungen eingesetzt werden kann, sehr kompliziert und zeitaufwendig.

An das Installations-Programm werden dabei umfangreiche Anforderungen vom einfachen Kopieren und Entkomprimieren der Dateien bis zum dynamischen Datenaustausch (DDE) mit dem Programm-Manager von Windows gestellt.

Das Installations-Programm ELV-WinInstall nimmt Ihnen auf komfortable Weise alle diese Schritte ab und ermöglicht so die schnelle und einfache Installation von beliebigen Windows-Anwendungen.

## ELV-WinInstall

Die gesamte Installation wird durch eine sogenannte Script-Datei gesteuert. Durch wenige Befehle läßt sich hierbei der ge-

samte Ablauf einer Installation festlegen.

Mit Hilfe des mitgelieferten Script-Generators läßt sich auf Wunsch durch Eingabe weniger Parameter die vollständige Ablaufsteuerung einer Installation, einschließlich aller Anpassungen im System und dem Anlegen einer neuen Programmgruppe, automatisch erstellen.

Durch ein ebenfalls zum Lieferumfang gehörendes Zusatzprogramm kann die Script-Datei bei Bedarf auch verschlüsselt werden. So lassen sich in der Regel unerwünschte Veränderungen durch den Anwender, die eine ordnungsgemäße Installation der Anwendung verhindern können, ausschließen.

Zur Erstellung einer Script-Datei stehen über 30 leistungsfähige Befehle zur Verfügung. Die Befehle ermöglichen hierbei u.a. den einfachen Zugriff auf Dateien und Verzeichnisse und die Anpassung der Systemdateien AUTOEXEC.BAT und CONFIG.SYS. Darüber hinaus ist auf komfortable Weise der in der Regel komplizierte dynamische Datenaustausch mit dem Programm-Manager von Windows möglich. So lassen sich sehr einfach neue Programmgruppen erstellen und Einträge zufügen oder ersetzen.

Der Hauptbildschirm kann durch freie Wahl der Farben und Texte individuell gestaltet werden. Der Bildschirmhinter-

grund läßt sich daneben durch eine Meta-Datei mit einer beliebigen Grafik füllen.

Zusätzlich besteht die Möglichkeit, ELV-WinInstall über DLLs (dynamische Link-Bibliotheken) durch eigene Routinen zu erweitern. So kann ELV-WinInstall vollständig den individuellen Bedürfnissen angepaßt werden und läßt sich auch für sehr spezielle Installationen einsetzen. Dies setzt dann jedoch Grundkenntnisse im Programmieren und im Umgang mit dynamischen Link-Bibliotheken (DLL) voraus.

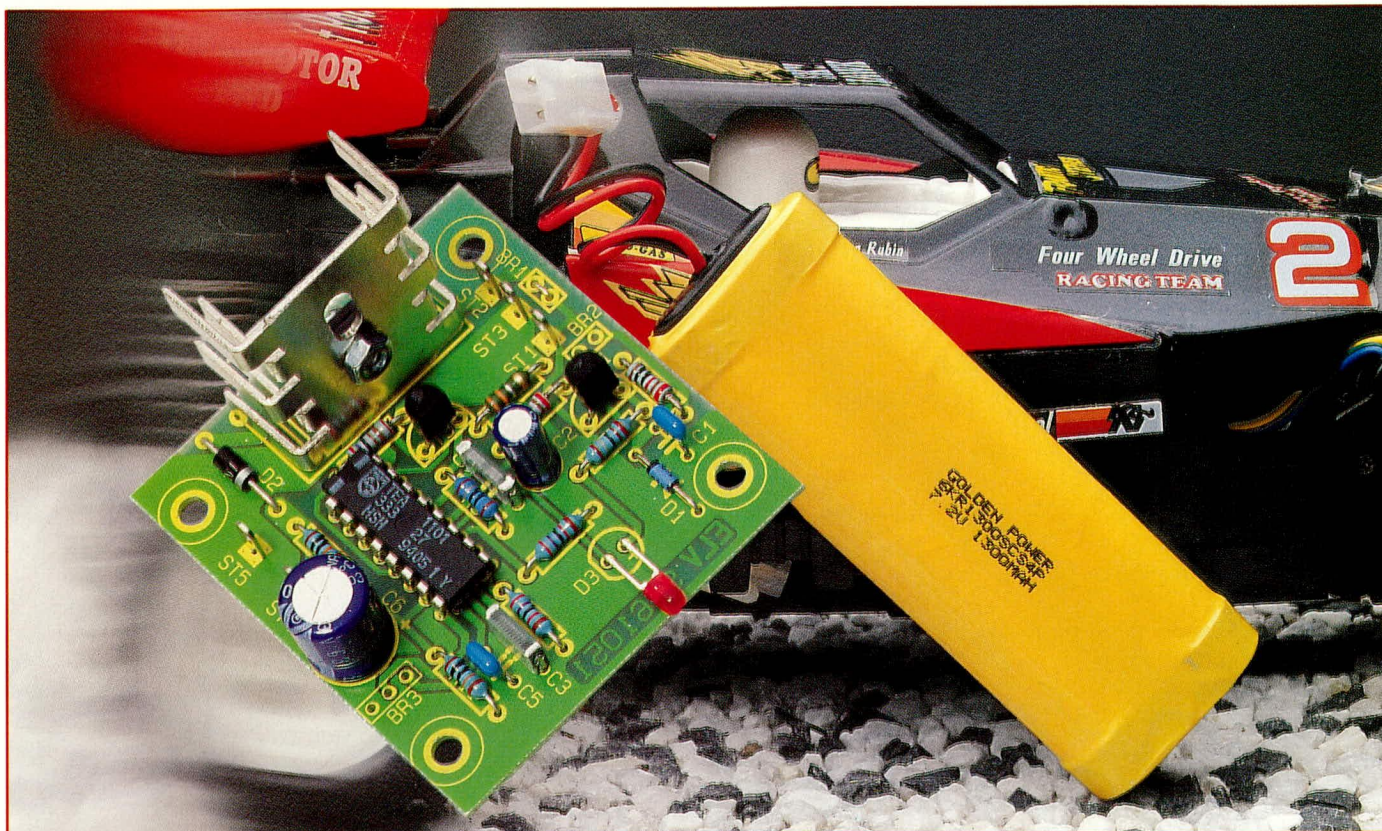
Die standardmäßig verfügbaren Befehle stellen für die Erstellung von Installationen alle erforderlichen Befehle zur Verfügung.

- automatische Erstellung von Programmgruppen etc. (DDE)
- Anpassung von AUTOEXEC.BAT und CONFIG.SYS
- Überprüfung des verfügbaren Speicherplatzes (Festplatte und Arbeitsspeicher)
- Ausführen von Programmen
- automatischer Neustart des Rechners oder Windows
- Erweiterbarkeit durch DLLs
- freie Gestaltung des Hauptbildschirms (Farben, Texte, Hintergrund)
- Daten kopieren, entkomprimieren usw.
- Verzeichnisse erstellen, wechseln
- optionale Verwendung von Prüfsummen
- Zugriff auf beliebig viele Disketten
- Verwendung von Abfragen zur verzweigten Ablaufsteuerung
- Ausgabe von Hinweisfenstern

Mit ELV-WinInstall steht somit ein leistungsfähiges und flexibles Programm zur Verfügung, das Ihnen die kostenintensive Erstellung eines Installations-Programms für Windows abnimmt. Durch den großen Sprachumfang, die Erweiterbarkeit und die Ressourcen-Struktur von Windows läßt sich das Programm zusätzlich sehr schnell den eigenen Bedürfnissen anpassen.

Die kostbare Zeit eines Programmierers kann somit vollständig auf die Entwicklung der Anwendungen gelenkt werden.

ELV



# Universelle Ladeschaltung für NC- und NiMH-Akkus

*Ein intelligentes Ladekonzept mit einem speziellen Akku-Management-IC erlaubt die Schnell-Ladung von NC-Akkus und Nickel-Metall-Hybrid-Zellen. Durch eine genau dosierte Ladungszufuhr nach dem Delta-U-Verfahren wird eine Überladung des Akkus bzw. des Akkupacks zuverlässig verhindert.*

## Allgemeines

Akkus sind in nahezu allen Bereichen des täglichen Lebens zu finden und versorgen eine Vielzahl von portablen Geräten mit elektrischer Energie. Sei es im Mobiltelefon, in der Konsumerelektronik (z. B. Camcorder) oder in Elektrowerkzeugen, überall sind wiederaufladbare Versorgungskonzepte zu finden.

Nun hängt aber die Lebensdauer der zum Teil recht teuren Energiespender entscheidend von der Pflege, d. h. in erster Linie vom Ladeverfahren ab.

Einfache Billig-Ladegeräte sind meistens nur mit einem Vorwiderstand zur Strombegrenzung ausgestattet und tragen keinesfalls zur langen Lebensdauer der Energiequellen bei. Diese Ladegeräte liefern in der Regel nur einen Strom, der 1/10 bis 1/5 der Nennkapazität des Akkus entspricht. Der Ladezyklus eines völlig entladenen

Akkus dauert dementsprechend 7 bis 14 Stunden bei einem Ladefaktor von 1,4, d. h. es wird das 1,4fache der Akku-Nennkapazität eingeladen.

Für häufig genutzte Geräte mit hohem Energiebedarf sind also intelligente Schnell-Ladekonzepte gefragt, die den Akku in kurzer Zeit exakt bis auf 100 % seiner Kapazität aufladen und dann entweder auf Erhaltungsladung umschalten oder die Stromzufuhr zum „Energiespeicher“ unterbrechen.

Besonders bei Geräten, die aufgrund hoher Stromaufnahme nur eine relativ kurze Dauernutzung erlauben, wie Akku-Bohrschrauber, Rasenkantenschneider, Camcorder oder Modellfahrzeuge, spielt die schnelle Verfügbarkeit der Energiequelle und somit eine kurze Ladezeit eine wichtige Rolle.

In den meisten akkubetriebenen Geräten werden heute Akkupacks mit 2 bis 10 in Reihe geschalteten Zellen eingesetzt, die

nur als komplette Einheit geladen werden können. Hier ist es nun erforderlich, die Ladeschaltung an die jeweils vorhandene Zellenzahl anzupassen.

Neben den millionenfach im Einsatz befindlichen NC-Akkus kommen auch zunehmend die umweltfreundlicheren Nickel-Metall-Hybrid-Zellen (NiMH) zum Einsatz. Diese Akkus weisen bei gleicher Baugröße eine ungefähr doppelt so hohe Kapazität wie herkömmliche NC-Akkus auf, sind aber sehr empfindlich gegen Überladung.

Akkusätze mit NiMH-Zellen können daher gegenüber den herkömmlichen NC-Akkupacks kleiner und handlicher werden.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil bei den NiMH-Zellen liegt in der Umweltverträglichkeit, da sie kein umweltschädliches Cadmium enthalten. Des Weiteren ist der bei NC-Akkus gefürchtete Memory-Effekt bei den Nickel-Metall-Hybrid-Zel-



len so gut wie nicht vorhanden.

Als Nachteile sind der zur Zeit noch etwas höhere Preis und der höhere Innenwiderstand zu nennen. NiMH-Zellen sind daher für Elektrowerkzeuge, die hohe Spitzenströme benötigen, weniger geeignet.

NC- und NiMH-Zellen weisen die gleiche Zellenspannung von 1,2 V auf und werden beide mit Konstantströmen geladen. Da auch die Ladekurven (Spannungsverlauf am Akku bei der Ladung) den gleichen Verlauf zeigen, kann für beide Akkutypen dasselbe Ladegerät eingesetzt werden, sofern es denn einige wesentliche Kriterien erfüllt.

Wie bereits erwähnt, reagieren NiMH-Zellen sehr empfindlich auf Überladung, so daß besonders bei Schnell-Ladung unbedingt eine Überwachung des Ladevorganges mit sehr strengen Abschaltkriterien erforderlich ist.

Waren vor kurzem noch aufwendige Ladegeräte zur Schnell-Ladung von Nickel-Metall-Hydrid-Zellen erforderlich, so kann mit dem Akku-Management-IC TEA1101 von Philips ein Schnell-Ladegerät mit minimaler externer Be-

schaltung realisiert werden. Die Ladesteuerung des TEA1101 arbeitet nach dem  $-\Delta U$ -Verfahren und ist speziell für die besonders empfindlichen NiMH-Akkus optimiert.

Durch eine stromlose Erfassung der Spannungswerte werden Spannungsabfälle innerhalb des Akkus und an den Anschlußleitungen bzw. an den Übergangswiderständen zwischen Anschlußklemmen und Akku ausgeschaltet. Anschließend werden die gemessenen Spannungswerte chipintern mit 12-Bit-Auflösung digitalisiert und digital gefiltert. Die hohe Auflösung von 12 Bit ermöglicht eine sehr kleine  $-\Delta U$ -Erfassung (Minus-Delta-U-Erfassung) von 0,25 %, so daß unmittelbar nach dem Spannungsmaximum bei 100 % Ladungsinhalt auf Pulserhaltungsladung umgeschaltet wird. Durch externe Beschaltung kann die  $-\Delta U$ -Erfassung sogar auf 0,125 % gesteigert werden.

Die Spannungserfassung arbeitet in einem weiten Bereich, so daß auch Akkusätze mit unterschiedlicher Zellenzahl ohne Bereichumschaltung geladen werden können.

Nach dem Detektieren eines  $-\Delta U$  von 0,25 % schaltet der TEA auf Impulserhaltungsladung um, wobei die Amplitude und das Tastverhältnis durch die externe Beschaltung einstellbar sind.

Als zusätzliche Schutzfunktion stehen beim TEA1101 ein Timer, eine Kurzschluß- und Leerlaufüberwachung sowie die Vor-

gabe eines Temperaturfensters zur Verfügung.

Der Baustein verfügt sowohl über einen Analogausgang zur Steuerung eines Linearreglers als auch über einen PWM- (Pulsweitenmodulator-) Ausgang zur Ansteuerung eines Schaltreglers bei hohen Ladeströmen. Durch die externe Dimensionierung können beliebige Ladeströme eingestellt und somit die Schaltung optimal an die individuellen Gegebenheiten angepaßt werden.

Im übrigen ist der TEA1101 aufwärts kompatibel zum TEA1100, der aufgrund einer  $-\Delta U$ -Erfassung von 0,5 % nur zum Laden von NC-Akkus geeignet ist.

### Ladeverfahren

Die Lebensdauer von NC- und NiMH-Akkus hängt entscheidend von ihrer Pflege, und hier insbesondere vom angewendeten Ladeverfahren ab. Leider erreichen heute die meisten Akkus aufgrund unge-

## *Intelligentes Akku-Management-IC sorgt für eine exakt dosierte Ladungszufuhr bei NC- und NiMH-Akku-Packs*

eigneter Ladeverfahren nur rund 30 % ihrer maximal möglichen Lebensdauer. Da defekte Akkus einen beträchtlichen ökonomischen Schaden verursachen und unnötig die Umwelt belasten, sind intelligente Ladekonzepte gefragt.

Das Funktionsprinzip der gebräuchlichsten heute eingesetzten Lademethoden wollen wir nun kurz erläutern.

### Strombegrenzung durch Vorwiderstand

Die meisten Billigladegeräte verfügen über keinerlei Intelligenz und arbeiten nur mit einem zum Akku in Reihe geschalteten Vorwiderstand zur Strombegrenzung. Diese Lademethode erfordert zwar keinen Schaltungsaufwand, schützt den Akku aber auch nicht vor Überladung. Die Folge: Schon nach wenigen Ladezyklen können irreversible Schäden am Akku auftreten. Des weiteren ist diese Lademethode nur mit geringen Strömen bis maximal 0,3 CA zulässig (0,3fache der Nennkapazität), da sonst der Akku bei Überladung durch den extrem ansteigenden Innendruck explodieren kann.

### Auswertung der Ladeschlußspannung

Da NC- und NiMH-Zellen einen negativen Temperaturkoeffizienten von ca.  $-4 \text{ mV/K}$  besitzen, ist die Auswertung der

Ladeschlußspannung nur in einem relativ engen Temperaturbereich möglich. Soll über einen erweiterten Temperaturbereich der Absolutwert der Zellenspannung als Abschaltkriterium dienen, ist eine temperaturkompensierte Spannungsüberwachung erforderlich.

### Timerprinzip

Eine der am häufigsten angewandten Lademethoden ist das Timerprinzip. Die Akkus werden vor der Ladung bzw. Schnell-Ladung über einen Verbraucher wie z. B. einen ohmschen Widerstand bis auf die Entladeschlußspannung von 1 V je Zelle vorentladen. Danach erfolgt die Ladung des Akkus bzw. des Akkupacks mit einem konstanten Strom bei genau vorgegebener Ladezeit. Der entscheidende Nachteil dieses Verfahrens ist es, daß eine evtl. im Akku noch vorhandene Restenergie vor der Ladung in Wärme umgesetzt und anschließend wieder zugeführt werden muß.

Da das Nachladen eines teilentladenen Akkus nicht möglich ist, hängt der Gesamt-Ladezyklus vom Ladezu-

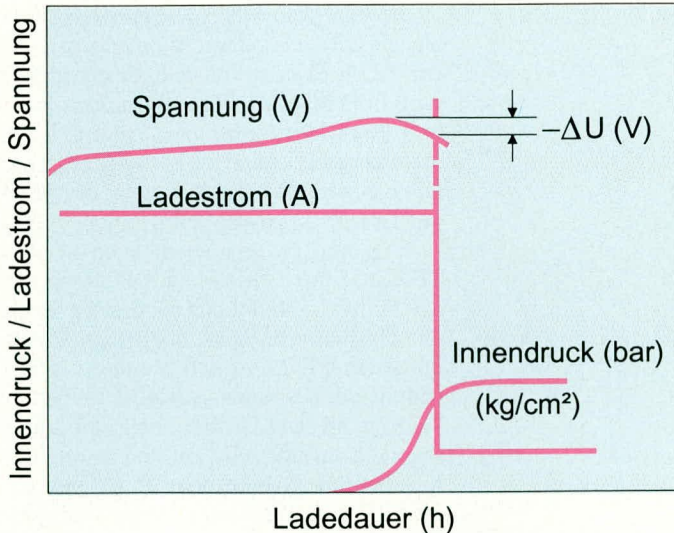
stand des Akkus ab. Für Anwendungen, die einen ständig einsatzbereiten Akku erfordern, wie z. B. Mobiltelefone, ist dieses Ladeverfahren daher wenig geeignet.

### $-\Delta U$ -Ladeverfahren

Beim  $-\Delta U$ -Ladeverfahren, nach dem auch unsere Ladeschaltung arbeitet, wird das Spannungsmaximum der Ladekurve unabhängig vom Absolutwert der Spannung ausgewertet.

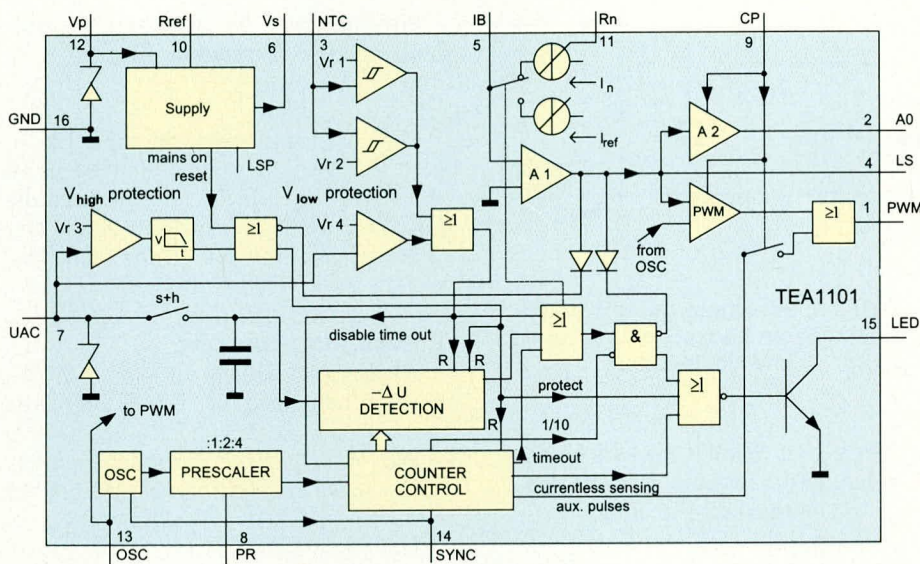
Zunächst steigt beim Laden des Akkus die Zellenspannung kontinuierlich an. Ab 100 % Ladung kann die Zelle die zugeführte Energie nicht mehr speichern, und es kommt an der positiven Elektrode zur Bildung von Sauerstoffgas. Innerhalb des Akkus entsteht jetzt ein Überdruck. Da die Energie nicht mehr aufgenommen werden kann, kommt es zu starker Erwärmung. Gleichzeitig nimmt mit steigender Temperatur die Zellenspannung wieder ab. Abbildung 1 zeigt dazu den typischen Lade-spannungsverlauf eines Akkus.

Der TEA1101 mißt nun in regelmäßigen stromlosen Zeitabständen die Zellenspannung und vergleicht diese mit dem jeweils vorangegangenen abgespeicherten Meßwert. Solange der aktuelle Meßwert höher als der vorangegangene ist, wird fortlaufend abgespeichert. Tritt ein niedriger Wert auf, so wird geprüft, ob das festgelegte  $-\Delta U$  (beim TEA1101 0,25 %) überschritten wurde. Bei mehrfacher Überschreitung der



**Bild 1:**  
Typischer Ladespannungsverlauf eines Akkus

**Bild 2 zeigt**  
die komplexe  
interne Struktur  
des TEA1101



geschalteten Zellen ist ein entsprechender Spannungsteiler vorzuschalten.

Der integrierte Oszillator des TEA1101, der auch sämtliche Systemzeiten, d.h. die maximale Schnell-Ladezeit, die Wiederholrate der Stromimpulse bei der Erhaltungsladung, die Zeit zwischen 2 Abtastwerten bei der  $-\Delta U$ -Erfassung usw. beeinflusst, wird an Pin 13 mit einem externen Kondensator beschaltet.

Durch die Vorgabe eines Temperaturfensters an Pin 3 des ICs kann eine schädliche Schnell-Ladung bei zu kaltem oder zu heißem Akku verhindert werden. Als weitere Schutzfunktion steht ein Timer zur Verfügung, der die Schnell-Ladung nach einer von der Oszillatorfrequenz und dem an Pin 8 (PR) eingestellten Teilungsfaktor abhängigen Zeit unterbricht.

## Schaltung

Die Schaltung des mit dem TEA1101 und wenigen externen Komponenten realisierten Linearreglers für mittlere Leistungen ist in Abbildung 3 zu sehen. Durch die Dimensionierung von wenigen passiven Bauteilen läßt sich die Schaltung an verschiedene Zellenzahlen und Ladeströme anpassen.

Ein kleines Netzteil mit Längstransistor (T 1) und Z-Diode (D 1) stabilisiert die Versorgungsspannung des ICs und erlaubt auch größere Betriebsspannungen als 11,5 V. Wird die Schaltung mit einer Spannung zwischen 6 V und 11,5 V betrieben, so können die Bauelemente R 1, D 1, C 1 und T 1 entfallen, und die Brücke BR 2 wird geschlossen.

Die Betriebsspannung wird der Schaltung an ST 1 und die Ladespannung an ST 2 jeweils gegen Masse (ST 3) zugeführt. Der zu ladende Akku bzw. Akkupack ist mit dem Pluspol an ST 4 und dem Minuspol an ST 5 anzuschließen.

Der aktuell fließende Ladestrom wird über den Shuntwiderstand R 4 gemessen und über R 5 dem TEA1101 an Pin 5 mitgeteilt. Über den analogen Ausgang (Pin 2) des ICs und den Treibertransistor T 3 erfolgt nun die Steuerung der mit dem Leistungstransistor T 2 aufgebauten Stromquelle. D 2 verhindert ein Entladen des Akkus bei Spannungsausfall.

Der Schnell-Ladestrom hängt von der Größe des Shunt-Widerstandes R 1 sowie den Widerständen R 5 und R 8 ab und errechnet sich nach der Formel

$$I_{Lade} = \frac{V_{ref} \cdot R_5}{R_8 + R_1}$$

$V_{ref}$  wird hierbei mit 1,25 V angesetzt. Um die maximale Meßgenauigkeit bei geringer Verlustleistung auszunutzen, sollte am Shunt (R 1) eine Spannung von 50 mV bis 200 mV abfallen.

festgelegten Kriterien wird auf Erhaltungsladung umgeschaltet.

Dank der hohen Auflösung von 12 Bit und der damit verbundenen Präzision ( $-\Delta U = 0,25\%$ ) wird eine Schädigung der sehr überladungsempfindlichen NiMH-Zellen verhindert.

## Blockschaltbild

Alle wesentlichen Komponenten, die zum Bau eines Ladegerätes nach dem Verfahren der negativen Spannungsdifferenz erforderlich sind, befinden sich im 16poligen Chipgehäuse des TEA1101 von Philips (Abbildung 2).

Die Betriebsspannung wird dem Baustein an Pin 12 zugeführt und darf zwischen 5,65 und 11,5 V liegen. Eine intern generierte Referenzspannung von 4,25 V wird an Pin 6 des ICs ausgegeben.

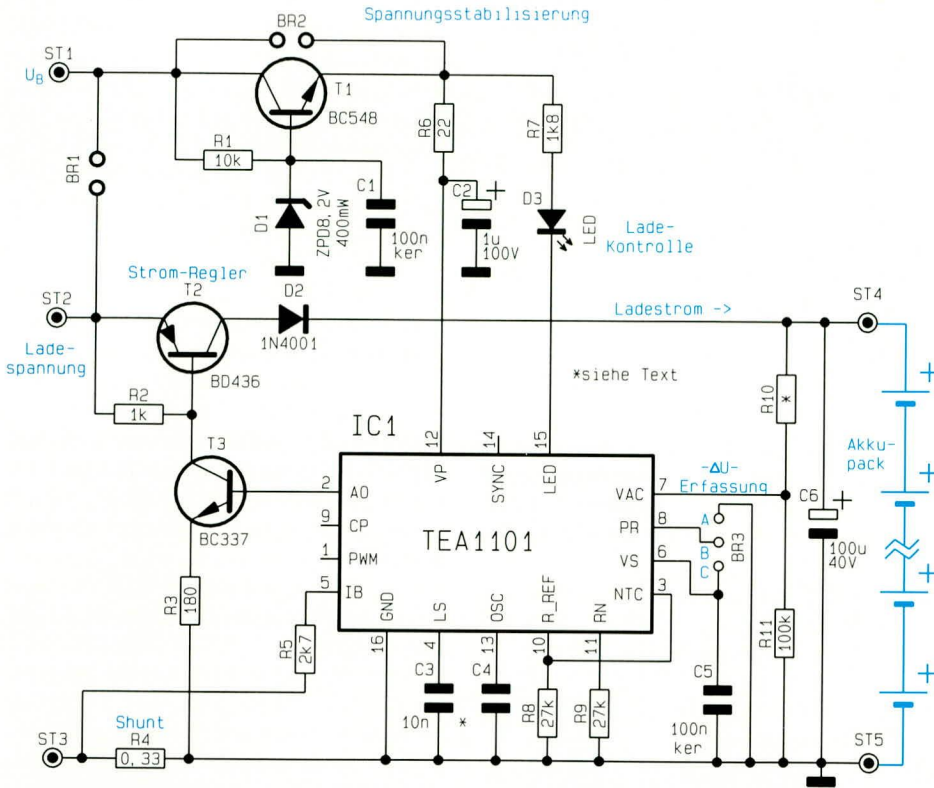
Für die Schnell- und Erhaltungsladung stehen an Pin 10 und Pin 11 zwei voneinander unabhängige Stromquellen, die extern

jeweils nur mit einem Widerstand beschaltet werden, zur Verfügung. Der Istwert des Ladestromes wird an Pin 5 des Bausteins gemessen und über einen Fehlerverstärker mit dem jeweiligen Sollwert verglichen.

Ausgangsseitig liefert der TEA1101 an Pin 2 ein analoges Signal zur Steuerung eines Linearreglers und an Pin 1 ein pulsweitenmoduliertes Signal für einen getakteten Stromregler (Schaltregler).

Eine am Monitorausgang (Pin 15) angeschlossene Leuchtdiode leuchtet ständig bei Schnell-Ladung, blinkt bei Erhaltungsladung und ist bei offenem Ausgang erloschen.

Die Abtastung der Akkuspannung erfolgt im stromlosen Zustand an Pin 7 (UAC) des Chips. Im Schaltungsblock  $-\Delta U$ -Erfassung erfolgt dann mit 12-Bit-Auflösung die Digitalisierung, die digitale Filterung, die Zwischenspeicherung und Differenzberechnung. Die  $-\Delta U$ -Erfassung an Pin 7 arbeitet in einem Spannungsbereich von 0,385 V bis 3,85 V. Bei mehr als 2 in Reihe



**Bild 3: Schaltung der universell einsetzbaren Ladeschaltung für NiCd- und NiMH-Akkus**

Mit einer an die jeweilige Zellenzahl angepaßten Ladespannung wird die Verlustleistung am Laderegler (T 2) so gering wie möglich gehalten.

Der Erhaltungsladestrom kann ebenfalls durch externe Dimensionierung, und zwar weitestgehend unabhängig vom Schnell-Ladestrom eingestellt werden. Da es sich beim TEA1101 um eine Impulserhaltungsladung handelt, ist nicht der Spitzenstrom, sondern der arithmetische Mittelwert des Stromes entscheidend. Der arithmetische Mittelwert im Erhaltungslademodus errechnet sich nach der Formel

$$I_{\text{Erhalt}} = \frac{V_{\text{ref}} \cdot R_5}{R_9 + R_1} \cdot \frac{0,1}{p}$$

Ohne R 9 stellt sich die Amplitude der Stromimpulse auf den halben Wert des Schnell-Ladestromes ein. Weiterhin sollte bei der Dimensionierung beachtet werden, daß R 9 nicht kleiner und nicht mehr als doppelt so groß wie R 8 gewählt wird.

Auch bei der Berechnung des Erhaltungsladestromes wird  $V_{\text{ref}}$  mit 1,25 V angesetzt. Das Puls-Pausen-Verhältnis der Erhaltungsladung wird durch  $0,1/p$  berücksichtigt. Der Teilungsfaktor  $p$  des chipinternen Verteilers für die Takt- und Zeitsteuerung wird an Pin 8 des Bausteins über eine Drahtbrücke eingestellt und kann 1, 2 oder 4 betragen. Tabelle 1 zeigt in diesem Zusammenhang das Verhältnis von Schnell- zu Erhaltungsladestrom in Abhängigkeit vom Teilungsfaktor  $p$ .

**Tabelle 1: Verhältnis Schnell- zu Erhaltungsladestrom in Abhängigkeit von Teilungsfaktor P und R 9**

P =	BR 3	R 9	Verhältnis $I_{\text{Lade}}/I_{\text{Erh.}}$
1	B mit C verbunden	R9 = R 8	10 : 1
		R 9 =	20 : 1
2	offen	R 9 = R 8	20 : 1
		R 9 =	40 : 1
4	A mit B verbunden	R 9 = R 8	40 : 1
		R 9 =	80 : 1

**Tabelle 2: Dimensionierung des Spannungsteiler-Widerstandes R 10 in Abhängigkeit von der Zellenzahl**

Anzahl der Zellen	R 10	Ladespannung
1	0 Ω	3,6 V
2	0 Ω	5,2 V
3	39 kΩ	6,8 V
4	100 kΩ	8,4 V
5	150 kΩ	10,0 V
6	180 kΩ	11,6 V
7	220 kΩ	13,2 V
8	270 kΩ	14,8 V
9	330 kΩ	16,4 V
10	390 kΩ	18,0 V

Die Anpassung der Akkuspannung (Zellenzahl) an den Eingangsspannungsbereich der  $-\Delta U$ -Erfassung von 0,385 V bis 3,85 V wird mit Hilfe des Spannungsteilers R 10 und R 11 vorgenommen. Wenn R 11 100 kΩ beträgt, kann für 1 bis 10 Zellen die Dimensionierung des Widerstandes R 10 der Tabelle 2 entnommen werden.

Wie bereits erwähnt, besitzt der TEA1101 eine Timer-Schutzschaltung, die den Schnell-Lademodus nach einer durch die Oszillatorfrequenz festgelegten Zeit unterbricht. Die Oszillatorfrequenz ist abhängig vom Kondensator C 4 und vom Widerstand R 8. Da R 8 auch den Ladestrom beeinflusst, wird zur Anpassung der Kondensator C 4 entsprechend dimensioniert. Die Oszillatorfrequenz wird nach der Formel

$$T_{\text{osz}} = 0,93 \cdot R_8 \cdot C_4$$

errechnet, und die maximale Schnell-Ladezeit ergibt sich aus der Formel

$$T_{\text{max}} = T_{\text{osz}} \cdot 2^{26} \cdot p$$

Die  $-\Delta U$ -Erfassung kann auf 0,125 % gesteigert werden, wenn in Reihe zu R 10 eine Z-Diode geschaltet wird, an der ca. die gleiche Spannung wie an R 10 abfällt. Der Widerstandswert von R 10 wird dann halbiert.

### Berechnungsbeispiel

Als Beispiel wollen wir nun einen Akkupack, bestehend aus vier 500mA-Mignonzellen in ca. 2 Stunden laden.

Dazu errechnen wir zuerst den erforderlichen Schnell-Ladestrom nach der Formel

$$I_{\text{Lade}} = \text{Ladefaktor} \cdot \frac{C}{T_{\text{Lade}}}$$

Als Ladefaktor wird üblicherweise für NiCd- und NiMH-Akkus 1,4 angenommen, d. h. es muß ca. die 1,4fache Energie zugeführt werden, als später wieder entnommen werden kann.

Nach der Formel ergibt sich somit ein Ladestrom von

$$1,4 \cdot \frac{500 \text{ mAh}}{2 \text{ h}} = 350 \text{ mA}$$

Wenn wir bei der Dimensionierung für R 4 0,33 Ω und für R 8 27 kΩ ansetzen, ist für den erforderlichen Ladestrom von 350 mA nur noch R 5 zu dimensionieren.

$$R_5 = \frac{R_8 \cdot R_4 \cdot I_{\text{Lade}}}{1,25 \text{ V}} =$$

$$\frac{27 \text{ k}\Omega \cdot 0,33 \Omega \cdot 350 \text{ mA}}{1,25 \text{ V}} \approx 2.494,8 \Omega$$

Wir setzen hier den nächsten Wert aus der E-12-Reihe, also 2,7 kΩ ein. Für 4 in Reihe geschaltete Zellen wird der Widerstandswert für den Eingangsspannungsteiler der  $-\Delta U$ -Erfassung laut Tabelle 2

Tabelle 3: Dimensionierungsbeispiele

Akku-Nennkapazität	Ladestrom	Ladezeit ca. 1 h					Ladezeit ca. 2 h					Ladezeit ca. 3 h						
		R 4	R 5	R 8	C 4	D 2	Ladestrom	R 4	R 5	R 8	C 4	D 2	Ladestrom	R 4	R 5	R 8	C 4	D 2
500mA/h	700mA	0,2Ω	3k3	27k	1,8nF	1N4001	350mA	0,33Ω	2k7	27k	3,3nF	1N4001	230mA	0,33Ω	1k5	27k	4,7nF	1N4001
600mA/h	840mA	0,2Ω	3k6	27k	1,8nF	1N4001	420mA	0,33Ω	3k3	27k	3,3nF	1N4001	280mA	0,33Ω	1k8	27k	4,7nF	1N4001
700mA/h	980mA	0,1Ω	2k2	27k	1,8nF	1N4001	490mA	0,3Ω	3k6	27k	3,3nF	1N4001	330mA	0,33Ω	2k2	27k	4,7nF	1N4001
1100mA/h	1540mA	0,1Ω	3k3	27k	1,8nF	1N5401	770mA	0,2Ω	3k3	27k	3,3nF	1N4001	520mA	0,33Ω	3k6	27k	4,7nF	1N4001

R 9 = ∞ (entfällt bei dieser Dimensionierung ersatzlos); Teilungsfaktor P = 2 (BR 3 wird nicht bestückt)

mit 100 kΩ eingesetzt.

Weiterhin nehmen wir in unserem Beispiel an, daß zwischen Schnell-Lade- und Erhaltungsladestrom das Verhältnis 40 : 1 betragen soll. Dazu wird dann der Widerstand R 9 nicht bestückt, und die Brücke BR 3 bleibt offen ( P = 2).

Die Timer-Schutzschaltung soll so dimensioniert werden, daß nach ca. 3 Stunden von Schnell- auf Erhaltungsladung umgeschaltet wird. Der erforderliche Wert für C 4 ergibt sich nun aus der Formel:

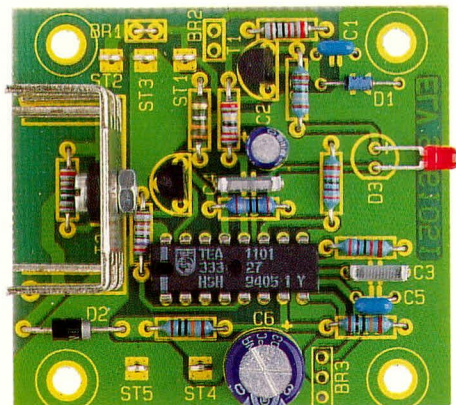
$$C 4 = \frac{T_{max}}{0,93 \cdot R 8 \cdot P \cdot 2^{26}} = \frac{10800 \text{ sek.}}{0,93 \cdot 27 \text{ k}\Omega \cdot 2 \cdot 2^{26}} = 3,2 \text{ nF}$$

Auch hier wählen wir den nächsten Normwert, also 3,3 nF.

Dieses kleine Beispiel hat gezeigt, daß die mit wenig Aufwand realisierte Ladeschaltung durch Dimensionierung schnell und einfach an fast jeden Akkupack und Ladestrom angepaßt werden kann.

### Dimensionierungsbeispiele

Das Laden von NC- und NiMH-Zellen in der Baugröße Mignon stellt wohl die häufigsten Einsatzfälle dar, so daß wir in Tabelle 3 die Werte der entsprechenden Komponenten angegeben haben, und zwar für die Ladezeiten von 1 h, 2 h und 3 h. Die erforderliche Dimensionierung des spannungsteiler-Widerstandes R 10 für 1 - 10 Zellen mit der zugehörigen Ladespannung wird Tabelle 2 entnommen.



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte

### Nachbau

Der Nachbau dieser kleinen, universell einsetzbaren Schaltung ist denkbar einfach und in ca. einer halben Stunde erledigt. Zur Aufnahme der Bauelemente steht eine Leiterplatte mit den Abmessungen 57,5 x 53 mm zur Verfügung.

Hier werden zuerst die Drahtbrücken und Widerstände entsprechend dem Anwendungsfall eingelötet.

Danach folgen die Z-Diode D 1 und die Schutzdiode D 2, deren Katoden jeweils

durch einen Ring gekennzeichnet sind.

Es folgen die beiden Folienkondensatoren C 3, C 4 und die Keramik Kondensatoren C 1 und C 5.

Während die Anschlußbeinchen der beiden Kleinsignaltransistoren T 1 und T 3 vor dem Anlöten so weit wie möglich durch die zugehörigen Bohrungen der Leiterplatte zu stecken sind, wird der Leistungstransistor T 2 zuerst an einen U-Kühlkörper geschraubt und dann mit ausreichend Lötzinn eingelötet.

Bei den beiden Elektrolytkondensatoren C 2 und C 6 ist unbedingt die richtige Polarität zu beachten.

Die 5 Lötstifte mit Öse sind vor dem Anlöten stramm in die entsprechende Bohrung der Platine zu pressen.

Bleibt nur noch die Leuchtdiode D 3, die je nach Einbau der Platine abgewinkelt eingelötet oder mit einadrig isolierten Leitungen verlängert wird.

Je nach Anwendungsfall kann die Versorgungsspannung der Schaltung aus der Ladespannung (BR 1 geschlossen) erfolgen oder getrennt an ST 1 angelegt werden.

Die bestückte Platine der Ladeschaltung ist für den Einbau in ein geschlossenes Gehäuse zusammen mit einer Stromversorgung, bestehend aus Netztrafo, Gleichrichter und Pufferelko, vorgesehen. Dabei ist eine ausreichende Luftzirkulation zur Kühlung des Leistungs-Stromreglers sicherzustellen. Sämtliche VDE- und Sicherheitsvorschriften sind unbedingt zu beachten. **ELV**

### Stückliste: Universelle Ladeschaltung für NC- und NiMH-Akkus

#### Widerstände:

0,33Ω	R4
22Ω	R6
180Ω	R3
1kΩ	R2
1,8kΩ	R7
2,7kΩ	R5
10kΩ	R1
27kΩ	R8, R9
100kΩ	R10, R11

#### Kondensatoren:

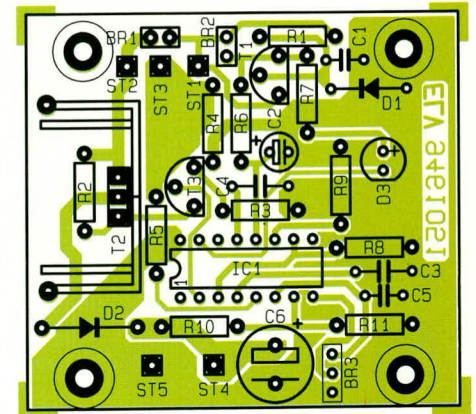
3,3nF	C4
10nF	C3
100nF/ker	C1, C5
1µF100V	C2
100µF/40V	C6

#### Halbleiter:

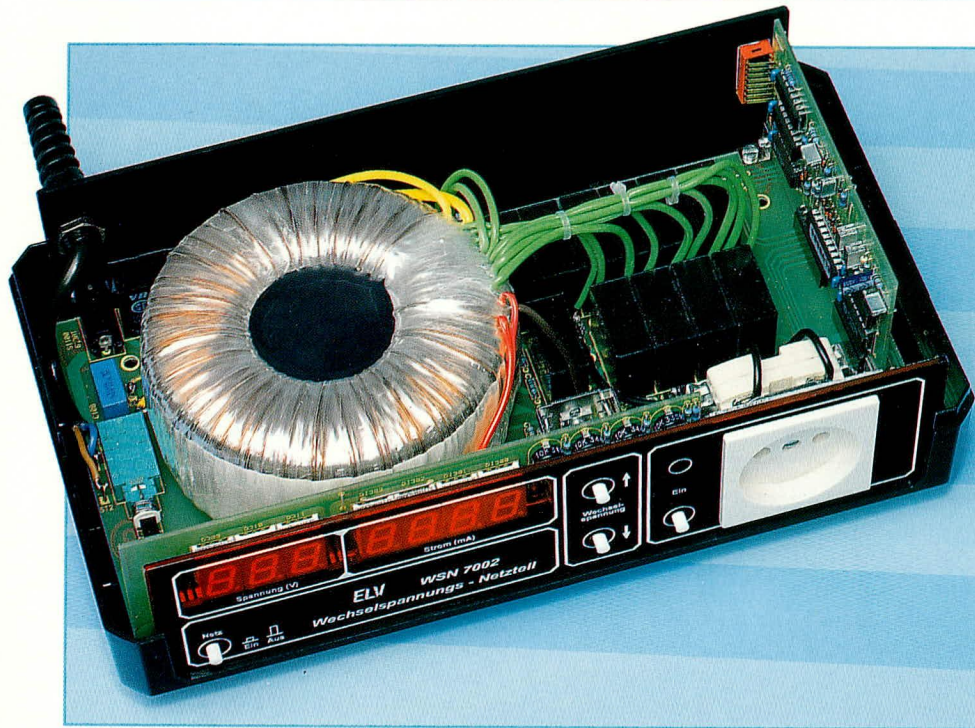
TEA1101	IC1
BC548	T1
BC337	T3
BD436	T2
ZPD8,2V	D1
1N4001	D2
LED,3mm, rot	D3

#### Sonstiges:

- 5 Lötstifte mit Lötöse
- 1 Kühlkörper (stehend)



Bestückungsplan der universellen Ladeschaltung für NC- und NiMH-Akkus



# 0 - 300 V / 400 VA- Wechselspannungs- Netzteil WSN 7002

**Galvanisch vom Netz getrennte Wechselspannungen von 0-300 V in 10V-Schritten stellt das WSN 7002 bereit. 2 Digital-Displays informieren gleichzeitig über den fließenden Strom und die am Verbraucher anliegende Spannung.**

## Allgemeines

Der aufmerksame ELV-Leser wird sicherlich schon des öfteren den Sicherheitshinweis: „Wir weisen darauf hin, daß Aufbau und Inbetriebnahme...., die einschlägigen VDE- und Sicherheitsbestimmungen sind zu beachten.“ gelesen haben.

An dieser Stelle wird in den VDE-Richtlinien u. a. die galvanische Trennung gefordert, wenn in dem Gerät die Netzwechselspannung frei zugänglich ist und keine interne galvanische Trennung (z. B. durch vergossenen Netztransformator mit nicht berührbarer Netzspannungszuführung) vorhanden ist.

Die galvanische Trennung trägt zum Schutz der an einem Gerät arbeitenden Person vor einem möglicherweise tödlichen Stromschlag bei, wenn ein spannungsführendes Teil im Gerät berührt und gleichzeitig Kontakt mit der mehr oder weniger geerdeten Umgebung (z. B. Fußboden, Ar-

beitsplatte usw.) gegeben ist.

Im Handwerk und in der Industrie muß die sichere galvanische Trennung immer dann gewährleistet sein, wenn an Geräten Reparaturen, Messungen oder sonstige Arbeiten durchgeführt werden. Auch im privaten Labor sollte die galvanische Trennung bei entsprechenden Arbeiten aus Sicherheitsgründen immer vorhanden sein. Aber nicht nur für die Sicherheit ist ein

Trenntransformator unbedingt erforderlich, sondern auch bei verschiedenen Meßaufgaben ist die galvanische Trennung unverzichtbar.

Weitergehende Erläuterungen sowie technische Hintergründe zu diesem Thema sind im „ELVjournal“ 5/93 im Rahmen des Artikels „Wechselspannungsnetzteil WSN 9000“ erschienen.

Neben detaillierten Hinweisen zur Bedienung, Funktion, Nachbau und Inbetriebnahme sind diese Informationen auch in der jedem Bausatz und jedem Fertiggerät beiliegenden Bau- und Bedienungsanleitung enthalten. Im weiteren Verlauf dieses Artikels wollen wir uns im wesentlichen mit der interessanten und innovativen Schaltungstechnik des WSN 7002 befassen.

Neben der sicheren galvanischen Trennung bietet das von ELV entwickelte Wechselspannungs-Netzteil WSN 7002 noch eine ganze Reihe wichtiger und nützlicher Zusatzfunktionen.

Die Ausgangsspannung ist in 10 V-Schritten von 0 V bis hinauf zu 300 V einstellbar. So kann bei Bedarf die Versorgungsspannung langsam „hochgefahren“ werden, was im Servicefall vielfach wünschenswert ist.

Verschiedene Einschaltzustände sind durch einen an der Rückseite des Gerätes befindlichen 8fach-DIP-Schalter vorwählbar, zur optimalen Anpassung an die vorhandenen Laborbedingungen.

Tabelle 1 zeigt in übersichtlicher Form die technischen Daten des WSN 7002.

## Schaltung

Für eine gute Übersicht ist die Schaltung des WSN 7002 in 3 Einzelschaltbilder aufgeteilt. Wir beginnen die Schaltungsbeschreibung mit dem Teilschaltbild 1, in dem die Leistungsstufe dargestellt ist.

### Leistungsstufe (Bild 1)

Wichtigstes „Bauelement“ dieses Schaltungsbaus und auch gleichzeitig dieses WSN 7002 insgesamt ist der 400VA-Ringkerntransformator TR 1. Neben der Erzeugung verschiedener sekundärseitiger Ausgangs-

**Tabelle 1: Technische Daten WSN 7002**

Dauer-Ausgangsleistung: .....	300 VA (1,00 A bei 300 V)
Spitzen-Ausgangsleistung: .....	400 VA (1,33 A bei 300 V)
Dauer-Ausgangsstrom: .....	1 A (im Bereich von 10 - 300 V)
Spitzen-Ausgangsstrom: .....	1,33 A (im Bereich von 10 - 300 V)
Ausgangsspannung: .....	0-300 V in 10 V-Schritten, Einstellung erfolgt über Auf-Ab-Tasten
Spannungsanzeige: .....	0 - 300 V, 3stellig, digital, 1 V-Auflösung
Stromanzeige: .....	0 - 1,333 A, 4stellig, digital, 1 mA-Auflösung
Versorgungsspannung: .....	230 V~ ±10 %, 50 Hz
Innenwiderstand: .....	8,0

spannungen wird hier die galvanische Trennung vom 230V-Wechselspannungs-Netz erreicht.

Unmittelbar nach dem Einschalten wird der Eingangsstrom zunächst durch R 114 begrenzt. Nach ca. 30 ms wird das Relais RE 12 von der Ansteuerschaltung um R 113, C 114, T 100 und D 104 durchgeschaltet und damit der NTC-Widerstand R 114 überbrückt, womit der Ringkerntrafo nun direkt am 230V-Wechselspannungsnetz betrieben wird.

Für den Betrieb der internen Schaltungskomponenten wird eine erdsymmetrische Spannung von  $\pm 5$  V sowie eine negative Spannung in Höhe von ca. 11 V benötigt. Die hierfür erforderliche Netzteilschaltung befindet sich im oberen rechten Schaltbildbereich.

Die obere Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung in Verbindung mit den Gleichrichterdioden D 100 bis D 103 bildet eine sogenannte Mittelpunktschaltung, die zusammen mit den Elkos C 100 und C 103 die unstabilierte erdsymmetrische Ver-

sorgungsspannung von ca.  $\pm 11$  V liefert.

Weiterhin werden aus diesen unstabilisierten Versorgungsspannungen mit den integrierten Festspannungsreglern IC 100 und IC 101 die erdsymmetrischen stabilisierten Spannungen von  $\pm 5$  V erzeugt.

Die Ausgangsspannung des WSN 7002 wird über die untere Trafowicklung, die sekundärseitig galvanisch von der Netzwechselspannung getrennt ist, bereitgestellt. Die 300V-Trafowicklung ist hierzu mit 9 Zwischenanzapfungen versehen, die so gestuft sind, daß durch geschickte Kombination zweier Trafoanschlüsse ein Einstellbereich von 0-300 V in 10V-Schritten möglich ist.

Die Verschaltung der einzelnen Trafoanschlüsse miteinander erfolgt durch die Leistungsrelais RE 1 bis RE 10. Hierbei handelt es sich um 16A-Leistungsrelais mit einer Schaltspannung von maximal 380 VAC, die in dieser Anwendung eine hohe Lebensdauer und Betriebssicherheit gewährleisten.

Die niederohmigen Widerstände R 100

und R 101 übernehmen die Funktion des zur Strommessung erforderlichen Shunt-Widerstandes. Die hier abfallende stromproportionale Meßspannung ist mit 50 mV bei 1A-Ausgangsstrom nur gering und wird aus diesem Grunde mit Hilfe von IC 104 mit Zusatzbeschaltung um den Faktor 15 verstärkt.

Die an Pin 6 des IC 104 anliegende Meßspannung wird nun direkt der in Abbildung 3 gezeigten Stromanzeige zugeführt.

Zur Pegelanpassung für die Messung der Ausgangsspannung dient der Widerstandsteiler, bestehend aus R 102 bis R 106. Die über R 106 abgegriffene Meßspannung gelangt dann direkt zur Spannungsanzeige in Abbildung 3.

### Steuerlogik (Bild 2)

Die prinzipielle Funktion der Steuerlogik sieht wie folgt aus:

Der Zählerstand des 5-Bit-Zählers IC 204 / IC 205 wird über die Tasten „Auf“ und „Ab“ in 31 Stufen gewählt. Jede Stufe entspricht hierbei einer Ausgangsspannung

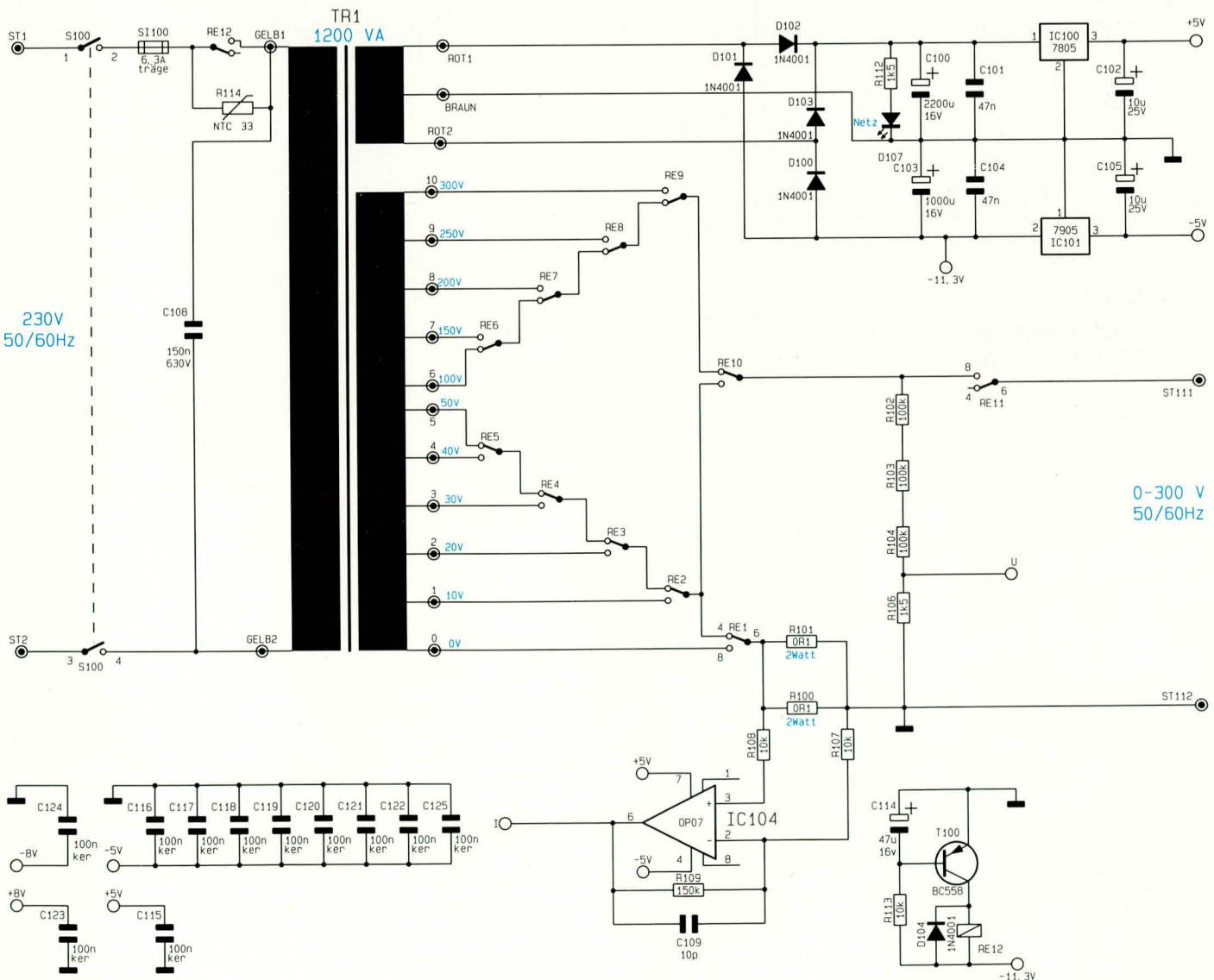
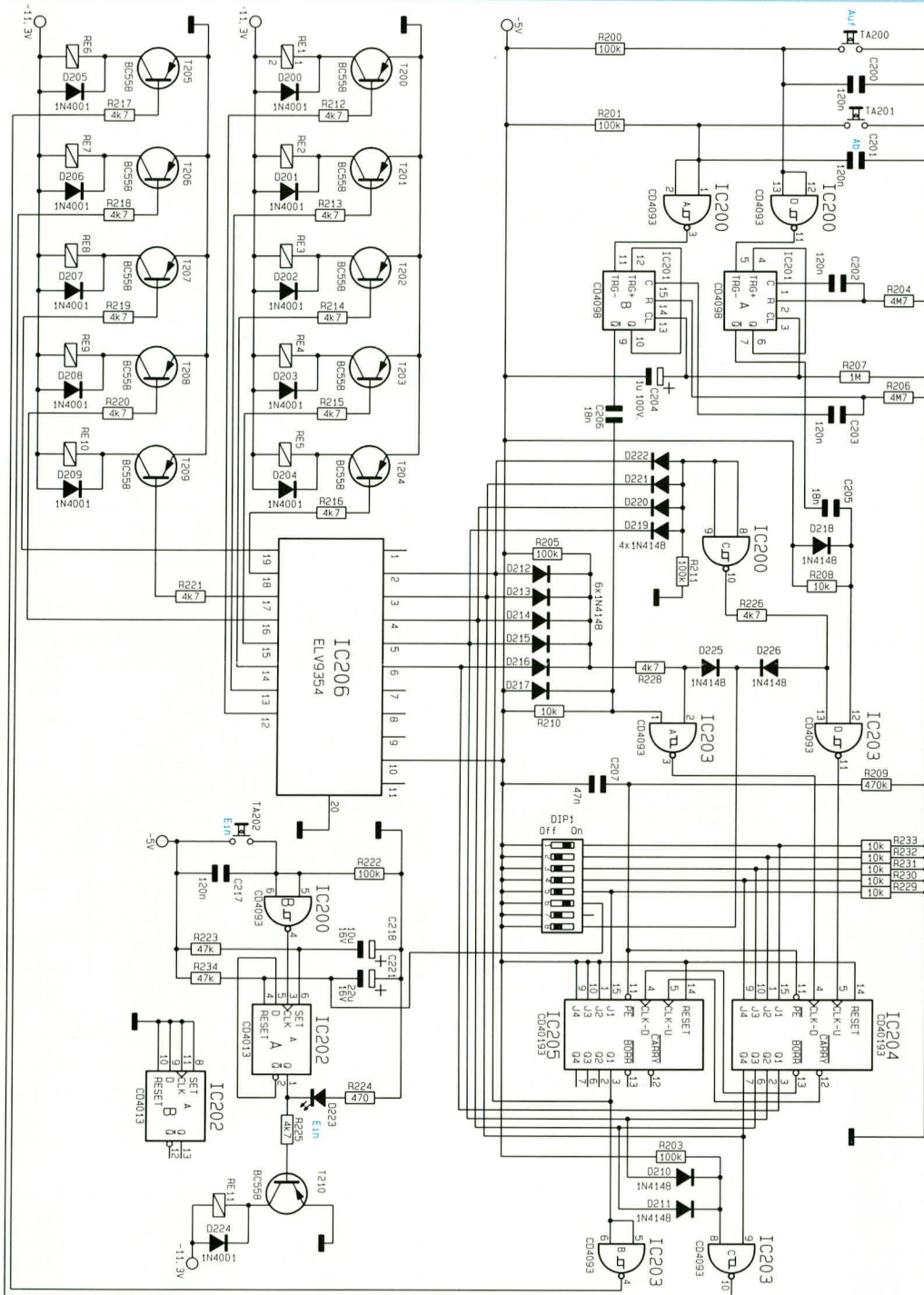


Bild 1: Leistungsstufe des WSN 7002 mit dem 400 VA-Ringkerntransformator



**Bild 2: Steuerlogik des WSN 7002 mit dem programmierten Logikbaustein des Typs ELV 9354**

zwischen 0 V und 300 V in 10 V-Schritten. Der Zählerstand wird anschließend in Form eines 5-Bit-Binärcodes der programmierbaren Logik zugeführt, die schließlich die Decodierung und Ansteuerung der 10 Relais übernimmt.

Am linken oberen Schaltbildrand befinden sich die Steuertaster „Auf“ und „Ab“ (TA 200 und TA 201). Um definierte Schaltsignale zu erreichen, werden die „Tastersignale“ über die Schmitt-Trigger-Gatter IC 200 A, D geführt, bevor sie auf die Triggereingänge der Mono-Flops IC 201 A, B gelangen. Beide Mono-Flops sind

durch die externen Bauelemente R 204, C 202 sowie R 206, C 203 mit gleichen Zeitkonstanten versehen und erzeugen so die gleiche Steuerverzögerung.

Das Ausgangssignal des Mono-Flops IC 201 A (Pin 7) gelangt über den Kondensator C 205 auf den Eingang des Gatters IC 203 D. C 205 in Verbindung mit R 208 und D 218 bildet eine sogenannte Impulsformerstufe, wodurch am Eingang des IC 203 D lediglich schmale Impulse anliegen.

Auch für die „Ab“-Funktion ist eine Impulsformerstufe, gebildet aus C 206, D 217 und R 210, vorhanden, über die das Signal vom Mono-Flop IC 201 B auf den Eingang Pin 1 des Gatters IC 203 A gelangt.

Die Ausgänge der Gatter IC 203 A, D

steuern nun direkt die Up- und Down-Eingänge des Binärzählers IC 204. Ein Schalten des Zählers ist jedoch nur dann möglich, wenn der jeweils zweite Gattereingang von IC 203 A, D auf High-Pegel liegt. Diese Tor-Funktion wird zur Sperrung der Auf-/Ab-Tasten durch den an der Rückwand des WSN 7002 befindlichen DIP-Schalter Nr. 8 in Verbindung mit D 226 und D 225 verwendet.

Durch die DIP-Schalter DIP 1 bis DIP 5 in Verbindung mit den Pull-up-Widerständen R 229 bis R 233 wird der Zählerstand und damit die Ausgangsspannung nach dem Einschalten des WSN 7002 festgelegt.

Der Zählerausgang in Form eines 5-Bit-Datenwortes führt zu einem zu der bereits erwähnten Diodenlogik, zum anderen ist er direkt mit den Eingängen (Pin 2 bis Pin 6) des IC 206 verbunden.

Die Ausgänge des programmierbaren Logikbausteins (Pin 12 bis 19) steuern nun über entsprechende Vorwiderstände (R 212 bis R 216 sowie R 219 bis R 221) die Schalttransistoren T 200 bis T 204 und T 207 bis T 209, die wiederum die entsprechenden Relais schalten.

Mit der von der Steuerlogik abgekoppelten Zusatzschaltung um IC 202 A, B wird das Relais RE 11 angesteuert, welches die Ausgangssteckdose schaltet.

Mit der RC-Kombination R 223, C 218 sowie R 234, C 221 in Verbindung mit dem DIP-Schalter DIP 6 wird der Schaltzustand des RE 11 nach dem Einschalten des WSN 7002 festgelegt. Je nach DIP-Schalter-Stellung ist die Ausgangssteckdose ein- oder ausgeschaltet, wenn das WSN 7002 mit Netzspannung beaufschlagt wird.

Manuell wird die Ausgangssteckdose über den Taster TA 202 geschaltet. Durch den Schmitt-Trigger-Inverter IC 200 B wird hierzu zunächst ein „sauberes“ Tastersignal generiert, welches den Clock-Eingang des D-Flip-Flops IC 202 A steuert. Der Ausgang Q schaltet nun über R 225 und T 210 das Relais RE 11, während gleichzeitig die LED D 223 aktiviert wird.

## Spannungs- und Strom-Anzeige (Bild 3)

Abbildung 3 zeigt die Spannungs- und Strom-Anzeige des WSN 7002. Beide Anzeigen mit vorgeschaltetem Meßgleichrichter sind bis auf die 4stellige Anzeige des Stromes völlig identisch aufgebaut.

Bei der nachfolgenden Beschreibung wollen wir uns daher auf die in der oberen Schaltbildhälfte gezeigte Strom-Anzeige konzentrieren.

Sowohl beim Strom als auch bei der Spannung handelt es sich um Wechsel- bzw. AC-Größen. Somit ist eine Gleichrichtung erforderlich, bevor die Messung und Anzeige über die AD-Wandler mit nachgeschaltetem Display erfolgen kann.

In der oberen Anzeigschaltung übernehmen die Aufgabe der Gleichrichtung die OPs IC 300 A, B mit Zusatzbeschaltung. Eine ausführliche Beschreibung der Funktion finden Sie im „ELVjournal“ 3/93 im Rahmen des Artikels „Meßgleichrichter“ auf den Seiten 60 und 61, so daß wir an dieser Stelle darauf nicht so ausführlich einzugehen brauchen.

Mit den Trimmern R 301 und R 305 wird

jeweils der Offset der beiden OP-Stufen eingestellt.

Über den Widerstand R 312 gelangt das Meßsignal auf den Eingang des AD-Wandlers IC 301. In Verbindung mit dem Kondensator C 301 werden hierbei vorhandene Störsignale wirksam eliminiert.

Die an den Eingangspins 30 und 31 anliegende Meßspannung wird nun mit Hilfe des IC 301 des Typs ICL7107 in einen digitalen Anzeigewert umgewandelt und auf der 4stelligen LED-Anzeige dargestellt.

Der Trimmer R 314 dient zur Einstellung der Referenzspannung, wodurch der Skalenfaktor bestimmt wird.

### Nachbau und Inbetriebnahme

Beim WSN 7002 handelt es sich um ein

Gerät, das eine wichtige Aufgabe im Elektroniklabor zur Erhöhung der Sicherheit übernimmt. Der Aufbau und die Inbetriebnahme erfordern daher neben entsprechendem Sachkenntnis besondere Sorgfalt.

Einen guten Eindruck von der Gesamtkonstruktion vermittelt die Abbildung der Geräteinnenansicht zu Beginn dieses Artikels. Eine detaillierte Beschreibung des Nachbaus sowie der Inbetriebnahme und des Abgleichs finden Sie in der jedem Gerät beiliegenden Bauanleitung, so daß wir aus Platzgründen an dieser Stelle nicht ausführlich darauf einzugehen brauchen. Die gesamte Schaltungstechnik des Gerätes ist auf 3 Leiterplatten untergebracht, bei vergleichsweise geringem Verdrahtungsaufwand. Dank der übersichtlich gestalteten Leiterplatten ist der Aufbau in rund 3 bis 4 Stunden fertiggestellt. **ELV**

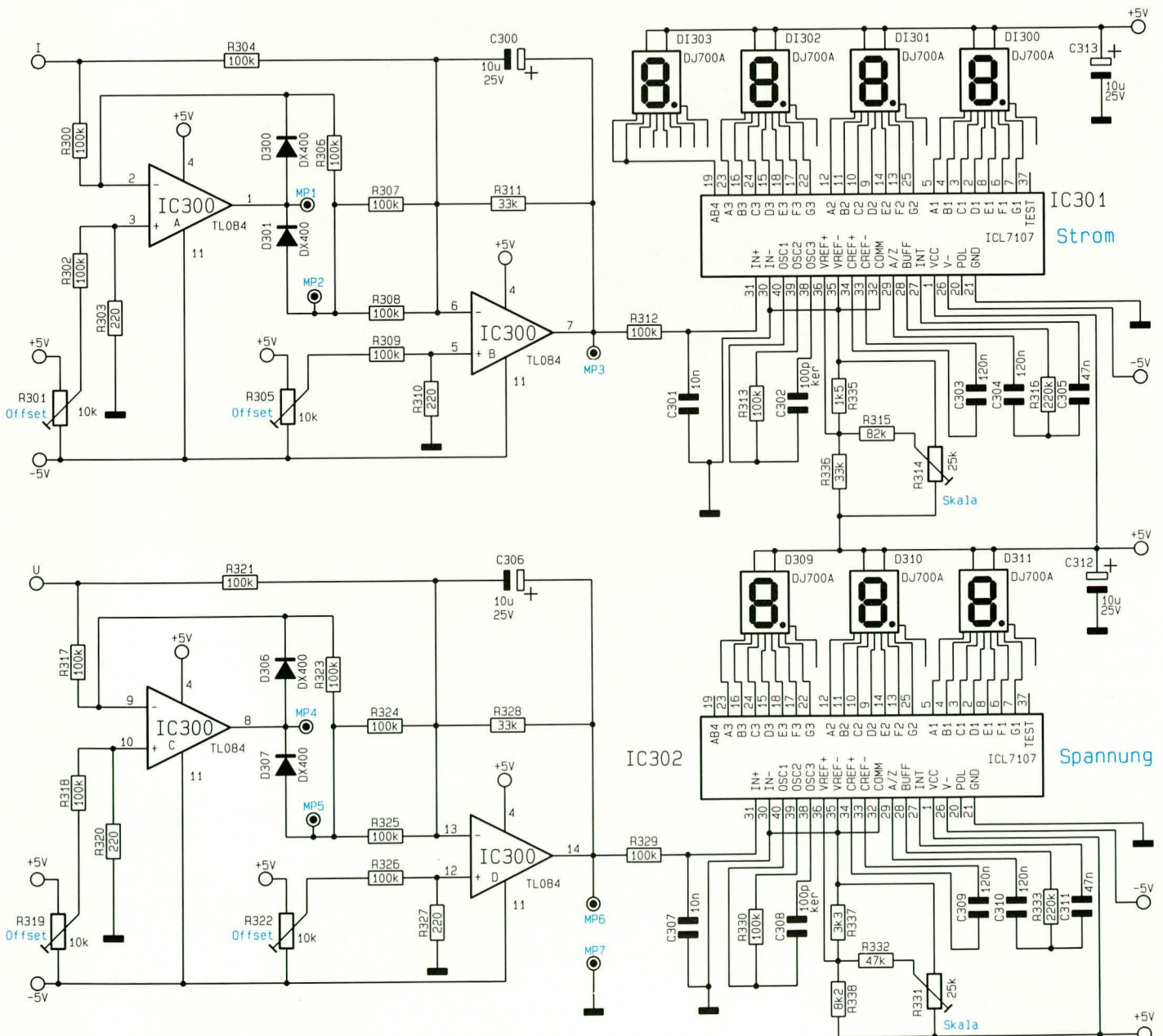


Bild 3: Spannungs- und Stromanzeige des Wechselspannungsnetzteils WSN 7002





# Die schnellen Trommeln

**VHS, S-VHS, Hi 8... - was sich hinter diesen Bezeichnungen verbirgt, welche Eigenschaften jedes Videosystem aufweist und welche Gerätetechnik dahintersteckt, beschreibt unser Artikel.**

## Geschichtliches

Man mag es kaum glauben, aber die Geschichte unserer heute selbstverständlichen Videoaufzeichnung auf Videokassetten ist noch nicht allzu lang. Sie begann 1968 mit der Vorstellung des U-Matic-Formats, das allerdings noch vorwiegend dem semiprofessionellen Bereich zuzuordnen war. Es basierte auf einem immerhin 3/4 Zoll breiten Magnetband, das mit der damals üblichen Audiobandgeschwindigkeit von 9,53 cm/s transportiert wurde und seinen Namen durch die komplizierte Bandführung erhielt.

Daraus ging später das noch heute gebräuchliche Betacam-Format hervor, das sich durch erheblich verbesserte Systemparameter gegenüber den üblichen Heimkassetten-Videosystemen auszeichnet.

Etwa Mitte der siebziger Jahre stellten JVC und Panasonic das neue VHS-Videoformat vor, das bereits das bekannte 1/2-Zoll-Band zur Grundlage hatte und mit einer Bandgeschwindigkeit von 2,34 cm/s Normalspielzeiten einer Kassette bis zu 4 Stunden ermöglichte.

Das VHS-System dominiert heute in der Home-Video-Szene - es hat sich als Stan-

dard bei der Videoaufzeichnung und -wiedergabe im privaten Bereich durchgesetzt.

Deutlich verbesserte Systemparameter weist die Ende der achtziger Jahre vorgestellte Weiterentwicklung des VHS-Systems, S-VHS genannt, auf. Vor allem durch die hier realisierte Trennung von Helligkeits- und Farbsignal sowie durch die verbesserten Möglichkeiten der Tonwiedergabe und neue Eigenschaften der Bandmaterialien sind hier deutliche Qualitätssprünge realisiert worden. So erreicht das S-VHS- ebenso wie das später erwähnte Hi8-System eine Auflösung von 400 Linien gegenüber 250 Linien bei den entsprechenden herkömmlichen Systemen.

In diesem Zusammenhang ist auch das VHS-C-System zu erwähnen, das eigentlich nur den Notwendigkeiten der Miniaturisierung der Videokassette für die immer kleiner werdenden Camcorder entspricht. Aufzeichnungsverfahren und Bandbreite sind prinzipiell die gleichen wie bei VHS bzw. S-VHS, jedoch ist die Bandlänge aufgrund der geringen Größe der kompak-

ten Kassetten (daher das C) begrenzt. VHS-C-Kassetten sind mittels eines Adapters in jedem VHS-Heimvideogerät abspielbar.

Das S-VHS-Format ist übrigens aufwärtskompatibel zum bekannten VHS-Format, d.h., in S-VHS-Recordern sind VHS-Kassetten einsetzbar, so daß bei einem Systemwechsel auch ältere Aufzeichnungen problemlos abspielbar sind.

## Video 8 - Camcorder-Star

Seit etwa 1984 ist in Konkurrenz zum bereits etablierten VHS-Videoformat das 8mm-Format eingeführt, das vorwiegend als Aufzeichnungsformat für Camcorder Bedeutung erlangte. Es basiert auf einer nochmals im Vergleich zu VHS-C deutlich kompakteren Kassette mit 8 mm breitem Reineisenband und brillierte vor allem in den ersten Jahren nach seiner Einführung mit deutlich verbesserter Tonaufzeichnung gegenüber dem herkömmlichen VHS.

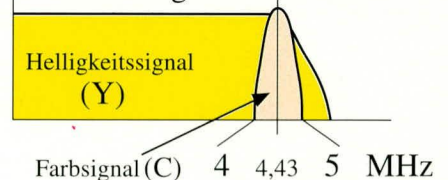
Auch dieses System wurde ständig weiterentwickelt und gipfelt im heutigen Hi8-System, das sich vor allem durch nochmals verbesserte Bildauflösung auszeichnet.

Das Signal-Format weicht bei Video 8 grundsätzlich von dem des VHS-Formats ab. Das Helligkeitssignal (Y) wird im Gesamtfrequenzspektrum völlig getrennt vom Farbsignal (C) als FM-Signal mit einem Hub von 1,2 MHz übertragen. Unterhalb

## VHS

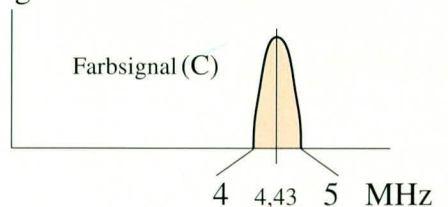
### Composite-Signal

Auftrennung von Y- und C-Signal durch Filter



## S-VHS

Y- und C-Signal werden getrennt verarbeitet



**Durch die Trennung von Farb- und Helligkeitssignal wird beim S-VHS-System eine höhere Bildqualität erreicht.**



**Extrem kompakt und dazu mit einem großflächigen LCD-Monitor ausgestattet: die Hi 8-Handycam von Sony.**

bandbreite ist einerseits das Aufzeichnungsverfahren selbst und zweitens die ausgeklügelte Mechanik eines Videogerätes.

Während bei der Audio-Aufzeichnung die Tonspur längs auf dem Band

aufgezeichnet wird, geschieht dies beim Videoband im Schrägspurverfahren.

Das heißt, daß die Videospuren in einem bestimmten Winkel diagonal zur Bandlaufrichtung aufgezeichnet werden. Um die hohe erforderliche Bandgeschwindigkeit zur Realisierung der großen Bandbreite zu erzielen und gleichzeitig nur wenig Bandmaterial einzusetzen, sind die Videoköpfe auf einer sehr schnell rotierenden Kopftrommel montiert, die in einem genauen Winkel schräg zur Längsachse des Bandlaufs geneigt ist.

Durch diese Schrägstellung relativ zum Band wird die charakteristische diagonale Spuraufteilung erzielt. Eine auf dem Band bei der Aufnahme aufgezeichnete Synchronspur sorgt dafür, daß die Mechanik des Videogerätes so präzise synchronisiert wird, daß die einzelnen Videospuren durch die rotierenden Videoköpfe stets zum richtigen Zeitpunkt abgetastet werden, ohne Bildstörungen zu verursachen.

Wie eine mangelnde Synchronisierung im Prinzip wirkt, kann jeder Videorecorderbesitzer nachvollziehen, wenn er bei laufender Wiedergabe die Tracking-Verstellung seines Videogerätes betätigt. Diese Einrichtung ermöglicht das manuelle

Korrigieren der Spursynchronisation bei auf fremden (und eventuell anders justierten) Geräten aufgezeichneten Videobändern.

Durch die schnelle Rotation der Kopftrommeln mit 1500 U/min erzielen die Videogeräte bei Standardwiedergabe immerhin eine relative Bandgeschwindigkeit von 4,87 m/s, also des Hundertfachen etwa einer Audio-Kompaktkassette. So erklärt sich die hohe realisierbare Bandbreite.

### Schräge Töne

Die Tonaufzeichnung geschieht herkömmlich bei allen Videosystemen ähnlich der Aufzeichnung bei Audio-Bändern, also längs der Bandlaufrichtung. Hier sind von den Technikern an den Außenkanten des Bandes schmale Längsspuren reserviert, die zur normalen Tonaufzeichnung ausreichen. Auf einer solchen Längsspur ist auf der gegenüberliegenden Bandseite übrigens die erwähnte Synchronisationsspur untergebracht.

Allerdings ist auf diesen extrem schmalen Längsspuren nur eine begrenzte Audio-Bandbreite speicherbar, vor allem begründet in der sehr geringen absoluten Bandgeschwindigkeit, die bei VHS schließlich nur der Hälfte der üblichen Bandgeschwindigkeit eines Audio-Kassettenrecorders von 4,57 cm/s entspricht.

Diese 2,53 cm/s sind bei Diktiergeräten mit reiner Sprachaufzeichnung üblich, mit entsprechend verringerter Bandbreite natürlich.

Der Trick, eine höhere Audio-Bandbreite, Stereo-Ton und HiFi-Wiedergabe zu realisieren, liegt nahe: Der Ton wird ebenfalls im schnellen Schrägspurverfahren genau wie das Videosignal aufgezeichnet.

Dies hat man erstmals mit Einführung des Video-8-Systems realisiert und später auch für das VHS-System übernommen.

Da auf der Oberfläche des Bandes quasi kein Platz mehr für diese zusätzlichen Tonspuren vorhanden ist, realisierte man hier die Aufzeichnung von Ton und Bild nacheinander durch unterschiedlich starke Magnetisierung des Bandmaterials. So erfolgt die Tonaufzeichnung durch hohe Magnet-

dieses Spektrums erfolgt die Übertragung des FM-Tons, des Farbsignals und der Synchronsignale, so daß die Übertragung aller Signale in einem jeweils voneinander getrennten Frequenzspektrum möglich ist.

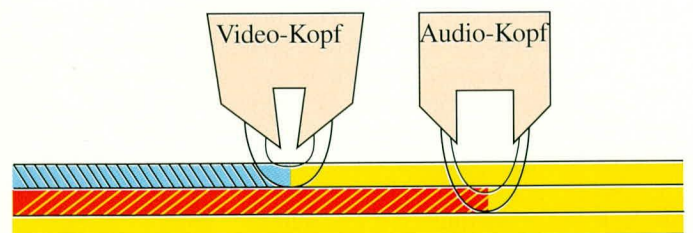
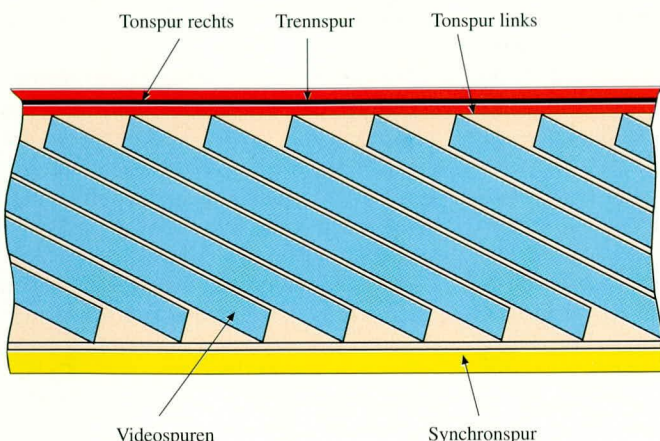
Hi 8 wartet mit einer erweiterten Bandbreite, also auch mit einer erweiterten Hub-Bandbreite auf und erzielt so die verbesserte Bildqualität.

Allerdings sind naturgemäß 8mm-Kassetten nicht in VHS-Geräten einsetzbar, so daß sich der ambitionierte Videofilmer dann für ein 8mm-Komplettsystem entscheiden muß. Hier sind vor allem die Marktführer Sony und JVC präsent.

### Tief und schräg

Wer sich bereits ein wenig mit Videosignalen auskennt, weiß, daß die normale Bandbreite eines Farb-Videosignals 5 MHz beträgt. Stellt man dem die meist auf 20 kHz begrenzte Bandbreite eines Audio-Signals auf Band bei z.B. 9,53 cm/s gegenüber, so fragt man sich, wo die 5 MHz Videosignal bei einer absoluten Bandgeschwindigkeit von z.B. 2,34 cm/s bei VHS herkommen sollen.

Das Geheimnis der hohen Videosignal-



**Oben: Mit der zeitversetzten und in unterschiedlichen Bandschichten wirkende Aufzeichnung von Ton und Bild wird beim VHS-System der HiFi-Ton realisiert.**

**Links: Spuraufteilung auf dem Videoband des VHS-Systems**

feldstärke (verbunden mit weit unter der Videoträgerfrequenz liegender FM-Tonträgerfrequenz) zuerst in einer tiefer im Band gelegenen Schicht. Die anschließende Aufzeichnung des Videosignals geschieht mit geringerer Magnetfeldstärke (und höherer Trägerfrequenz), die das Band nur in der oberen Schicht magnetisiert. So liegen die beiden Spuren gewissermaßen übereinander im Band und können so synchron abgetastet werden.

Um eine definierte Trennung beider Signale und eine präzise Abtastung zu gewährleisten, erfolgt die Aufzeichnung beider Signale durch die jeweiligen Aufzeichnungsköpfe mit unterschiedlichen Winkeln zum Videoband. Zusätzlich ist konstruktiv dafür gesorgt, daß der Audio-Abtastkopf die wesentlich höheren Frequenzen des Videosignals nicht aufnehmen kann. Vor allem dieser erhöhte konstruktive Aufwand begründet die höheren Preise von HiFi-Videorecordern. Allerdings ist die Nachvertonung von VHS-HiFi-Aufnahmen durch dieses Arbeitsprinzip nur auf der herkömmlichen Längsspur und damit in geringerer Qualität möglich.

Das Video-8-System unterscheidet sich vom VHS-System im wesentlichen durch die grundsätzliche Tonaufzeichnung auf den Schrägspuren und die Synchronisierung auf den Schrägspuren durch das sogenannte ATF-Pilotsignal, das die automatische Spurnachführung bei diesem System realisiert.

Während VHS die Tonaufzeichnung grundsätzlich mit Frequenzmodulation vornimmt, wird in der Video-8-Welt mit dem Schrägspurverfahren die Pulscode-Modulation (PCM) genutzt, die weit verbesserte Störabstände und verbesserte Dynamik zuläßt. Durch die parallele Anordnung von Video- und Audiospur ist bei diesem System HiFi-Nachvertonung möglich.

### Lange Leitung bei Video 8

Ein letzter Vorteil des Video-8-Systems für den ambitionierten Videofilmer soll an dieser Stelle nicht unerwähnt bleiben. Während VHS-C-Kassetten bei normaler Aufzeichnungsgeschwindigkeit nur bis 45 min. Aufnahmezeit ermöglichen, sind dies bei Video 8 bis zu 2 Stunden.

Dies läßt die vorwiegende Ausrichtung beider Systeme nach bevorzugten Anwendungen erkennen. Während Video 8 nahezu ausschließlich auf den aktiven Videofilmer fixiert ist - man findet nur sehr wenige Heimrecorder dieses Systems auf dem Markt - ist VHS universeller ausgerichtet. Es zielt vorwiegend auf den Normalverbraucher in Sachen Video ab, der Kompatibilität vorzieht. Der Video-8-Besitzer ist leider immer noch sehr auf sein System festgelegt, das nur von wenigen Herstel-

lern komplett angeboten wird.

Dagegen steht, wie erwähnt, die VHS-C-Camcorderkassette, die mittels eines Adapters in jedem normalen Heimrecorder abspielbar ist. Auch hier muß das System zusammenpassen, d.h., zu einem S-VHS-Camcorder gehört zwangsläufig ein S-VHS-Heimrecorder.

Natürlich weisen alle Camcorder Anschlüsse auf, die das Überspielen aus dem Camcorder heraus, z.B. als überall kompatibles FBAS-Signal (mittels Adapter) erlauben.

### Was können sie denn noch?

Ein ganz wesentliches Kaufkriterium für einen Videorecorder ist heute die Anzahl der Videoköpfe. Einfache Geräte besitzen zwei davon, anspruchsvolle Geräte bis zu vier Videoköpfe, teilweise konstruktiv unterschiedlich ausgeführt.

Was verbirgt sich dahinter? Für das normale Abspielen bzw. für die Aufnahme genügen prinzipiell zwei Videoköpfe, die die beiden Kanäle der Videospur abtasten und daraus das Videosignal bilden. Solange dies mit konstanter (Norm-) Geschwindigkeit geschieht, sorgt die Synchronspur

Das Abtasten der beiden Kanäle der Videospur (jede beinhaltet ein Fernsehhalb-bild) geschieht wie erwähnt durch zwei Videoköpfe, die entsprechend ihrer Abtaststellung durch die Synchronsignale ständig umgeschaltet werden und so stets ein vollständiges Videosignal erzeugen.

Die Videoköpfe befinden sich entgegengesetzt auf der Kopftrommel. Das Videoband ist meist mit einem Umschlingungswinkel von 180° um die Kopftrommel gelegt. So ist gewährleistet, daß sich ständig einer der beiden Videoköpfe auf dem Band befindet und eine Spur ohne Unterbrechung abtastet.

Bei veränderter Bandgeschwindigkeit jedoch ist diese Synchronisation zunächst gestört. Durch die neue Neigung der Schrägspur stoßen Kopfanordnungen mit zwei Videoköpfen schnell an physikalische Grenzen, da die Kopftrommelgeschwindigkeit konstant gehalten wird und gleichzeitig je nach Bandlaufrichtung die Schrägspuren für den Videokopf „länger“, also schräger oder kürzer, aufrechter stehen.

Hier entstehen zwangsläufig Synchronisationsprobleme der beiden Videoköpfe, die ja für eine exakte Zusammensetzung des Fernsehsignals sorgen sollen, die mit

zwei Videoköpfen kaum beherrschbar sind. Die optische Folge auf dem Bild-



**Videorecorder der modernsten Generation verbessern selbständig die Wiedergabe des jeweils eingesetzten Bandes mittels einer adaptiven Band-einmessung (Bild: Sony)**

und die damit gesteuerte Servoelektronik des Recorders für eine störungsfreie Abtastung.

Ganz anders liegt der Fall, wenn eine Zeitlupe, ein Standbild, ein schneller Vor- oder Rücklauf bei gleichzeitiger Bildbetrachtung erzielt werden soll. Durch die konstruktive Ausführung der Laufwerksmechanik verändert sich bei Variation der Bandlaufgeschwindigkeit auch der Neigungswinkel der Schrägspur gegenüber der Kopftrommel, die die Videoköpfe trägt.

Um nun den Videoköpfen ein exaktes Abtasten der zugehörigen Videospuren zu ermöglichen, ist ein hoher Regelaufwand erforderlich, um die Schrägstellung exakt zu ermitteln und so die Abtastung synchron zur aktuellen Bandgeschwindigkeit zu ermitteln.

schirm sind Aussetzer, Rausch- und Synchronisationsstreifen im Bild, die bis zur völligen Unkenntlichkeit des Bildes führen können. Wir sehen das bekannte zitternde Standbild mit dem Streifen in Bildmitte.

Um diesen Synchronisationsproblemen aus dem Weg zu gehen, plazierte man zunächst einen dritten Videokopf so auf der Kopftrommel, daß er die Videospur des zweiten Halbbilds genau um einen bestimmten Zeitfaktor versetzt zum Abtastkopf für den ersten Abtastkanal erreicht. Durch Abschalten des danebenstehenden Kopfes (z.B. bei Standbild) erreicht man so eine zeitkompensierte exakte Wiedergabe des Fernsehbildes. Dies bedingt allerdings einen erhöhten elektronischen Aufwand, vor allem zur exakten Synchronisa-



**Bereits im Video-recorder integriert: Schnittpult im neuen Blaupunkt RTV 966 HiFi, ebenfalls mit Bändeinmessung.**

mit Begleitton und das Mischen mit einer weiteren Bildquelle. Dazu bietet der Markt die verschiedensten Geräte an, beginnend beim einfachen Videomischpult mit Audio-Zuspielmöglichkeit bis zum semiprofessionellen Schnittpult, das die verschiedensten Bildeffekte, Blenden, Fader usw. bereitstellt.

tionsregelung des Laufwerks, so daß das Gerät deutlich teurer wird als ein Zweikopf-Gerät.

Weiter perfektioniert ist dieses System durch die modernen Vierkopf-Systeme, bei denen sich ein weiterer Videokopf versetzt zum Einzelkopf des Dreikopf-Systems befindet. Durch intelligente Anordnung und Umschaltung dieser 4 Köpfe erreicht man heute ein nahezu völlig störungsfreies Stand- und Zeitlupenbild.

Vergegenwärtigt man sich jetzt noch, daß sich zusätzlich noch 2 Audioköpfe auf der kleinen Videokopftrommel befinden, kann man ermesen, welch hoher technischer Aufwand in einem modernen Videorecorder steckt.

## Schnitt

Kennen wir sie nicht alle, die willkürlich aneinandergereihten Videosequenzen mit den harten Übergängen der Amateur-Video-Szene? Dabei ist es heute recht einfach, die aufgezeichneten Videofilme nachzubearbeiten, gar professionell zu schneiden, nachzuvertonen und mit Grafiken und Texten zu mischen!

Die einfachste Methode, die Qualität einer Videoaufnahme zu verbessern, liegt in der Kompensation der Signalverluste, die zwangsläufig beim Überspielen von Videosignalen auftreten, mittels eines Überspielverstärkers. In seiner komfortableren Variante ermöglicht dieser die gezielte Beeinflussung von Farbsättigung, Farbanteil der einzelnen Grundfarben u.v.a.m.

Die nächste Bearbeitungsstufe ist bereits die gezielte Manipulation des Bildmaterials durch das Einfügen von Blenden, das Nachvertonen bzw. Unterlegen

Will man in tatsächlich professioneller Weise verschiedene Szenen des Rohmaterials miteinander kombinieren, umstellen oder mit weiteren Videoquellen synchronisieren, ist etwas größerer technischer Aufwand angesagt.

Voraussetzung bei solch professioneller Arbeit ist zunächst die Aufzeichnung des Bildmaterials, verbunden mit einem sogenannten Time-Code, der bei den später eingesetzten Schnittgeräten für eine bis ins Einzelbild genaue Schnittsynchronisierung sorgt.

Recht verbreitet ist hier der RTC, der Real-Time-Code, der von den verschiedensten Herstellern von Schnittgeräten verarbeitet wird. Man sollte sich also vor dem Aufbau des kleinen Videostudios vergewissern, daß alle Komponenten über eine sogenannte Edit-Buchse nach dem gleichen Standard verfügen. Leider gehen hier einige Hersteller, so Sony und Panasonic/ Blaupunkt, verschiedene Wege.

## Schnittpult oder Computer?

Diese Entscheidung ist heute gefragt, denn im Laufe der letzten Jahre hat sich bis in den Amateurbereich hinunter die professionelle Videobearbeitung per Computer neben der herkömmlichen Verarbeitung am Schnittpult einen festen Platz verschafft.

Mittels umfangreicher Zusatz-Hard- und Software ist es heute möglich, ganze Videofilme daheim am PC-Bildschirm zu editieren, neu zu schneiden, um Computergrafiken und -texte zu ergänzen und sogar auf Festplatte zu speichern. Der Computerbildschirm ermöglicht die komfortable Vorschau und den Überblick über alle

Schnittsequenzen des fertigen Videofilms, bevor der eigentliche Überspielvorgang auf den Zuspieldrecorder gestartet wird.

Für den engagierten Videofilmer ist ein solches Equipment allemal kostengünstiger und universeller als herkömmliche Analogsysteme, die allerdings durch ihre oft sehr umfangreichen Trickmöglichkeiten den digitalen Schnitt hervorragend ergänzen.

Mittels moderner Schnittsysteme ist die professionelle Erstellung kompletter Videofilme eigentlich zum Kinderspiel mit einem weiten Experimentierfeld geworden. Auch hier erfolgt die Synchronisierung von Abspieler(n) und Zuspieldrecorder zwingend mittels Zeitcode - er ist die Voraussetzung sinnvoller Schnittarbeit überhaupt.

Natürlich ist auch das Schneiden mit den zahlreichen Schnittcomputern bzw. -geräten heute sehr komfortabel lösbar. Als Vorschaumedium nutzt man hier den normalen Monitor, der durch geschicktes Management mehrfach genutzt wird. Wiederum mittels Time-Code ist auch hier ein hochprofessionelles Arbeiten mit genau definierbaren Schnittsequenzen und Zuspield weiterer Komponenten möglich. Führend sind hier Geräte von Blaupunkt/Panasonic, Sony und Hama.

Für den normalen Hausgebrauch jedoch bieten seit diesem Jahr verschiedene Videorecorderproduzenten hochwertige Videorecorder mit integrierten, ebenfalls Time-Code-gesteuerten Schnittpulten an, die bereits ein sehr komfortables Schneiden beim Überspiel zwischen zwei Recordern bzw. von Camcordern aus gestatten.

Damit findet auch vormals kompliziert zu handhabende Schnitt-Technik Eingang in den Heimbereich.

Auch bei der Anschaffung von Zusatzgeräten ist übrigens selbstverständlich auf die Kompatibilität zum jeweils eingesetzten Videosystem zu achten.

Technisch aufwendig ausgestattete Schnittgeräte bieten auch die Erzeugung von Texten an, die in das laufende Videobild einblendbar sind. Diese Aufgabe ist auch hervorragend durch vorhandene Computer zu lösen. Dabei reicht die Spanne der einsetzbaren Computer vom Atari über AMIGA bis zum IBM-PC und zum Apple Macintosh. Das Beeinflussen des Videobildes erfolgt dabei über sogenannte Genlock-Adapter, die für eine kontrollierte Mischung von Original- und Computerbild sorgen.

Insgesamt sollte auch bei der Schnitttechnik der höchste Standard, also S-VHS oder Hi 8 angestrebt werden, um die heute erreichbare hohe semiprofessionelle Qualität der Bildaufzeichnung auch bei der Nachbearbeitung, die hier nur kurz vorgestellt wurde, zu realisieren.

ELV



# Fernsehvorhang

***Beginnen Sie Ihr Fernsehprogramm wie im Kino: Nach dem Einschalten ist der Bildschirm zunächst dunkel, um sich anschließend wie bei einem Vorhang in der Mitte „zu teilen“ und das Bild langsam freizugeben. Nachrüstbar für moderne Fernsehgeräte mit Scart-Buchse.***

---

## Allgemeines

---

Kinoatmosphäre im Wohnzimmer - ist das möglich? Auch wenn mit diesem kleinen, preiswerten Zusatzgerät kein Breitbandbild oder eine höhere Auflösung gezaubert werden kann, so bietet beim Einschalten des Fernsehgerätes der sich langsam öffnende Vorhang einen besonderen Effekt.

Ein außergewöhnliches, aufsehenerregendes Feature, das selbst bei Fernsehgeräten der obersten Preisklasse kaum zu finden ist.

Das in einem handlichen Gehäuse aus der ELV-Softline-Serie untergebrachte Gerät erfordert keine Bedienung und kann

somit unauffällig hinter dem Fernsehgerät oder in einem Schrank untergebracht werden.

Zur Spannungsversorgung des Fernsehvorhangs kann ein beliebiges, unstabiliertes 12V/300mA-Steckernetzteildienen, und die Verbindung zwischen Fernsehvorhang und Fernsehgerät erfolgt über ein voll beschaltetes 21poliges Scartkabel.

Eine weitere am Fernsehvorhang vorhandene Scartbuchse dient zum Anschluß externer Komponenten wie Videorecorder, Satellitenreceiver usw. Sämtliche Funktionen der Scartbuchse außer RGB werden dabei „durchgeschleift“. Somit steht für nahezu alle extern anschließbaren Geräte die Scartbuchse weiterhin ohne Nutzungseinschränkung zur Verfügung.

Der Funktionsablauf des Fernsehvorhangs ist denkbar einfach. Mit dem Einschalten des Fernsehgerätes wird die Schaltung getriggert. Der Bildschirm wird sofort dunkel gesteuert, und erst nach der „Aufwärmphase der Bildröhre“ erfolgt langsam von der Mitte aus die Freigabe des Bildes. „Der Vorhang öffnet sich“.

Besonders vorteilhaft ist z. B. auch bei älteren Fernsehgeräten die Unterdrückung eines „flauen“ Bildes in der Startphase, da sich der Fernsehvorhang erst dann „öffnet“, wenn die Bildröhre ausreichend aufgeheizt ist.

Der Anschluß der Schaltung ist denkbar einfach, da weder Eingriffe in den Signalweg des Fernsehgerätes noch in den Signalweg extern angeschlossener Komponenten erfolgt. Eine negative Beeinflussung der Bildqualität ist damit grundsätzlich ausgeschlossen.

### Schaltung

Die ausschließlich mit Standard-Bauelementen realisierte Schaltung ist in Ab-

bildung 1 zu sehen. Im wesentlichen besteht die relativ einfache Schaltung aus einer Synchronimpuls-Abtrennstufe zur Erzeugung eines horizontalfrequenten Steuersignals, verschiedenen Integratoren und Komparatoren sowie einer in Abbildung 2 dargestellten Spannungsstabilisierung.

Die Verbindung zwischen Fernsehgerät und Fernsehvorhang erfolgt über ein an der Scartbuchse BU 2 angeschlossenes 21-poliges Standard-Scartkabel.

modus befindet, liegt am Schalteingang des IC 3 C (Pin 11) ein Low-Pegel an, und das an Pin 12 anstehende Videosignal wird nach Pin 14 durchgeschaltet.

Befindet sich ein extern angeschlossenes Gerät im Wiedergabemodus, wechselt der Pegel an Pin 11 des IC 3 von „low“ nach „high“, und das Videosignal der externen Quelle dient zur Synchronisation des Fernsehvorhangs.

Über den mit C 13, C 14, R 12 und R 22 aufgebauten Tiefpaß zur Störunterdrückung gelangt das Signal dann auf den Eingang des mit T 2 und T 3 aufgebauten Amplitudensiebs zur Synchronimpulsabtrennung.

Hier werden die im Videosignal enthaltenen Synchronimpulse vom Bildinhalt abgetrennt und zur Gleichlaufsteuerung der mit IC 2 A und IC 2 C aufgebauten Miller-Integratoren herangezogen.

Die am Kollektor des Transistors T 3 abgenommenen Composit-Sync-Impulse sind positiv gerichtet und weisen unabhängig vom Eingangssignal eine konstante Amplitude auf. Ohne Eingangs-Videosi-

## Und langsam öffnet sich der Vorhang zum Fernsehprogramm

Das an Pin 19 der Buchse anliegende FBAS-Signal, bzw. bei S-VHS- und Hi 8-Geräten das BAS-Signal gelangt, zuerst auf Pin 13 des CMOS-Analogschalters IC 3 C. Die Signalamplitude beträgt mit extern angeschlossenerm Videogerät 1 V<sub>ss</sub>, während ohne externen 75 Ω-Abschluß 2 V<sub>ss</sub> an Pin 14 des IC 3 C anstehen.

Wenn wir annehmen, daß sich an BU 3 kein externes Videogerät im Wiedergabe-

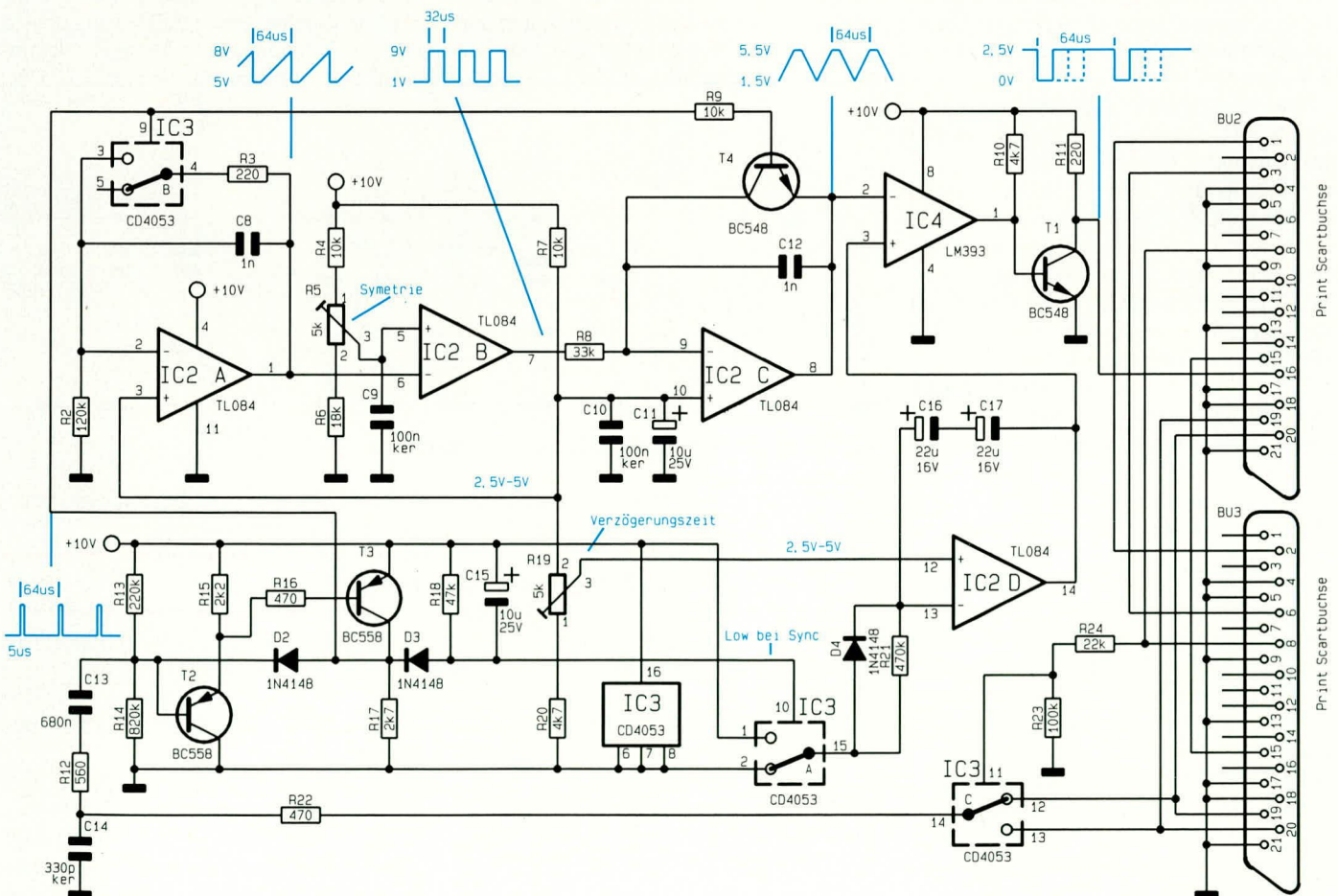


Bild 1: Schaltbild des Fernsehvorhangs

gnal liegt am Kollektor des Transistors T 3 ein High-Pegel an.

D 3 bildet zusammen mit R 18 und C 15 eine negative Spitzenwertgleichrichtung. Solange am Kollektor von T 3 Impulse anliegen, wird C 15 aufgeladen, d. h. an der Anode von D 3 erhalten wir ein Low-Signal. Erst wenn über einen längeren Zeitraum keine Impulse mehr auftreten (Fernsehgerät ausgeschaltet), wird C 15 über R 18 mit der relativ großen Zeitkonstante von ca. 0,5 sek wiederentladen. Der Pegel an IC 3 A Pin 10 wechselt von „low“ nach „high“.

Dieses Signal dient letztlich zum Triggern des Vorhangs, worauf wir später noch detaillierter eingehen.

Mit Hilfe des Operationsverstärkers IC 2 A ist ein Miller-Integrator aufgebaut, dessen Integrationszeit durch R 2 und C 8 bestimmt wird. Da C 8 während der Zeit des horizontalen Strahlrücklaufs (d. h. zu Beginn einer jeden neuen Zeile) mit dem CMOS-Schalter IC 3 B und in Reihe geschaltetem Strombegrenzungswiderstand entladen wird, erhalten wir am Ausgang (Pin 1) einen zur Horizontalfrequenz absolut synchronen, sägezahnförmigen Spannungsverlauf, dessen Signalamplitude ca. 3 V<sub>ss</sub> beträgt.

Die sägezahnförmige Ausgangsspannung des IC 2 A (Pin 1) wird direkt auf den invertierenden Eingang des als Komparator arbeitenden Operationsverstärkers IC 2 B geführt. Überschreitet der Augenblickswert der Signalspannung am invertierenden Eingang (Pin 6) den mit R 5 eingestellten Gleichspannungswert, wechselt der Ausgang des Komparators IC 2 B (Pin 7) seinen Logikpegel.

Die Symmetrie der rechteckförmigen Ausgangsspannung des Komparators kann mit R 5 nun so eingestellt werden, daß die Schaltflanke (High-Low-Wechsel) exakt in der Bildmitte, d. h. 32 µs nach dem Beginn des horizontalen Synchronimpulses auftritt.

Das Rechtecksignal wird nun zur Steuerung des mit IC 2 C aufgebauten Integrators herangezogen. Dieser Integrator dient zur Erzeugung einer Dreiecksspannung. Dazu wird zunächst der nicht invertierende Eingang (Pin 10), wie im übrigen auch der nicht invertierende Eingang des IC 2 A (Pin 3), mit Hilfe des Spannungsteilers R 7, R 19 und R 20 auf halbe Betriebsspannung gelegt.

Der Integrationskondensator C 12 wird über den Widerstand R 8 in Abhängigkeit von der Polarität der Rechteckspannung aufgeladen bzw. entladen. Die Anstiegs- und Abfallgeschwindigkeit und somit die

Ausgangsamplitude des Dreiecksgenerators ist abhängig von der Integrationszeitkonstante  $R 8 \cdot C 12$ .

Zu Beginn jeder neuen Zeile schaltet der Transistor T 4 für die Dauer des horizontalen Strahlrücklaufs durch und entlädt den Kondensator C 12. Es herrschen somit immer definierte Anfangsbedingungen für den Integrationsbeginn.

Das an Pin 8 des IC 2 C anstehende,

### Ein besonderer Effekt, mit wenig Schaltungsaufwand realisiert

zeilenfrequenzsynchrone Dreieckssignal wird dem invertierenden Eingang (Pin 2) des mit IC 4 A aufgebauten schnellen Komparators zugeführt.

Der Komparator vergleicht nun die Augenblickswerte der Amplitude der Dreiecksspannung mit einer an Pin 3 (nicht invertierender Eingang) zugeführten, langsam linear ansteigenden Spannung. Solange die Spannung an Pin 3 die Spannung des Dreieckssignals zu keinem Augenblickswert überschreitet, liegt an dem über den Pull-up-Widerstand R 10 mit Spannung versorgten Open-Collector-Ausgang ein Low-Signal. Überschreitet die langsam ansteigende Spannung an Pin 3 die „nega-

Betriebsspannung wird über D 4 direkt dem Eingang (Pin 13) des IC 2 D zugeführt.

Sobald Synchronimpulse detektiert werden, wechselt Pin 15 des CMOS-Schalters auf Massepotential, und der Integrationsvorgang beginnt, wenn die Spannung den mit R 19 am nicht invertierenden Eingang eingestellten Wert übersteigt. Die Zeit bis zum Integrationsbeginn bestimmt die Dunkelphase und, während der Integrationsphase öffnet sich langsam der Vorhang.

Die in Abbildung 2 darge-

stellte Netzteilschaltung des Fernsehvorhangs ist ausgesprochen einfach und weist keine Besonderheiten auf.

Die unstabilisierte 12V-Betriebsspannung wird der Schaltung an der Klinkenbuchse BU 1 zugeführt und gelangt über die Sicherung SI 1 direkt auf den Eingang (Pin 1) des Festspannungsreglers IC 1. Ausgangsseitig steht dann an Pin 3 eine stabilisierte Gleichspannung von 10 V zur Verfügung.

Eine erste Pufferung und somit Glättung nimmt der Elko C 1 vor, während C 2 bis C 4 zur allgemeinen Stabilisierung dienen und ein Schwingen des Netzteils verhindern. Die Abblockkondensatoren C 5 bis

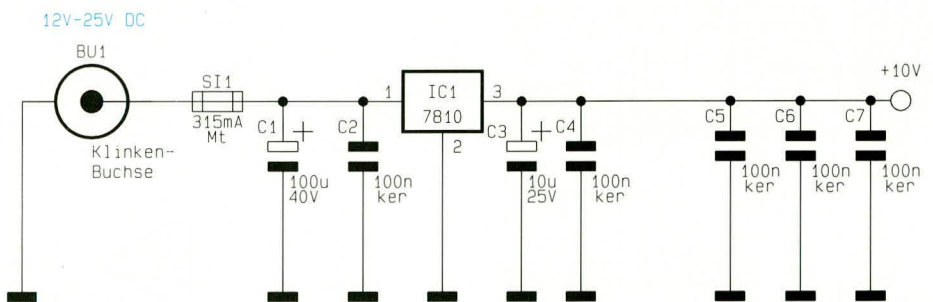


Bild 2: Netzteilschaltung des Fernsehvorhangs

tive Spitze des Dreiecks“ (genau in der Bildmitte), wechselt der Ausgang (Pin 7) für die Zeit auf High-Pegel. Der Transistor T 1 schaltet durch und gibt über den RGB-Status-Pin der Scartbuchse (Pin 16) das Bild in der Mitte beginnend frei.

Je höher die Spannung an Pin 3 des Komparators ansteigt, desto mehr des Bildes wird freigegeben, bis letztendlich das gesamte Bild zu sehen ist (Pin 16 der Scartbuchse BU 2 führt Low-Pegel).

Die linear ansteigende Spannung an Pin 3 des Komparators IC 4 A wird mit Hilfe des Miller-Integrators IC 2 D erzeugt. Ohne Synchronimpulse, d. h. bei ausgeschaltetem Fernsehgerät liegt an Pin 10 des CMOS-Schalters IC 3 A ein High-Signal. Die an Pin 15 des IC 3 A anliegende

C 7 sind direkt an den einzelnen integrierten Schaltkreisen positioniert.

### Nachbau

Der Nachbau des Fernsehvorhangs ist einfach, da sämtliche Bauelemente einschließlich Buchsen auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 135 mm x 53,5 mm Platz finden.

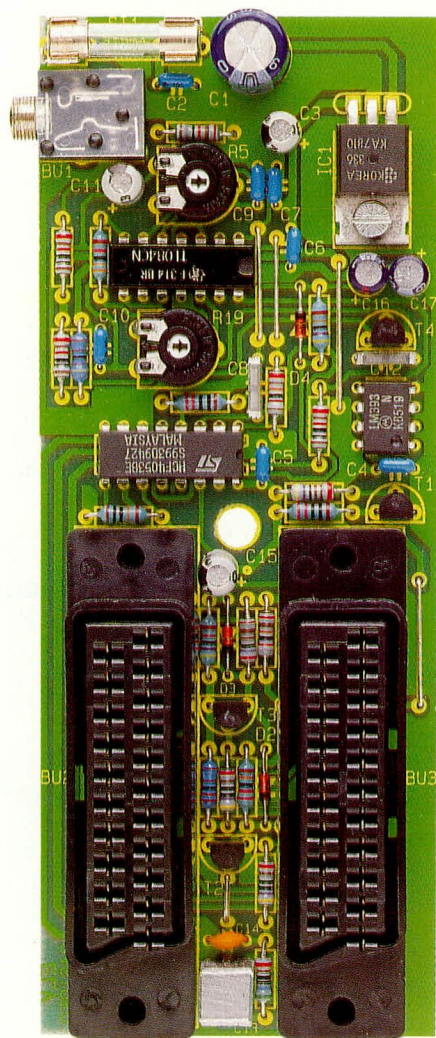
Die Bestückung der Leiterplatte wird mit den insgesamt 7 Drahtbrücken begonnen, die zuerst auf die erforderliche Länge abgewinkelt, durch die zugehörigen Bohrungen der Platine gesteckt und dann nach dem Umdrehen der Platine in einem Arbeitsgang festgelötet werden.

Es folgen in gleicher Weise die Wider-

stände und Dioden. Bei den Dioden ist unbedingt auf die richtige Polarität zu achten. Die Katodenseite des Bauelementes (Pfeilspitze) ist jeweils durch einen Ring gekennzeichnet.

Vor dem weiteren Bestücken werden zuerst die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abgeschnitten.

Während die Folien- und Keramik-kondensatoren beliebig herum eingelötet werden dürfen, ist bei den Elkos unbedingt die korrekte Polarität zu beachten.



**Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte**

Der Festspannungsregler (IC 1) wird vor dem Anlöten mit einer Schraube M3x6mm und zugehöriger Mutter liegend auf die Platine geschraubt.

Danach werden die Anschlußbeinchen der 4 Transistoren so weit wie möglich durch die zugehörigen Bohrungen gesteckt und an der Lötseite sorgfältig verlötet.

Als dann folgen die Trimmer R 5 und R 19 sowie die beiden Hälften des Plati-

nensicherungshalters, in die gleich die 315mA-Feinsicherung gesetzt wird.

Beim Einlöten der 3 integrierten Schaltkreise ist ebenfalls auf die richtige Einbaulage zu achten. Die Gehäusekerbe des Bauelementes muß dabei mit dem entsprechenden Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen.

Nachdem alle elektronischen Komponenten so weit bestückt sind, werden die beiden Scartbuchsen jeweils mit 2 Knippingschrauben 2,9 x 6 mm auf die Platine

geschraubt und danach mit ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Das letzte zu bestückende Bauteil ist die 3,5mm-Klinkenbuchse. Beim Lötvorgang sollte hier eine zu große Hitzeentwicklung unbedingt vermieden werden.

Danach empfiehlt es sich, die Platine hinsichtlich Bestückungsfehlern, kalter Lötstellen und Lötzinnspritzern gründlich zu überprüfen.

Als dann können ein erster Funktionstest und der einfache Abgleich erfolgen. R 5

### Stückliste: Fernseh-Vorhang

#### Widerstände:

220Ω .....	R3, R11
470Ω .....	R16, R22
560Ω .....	R12
2,2kΩ .....	R15
2,7kΩ .....	R17
4,7kΩ .....	R10, R20
10kΩ .....	R4, R7, R9
18kΩ .....	R6
22kΩ .....	R24
33kΩ .....	R8
47kΩ .....	R18
100kΩ .....	R23
120kΩ .....	R2
220kΩ .....	R13
470kΩ .....	R21
820kΩ .....	R14
PT10, liegend, 5kΩ .....	R5, R19

#### Kondensatoren:

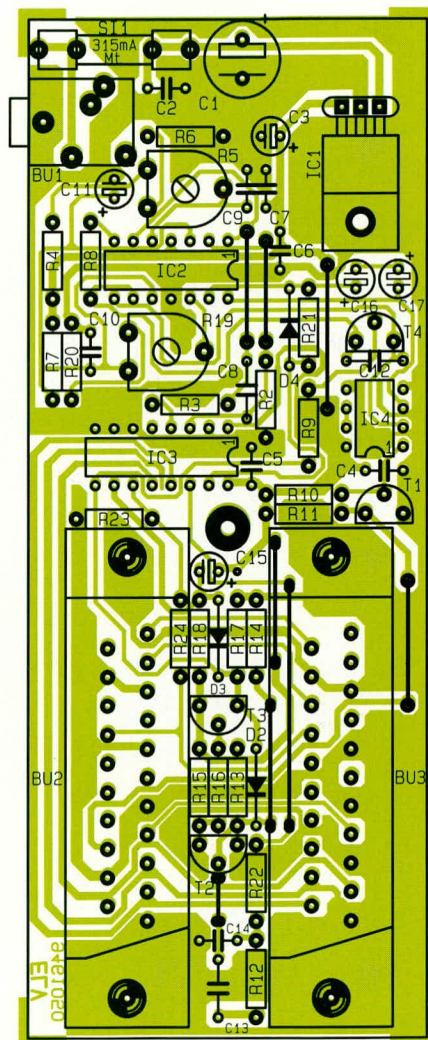
330pF/ker .....	C14
1nF .....	C8, C12
100nF/ker .....	C2, C4 - C7, C9, C10
680nF .....	C13
10µF/25V .....	C3, C11, C15
22µF/16V .....	C16, C17
100µF/40V .....	C1

#### Halbleiter:

7810 .....	IC1
TL084 .....	IC2
CD4053 .....	IC3
LM393 .....	IC4
BC548 .....	T1, T4
BC558 .....	T2, T3
1N4148 .....	D2 - D4

#### Sonstiges:

Scartbuchsen .....	BU2, BU3
Klinkenbuchse .....	BU1
Sicherung, 315mA, mT .....	S11
2 Platinensicherungshalter (2 Hälften)	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm	
1 Mutter, M3	
4 Knippingschrauben, 2,9 x 6,5mm	
1 Soffline-Gehäuse, bedruckt und gefräst	
25cm Silberdraht, blank	



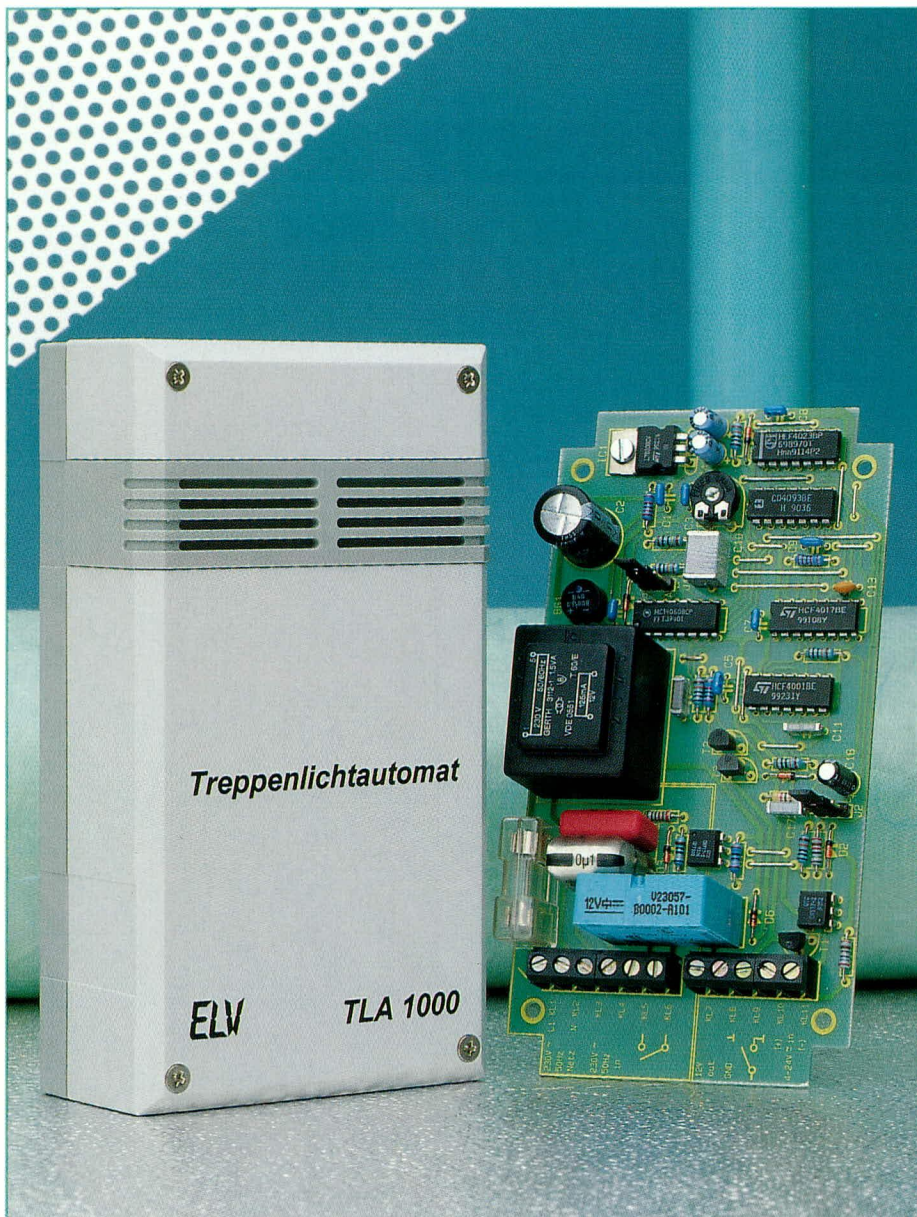
**Bestückungsplan des Fernsehvorhangs**

(Symmetrie) wird so eingestellt, daß der Vorhang sich exakt in der Bildmitte zu teilen beginnt, und mit R 19 kann die gewünschte Verzögerungszeit eingestellt werden.

Nach dem Abgleich bleibt nur noch der Einbau der Leiterplatte in das dafür vorgesehene Gehäuse aus der ELV-Softline-Serie. Dem Beginn des Fernsehprogramms wie im Kino steht nun nichts mehr entgegen.







# Treppenlichtautomat TLA 1000

**Zur Steuerung der Beleuchtung in Treppenhäusern und Fluren ist dieser innovative Treppenlichtautomat konzipiert. Innovative Technik bei vielfältigen Funktionen gehen einher mit einfacher Installation. Das Gerät kann herkömmliche Zeitschalter beliebiger Bauart ersetzen, da es wegen der durchdachten Schaltungstechnik an jede vorhandene Elektroinstallation anschließbar ist.**

## Allgemeines

In Mehrfamilienhäusern gehören Treppenlichtautomaten zur Standardausrüstung. Häufig fehlt es diesen Zeitschaltern jedoch

an Flexibilität und Komfort. Bei längeren Aufenthalten im Treppenhaus muß z. B. alle paar Minuten eine Auslösetaste betätigt werden, um einen neuen Zeitablauf zu starten.

Der TLA 1000 ist diesen konventionel-

len Automaten aufgrund seiner Funktionsvielfalt deutlich überlegen. Er bietet zum einen die Möglichkeit, durch mehrfache Betätigung der Auslösetasten verschiedene Schaltzeiten vorzuwählen. Zum anderen gibt er kurz vor dem Ausschalten der Beleuchtung ein Vorwarn-Signal ab.

Aber nicht nur zum Steuern von Beleuchtungen ist der TLA 1000 geeignet. Dieser Treppenlichtautomat kann überall eingesetzt werden, wo Geräte für eine bestimmte Zeit eingeschaltet werden sollen. So z. B. auch zur Ansteuerung von Heizungen, Lüftern und Pumpen.

## Bedienung

Die Grundzeit (ein Tastendruck) ist mit einem Trimmer im Bereich von 2 bis 5,5 Minuten einstellbar. Für die weitere Beschreibung gehen wir von einer eingestellten Grundzeit von 3 Minuten aus.

Über die Auslösetasten sind unterschiedliche Zeiten bis zur Abschaltung der Beleuchtung auswählbar:

1. Tastendruck : 3 Minuten Beleuchtung
2. Tastendruck : 6 Minuten Beleuchtung
3. Tastendruck : 12 oder 24 Minuten Beleuchtung (einstellbar)
4. Tastendruck : Dauerlicht (auf 6 Stunden begrenzt)
5. Tastendruck : Beleuchtung sofort aus.

Etwa 22 Sekunden nach dem ersten Tastendruck schaltet der Automat in den NachtrIGGER-Modus. Ab dann startet jeder Tastendruck den Zeitablauf (3 Minuten) neu. Die Dauerlicht-Funktion kann so z. B. mit einem Tastendruck auf 3 Minuten verkürzt oder durch 5 Tastenbetätigungen sofort abgeschaltet werden.

Als weiteres Feature steht eine Zeitablauf-Vorwarnung zur Verfügung. Hier wird ca. 30 Sekunden vor dem Ablauf der Zeit die Beleuchtung für 0,5 Sekunden ausgeschaltet. Dem Anwender bleibt somit genügend Zeit, gegebenenfalls erneut eine Auslösetaste zu betätigen - ein besonders praxisnahes und angenehmes Komfortmerkmal.

Beim Schalten von Leuchtstofflampen ist von dieser Art der Vorwarnung abzusehen, da kurzes Ein- und Ausschalten zu Zündproblemen führen kann. Aus diesem Grunde ist die Vorwarn-Funktion abschaltbar, und ein Schaltausgang kann aktiviert werden. Hierbei handelt es sich um einen Open-Kollektor-Ausgang, der zum Zeitpunkt der Vorwarnung schaltet und bis zum Ende des Ablaufes aktiv bleibt. Hieran ist z. B. ein Summer zur akustischen Signalisierung anschließbar.

## Schaltung

In Abbildung 1 ist das Schaltbild des Treppenlicht-Zeitschalters dargestellt. Die

Speisung erfolgt aus dem 230V-Wechselspannungsnetz über die Klemmen KL 1 und KL 2.

Die Ausgangsspannung des Transformators TR 1 wird gleichgerichtet und ist über die Klemmen KL 7 und KL 8 zugänglich. Sie kann als Speisespannung für den Tastenstromkreis oder zur Versorgung der Zeitablauf-Vorwarnung (KL 9) dienen. Die digitale Steuerung wird mit einer 9V-Gleichspannung betrieben, deren Stabilisierung der Spannungsregler IC 1 des Typs 7809 vornimmt.

Zur universellen Ansteuerung aus unterschiedlich vorhandenen Hausinstallationen verfügt die Schaltung über 2 Eingangskreise. Diese sind aus Sicherheitsgründen über Optokoppler galvanisch getrennt.

Über die Klemmen KL 3 und KL 4 erfolgt die Ansteuerung mit einer 230V-Wechselspannung. Der Steuerstrom durch den Optokoppler IC 7 wird durch die Bau-

teile R 7, R 8, R 18 und C 16 bestimmt, während die Diode D 3 die Spannung am Optokoppler bei negativen Halbwellen begrenzt.

Einige Auslösetasten sind mit einer internen Glühlampe zur Beleuchtung ausgestattet. Somit ist es erforderlich, daß immer ein kleiner Ruhestrom über den Steuereingang fließen muß, ohne daß der Optokoppler durchsteuert. Diese Funktion wird durch den Kondensator C 15 erfüllt.

Über die Klemmen KL 10 und KL 11 erfolgt die Ansteuerung mit Gleich- oder Wechselspannungen im Bereich von 4 V bis 24 V. Bei Gleichspannungen ist hier die Polung zu beachten (Pluspol an KL 10). Der Widerstand R 17 bestimmt den Steuerstrom durch den Optokoppler IC 6.

Da die Optokoppler bei Wechselspannungsansteuerung im Halbwellenbetrieb arbeiten, ist ein Zeitglied, bestehend aus

R 9, R 10 und C 17, nachgeschaltet. Der Schmitt-Trigger IC 5 A des Typs CD4093 bereitet das Ausgangssignal des Zeitglieds und generiert ein stabiles Low-Signal während der Ansteuerung.

Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung sorgen R 16 und C 20 für einen Reset, der die Schaltung in einen definierten Zustand versetzt. Dazu wird am Ausgang von IC 8 C (CD4023) ein High-Impuls erzeugt, der über die Widerstände R 15 und R 6 auf den Reset-Eingang des Zählers IC 3 des Typs CD4017 gelangt.

Nach dem Reset führt der Ausgang des IC 8 C Low-Pegel, und der Zähler IC 3 ist zählbereit. Der Ausgang Q 0 führt dann High-Pegel, wodurch der Transistor T 2 durchsteuert, während T 3 sperrt. Zugleich wird IC 2 des Typs CD4060 über den Reset-Eingang (Pin 12) gesperrt. Ebenfalls wird das mit IC 4 A, B (CD4001) aufgebaute RS-Flip-Flop über R 2 und C 11 zu-

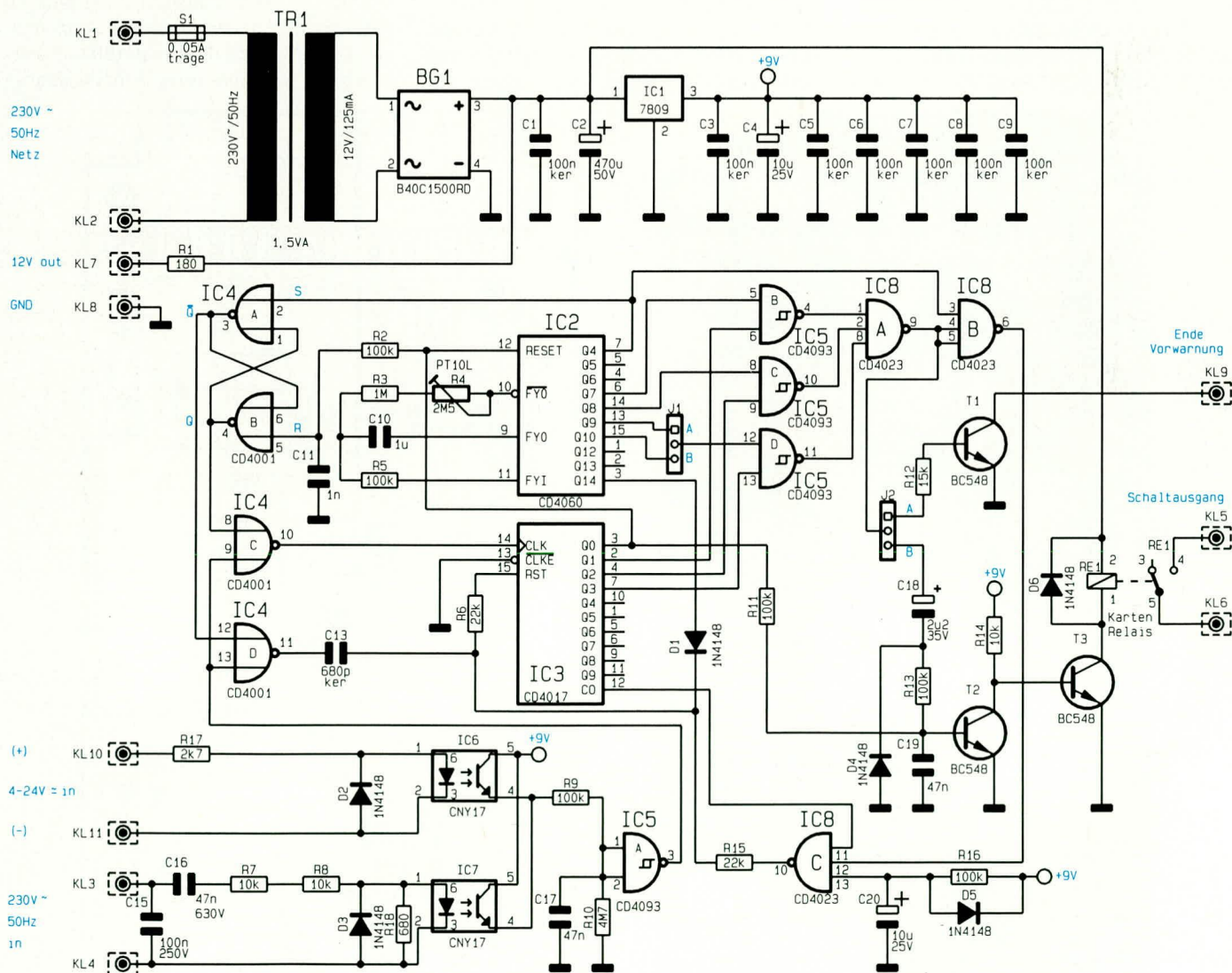


Bild 1: Schaltbild des TLA 2000

rückgesetzt. Somit ist das Gatter IC 4 C freigegeben, und IC 4 D sperrt.

Wird nun eine Auslösetaste betätigt, so wechselt der Ausgang von IC 5 A auf Low-Pegel, und der CLK-Eingang des IC 3 nimmt High-Pegel an. IC 3 schaltet in den nächsten Zählerstand, Q 0 führt daraufhin Low-Pegel, und der Oszillator (IC 2), der mit einer Frequenz von ca. 0,35 Hz schwingt, wird freigegeben.

Ebenfalls sperrt der Ausgang Q 0 den Transistor T 2, was wiederum dazu führt, daß T 3 durchsteuert und das Relais RE 1 anzieht. Bei jeder weiteren Tastenbetätigung zählt IC 3 um eins weiter. Mit den ersten 3 Tastenbetätigungen wird vom jeweils auf „high“ geschalteten Ausgang eines der Auswahl-Gatter IC 5 B bis IC 5 D des Typs CD4093 freigegeben. Mit dem Jumper J 1 kann die Einschaltzeit nach dem dritten Tastendruck zwischen 12 und 24 Minuten gewählt werden.

Bei dem vierten Tastendruck schaltet der Zeitschalter das Licht dauerhaft ein. Diese Funktion ist auf ca. 6 Stunden begrenzt. Danach wechselt der Ausgang Q 14 von IC 2 auf „high“, und über D 1 wird

Tabelle 1:

geschlossene Jumper	Bedeutung
J1A	3. Zeitstufe = 12 Minuten
J1B	3. Zeitstufe = 24 Minuten
J2A	Ende-Vorwarnung über Schaltausgang
J2B	Ende-Vorwarnung über Lichtsignal

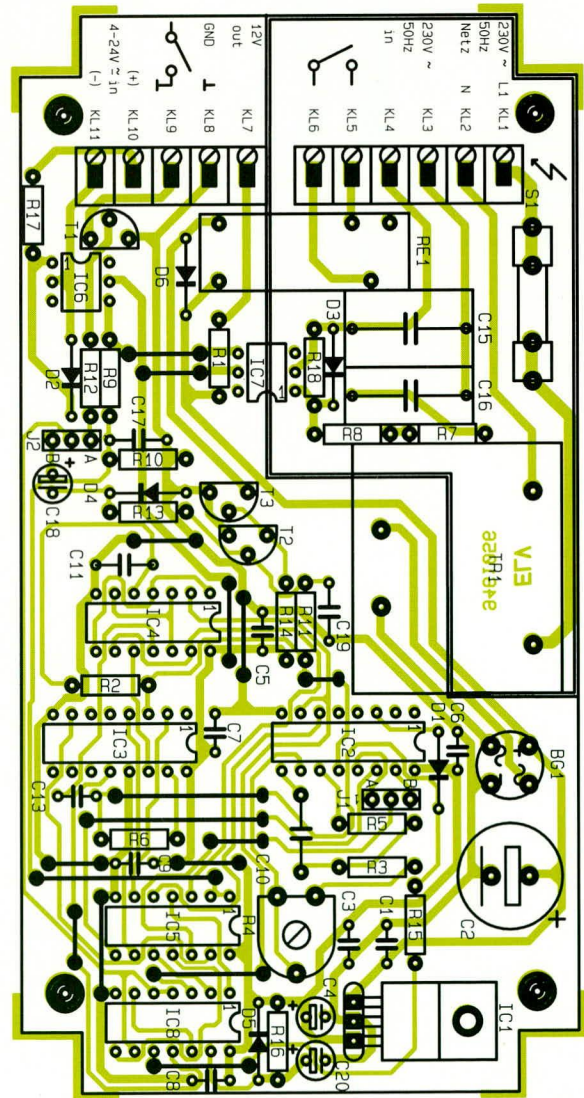
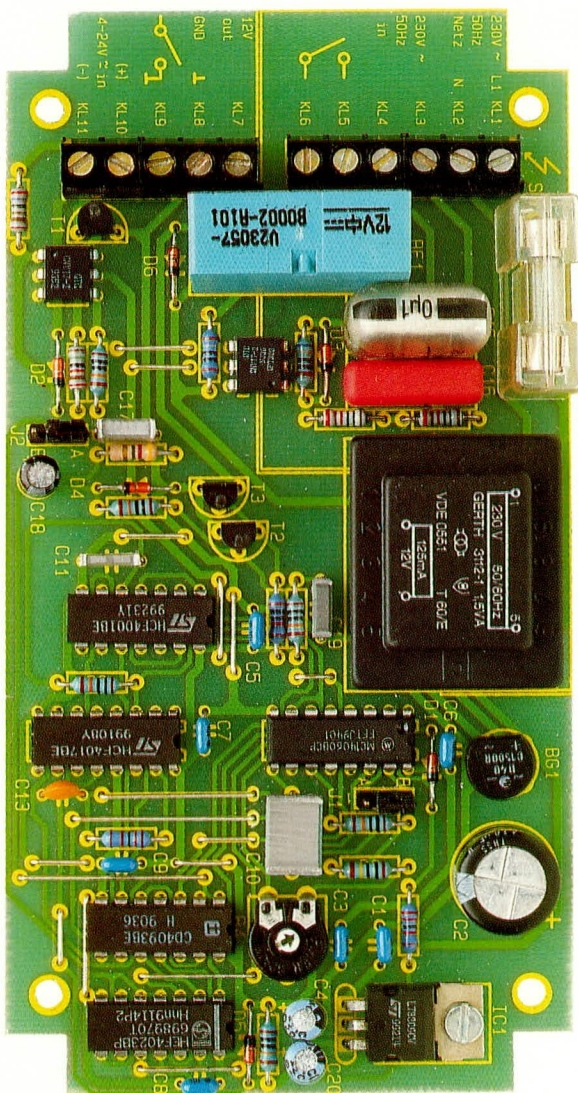
IC 3 zurückgesetzt. Bei einem fünften Tastendruck wechselt der Q 0-Ausgang des IC 3 auf „high“, wodurch über IC 8 C ein Reset herbeigeführt wird - die Beleuchtung schaltet sofort aus.

22 Sekunden nach der ersten Tastenbetätigung wechselt die Schaltung in den Nachtrigger-Modus. Dazu nimmt der Ausgang Q 4 des IC 2 High-Pegel an und setzt das RS-Flip-Flop. Dabei wird das Gatter IC 4 C gesperrt und IC 4 D freigegeben. Eine weitere Tastenbetätigung führt nun zu einem High-Pegel am Ausgang von

IC 4 D. Über C 13 wird ein positiver Impuls am Reset-Eingang (Pin 15) von IC 3 erzeugt. Sofort nimmt der Ausgang Q 0 High-Potential an und setzt den Zähler IC 2 zurück. Ebenfalls wird das RS-Flip-Flop über R 2 und C 11 zurückgesetzt und IC 4 D gesperrt. Der Ausgang von IC 4 D wechselt somit wieder auf Low-Pegel, und das Gatter IC 4 C führt am Ausgang High-Pegel.

Dies führt unmittelbar dazu, das IC 3 um eins weiterzählt und ein neuer Zeitablauf von 3 Minuten startet. Während des Nachtriggers führt der Ausgang Q 0 des IC 3 für kurze Zeit ein High-Signal, das aber wegen der Zeitkonstante von R 11, C 19 keinen Abfall des Relais bewirkt. Nach dem Zeitablauf schaltet eines der Auswahl-Gatter IC 5 B bis IC 5 D durch, und der Ausgang von IC 8 A wechselt auf High-Pegel.

Ist die Vorwarnung zur Signalisierung der baldigen Abschaltung der Beleuchtung aktiviert (J 2 B geschlossen), so sorgt C 18 dafür, daß T 2 für 0,5 Sekunden durchsteuert. T 3 sperrt, und das Relais fällt kurzzeitig ab. Bei Aktivierung des Schaltausgangs



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte des Treppenlichtautomaten mit zugehörigem Bestückungsplan

zur Signalisierung der Vorwarnung (J 2 A geschlossen) steuert der Transistor T 1 bis zum Erlöschen der Beleuchtung durch. Nach weiteren 22 Sekunden führt dann Q 4 von IC 2 High-Pegel, und der Ausgang von IC 8 B wechselt auf Low-Pegel. Über

IC 8 C wird dann IC 3 zurückgesetzt und das Relais abgeschaltet.

## Stückliste: Treppenlichtautomat

### Widerstände:

180Ω .....	R1
680Ω .....	R18
2,7kΩ .....	R17
10kΩ .....	R7, R8, R14
15kΩ .....	R12
22kΩ .....	R6, R15
100kΩ .....	R2, R5, R9, R11, R13, R16
1MΩ .....	R3
4,7MΩ .....	R10
PT10, liegend, 2,5MΩ .....	R4

### Kondensatoren:

680pF/ker .....	C13
1nF .....	C11
47nF .....	C17, C19
47nF/630V .....	C16
100nF/ker .....	C1, C3, C5 - C9
100nF/250V .....	C15
1μF .....	C10
2,2μF/35V .....	C18
10μF/25V .....	C4, C20
470μF/50V .....	C2

### Halbleiter:

7809 .....	IC1
CD4060 .....	IC2
CD4017 .....	IC3
CD4001 .....	IC4
CD4093 .....	IC5
CNY17 .....	IC6, IC7
CD4023 .....	IC8
BC548 .....	T1 - T3
B40C1500RD .....	BG1
1N4148 .....	D1 - D6

### Sonstiges:

- 1 Schraubklemmleiste, 2polig
- 3 Schraubklemmleisten, 3polig
- 1 Kartenrelais, stehend, 12V
- 1 Sicherung, 50mA, träge
- 1 Platinensicherungshalter, (2 Hälften)
- 1 Sicherungsschutzhaube
- 1 Trafo, 12V/125mA
- 2 Stiftleisten, 1 x 3polig
- 2 Jumper
- 1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm
- 4 Zylinderkopfschrauben, M3 x 6mm
- 1 Mutter, M3
- 30cm Silberdraht, blank

## Nachbau

Sämtliche Komponenten des Treppenlichtautomaten finden auf einer einseitigen Leiterplatte mit den Abmessungen 142 mm x 72 mm Platz. Die Bestückung erfolgt anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes. Zuerst werden die 15 Brücken, gefolgt von allen niedrigen Bauelementen und schließlich auch den übrigen Komponenten bestückt. Der Spannungsregler IC 1 wird liegend montiert und mit einer M3 x 5mm-Zylinderkopfschraube auf der Leiterplatte befestigt. Die Sicherung wird in

den Halter eingedrückt und mit einer Kunststoffhaube abgedeckt.

In die Bohrungen der Gehäusestirnseiten werden die passenden Kabeldurchführungen eingeschraubt. Anschließend kann die Leiterplatte in die untere Gehäusehalbschale eingesetzt und mit vier 2,9 x 6,5 mm Knippingschrauben befestigt werden.

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

## Anschluß und Inbetriebnahme

Zuerst werden die Jumper J 1 und J 2 wie gewünscht gesteckt und mit dem Trimmer R 4 die Einschaltdauer festgelegt. Die Zeitdauer ist im Bereich von ca. 2 bis 5,5 Minuten einstellbar, wobei der Linksanschlag der kürzesten Zeitspanne entspricht. Die Bedeutung der Jumper ist in Tabelle 1 aufgeführt.

Bei der Installation ist besonders darauf zu achten, daß die 230V-Leitungen (KL 1 - KL 6) nicht mit den Niederspannungs-Leitungen (KL 7 - KL 11) verwechselt werden.

Die Anschlüsse, welche 230V-Wechselspannung führen, sind auf dem Bestückungsdruck der Leiterplatte gelb umrandet und an der Seite der betreffenden 6poligen Klemmleiste mit einem Blitzsymbol markiert.

Beim Einbau der Schaltung ist darauf zu achten, daß die Elektroinstallation spannungsfrei geschaltet ist. Die 230V-Versorgungsspannung wird über die Klemmen KL 1 und KL 2 zugeführt. Der Anschluß der Steuerspannung erfolgt an KL 3 und KL 4 (230 V-Wechselspannung) oder an KL 10 und KL 11 (4 - 24V-Kleinspannung).

Der Schließer-Relaisausgang zum Schalten der Beleuchtung ist über die Klemmen KL 5 und KL 6 zugänglich.

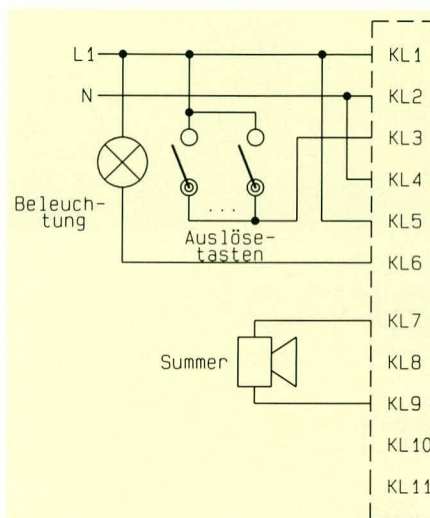
Einige Beispiele zur Installation des Zeitschalters sind in Abbildung 2 und 3 dargestellt.

Zum Abschluß der Arbeiten wird das Gehäuseoberteil aufgesetzt und mit 4 Schrauben befestigt. Jetzt kann die Spannung eingeschaltet und die Schaltung auf ihre Funktion überprüft werden.

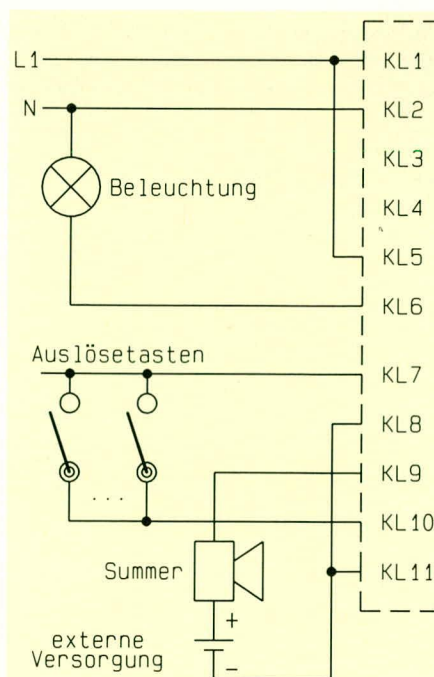
### Achtung:

Die Schaltung des Treppenlichtautomaten TLA 1000 arbeitet mit der lebensgefährlichen 230V-Netzspannung, die im Gerät frei geführt wird.

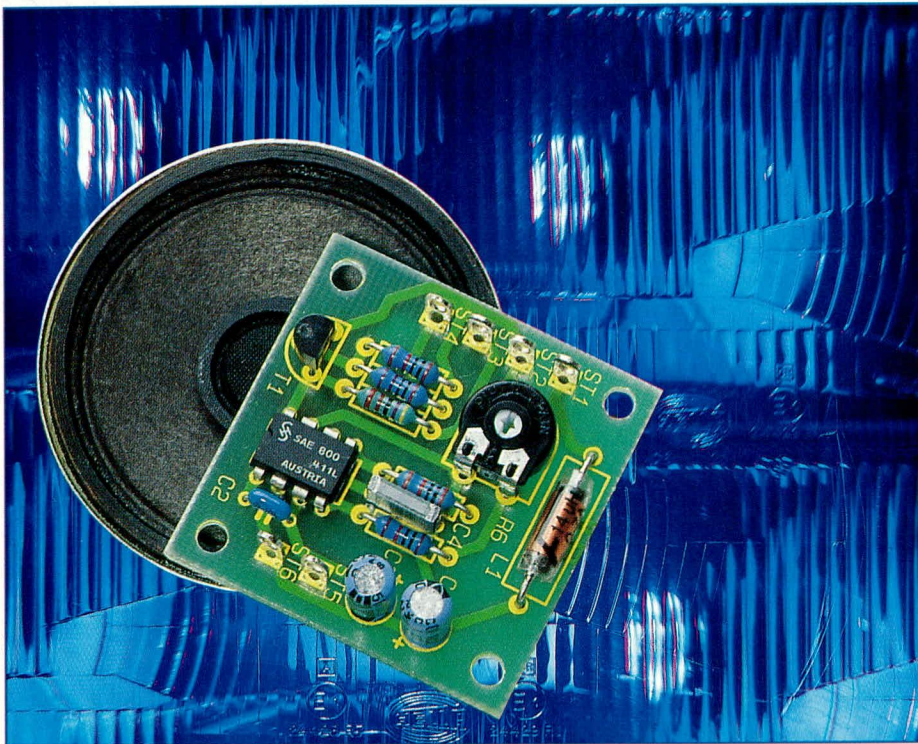
Aufbau, Inbetriebnahme und Installation dürfen daher nur von Fachkräften durchgeführt werden, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind. Die einschlägigen Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten.



**Bild 2: Auslösung durch 230-V-Taster und Ende-Vorwarnung mit interner Versorgung**



**Bild 3: Auslösung durch Kleinspannungstaster und Ende-Vorwarnung mit externer Versorgung**



# Kfz-Lichtwarner mit Gongton

**Ein angenehmer Gongton macht Sie darauf aufmerksam, daß trotz ausgeschalteter Zündung die Beleuchtung Ihres Fahrzeuges noch eingeschaltet ist.**

## Allgemeines

Viele Autofahrer wurden sicherlich schon mit folgender Situation konfrontiert: Man steigt ins Auto, dreht den Zündschlüssel, und der Wagen springt nicht an. Der Anlasser dreht sich nur noch mühsam oder überhaupt nicht mehr, und spätestens nach dem zweiten oder dritten Startversuch geht nichts mehr - der Akku ist leer.

Die Ursache des Problems ist meistens schnell gefunden. Man ist morgens bei Dunkelheit oder Dämmerung zu Hause abgefahren und hat den Zielort (z. B. die Arbeitsstätte) im Hellen erreicht. Dort wurde dann vergessen, das Licht auszuschalten, weil vielleicht die tiefstehende Sonne geblendet hat. Der Wagen hat nun den ganzen Tag mit eingeschaltetem Standlicht geparkt, und der Akku ist entladen.

Mit der hier vorgestellten kleinen Schaltung, bestehend aus einer Handvoll Bauelemente, können solche Unannehmlichkeiten leicht vermieden werden.

Die auf einer kleinen Leiterplatte mit den Abmessungen 39 x 39 mm unterge-

brachte Schaltung ist über 4 Anschlußleitungen mit Dauerplus, Masse, Licht und Zündung verbunden. Sobald nun die Zündung bei eingeschaltetem Licht abgeschaltet wird, ertönt ein angenehmer klingender abschwellender Gongton, der sich im 7-Sekunden-Rhythmus wiederholt.

Ausgegeben wird der Signalton über einen in der Lautstärke einstellbaren Kleinlautsprecher.

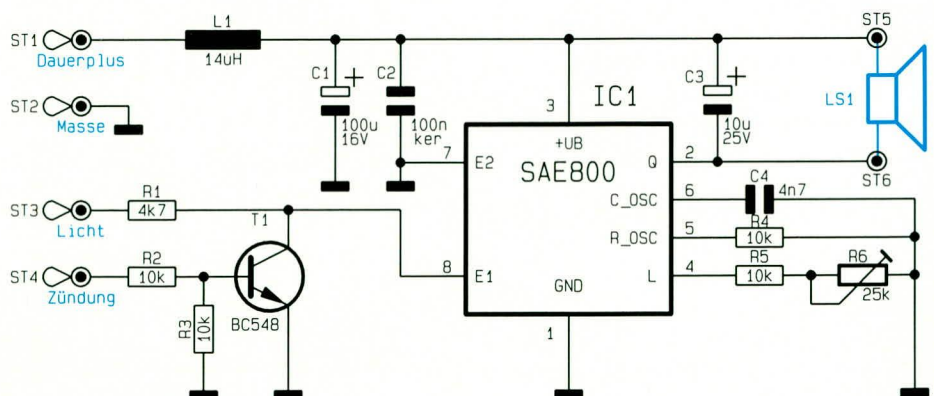


Bild 1: Schaltbild des Kfz-Lichtwarners

Realisiert wurde die Schaltung mit dem Gong-IC SAE 800 von Siemens, das über einige hervorragende Features verfügt und nur wenige Komponenten zur externen Beschaltung benötigt.

Im Stand-by-Betrieb beträgt die vernachlässigbar geringe Stromaufnahme des Chips nur ca. 2  $\mu$ A. An die integrierte, kurzschlußfeste Leistungsendstufe kann direkt der Lautsprecher angeschlossen werden. Eine interne Temperatur-Überwachung schützt den Baustein im Fehlerfall.

## Schaltung

Abbildung 1 zeigt die Schaltung des Kfz-Lichtwarners. Sämtliche aktiven Komponenten zur Erzeugung des abschwellenden Gongtones befinden sich im 8poligen DIP-Gehäuse des SAE 800 von Siemens.

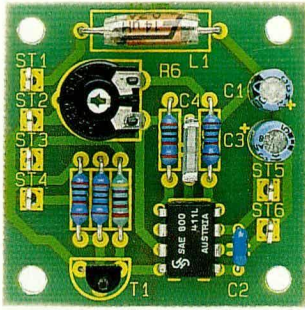
Die Betriebsspannung (Dauerplus) wird der Schaltung an ST 1 zugeführt, wobei die Siebdrossel L 1 und die Kondensatoren C 1 und C 2 Störungen des Kfz-Bordnetzes unterdrücken. Der SAE 800 erhält seine Versorgungsspannung an Pin 3.

Ein im Chip integrierter Präzisions-Dreieck-Generator legt die Grundfrequenz und somit im Endeffekt auch die Tonhöhe des Gongtones fest.

Extern wird der Dreieck-Generator an Pin 5 mit einem Widerstand und an Pin 6 mit einem Kondensator beschaltet. Bei der in unserer Schaltung vorgenommenen Dimensionierung erhalten wir eine Oszillator-Grundfrequenz von ca. 13,2 kHz, woraus für das Gongsignal eine Tonfrequenz von 660 Hz abgeleitet wird.

Nach der Triggerung mit einem High-Signal an Pin 8 des SAE 800 erfolgt leicht verzögert die Tonausgabe mit maximaler Amplitude. Über einen Zeitraum von ca. 4,4 Sekunden schwillt dann das 660 Hz-Signal in 16 Schritten langsam ab. Solange Pin 8 High-Pegel führt, erfolgt automatisch nach Ablauf von ca. 7 Sekunden ein erneutes Triggern.

An Pin 4 des Bausteins wird mit Hilfe des Trimmers R 6 die individuelle Laut-



**Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte**

stärke-Einstellung vorgenommen. Ausgekoppelt wird das Audio-Signal der integrierten Endstufe an Pin 2 und direkt galvanisch dem an +UB angeschlossenen Lautsprecher zugeführt.

Der parallel zum Lautsprecher liegende Elko C 3 dient zum Glätten des Ausgangssignals, so daß sich Pegelsprünge nicht störend bemerkbar machen.

Kommen wir nun zum Auslösen des Signaltones. Solange die Zündung eingeschaltet ist, liegt an ST 4 +12 V an, der Transistor T 1 schaltet durch und zieht Pin 8 des SAE 800 unabhängig vom eingeschalteten Licht auf Massepotential. Einen High-Pegel an Pin 8 des Bausteins können wir nur dann erhalten, wenn die Zündung ausgeschaltet und das Licht eingeschaltet ist, d. h. ST 3 High-Pegel (+12 V) führt.

### Nachbau

Der Nachbau dieser kleinen, mit nur wenigen Bauteilen realisierten Schaltung ist denkbar einfach und schnell erledigt.

Zuerst werden die Anschlußbeinchen der

## Stückliste: Kfz-Lichtwarner mit Gongton

### Widerstände:

4,7kΩ .....	R1
10kΩ .....	R2 - R5
PT10, liegend, 25kΩ .....	R6

### Kondensatoren:

4,7nF .....	C4
100nF/ker .....	C2
10µF/25V .....	C3
100µF/16V .....	C1

### Halbleiter:

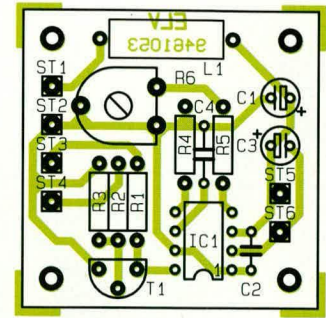
SAE800 .....	IC1
BC548 .....	T1

### Sonstiges:

Spule, 14µH .....	L1
Lötstifte mit Lötöse .....	ST1 - ST6

5 Widerstände ca. 1 mm hinter dem Gehäuseaustritt abgewinkelt, durch die zugehörige Bohrung der Leiterplatte gesteckt und an der Lötseite leicht angewinkelt. Danach wird die Platine umgedreht, stramm auf eine Unterlage gedrückt und alle Widerstände in einem Arbeitsgang verlötet. Überstehende Drahtenden werden so kurz wie möglich abgeschnitten, ohne die Lötstelle selbst zu beschädigen.

Es folgt das Einlöten der Drosselspule L 1 und des Trimmers R 6. Während der Keramik-Kondensator C 2 und der Folien-Kondensator C 4 mit beliebiger Polarität eingelötet werden dürfen, ist bei den beiden Elkos C 1 und C 3 unbedingt die korrekte Einbaulage zu beachten.



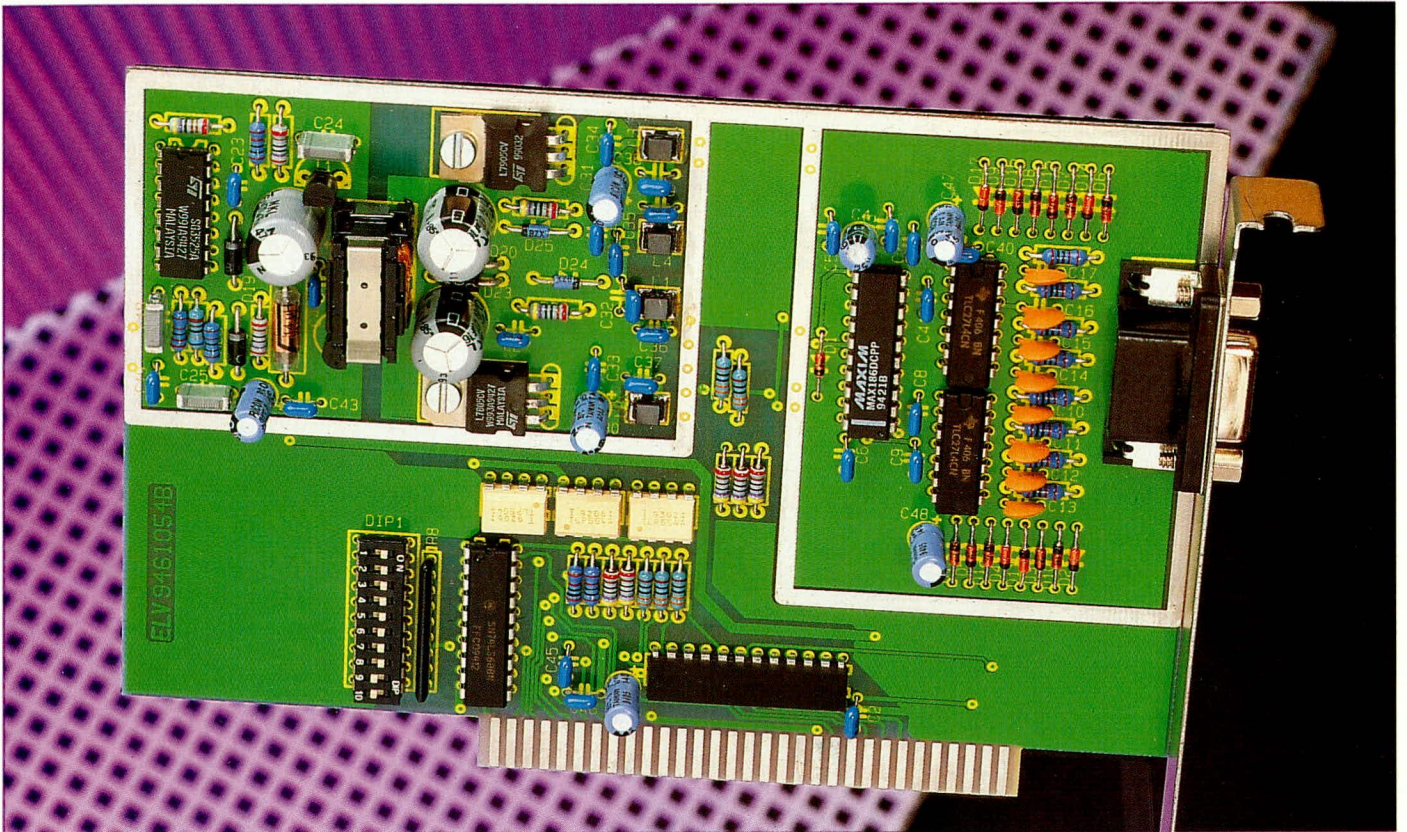
**Bestückungsplan des Kfz-Lichtwarners**

Als dann erfolgt das Einlöten des Transistors T 1, dessen Anschlußbeinchen so weit wie möglich durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu stecken sind.

Der 8polige integrierte Schaltkreis des Typs SAE 800 wird so eingelötet, daß die Gehäusekerbe des Bauelementes mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Zuletzt werden zum Anschluß der externen Anschlußleitungen 6 Lötstifte mit Öse in die entsprechenden Bohrungen der Leiterplatte gepreßt und an der Lötseite mit ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Nach dem Anschluß der externen Leitungen und des Lautsprechers kann der Einbau ins Fahrzeug erfolgen. Zweckmäßigerweise wird die Schaltung in ein entsprechendes isoliertes Gehäuse eingebaut oder aber an einer Stelle im Fahrzeug platziert, die der Platine hinreichend Schutz gewährt. Natürlich ist, um Pannen zu verhindern, dabei äußerste Sorgfalt geboten. Ein leerer Autoakku aufgrund vergangener Beleuchtung gehört nun der Vergangenheit an. **ELV**



# 12-Bit-AD-Wandler ADG 12 mit galvanischer Trennung

**8 Eingangs-Meßkanäle, die gegenüber dem PC galvanisch getrennt sind, befinden sich auf einer PC-Einsteckkarte, die Ihren Rechner zu einem universellen Meßsystem erweitert.**

## Allgemeines

Die Meßwerterfassung und -verarbeitung stellt einen wichtigen Bereich in der Elektronik dar, in dem der PC bei stark wachsender Verbreitung immer mehr Anwendungen findet.

Als Verbindungsglied zur meist analogen Außenwelt eignet sich in hervorragender Weise die hier vorgestellte 12-Bit-AD-Wandler-Einsteckkarte, die eine potentialfreie Messung gegenüber der PC-Masse vornimmt. Besonders bei längeren Zuleitungen und Störeinstreuungen auf die Meßwertempfänger ergibt sich das Erfordernis, eine potentialfreie Messung vorzunehmen.

Die 8 analogen Meßeingänge und die zugehörige gemeinsame Analogmasse liegen an einer 9poligen Sub-D-Buchse an.

Die eigentliche Wandlungszeit des AD-Wandlers beträgt nur 10 µs. Durch die serielle Datenübertragung von und zum PC über Optokoppler ist je nach Computertyp immer noch eine Meßrate von meh-

rerer 100 Messungen pro Sekunde mit 12-Bit-Auflösung möglich.

Der AD-Wandler ermöglicht 2 unterschiedliche Meßarten. Im Bipolar-Meßmodus lassen sich Eingangsspannungen von -2,049 bis +2,047 V messen, während im Unipolar-Bereich die Eingangsspannung zwischen 0 V und 4,096 V liegen darf.

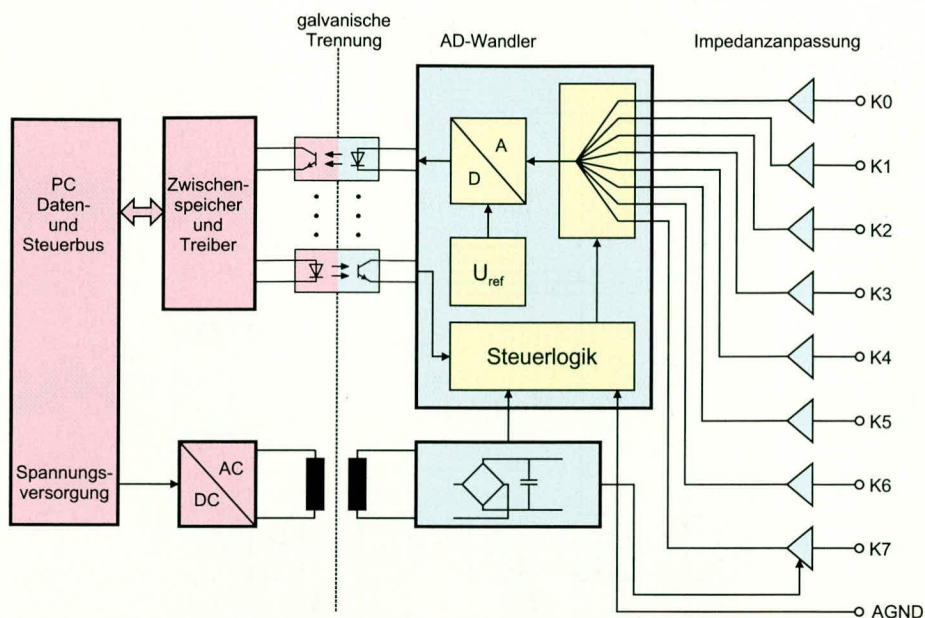
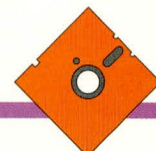
Eine Differenzmessung ist durch Messung an 2 Kanälen nacheinander und Ver-

rechnung der Meßwerte ebenfalls möglich. Tabelle 1 zeigt die technischen Daten in übersichtlicher Form.

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

**Tabelle 1 Technische Daten (typ.): 12 Bit-AD-Wandler ADG 12**

Analogeingänge .....	8 Kanäle unabhängig voneinander
Auflösung: .....	12 Bit entspricht 4096 Schritte
Grundgenauigkeit ohne Abgleich: .....	typ. ±3 Digit
Genauigkeit nach Abgleich: .....	typ. ±1 Digit
Eingangswiderstand: .....	>10 MΩ
Wandlungsrate: .....	bis zu 300 Messungen pro Sekunde, abhängig vom Computer-Typ und Programmiersprache
Versorgung: .....	über integrierten DC-DC-Wandler
Meßspannungen: .....	-2,048 bis +2,047 V, bipolar / 0..4,095 V, unipolar
Meßeingänge: .....	gegenüber Erdpotential galvanisch getrennt
Überspannungsfestigkeit der Meßeingänge: .....	max. ±48 V



**Bild 1: Blockschaltbild des 12-Bit-AD-Wandlers ADG 12**

**Achtung:**

Die Schaltung garantiert eine galvanische Trennung bis zu einer Potentialverschiebung von  $\pm 48$  V. Zu beachten ist, daß sich die Eingangskanäle auf eine gemeinsame Masse beziehen, so daß die Meßkanäle untereinander nicht galvanisch entkoppelt sind.

**Blockschaltbild**

Abbildung 1 zeigt das Blockschaltbild des AD-Wandlers ADG 12. Die Schaltung ist auf einer PC-Einsteckkarte realisiert zum Einbau in einen IBM-kompatiblen PC. Dieser liefert auch die Versorgungsspannung zum Betrieb des 12-Bit-AD-Wandlers. Die Versorgungsspannung für den galvanisch getrennten Teil wird über

einen Schaltregler mit nachgeschaltetem Übertrager und anschließender Gleichrichtung bereitgestellt.

5 Optokoppler ermöglichen die digitale Verbindung zwischen dem AD-Wandler und dem Datenbuszwischen-speicher bzw. -treiber. Die analoge Eingangsspannung wird über je einen Impedanzwandler dem integrierten AD-Wandler zugeführt, welcher neben der eigentlichen AD-Wandlung noch die Referenzspannungsgenerierung und die notwendige Steuerlogik beinhaltet.

**Schaltung**

Die gesamte Schaltung des ADG 12 besteht aus dem in Abbildung 2 dargestellten DC-DC-Wandler, welcher die Versorgungsspannung für den galvanisch getrennten Schaltungsteil sicherstellt, während der

in Abbildung 3 dargestellte Schaltungsteil das digitale Interface zum PC und den galvanisch getrennten AD-Wandler beinhaltet.

**DC-DC-Wandler**

Abbildung 2 zeigt die detaillierte Schaltung des DC-DC-Wandlers mit galvanischer Trennung. Die Ansteuerung der Leistungsschalter T 1 und T 2 übernimmt der integrierte Bauelement IC 11 vom Typ 3525A. Hierbei handelt es sich um einen preiswerten und weitverbreiteten Pulsweiten-Modulator, der speziell für entsprechende Einsatzfälle entwickelt wurde.

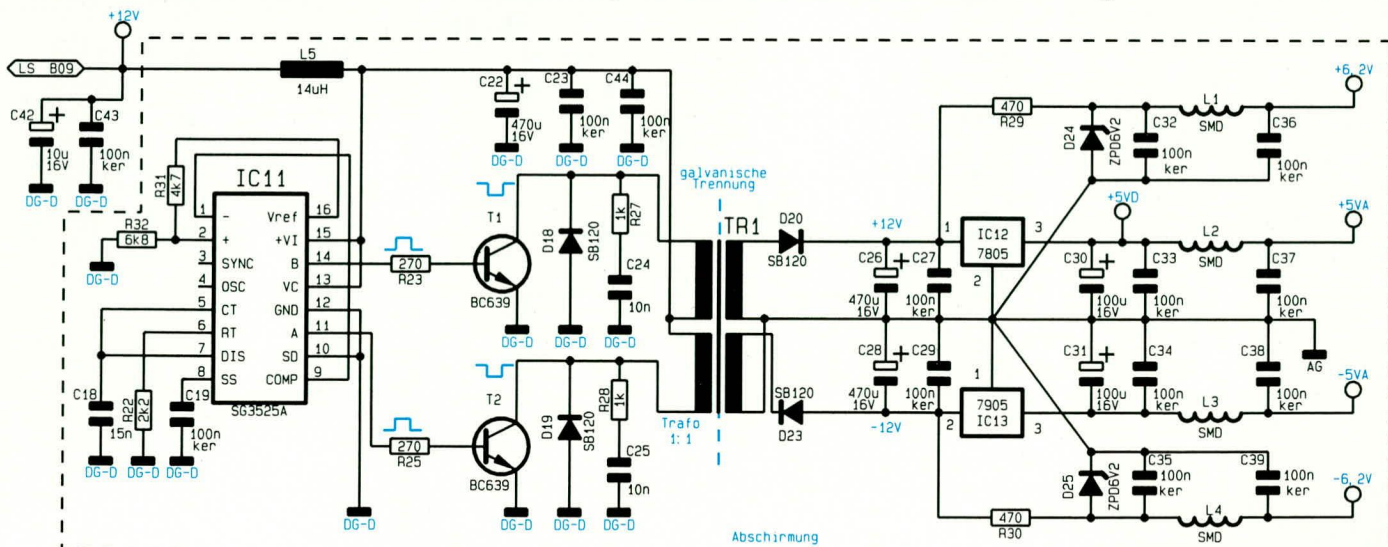
Neben dem eigentlichen Pulsweiten-Modulator sind in dem IC auch eine Oszillatorschaltung, je eine Ausgangstreiberstufe zur direkten Ansteuerung der beiden Leistungsschalter sowie weitere für Schaltungsteile wichtige Schaltungseinheiten integriert. Insbesondere wird durch den Einsatz des 3525A ein sicheres Schalten der Leistungsschalter gewährleistet.

Die Oszillatorfrequenz und damit die Schaltfrequenz des gesamten Wandlers wird durch die Bauelemente C 18 und R 22 vorgegeben. Bei der gewählten Dimensionierung ergibt sich eine Frequenz von ca. 25 kHz.

Durch den Spannungsteiler R 31 und R 32 wird das Tastverhältnis des Ansteuersignals für die Leistungsschalter eingestellt. Mit dem nachgeschalteten 1 : 1-Transformator ergibt sich daraus eine Ausgangsspannung, die annähernd die Höhe der Eingangsspannung erreicht. Die Ansteuerung der Leistungsschalter T 1 und T 2 erfolgt direkt über die Widerstände R 23 und R 25.

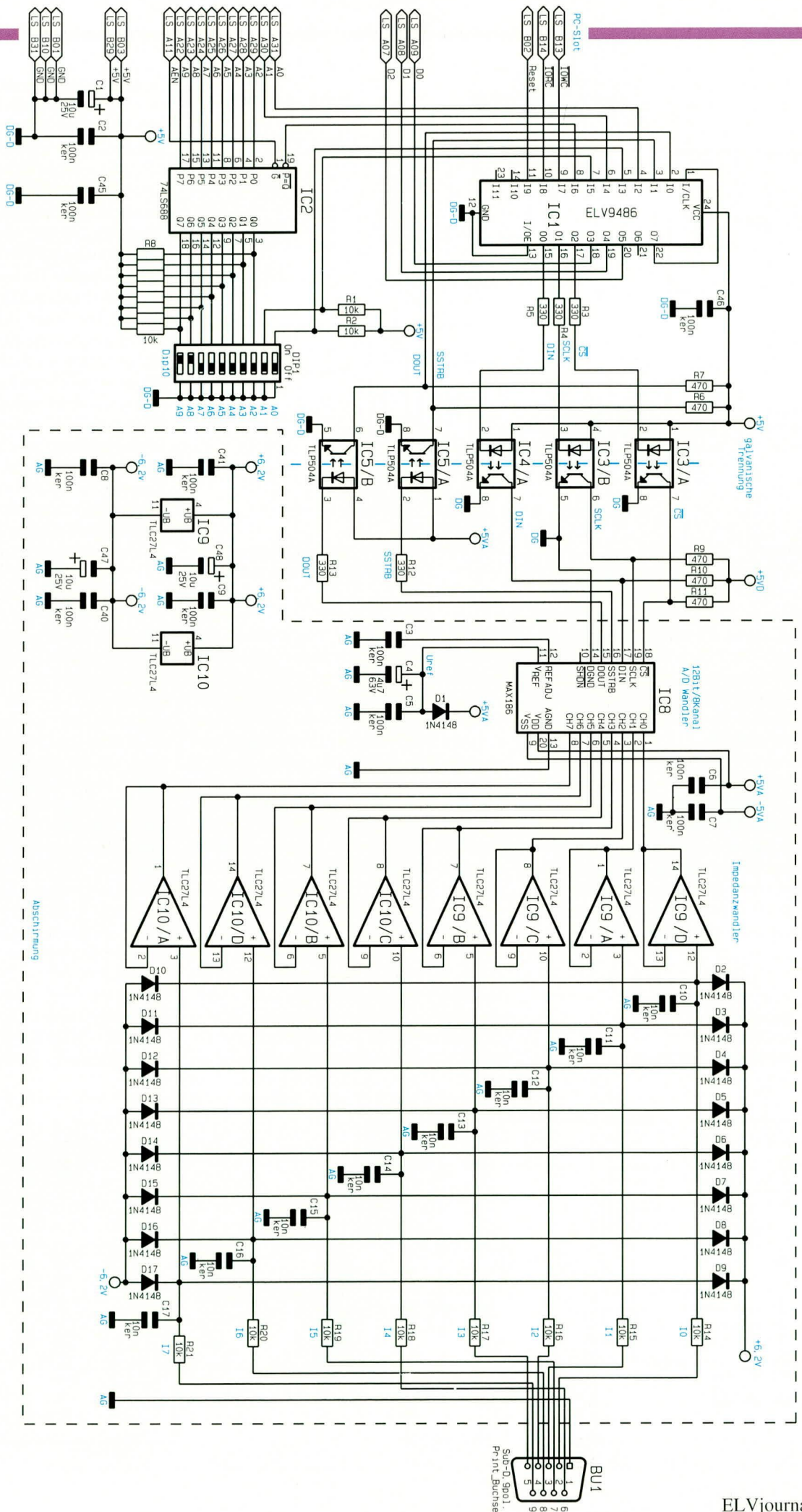
Sekundärseitig ist in dem DC-DC-Wandler eine Doppelleinweggleichrichtung zur Erzeugung der +12V und -12V-Versorgungsspannung vorhanden. Bei den Dioden D 20 und D 23 handelt es sich um schnelle Schottky-Typen, wodurch die Verlustleistung kleiner als bei Silizium-

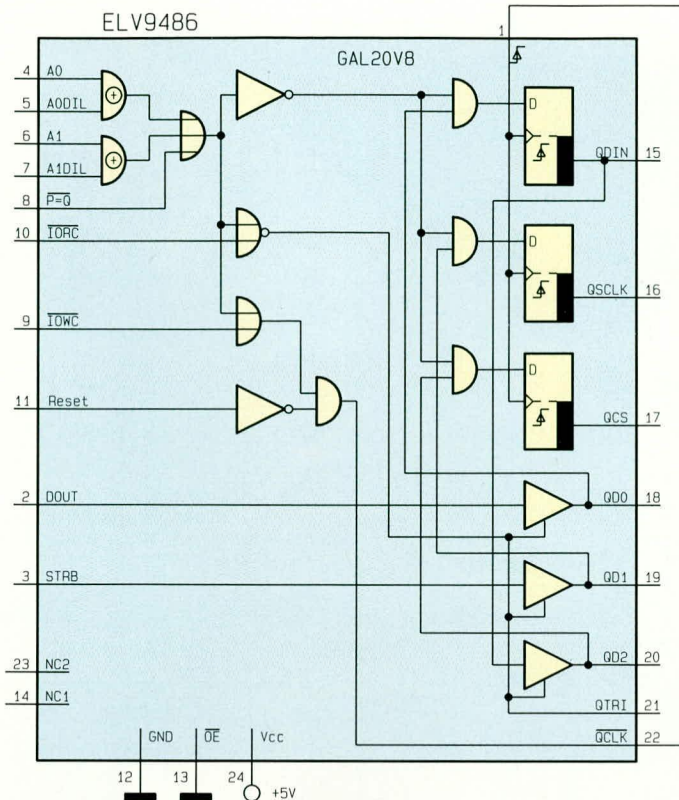
**Bild 2: Schaltung des DC-DC-Wandlers mit galvanischer Trennung**





**Bild 3:**  
Analog- und  
Digitalteil des  
galvanisch  
getrennten  
12-Bit-AD-  
Wandlers





**Bild 4: Innen-schaltung des GALs vom Typ ELV 9486**

Dioden ist (bedingt durch die geringere Flußspannung der Schottky-Dioden).

Die beiden Spannungsregler IC 12 und IC 13 stellen die +5V- und -5V-Versorgungsspannung für den AD-Wandler zur Verfügung. Über die Widerstände R 29 und R 30 wird mit Hilfe der nachgeschalteten Z-Dioden D 24 und D 25 und dem Siebglied die +8,2V- und -8,2V-Versorgungsspannung für die Operationsverstärker IC 9 und IC 10 generiert.

**Analog- und Digitalteil**

Abbildung 3 zeigt den Analog- und Digitalteil des galvanisch getrennten 12-Bit-AD-Wandlers.

Die Grobadressierung übernimmt der 8-Bit-Vergleicher IC 2 des Typs 74LS688. Nur wenn die Busleitung AEN auf Low-Pegel liegt und die Pegel der Adreßleitungen A 2 bis A 9 mit den Pegeln, die an den DIL-Schaltern anstehen, übereinstimmen, liegt am Ausgang ein Low-Signal an, welches in dem nachgeschalteten Baustein IC 1 vom Typ ELV 9486 weiterverarbeitet wird.

Um den Aufwand der Schaltung zu begrenzen, wurde für den Rest des Digitalteils ein GAL des Typs ELV 9486 eingesetzt. In Abbildung 4 ist die Innenschaltung dieses Bauteils dargestellt. Die Adreßleitungen A 0 und A 1 werden mit den Zuständen der Signale an den ersten 2 DIL-Schaltern verglichen. Liegt gleichzeitig das Signal  $P=Q$  an Pin 8 auf Low-Pegel, so steht die Basisadresse an der Karte an.

Mit einem Low-Pegel an der  $\overline{IOWR}$ -Leitung wird ein Schreibzugriff auf der Karte aktiviert. Der logische Pegel der

dieser Ausgänge werden direkt den Leuchtdioden der Optokoppler IC 3 und IC 4 zugeführt.

Um bei einem Reset des PCs die Ausgänge definiert zu setzen (Ruhezustand), müssen die D-Flip-Flops asynchron zurückgesetzt werden. Da dieses bei einem GAL nicht möglich ist, wurden die D- und Clock-Eingänge der D-Flip-Flops mit anderen Signalen UND-verknüpft. Im Falle eines Resets liegen an den D-Eingängen jeweils Low-Pegel, und auf der Clock-Leitung wird ein Impuls erzeugt, der dann die D-Flip-Flops zurücksetzt und somit deren invertierende Ausgänge auf High-Pegel legt.

Erfolgt nun ein Lesezugriff auf die Karte, so führt  $\overline{IORD}$  Low-Pegel und aktiviert somit die Tristate-Treiber an Pin 18 bis Pin 20, welche die Datensignale auf den Datenbus legen. D 0 entspricht dann dem über den Optokoppler IC 5 übertragenen Datenausgangssignal DOUT des AD-Wandlers, während D 1 das STRB-Signal überträgt. D 2 überträgt den invertierten Ausgang des ersten D-Flip-Flops, um eine eindeutige Kartenerkennung zu ermöglichen.

Rechts neben den Optokopplern IC 3 bis IC 5 ist der Analog-Digital-Wandler IC 8 des Typs MAX186 dargestellt (Abbildung 3). Bei diesem Baustein handelt es sich um einen AD-Wandler mit integriertem Analog-Multiplexer, einer Referenzspannungsgenerierung und einer digitalen Schnittstelle, die direkt über die Optokoppler IC 3 bis IC 5 verbunden ist.

Der  $\overline{CS}$ -Eingang Pin 18 des Bausteins

übernimmt die Selektierung des AD-Wandlers. Am DIN-Eingang Pin 17 werden vom Computer die Daten angelegt, die IC 8 über die Taktleitung SCLK (Pin 19) in das interne Schieberegister übernimmt.

In umgekehrter Richtung werden die Ausgangsdaten mit dem SCLK-Takteingang von dem internen Schieberegister des AD-Wandlers über den DOUT-Anschluß Pin 15 herausgeschoben. Die Beendigung des Analog-Digital-Wandlungsvorganges wird über den SSTRB-Anschluß Pin 16 von IC 8 gemeldet.

Die analogen Eingangsspannungen, die an den Pins 2 bis 9 der 9poligen Sub-D-Buchse anliegen, werden über die nachgeschalteten RC-Kombinationen den 4fach-Operationsverstärkern IC 9 und IC 10, die als Instrumentenverstärker geschaltet sind, zugeführt. Da die nachgeschalteten Eingänge des AD-Wandlers lediglich einen Widerstand von einigen kΩ besitzen, wurde die Voranschaltung der Operationsverstärker notwendig. Damit steigt der Eingangswiderstand der Analogeingänge auf mehrere MΩ an. Die Dioden D 2 bis D 17 verhindern eine Übersteuerung und damit Zerstörung der Operationsverstärkereingänge.

Tabelle 2 zeigt die Belegung der 9poligen Sub-D-Buchse.

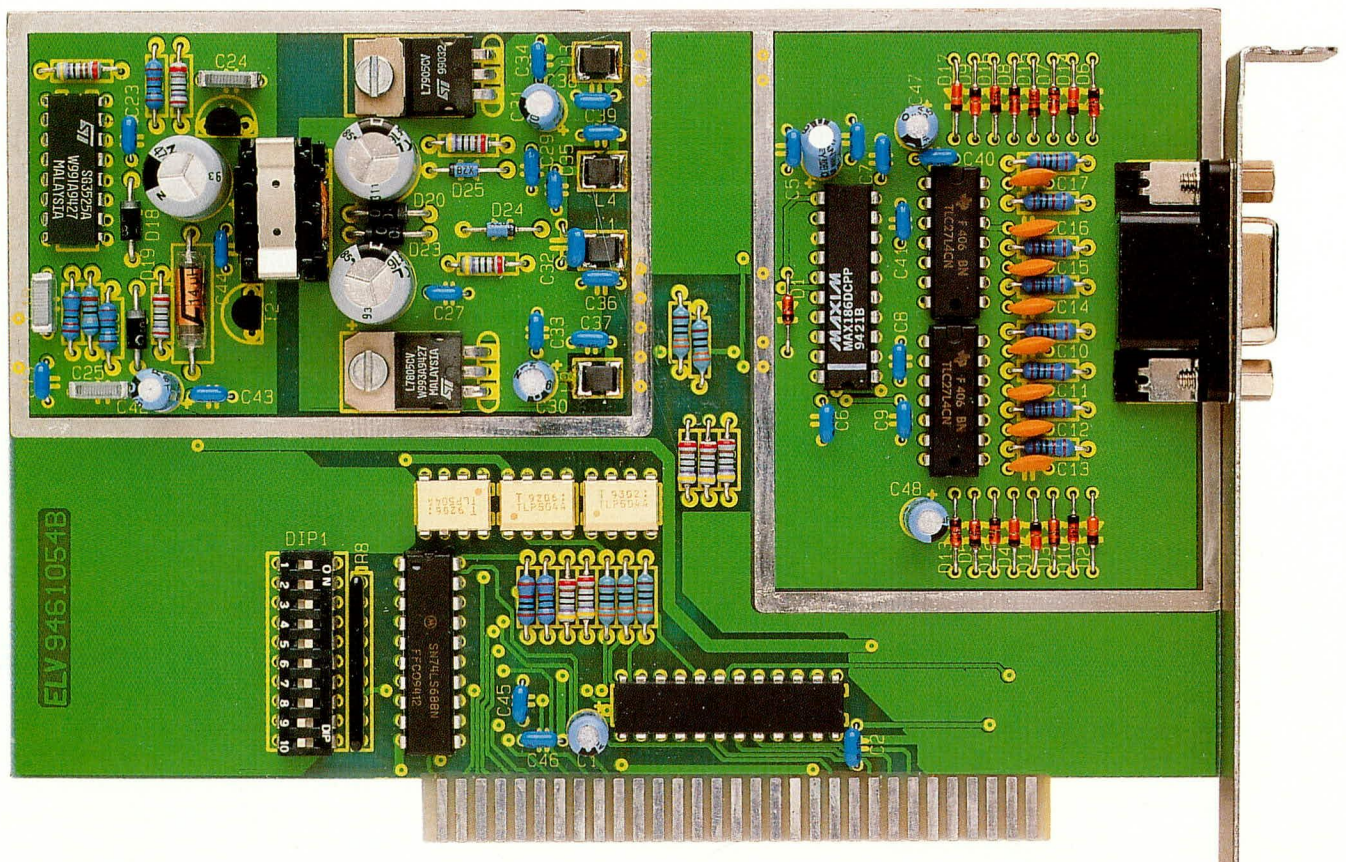
Funktion	Pin
Kanal 0	2
Kanal 1	3
Kanal 2	4
Kanal 3	5
Kanal 4	6
Kanal 5	7
Kanal 6	8
Kanal 7	9
AGND	1

**Nachbau**

Die Schaltung des galvanisch getrennten 12-Bit-AD-Wandlers ist auf einer 156 mm x 118 mm großen, doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte untergebracht. Die Bestückung der Platine wird in gewohnter Weise vorgenommen.

Zunächst sind die SMD-Spulen L 1 bis L 4 auf die Bestückungsseite der Leiterplatte aufzusetzen und mit einem passenden LötKolben festzulöten.

Als nächstes sind die niedrigen, gefolgt von den höheren Bauelementen anhand des Bestückungsplanes und der Stückliste auf die Platine zu setzen und auf der Unterseite zu verlöten. Die Anschlußbeinchen



Ansicht der fertig aufgebauten PC-Einsteckkarte des ADG 12

der beiden Spannungsregler IC 12 und IC 13 werden nach hinten abgewinkelt und mit Hilfe jeweils einer M3 x 5 mm Schraube und einer M3-Mutter auf der Platine festgeschraubt und anschließend verlötet.

Nach dem Einlöten des 9poligen Sub-D-Steckverbinders und bevor die Rückplatte am Sub-D-Steckverbinder befestigt wird, sind die Abschirmbleche vorzubereiten. Hierzu werden die Blechstreifen entlang

der Perforation abgeknickt und zunächst mit Blechschrauben mit den Abschirmdeckeln verschraubt. Anschließend ist diese Gehäusekonstruktion jeweils auf die Löt- bzw. Bestückungsseite der Leiterplatte zu setzen und mit wenigen Lötunkten zu fixieren. Nachdem die Abschirmdeckel wiederum entfernt worden sind, können die Seitenwände der Bleche großflächig mit den dafür vorgesehenen Leiterbahnen auf der Löt- und Bestückungsseite der Platine verlötet werden.

Zum Abschluß der Aufbauarbeiten sind die Abschirmdeckel wieder mit den Schrauben zu befestigen, gefolgt von der Montage des Slot-Blech.

### Stückliste:

#### 12-BIT-AD-Wandler mit galvanischer Trennung

##### Widerstände:

270Ω .....	R23, R25
330Ω .....	R3 - R5, R12, R13
470Ω ...	R6, R7, R9 - R11, R29, R30
1kΩ .....	R27, R28
2,2kΩ .....	R22
4,7kΩ .....	R31
6,8kΩ .....	R32
10kΩ .....	R1, R2, R14 - R21
10kΩ/Array, 8fach .....	R8

##### Kondensatoren:

10nF .....	C10 - C17, C24, C25
15nF .....	C18
100nF/ker .....	C2, C3, C5 - C9, C19, C23, C27, C29, C32 - C46
4,7µF/63V .....	C4
10µF/25V .....	C1, C42, C47, C48
100µF/16V .....	C30, C31
470µF/16V .....	C22, C26, C28

##### Halbleiter:

ELV9486 .....	IC1
---------------	-----

74LS688 .....	IC2
TLP504A .....	IC3 - IC5
MAX186 .....	IC8
TLC27L4 .....	IC9, IC10
SG3525A .....	IC11
7805 .....	IC12
7905 .....	IC13
BC639 .....	T1, T2
1N4148 .....	D1 - D17
SB120 .....	D18 - D20, D23
ZPD6,2V .....	D24, D25

##### Sonstiges:

Spule, 14µH .....	L5
Spule, 10µH/SMD .....	L1 - L4
DIP-Schalter, 10fach .....	DIP1
SUB-D-Buchse, 9pol .....	BU1
Trafo, EF 16-V1 .....	TR1
1 Abschirmgehäuse, groß	
1 Abschirmgehäuse, klein	
2 Zylinderkopfschrauben, M3 x 5mm	
2 Muttern, M3	
1 Slotblech	

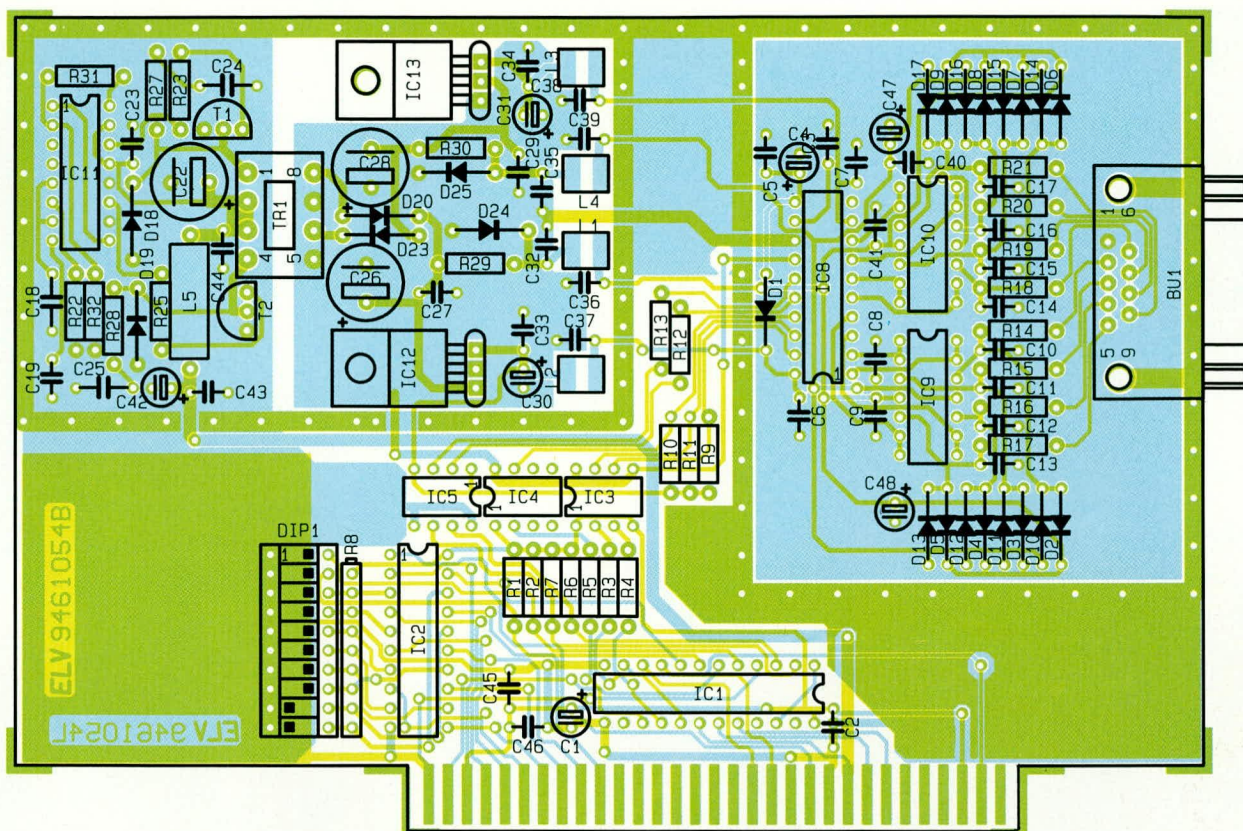
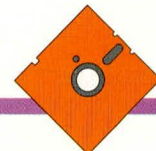
### Treibersoftware

Zur ADG 12 steht eine Treibersoftware zur Verfügung, die beispielhaft die Ansteuerung dieser Schaltung zeigt. In Abbildung 5 ist ein Bildschirmausdruck der Testsoftware dargestellt.

Das Testprogramm ist übrigens auch in der ELV-Mailbox abgelegt und kann von dort kostenlos heruntergeladen werden (nur die Telefongebühren fallen an). Der Quellcode ist in Pascal verfaßt, läßt sich aber auch in beliebige andere Programmiersprachen umsetzen.

### Inbetriebnahme und Abgleich

Vor dem Einsetzen der PC-Einsteckkar-



Bestückungsplan der PC-Einsteckkarte des 12-Bit-AD-Wandlers ADG 12

te in den PC ist zunächst die gewünschte IO-Adresse, die defaultmäßig bei 300 H liegt, mit den DIP-Schaltern einzustellen.

Die Testsoftware ist defaultmäßig ebenfalls auf die IO-Adresse 300 H eingestellt.

Bei Verwendung einer anderen IO-Adresse ist diese mit dem Programmaufruf anzugeben. Die Testsoftware erkennt automatisch nach dem Start die AD-Wandler-PC-Einsteckkarte. Die Grundgenauigkeit liegt üblicherweise bei  $\pm 3$  Digit, wobei mit ei-

nem einfachen zusätzlichen Abgleich eine Genauigkeitserhöhung auf  $\pm 1$  Digit erreichbar ist.

Hierzu sind zunächst die Offsetspannungen der Operationsverstärker und Meßeingänge abzugleichen. Dazu werden über kurze Drahtbrücken die Eingänge Pin 2 bis Pin 9 mit der Analogmasse Pin 1 verbunden. Über die Software erfolgt jetzt ein Offset-Abgleich, wobei die Offseiteinstellungen der Analogeingänge dahingehend zu verändern sind, daß als Meßwert exakt 0,000 V angezeigt wird. Anschließend sind die Kurzschlußbrücken wieder zu entfernen.

Anschließend erfolgt der Abgleich des Skalenfaktors, wozu eine Gleichspannung von ca. 4 V zwischen den Anschlußpins 1 und 2 der Sub-D-Buchse anzulegen ist. Am besten eignet sich eine 9V-Blockbatterie mit einem nachgeschalteten Spannungsteiler. Mit einem entsprechend genauen Multimeter ist nun die angelegte Spannung zu messen und der Meßwert im PC über den Einstellpunkt „Referenzspannung“ so zu verändern, daß der angezeigte Wert mit dem Meßwert vom Multimeter übereinstimmt.

Für spätere Messungen sollten die Korrekturwerte dokumentiert oder in der Software abgelegt werden.

Zum Abschluß der Inbetriebnahmearbeiten können die analogen Meßwertgeber angeschlossen und die Karte ihrer Bestimmung übergeben werden.

ELV Test- und Inbetriebnahme-Programm 12 Bit 8 Kanal A/D Wandler ADG12

AD-Wandler an der Basisadresse 0300H gefunden Messung gegen Analog-Masse galvanisch getrennt

Single (AGND)	Unipolar	Bipolar
Kanal 0 ....:	0.001 V	0.001 V
Kanal 1 ....:	1.234 V	1.234 V
Kanal 2 ....:	2.045 V	2.045 V
Kanal 3 ....:	3.185 V	Überl. V
Kanal 4 ....:	4.090 V	Überl. V
Kanal 5 ....:	1.111 V	1.111 V
Kanal 6 ....:	Unterl V	-0.005 V
Kanal 7 ....:	Unterl V	-2.030 V

Referenzspannung : → 4.095 V

Offset Kanal 0 ..:	0 mV
Offset Kanal 1 ..:	1 mV
Offset Kanal 2 ..:	0 mV
Offset Kanal 3 ..:	0 mV
Offset Kanal 4 ..:	0 mV
Offset Kanal 5 ..:	0 mV
Offset Kanal 6 ..:	-1 mV
Offset Kanal 7 ..:	0 mV

Tasten: ↑,↓ : Funktion wählen      ESC,Enter : Programm beenden  
 →,+ : Wert incrementieren      ←,- : Wert decrementieren

Bild 5: Bildschirmausdruck der Testsoftware zum 12-Bit-AD-Wandler ADG 12

# Brain-Boy - der Gehirnjogger



## Gehirnjogging von 5 bis 95 Jahren

**Wer wünscht sich nicht gelegentlich, seine kleinen grauen Zellen etwas auf Trab zu bringen - mit dem Brain-Boy wird dieser Wunsch zur Wirklichkeit. Im Kleid eines modernen elektronischen Spielzeugs testet und trainiert der Brain-Boy das Zusammenspiel von Augen und Ohren. Dabei ermöglicht er es Ihnen, innerhalb kürzester Zeit aufnahme- und auffassungsschneller zu werden als je zuvor. Das Gerät beruht auf dem patentierten Prinzip des Trainings der Ordnungsschwelle, über das ELV als erste deutsche Fachzeitschrift bereits in Heft 4/93 und 5/93 berichtete.**

### Allgemeines

In unserer heute so schnellebigen Zeit erfahren wir immer wieder, daß zum Teil wichtige Informationen und Botschaften schlicht an uns vorbeigehen. Konzentrationschwäche, Ermüdungserscheinungen und begrenzte Aufnahmefähigkeit, all dies sind Probleme, mit denen die meisten Menschen immer wieder einmal konfrontiert werden. Wesentlichster Faktor hierbei ist offenbar die Überanspruchung unserer Sinnesorgane, insbesondere der Augen und Ohren. Nach Untersuchungen an der Universität München bereits in den 80er Jahren konnte der Mensch typischerweise etwa

25 bis 30 Sinnesreize pro Sekunde (!) verarbeiten.

Neuere Untersuchungen zeigen jedoch, daß bei sehr vielen Menschen diese Werte längst nicht mehr erreicht werden. Eine wesentliche Ursache hierfür scheint die enorme Reizüberflutung zu sein, der wir täglich ausgesetzt sind. So zeigen Reihenuntersuchungen beispielsweise, daß gerade die jetzt heranwachsende Generation teilweise nur noch etwa 8 bis 10 Reize pro Sekunde „verdauen“ kann.

Diese Fähigkeit, zwei in kurzem Abstand aufeinanderfolgende Sinnesreize voneinander zu unterscheiden, wird in der Wissenschaft als die „Ordnungsschwelle“ eines Menschen bezeichnet. Üblicherweise

sollte diese „innere Taktfrequenz“ Ihres Gehirns bei etwa 30 bis 40 Millisekunden liegen. Häufig genug aber ist sie erheblich verlangsamt und beträgt nur 100 bis 120 Millisekunden.

### Gehirnjogging mit dem Brain-Boy

Doch was ist und was bewirkt nun der Brain-Boy in diesem Zusammenhang? Am einfachsten läßt der Brain-Boy sich verstehen, wenn Sie sich vorstellen, Sie besäßen bereits ein solches Gerät und möchten Ihre „innere Taktfrequenz“ ein wenig beschleunigen. Wenn Sie regelmäßig mit dem Brain-Boy spielen, ja richtig: spielen, wird Ihr Brain, also Ihr Gehirn, in dem Maße leicht-

ter und schneller für Sie arbeiten, wie sich Ihre Ordnungsschwelle durch das Training verkürzt. Das Training wird dabei in der Tat als anregend und spielerisch empfunden, wobei die Bedienung ganz einfach ist.

## Trainingsablauf

Das Training mit dem *Brain-Boy* läuft in 3 Stufen ab, wobei zunächst über das Ohr, dann über das Auge und anschließend in Kombination trainiert wird.

### 1. Mit dem Hören spielen

Wenn Sie den *Brain-Boy* bekommen, enthält er schon eine Batterie. Wenn Sie den *Brain-Boy* täglich etwa eine Stunde benutzen, wird sie mehrere Monate halten. Bevor Sie das erste Mal mit dem *Brain-Boy* spielen, schließen Sie den mitgelieferten kleinen Kopfhörer an die mit dem Ohr-Symbol gekennzeichnete Buchse an und setzen ihn auf, wobei die mit „R“ gekennzeichnete Seite des Kopfhörers unbedingt auf das rechte Ohr gehört. Nun kann es losgehen:

Sie drücken kurz auf die rote Taste zwischen den beiden grauen Tasten am *Brain-Boy*. Ein grüner Punkt leuchtet bei der Zahl 100 Millisekunden auf. Kurz nachdem Sie losgelassen haben, hören Sie im linken und im rechten Ohr kurz nacheinander einen kurzen Klick. Hören Sie den ersten dieser beiden Klicks im linken Ohr, betätigen Sie die linke graue Taste, während Sie die rechte graue Taste betätigen müssen, wenn Sie den ersten Klick im rechten Ohr vernommen haben.

Jedesmal, wenn Sie die richtige Taste gedrückt haben, leuchtet einer von fünfzehn grünen Punkten auf. Die danebenstehende Zahl sagt Ihnen, wieviel Zeit jeweils zwischen den beiden Klicks lag.

Wenn Sie viermal die Reihenfolge der beiden Klicks richtig erkannt haben, schaltet der *Brain-Boy* auf die nächstschnellere Stufe. Wenn Sie einmal die Reihenfolge nicht richtig erkannt haben, bekommen Sie sofort eine neue Chance; denn der *Brain-Boy* schaltet dann wieder auf eine langsamere Stufe. Nach einiger Zeit werden Sie bemerken, daß Sie zunächst nicht unter einen bestimmten Wert kommen. Das ist dann Ihre aktuelle auditive Ordnungsschwelle, also die kürzeste Zeit und somit die höchste Geschwindigkeit, mit der Ihr Gehirn im *Augenblick* beim Hören arbeitet.

### 2. Mit dem Sehen spielen

Nun können Sie den Kopfhörer-Stecker aus der Nur-Ohren-Buchse herausziehen und den Kopfhörer absetzen. Und schon kann es weitergehen: Sie drücken wieder kurz auf die rote Taste zwischen den beiden grauen Tasten am *Brain-Boy*. Der grüne Punkt bei der Zahl 100 Millisekunden

leuchtet wieder auf: Kurz nachdem Sie losgelassen haben, sehen Sie unten am *Brain-Boy* links und rechts dicht hintereinander 2 rote Lichtpunkte aufblitzen. Daraufhin drücken Sie die graue Taste auf der Seite, wo Sie den ersten roten Punkt haben aufleuchten sehen.

Auch hier gilt wieder: Wenn Sie die richtige Taste gedrückt haben, leuchtet einer der fünfzehn grünen Punkte auf. Die danebenstehende Zahl sagt Ihnen, wieviel Zeit zwischen den beiden Aufblitzern verstrichen ist.

Wenn Sie viermal die Reihenfolge der beiden Lichtblitze richtig erkannt haben, schaltet der *Brain-Boy* auch hier auf die nächstschnellere Stufe. Wenn Sie die Reihenfolge einmal nicht richtig erkannt haben, schaltet der *Brain-Boy* wieder auf die nächstlangsamere Stufe.

Nach einiger Zeit werden Sie erneut merken, daß Sie zunächst nicht unter einen bestimmten Wert kommen. Das ist die visuelle Ordnungsschwelle, also die kürzeste Zeit und somit die höchste Geschwindigkeit, mit der Ihr Gehirn im *Augenblick* beim Sehen arbeitet.

### 3. Hören und Sehen trainieren

Das wirklich Neuartige am *Brain-Boy* ist aber, daß Sie nun versuchen können, die Geschwindigkeit Ihres Gehirns beim Hören und beim Sehen gegenseitig zu trainieren: Diesmal stecken Sie den Kopfhörer-Stecker in die mit dem Auge+Ohr-Symbol gekennzeichnete Buchse am *Brain-Boy*. Dadurch werden anschließend sowohl die Klicks im Kopfhörer zu hören als auch die roten Leuchtpunkte zu sehen sein.

Also kann es wieder losgehen: Sie drücken wiederum die rote Taste zwischen den beiden grauen Tasten am *Brain-Boy*. Der grüne Punkt bei der Zahl 100 Millisekunden leuchtet wieder auf. Kurz nachdem Sie losgelassen haben, sehen Sie die beiden roten Leuchtpunkte unten am *Brain-Boy* dicht nacheinander aufleuchten und hören dabei die beiden Klicks im linken und im rechten Ohr.

Daraufhin drücken Sie die Taste auf der Seite, auf der Sie den ersten roten Punkt haben aufleuchten sehen und den ersten Klick gehört haben. So lernen die auditive und die visuelle Sinnesverarbeitung voneinander. Wenn Sie die richtige Taste gedrückt haben, leuchtet wieder einer der 15 grünen Punkte auf und gibt Ihnen die Zeit an, die zwischen den beiden Klicks bzw. den beiden Aufblitzern verstrichen ist. Klicks und Aufblitzer erscheinen natürlich jedesmal synchron; sind sie regelmäßig gegenläufig, so empfiehlt es sich, die Seitenrichtigkeit des Kopfhörers zu überprüfen.

Wenn Sie viermal die Reihenfolge der beiden Lichtblitze und Klicks richtig er-

kannt haben, schaltet der *Brain-Boy* auch hier auf die nächstschnellere Stufe. Wenn Sie einmal die Reihenfolge nicht richtig erkannt haben, schaltet der *Brain-Boy* auf die nächstlangsamere Stufe. Nach einiger Zeit werden Sie dann feststellen, daß Sie mit dem kombinierten Training deutlich bessere Werte erreicht haben als anfänglich bei Ohr und Auge getrennt. Dabei können Sie wieder probieren, ob nun das Ohr allein oder das Auge allein etwas von diesem Training gelernt hat, indem Sie das unter 1 oder das unter 2 beschriebene Spiel erneut von vorn beginnen. Viel Spaß dabei!


## Nutzen des Trainings

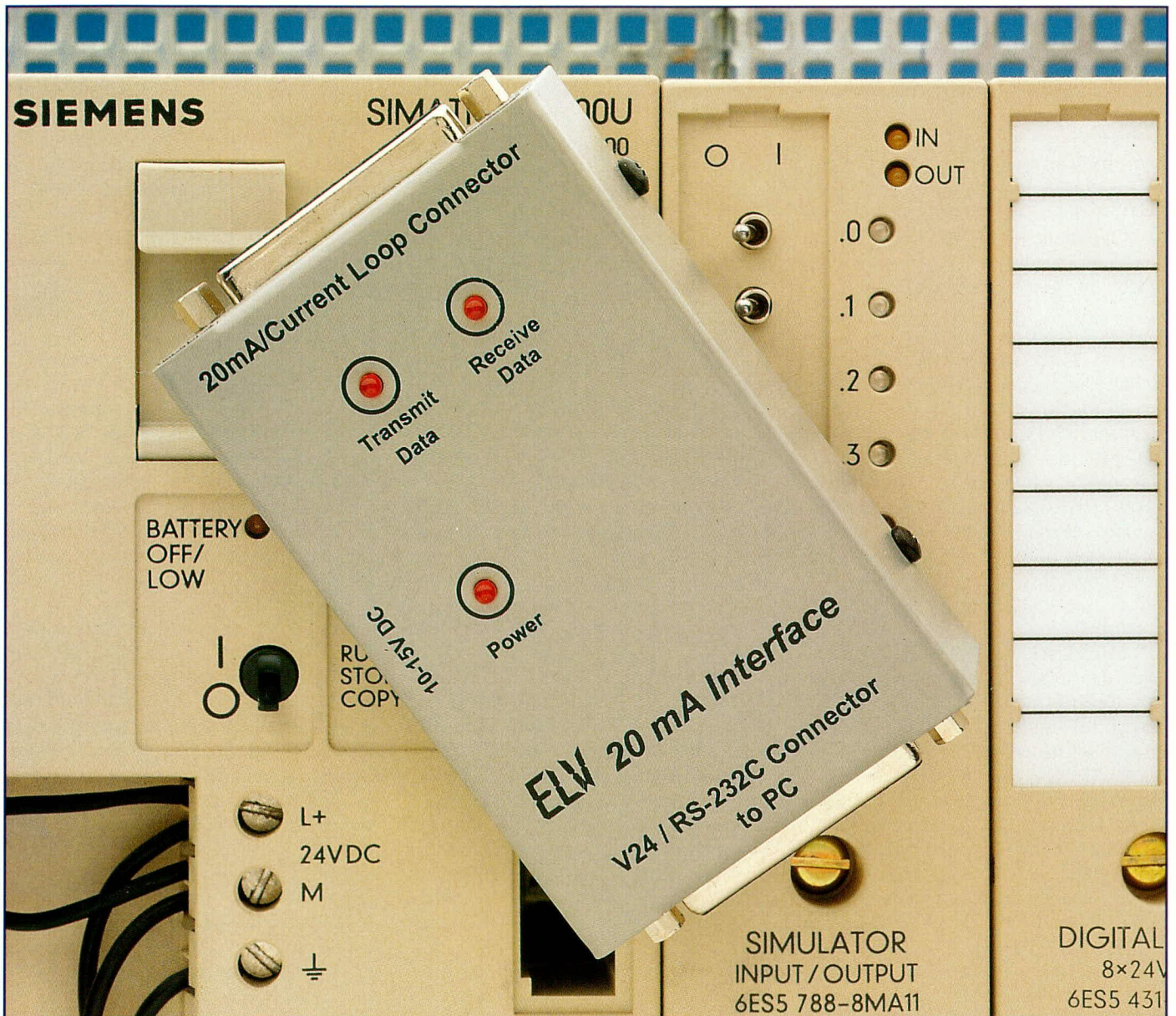
Doch worin liegt der eigentliche Nutzen dieses Trainings und der damit verbundenen Verbesserung der Ordnungsschwellenwerte? Die schon jetzt gesammelten Erfahrungen von *Brain-Boy*-Benutzern zeigen erstaunliche Veränderungen in der Wahrnehmungs- und Leistungsfähigkeit des einzelnen.

Aus den vielen Beispielen sei Ihnen von einem Mann berichtet, der als Teil seiner beruflichen Tätigkeit fremdsprachige Seminare auf hohem Fachniveau für die Teilnehmer simultan zu übersetzen hatte. Wer dieses Gewerbe kennt, weiß auch, daß professionelle Dolmetscher sich grundsätzlich nur paarweise engagieren lassen und sich im Rhythmus von 10 bis 20 Minuten gegenseitig abwechseln, weil diese Tätigkeit eine der aufreibendsten geistigen Strapazen ist, die man sich vorstellen kann.

Dieser Mann hatte auf Anhieb eine Ordnungsschwelle von ca. 30 Millisekunden im Hör- und im Sehbereich. Aber er wollte es genau wissen und trainierte sich zunächst auf 20, und anschließend bis auf 10 Millisekunden herunter.

Er berichtete daraufhin, daß er nun imstande sei, die Simultanübersetzungen auf eine ganz andere Weise zu bewältigen: Er könne nun schon frühzeitig im Verlauf eines Satzes in der zu übertragenden Fremdsprache mit hoher Treffsicherheit den Gesamtzusammenhang erkennen, so daß seine deutschen Gedanken praktisch fast parallel und nicht - wie vorher - nacheilend entstehen. Dabei sei der Energieverbrauch eher geringer geworden als vorher.

Wichtig ist noch, daß es bei dem *Brain-Boy* keinesfalls auf die Schnelligkeit Ihrer Antwort ankommt. Der *Brain-Boy* ist kein simpler Reaktionstester oder ein streßbereitendes Videospiel; vielmehr trainiert er in spielerischer Weise ursächlich Ihre Verarbeitungsgeschwindigkeit im auditiven und visuellen Bereich. Sie können sich bei Ihren Antworten also alle Zeit der Welt lassen, der *Brain-Boy* ist geduldig. Aus schutzrechtlichen Gründen ist er allerdings nur als Fertiggerät erhältlich. 



# V24 - 20mA- Schnittstellenwandler mit galvanischer Trennung

*Der hier vorgestellte Konverter ermöglicht Ihrem PC die Kommunikation mit Geräten, die über eine 20mA-Schnittstelle verfügen.*

## Allgemeines

Im Industriebereich sind viele Geräte, die über eine Kommunikations-Schnittstelle verfügen, mit einer 20mA-Stromschnittstelle ausgerüstet, die auch als Current-

Loop und TTY-Schnittstelle bekannt ist. Neben einer hohen Störuneempfindlichkeit, bedingt durch die Stromeinprägung, bietet diese Schnittstelle zusätzlich eine galvanische Trennung. Die logischen Zustände werden durch Schalten eines Stromes von 20 mA (10 bis 20 mA) bzw. 0 mA darge-



stellt, d. h. der Sender kann einfach als Schalter betrachtet werden.

Eine logische 1 entspricht einem Stromfluß (10 bis 20 mA), während bei einer logischen 0 kein Strom fließt.

Die 20mA-Schnittstelle wurde ursprünglich bei Fernschreibern (TTY-Geräten) eingesetzt. Der Schleifenstrom steuerte dabei direkt die Hubmagnete der Fernschreiber an.

Die 20mA-Schnittstelle ist, wie auch die V24/RS232C-Schnittstelle, eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung, wobei einer der Schnittstellenteilnehmer aktiv und der andere passiv sein muß. Der aktive Teilnehmer stellt neben dem Sender und Empfänger noch jeweils eine 20mA-Stromquelle zur Verfügung.

Beim passiven Teilnehmer ist lediglich ein optokoppelter Sender und Empfänger erforderlich. Die Schnittstelle ist für eine maximale Übertragungsrate von 9.600 Baud ausgelegt, bei einer Leitungslänge bis zu 1000 m.

Schon bei einigen Metern Leitungslänge sollte eine abgeschirmte Leitung verwendet werden, deren Abschirmung beim aktiven Teilnehmer auf Schutzleiterpotential gelegt wird. Beim passiven Teilnehmer sollte die Abschirmung enden und dort wegen der Potentialtrennung nicht angeschlossen werden.

In der Regel verwendet die 20mA-Stromschnittstelle keine Handshake-Signale. Es sind somit lediglich 4 Adern notwendig. Für die Sendedaten sind die „TxD+“- und „TxD-“-Leitungen und für die Empfangsdaten die „RxD+“- und „RxD-“-Leitungen erforderlich.

Die Datenübertragung ist über eine Distanz bis zu 1000 m möglich, da induktiv auf die Leitung einsteuernde Störungen sowohl auf den invertierenden als auch auf den nicht-invertierenden Signalweg einwirken und sich somit aufheben. Hierzu ist es erforderlich, daß die zueinander gehörenden Leitungen eng beieinander geführt werden, so daß eine auftretende Störung auf beide Signalwege einwirkt. Als vorteilhaft hat sich auch die Verwendung von verdrehten Leitungen erwiesen.

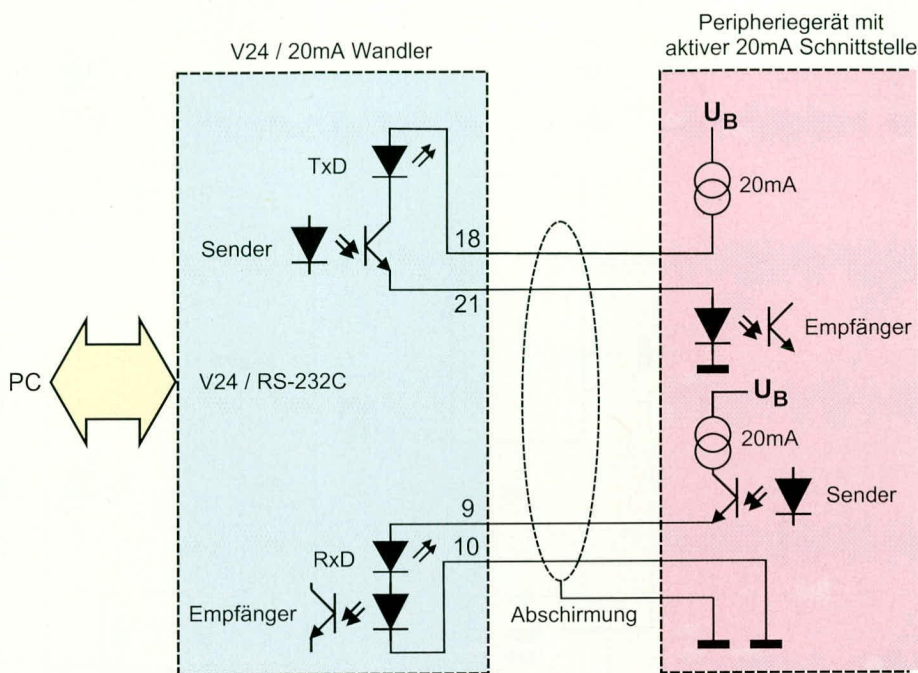
Abbildung 1 zeigt den Anschluß des V24-20mA-Wandlers an ein Peripheriegerät mit aktiver 20mA-Schnittstelle. Die galvanische Trennung wird jeweils über einen Optokoppler im Schnittstellenwandler sichergestellt. Zu beachten ist hierbei, daß die Abschirmung der Verbindungsleitung lediglich am Masseanschluß des Peripheriegerätes angeschlossen wird.

Abbildung 2 zeigt den Anschluß des V24-20mA-Wandlers an ein Peripheriegerät mit passiver Schnittstelle. Hierzu finden die im Wandler vorhandenen 20mA-Stromquellen für die Stromversorgung Verwendung. Am Steckverbinder

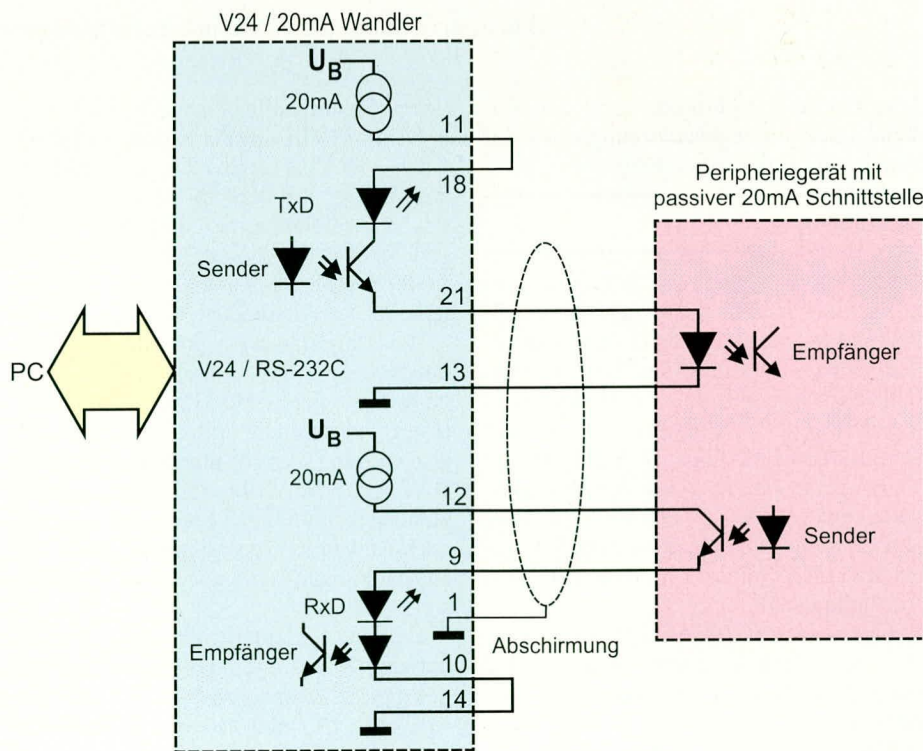
sind die Pins 11 und 18 bzw. 10 und 14 miteinander über eine kurze Drahtbrücke zu verbinden. An die Anschlußpins 21 und 13 bzw. 9 und 12 ist dann jeweils der galvanisch getrennte Sender bzw. Empfänger des Peripheriegerätes anzuschließen. Bei dieser Anschlußart ist die Ab-

schirmung der Anschlußleitung mit der Masse des V24-20mA-Wandlers Pin 1 zu verbinden.

Die Spannungsversorgung für den V24-20mA-Wandler wird durch ein 12V-Steckernetzteil, welches an eine 3,5mm-Klinkebuchse angeschlossen wird, zugeführt.



**Bild 1: Anschluß des V24-20mA-Wandlers an ein Peripheriegerät mit aktiver 20mA-Schnittstelle**



**Bild 2: Anschluß des V24-20mA-Wandlers an ein Peripheriegerät mit passiver 20mA-Schnittstelle**



V24/RS-232C

20mA/Current Loop

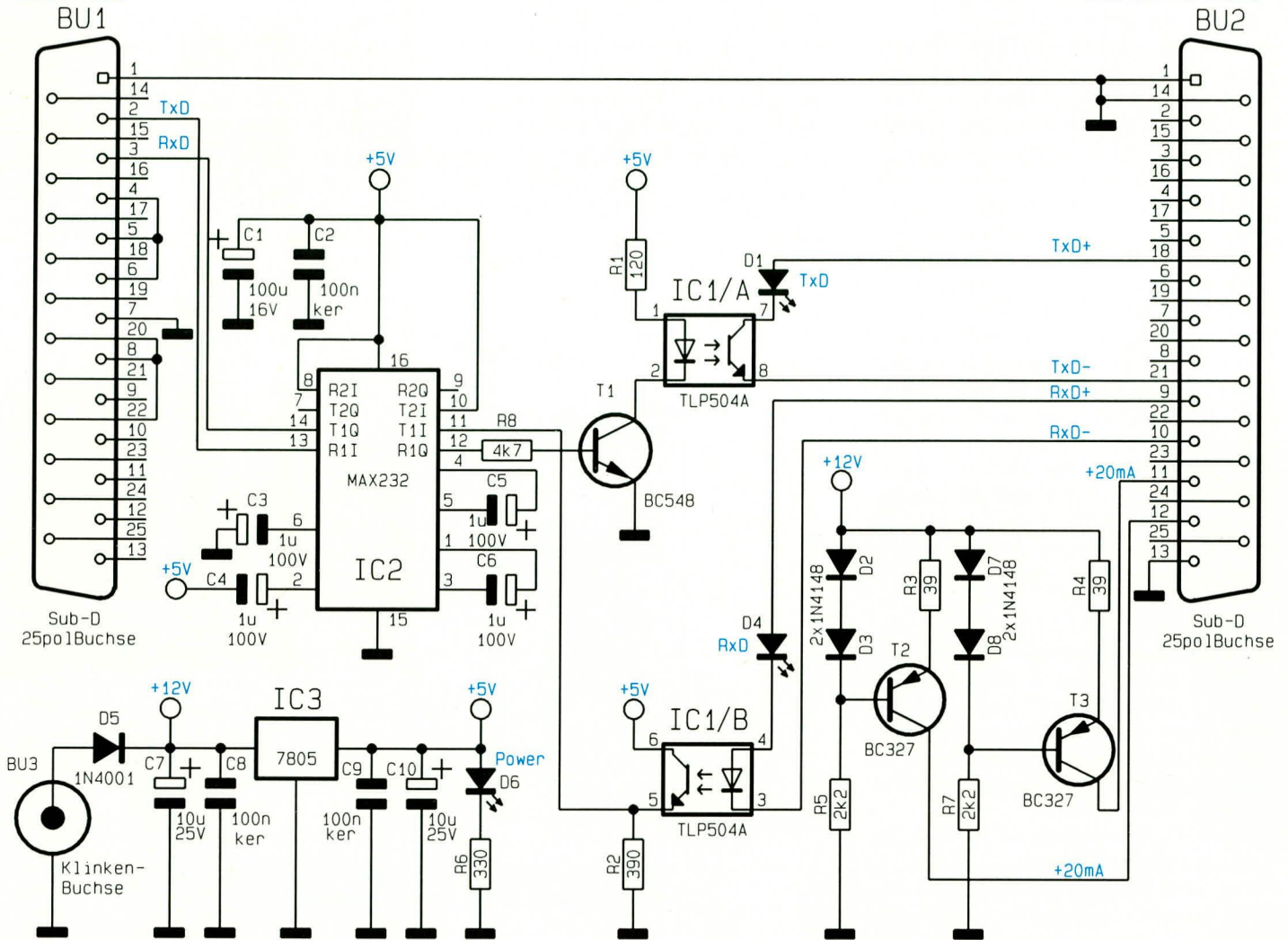


Bild 3: Schaltung des V24-20mA-Schnittstellenwandlers

Jeweils eine Leuchtdiode zeigt den Zustand der Spannungsversorgung sowie der Sende- und Empfangsleitungen an.

**Schaltung**

Abbildung 3 zeigt das Schaltbild des V24-20mA-Schnittstellenwandlers. Unten links im Schaltbild ist das Netzteil zu sehen, dessen Speisung über eine 3,5mm-Klinkenbuchse aus einem externen unregelmäßig gesteuerten Steckernetzgerät erfolgt. Über die Verpolungsschutzdiode D 5 gelangt die Versorgungsspannung auf den Festspannungsregler IC 3 vom Typ 7805, der eine geregelte Betriebsspannung von 5 V für den RS232C-Treiber/-Empfänger IC 2 zur Verfügung stellt.

Die unregelmäßige Spannung vor dem Regler wird zusätzlich genutzt, um die mit T 2 und T 3 aufgebauten 20mA-Stromquellen zu versorgen.

Für die Stromeinprägung wird häufig ein an 12 V angeschlossener Widerstand verwendet, was im allgemeinen zwar funktioniert aber nicht der Spezifikation der

Strom-Schnittstelle entspricht.

Die Pin-Belegung der 25poligen Sub-D-Buchse BU 1 ist so gewählt, daß eine 1 : 1-Verbindung mit dem PC hergestellt werden kann. Bei einem PC mit einem 9poligen Stecker für die serielle Schnittstelle findet ein entsprechendes Standard-Adapterkabel Verwendung.

Die Handshake-Ausgangsleitung RTS des PCs (Pin 4) ist direkt mit den Eingangsleitungen CTS (Pin 5) und DSR (Pin 6) verbunden und die DTR-Handshakeleitung (Pin 20) mit DCD (Pin 8) und RI (Pin 22). Durch die Rückführung dieser Handshakeleitungen ist sichergestellt, daß auch Anwenderprogramme, die die Handshakeleitungen verwenden, funktionsfähig sind.

Der TxD-Anschluß (Sendedaten) gelangt auf den V24-Empfängereingang Pin 13 des RS232-Tranceivers IC 2 vom Typ MAX232. An dessen zugehörigen TTL-Ausgang (Pin 12) ist über R 8 der Transistor T 1 angeschlossen, an dessen Emitter die Leuchtdiode des Optokopplers IC 1 A vom Typ TLP 504 A liegt. Der zugehörige

Transistor schaltet über die TxD-Kontroll-LED D 1 die 20 mA der Strom-Schnittstelle.

Die RxD-Kontroll-LED D 4 und die Diode in dem Optokoppler IC 1 B fungiert als 20mA-Empfänger für die Daten. Der Transistor des Optokopplers legt mit Hilfe des Widerstandes R 2 TTL-Pegel an den Eingang Pin 11 von IC 2 an, dessen V24-Treiber Ausgang (Pin 14) direkt die RxD-Leitung der RS232C-Schnittstelle treibt.

**Nachbau**

Die Schaltung ist auf einer einseitigen 60 mm x 94 mm messenden Leiterplatte untergebracht. Der Nachbau gestaltet sich durch die geringe Anzahl an Bauteilen recht einfach. Unter Zuhilfenahme des Bestückungsplanes beginnt der Aufbau in gewohnter Weise mit den niedrigen Bauteilen.

Nachdem diese Bauteile in die dafür vorgesehenen Bohrungen gesteckt, verlötet und die überstehenden Drahtenden abgeschnitten worden sind, folgen die Kon-



## Stückliste: V24-20mA-Schnittstelle mit galvanischer Trennung

### Widerstände:

39Ω	.....	R3, R4
120Ω	.....	R1
330Ω	.....	R6
390Ω	.....	R2
2,2kΩ	.....	R5, R7
4,7kΩ	.....	R8

### Kondensatoren:

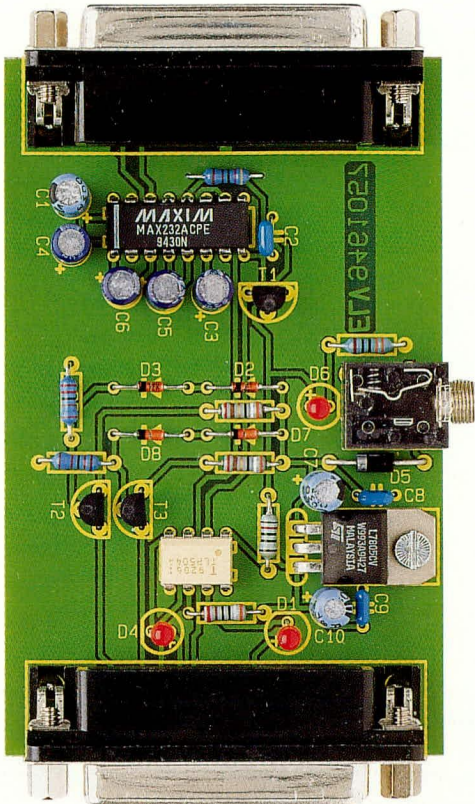
100nF/ker	.....	C2, C8, C9
1μF/100V	.....	C3 - C6
10μF/25V	.....	C7, C10
100μF/16V	.....	C1

### Halbleiter:

TLP504A	.....	IC1
MAX232	.....	IC2
7805	.....	IC3
BC548	.....	T1
BC558	.....	T2, T3
1N4001	.....	D5
1N4148	.....	D2, D3, D7, D8
LED, 3mm, rot	.....	D1, D4, D6

### Sonstiges:

SUB-D-Buchse, 25pol ...	BU1, BU2
Klinkenbuchse, mono, 3,5 mm..	BU3
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm	
1 Mutter, M3	
4 Gummifüße	
1 Gehäuse, bedruckt, und gefräst	



Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte

den Kondensatoren, die Klinkenbuchse und der Spannungsregler IC 3, welcher mit einer Schraube M3 x 5 mm und der zugehörigen M3-Mutter auf der Platine fixiert wird.

Beim Einsetzen der Elkos ist auf die richtige Polung zu achten. Sind auch diese Bauteile platziert, verlötet und die überstehenden Drahtenden abgeschnitten, werden das IC und der Optokoppler eingebaut, wobei auch hier auf die richtige Einbaulage zu achten ist.

Die Leuchtdioden sind mit einer Höhe von 16 mm zwischen Leuchtdiodenunterseite und Leiterplattenoberseite einzulöten, wobei auch bei diesen Bauteilen auf die richtige Polung zu achten ist.

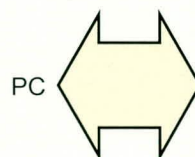
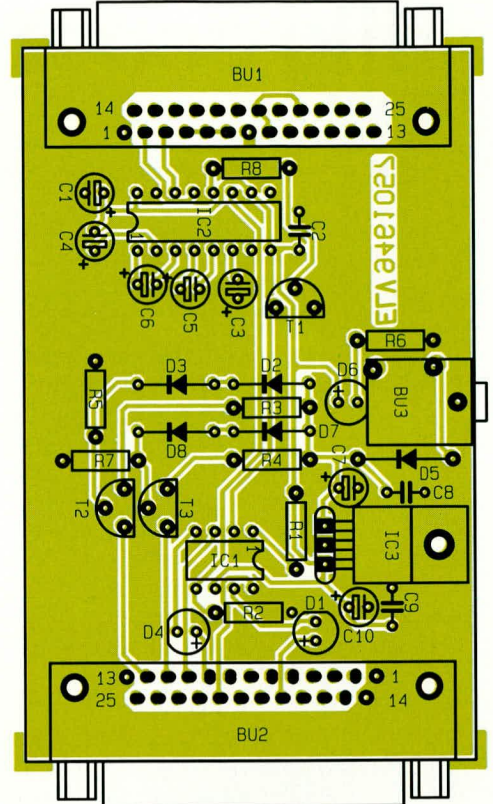
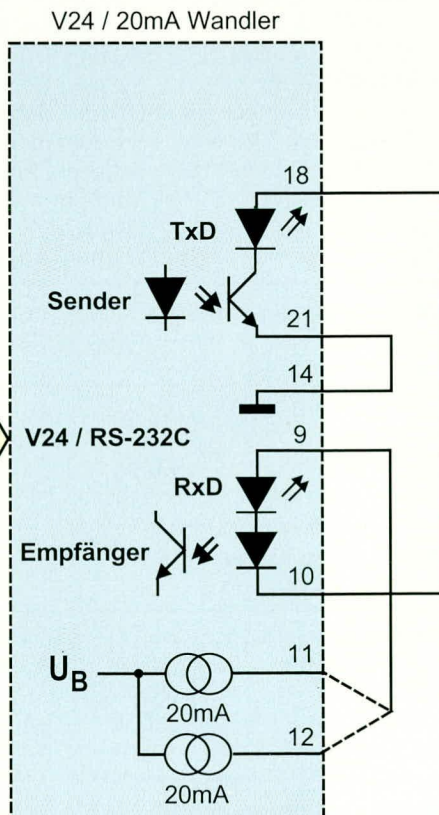


Bild 4: Testbeschaltung für die Inbetriebnahme des V24-20mA-Wandlers



Bestückungsplan des V24-20mA-Schnittstellenwandlers

Abschließend sind noch die beiden 25poligen Sub-D-Buchsen einzusetzen und zu verlöten.

Nach erfolgter Inbetriebnahme ist die Leiterplatte in das dafür vorgesehene Metallgehäuse einzusetzen, wobei die Befestigung der Schaltung über die 4 Schrauben der Sub-D-Steckverbinder am Metallgehäuse erfolgt.

### Inbetriebnahme

Zur einfachen Inbetriebnahme der Schaltung ist diese zunächst an die V24/RS232C-Schnittstelle eines PCs anzuschließen. Die in Abbildung 4 dargestellten Brücken am 20mA-Steckverbinder verbinden die Send- und Empfangsleitungen miteinander. Der Anschluß von Pin 9 ist nun jeweils nacheinander an die Stromquellen Pin 11 und Pin 12 anzuschließen.

Nach dem Anlegen der Versorgungsspannung über das Steckernetzteil wird mit Hilfe eines einfachen Terminal-Programms die Datenausgabe bewirkt. Über den Schnittstellenwandler werden die gesendeten Daten wiederum zum PC zurückübertragen, so daß das Terminal-Programm diese Daten anzeigt.

Nach Abschluß der Inbetriebnahmearbeiten wird das Gehäuse geschlossen und verschraubt, woraufhin dem bestimmungsgemäßen Einsatz nichts mehr im Wege steht.



# Mikrocontroller-Grundlagen

Im achten Teil dieser Artikelserie beschreiben wir die Arithmetik- und Bitmanipulationsbefehle der MCS-51-Familie.

## Teil 8

### 3.3 Arithmetik-Befehle

Eine wichtige Grundfunktion moderner Mikroprozessoren stellen die Arithmetik-Funktionen wie Addition und Multiplikation dar. Abbildung 70 zeigt eine Übersicht über die Arithmetik-Befehle der MCS-51-Familie mit einer jeweiligen Kurzbeschreibung. Neben den Inkrementier-, Dekrementier-, Additions- und Subtraktionsfunktionen beherrscht der Prozessor die 8-Bit-Multiplikation bzw. -Division.

Das Programm 15 in Abbildung 71 zeigt ein Beispiel für die Verwendung des Inkrement-Befehls, der den Inhalt des Akkumulators um 1 erhöht, wobei ein Wert von 0FFH zu 000H wird. Das Programm liest den Inhalt vom Port P1 aus, inkrementiert dessen Wert und gibt das Ergebnis am Port P3 aus. Interpretiert man die Schalterstellungen der Schalter S 0 bis S 7 als binären Zahlenwert, so ergibt sich an den Leuchtdioden D 0 bis D 7 der um 1 erhöhte Zahlenwert.

Der ADD-Befehl addiert den Inhalt des Akkumulators und des angegebenen Operanden. Das Ergebnis wird wiederum im Akku abgelegt, wobei auch das Aktualisieren der im Programmstatuswort PSW untergebrachten Flags OV, C und AC dazugehört. Das Hilfs-Carry-Flag AC wird gesetzt, wenn ein Übertrag vom 3. Bit erfolgt, während das Carry-Bit C bei einem Übertrag vom 7. Bit gesetzt wird. Wenn kein Übertrag erforderlich ist, werden die Flags entsprechend gelöscht.

Der ADD-Befehl setzt das OV-Bit, wenn ein Übertrag ins 6. Bit aber nicht ins 7. Bit oder ein Übertrag ins 7. Bit und nicht ins 6. Bit erfolgt. Anderenfalls wird es gelöscht. Bei der Addition von vorzeichenbehafteten Zahlen zeigt das OV-Bit auf ein scheinbar negatives Ergebnis bei der Addition zweier positiver Zahlen oder auf ein scheinbar positives Ergebnis bei der Addition zweier negativer Zahlen.

Das in Abbildung 72 gezeigte Programm 16 demonstriert die Funktionsweise des Additions-Befehls. Das Ergebnis der Addition wird wiederum in den Akkumulator geschrieben, während ein Überlauf (Ergebnis größer als 255) durch das Setzen des Carry-Flags (C) angezeigt wird.

Das Beispielprogramm liest den Inhalt des Ports P1 aus und addiert den konstanten Zahlenwert 020H hinzu. Anschließend

wird durch den Rotierbefehl RLC A der Akkuinhalt um 1 nach links geschoben und der Inhalt des Carry-Flags in Bit 0 abgelegt. Praktisch bedeutet dies, daß der Wert der Schaltereinstellungen von S 0 bis S 7 in binärer Form übernommen wird, zu dessen Wert die Konstante 020H addiert und das Ergebnis über die Leuchtdioden D 1 bis D 7 auf der LED-Ausgabeplatine angezeigt wird.

Die Leuchtdiode D 0 zeigt den Zustand

des Carry-Flags an. Diese LED ist aktiviert, sobald ein Überlauf bei der Addition des Akkumulators mit der Konstanten aufgetreten ist. Bei Eingangsbitkombinationen, deren Binärzahl größer als 0DFH ist, entsteht bei der anschließenden Addition ein Überlauf, wodurch die LED D 0 aktiviert wird.

Abbildung 73 zeigt das Beispielprogramm 17, welches die Verwendungsmöglichkeit des Additionsbefehls vertieft. Zu-

Mnemonic		Beschreibung
INC	A	Increment Accumulator
INC	Rr	Increment Register
INC	direct	Increment direct (byte)
INC	@Ri	Increment indirect RAM
DEC	A	Decrement Accumulator
DEC	Rr	Decrement Register
DEC	direct	Decrement direct (byte)
DEC	@Ri	Decrement indirect RAM (16 Bit)
INC	DPTR	Increment Data Pointer
ADD	A,Rr	Add Register to Accumulator
ADD	A,direct	Add direct (byte) to Accumulator
ADD	A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator
ADD	A,#data	Add immediate data to Accumulator
ADDC	A,Rr	Add Register to Accumulator with Carry
ADDC	A,direct	Add direct (byte) to Accumulator with Carry
ADDC	A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry
ADDC	A,#data	Add immediate data to Accumulator with Carry
SUBB	A,Rr	Subtract Register from Accumulator with Borrow
SUBB	A,direct	Subtract direct (byte) from Accumulator with Borrow
SUBB	A,@Ri	Subtract indirect RAM from Accumulator with Borrow
SUBB	A,#data	Subtract immediate data from Accumulator with Borrow
MUL	AB	Multiply A with B
DIV	AB	Divide A by B
DA	A	Decimal Adjust Accumulator

Bild 70: Übersicht über die Arithmetik-Befehle der MCS-51-Familie

012D E590	L15:	MOV	A,P1	; P1 lesen
012F 04		INC	A	; Inhalt um 1 erhöhen
0130 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0132 80F9		SJMP	L15	; Schleife

Bild 71: Testprogramm 15

0134 E590	L16:	MOV	A,P1	; P1 lesen
0136 2420		ADD	A,#020H	; Konstante addieren
0138 33		RLC	A	; Linksschieben mit Carry
0139 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
013B 80F7		SJMP	L16	; Schleife

Bild 72: Testprogramm 16:

nächst wird der Inhalt vom Port P1 eingelesen und über die folgenden Befehle die unteren 4 Bits (S 0 bis S 3) zu den oberen 4 Bits (S 4 bis S 7) binär addiert und das Ergebnis auf dem Port P3 ausgegeben. Da die jeweils 4 zueinandergehörenden Bits (1 Nibble) den Zahlenumfang von 0 bis 15 darstellen, liegt das Ergebnis im Bereich zwischen 0 und 31, d. h. die Leuchtdioden D 5 bis D 7 sind immer erloschen.

Zur Verdeutlichung der Funktionsweise dieses Programmes zeigt Abbildung 74 die Zustände des Akkumulators und des Registers R 0 nach der Ausführung der Befehle.

Zusätzlich kann mit Hilfe des Befehls ADDC (Add with Carry) zu dem angegebenen Datum noch der Inhalt des Carry-Flags (0 oder 1) addiert werden. Diese Funktion findet vornehmlich Einsatz in der

Fließkomma-, Arithmetik- oder auch String-Verarbeitung.

Beim SUBB-Befehl wird das Carry-Flag nicht als Überlauf, sondern als Unterlauf (Borrow)-Flag genutzt und somit gesetzt, wenn ein Übertrag für das 7. Bit benötigt wird, sonst wird es gelöscht.

Das Carry-Flag wird grundsätzlich mit dem Subtrahenden vom Inhalt des Akkumulators abgezogen. Es kann bei Mehrfach-Subtraktionen einen Untertrag kennzeichnen. Vor der ersten Subtraktion sollte daher das Carry-Flag gelöscht werden.

Der SUBB-Befehl setzt das AC-Flag, wenn ein Übertrag für das 3. Bit benötigt wird. Der Befehl setzt, wie auch bei der Addition das OV-Bit, wenn ein Übertrag ins 6. Bit aber nicht ins 7. Bit oder ein Übertrag ins 7. Bit und nicht ins 6. Bit

benötigt wird, sonst wird es gelöscht. Bei der Subtraktion von vorzeichenbehafteten Zahlen macht es auf ein negatives Ergebnis aufmerksam, wenn ein negativer Wert von einem positiven abgezogen wird oder auf ein positives Ergebnis, wenn eine positive Zahl von einer negativen Zahl subtrahiert wird.

In dem in Abbildung 75 dargestellten Programm 18 wird zunächst der Inhalt des Ports P1 in den Akkumulator eingelesen und das Carry-Flag gesetzt, um anschließend die Konstante 03H und das gesetzte Carry-Flag vom Inhalt des Akkumulators abzuziehen. Das Ergebnis der Operation wird im Akkumulator abgelegt, wobei das Carry-Flag gesetzt ist, wenn die binäre Kombination der Schalter S 0 bis S 7 kleiner als 4 ist.

Um das Carry-Flag sichtbar zu machen, wurde ähnlich wie in Abbildung 72 der Inhalt des Akkumulators um 1 nach links geschoben und auf dem Port P3 ausgegeben. Das Ergebnis dieser Subtraktion spiegelt sich somit in den Bits 1 bis 7 wider, während das Bit 0 den Inhalt des Carry-Flags anzeigt.

Abbildung 76 zeigt das Beispielprogramm 19, welches die Verwendungsmöglichkeiten des Subtraktionsbefehls verdeutlicht. Zunächst wird der Inhalt von Port P1 eingelesen. Über die folgenden Befehle

013D E590	L17:	MOV	A,P1	; P1 lesen
013F F8		MOV	R0, A	; A nach R0 kopieren
0140 540F		ANL	A, #00001111B	; Bit 4..7 löschen
0142 C8		XCH	A, R0	; A und R0 tauschen
0143 C4		SWAP	A	; Nibble tauschen
0144 540F		ANL	A, #00001111B	; Bit 4..7 löschen
0146 28		ADD	A, R0	; Inhalt A und R0 addieren
0147 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0149 80F2		SJMP	L17	; Schleife

Bild 73: Testprogramm 17

Befehl	Accumulator	R0
nach MOV A, P1	P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0	x x x x x x x x
nach MOV R0, A	P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0	P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
nach ANL A, # 00FH	0 0 0 0 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0	P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
nach XCH A, R0	P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0	0 0 0 0 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
nach SWAP A	P1.3 P1.2 P1.1 P1.0 P1.7 P1.6 P1.5 P1.4	0 0 0 0 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
nach ANL A, # 00FH	0 0 0 0 P1.7 P1.6 P1.5 P1.4	0 0 0 0 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
nach ADD A, R0	(P1.7...P1.4) + (P1.3...P1.0)	0 0 0 0 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0

Bild 74: Zustände des Akkumulators und R 0 nach der Befehlsausführung

014B E590	L18:	MOV	A,P1	; P1 lesen
014D D3		SETB	C	; Carry Bit setzen
014E 9403		SUBB	A, #003H	; Konstante subtrahieren
0150 33		RLC	A	; Linksschieben mit Carry
0151 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0153 80F6		SJMP	L18	; Schleife

Bild 75: Testprogramm 18

0155 7820		MOV	R0, #020H	; RAM-Zeiger laden
0157 E590	L19:	MOV	A,P1	; P1 lesen
0159 7600		MOV	@R0, #000H	; Inhalt auf 0 setzen
015B D6		XCHD	A, @R0	; nur die unteren 4 Bit tauschen
015C C4		SWAP	A	; Nibble tauschen
015D C3		CLR	C	; Carry Bit löschen
015E 96		SUBB	A, @R0	; RAM-Inhalt subtrahieren
015F F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0161 80F4		SJMP	L19	; Schleife

Bild 76: Testprogramm 19

wird nun erreicht, daß mit der SUBB-Anweisung der Inhalt der Bits 0 bis 3 von den Bits 4 bis 7 abgezogen wird. Letztere stellen jeweils ein Nibble dar, die über die Schalter S 0 bis S 7 vorgegeben werden. Das 4-Bit-Ergebnis wird anschließend in den Port P3 geschrieben, wobei ein negatives Ergebnis in diesem Fall durch die gesetzten Bits 4 bis 7 dargestellt wird.

Zur Verdeutlichung der Funktionsweise dieses Programmes zeigt Abbildung 77 die Zustände des Akkumulators und RAM-Inhaltes nach der Ausführung der jeweiligen Befehle. Anzumerken ist in diesem Zusammenhang, daß für die Auftrennung der 4-Bit-Informationen ein etwas anderer Weg als im Testprogramm 17 gewählt wurde, um die Flexibilität dieser Mikrocontrollerarchitektur zu demonstrieren.

Zu den wichtigsten Arithmetik-Befehlen gehören die Multiplikations- und Divi-

sionsanweisungen. Diese ermöglichen den Aufbau von umfangreichen Fließkomma-, Arithmetik- und Tabellenverarbeitungs-routinen. Der Multiplikationsbefehl MUL AB multipliziert den vorzeichenlosen Inhalt des Akkumulators mit dem vom Register B. Das Low-Byte des 16-Bit-Produktes steht im Akkumulator, während das

tor durch den vorzeichenlosen Wert im B-Register. Nach der Division enthält der Akkumulator das ganzzahlige Ergebnis, während im Register B der ganzzahlige Rest der Division steht. Bei der Division durch 0 sind die Werte im Akkumulator und im Register B unbestimmt und das OV-Bit gesetzt, anderenfalls ist es gelöscht.

Das Carry-Bit (C) wird bei der Division immer gelöscht.

Der Divisions-Befehl findet vornehmlich bei der Fließkomma-Arithmetik- und BCD-Konvertierung eines 8-Bit-Wertes Einsatz.

Abbildung 80 zeigt das Beispielprogramm 21, welches die Funktion des DIV-

Befehl	Accumulator								RAM (020 H)								
nach MOV A, P1	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	x	x	x	x	x	x	x	x	x
nach MOV @R0, #000H	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
nach XCHD A, @ R0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	
nach SWAP A	0	0	0	0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	
nach CLR C	0	0	0	0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	
nach SUBB A, @ R0	(P1.7...P1.4) - (P1.3...P1.0)								0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	

**Bild 77: Zustände des Akkumulators und des RAM-Speicherplatzes 20 H nach der Befehlsausführung**

High-Byte im Register B abgelegt wird. Wenn das Ergebnis größer als 0FFH ist, setzt dieser Multiplikationsbefehl das OV-Bit, anderenfalls wird es gelöscht. Das Carry-Flag (C) wird dabei immer gelöscht.

Abbildung 78 zeigt das Programm 20, welches die binären Schaltereinstellungen von S 0 bis S 3 mit denen von S 4 bis S 7 multipliziert und über die Leuchtdioden D 0 bis D 7, die an den Port P3 angeschlossen sind, ausgibt. Das größtmögliche Er-

0163 8590F0	L20:	MOV	B,P1	; P1 lesen
0166 E5F0		MOV	A,B	; B nach A kopieren
0168 540F		ANL	A, #00001111B	; Bit 4..7 löschen
016A C5F0		XCH	A,B	; A und B tauschen
016C C4		SWAP	A	; Nibble tauschen
016D 540F		ANL	A, #00001111B	; Bit 4..7 löschen
016F A4		MUL	AB	; Inhalt A und B multiplizieren
0170 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0172 80EF		SJMP	L20	; Schleife

**Bild 78: Testprogramm 20**

Befehl	Accumulator								B							
nach MOV B, P1	x	x	x	x	x	x	x	x	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach MOV A, B	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach ANL A, #00FH	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach XCH A, B	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach SWAP A	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach ANL A, #00FH	0	0	0	0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach MUL A, B	(P1.7...P1.4) • (P1.3...P1.0)								0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0

**Bild 79: Zustände des Akkumulators und des Registers B nach der Befehlsausführung**

gebnis in unserem Beispielprogramm ergibt sich aus der Multiplikation der beiden Zahlen 0FH miteinander, woraus sich das Ergebnis 11100001B ergibt.

Zur Verdeutlichung der Funktionsweise des Programmes zeigt Abbildung 79 die Zustände des Akkumulators und des Registers B nach der Ausführung der einzelnen Befehle.

Der 8-Bit-Divisions-Befehl DIV AB teilt den vorzeichenlosen Wert im Akkumula-

0174 8590F0	L21:	MOV	B,P1	; P1 lesen
0177 E5F0		MOV	A,B	; B nach A kopieren
0179 540F		ANL	A, #00001111B	; Bit 4..7 löschen
017B C5F0		XCH	A,B	; A und B tauschen
017D 54F0		ANL	A, #11110000B	; Bit 0..3 löschen
017F 84		DIV	AB	; Inhalt A durch B dividieren
0180 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
0182 80F0		SJMP	L21	; Schleife

**Bild 80: Testprogramm 21**

Befehl	Accumulator								B							
nach MOV B, P1	x	x	x	x	x	x	x	x	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach MOV A, B	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach ANL A, #00FH	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach XCH A, B	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach ANL A, #0F0H	P1.7	P1.6	P1.5	P1.4	0	0	0	0	0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0
nach DIV A, B	(P1.7...P1.4) • 16/ (P1.3...P1.0)								0	0	0	0	P1.3	P1.2	P1.1	P1.0

**Bild 81: Zustände des Akkumulators und des Registers B nach der Befehlsausführung**

Befehls vertieft. Das Testprogramm verarbeitet hierzu die logischen Pegel der Schaltereinstellungen S 0 bis S 3 und S 4 bis S 7 nibbleweise. Es teilt das mit 16 multiplizierte höherwertige Nibble (S 4 bis S 7) durch den Wert des niederwertigen Nibbles (S 0 bis S 3). Das Ergebnis, welches in diesem Beispielprogramm im 8-Bit-Bereich liegt, wird über die Leuchtdioden D 0 bis D 7 ausgegeben.

Zur Verdeutlichung der Funktionsweise dieses Programmes zeigt Abbildung 81 die Zustände des Akkumulators und Registers B nach der Ausführung der jeweiligen Befehle.

Die Prozessoren der MCS-51-Familie sind für die binäre Datenverarbeitung ausgelegt. Soll eine BCD-Addition erfolgen, muß nach jeder einzelnen Addition der DA A-Befehl (Decimal-Adjust-Accumulator for Addition) zur BCD-Korrektur eingesetzt werden. Der DA A-Befehl sollte ausschließlich nach einer vorausgegangen

nen Addition zweier BCD-Zahlen eingesetzt werden.

Die Additionsbefehle setzen oder löschen die für den DA A-Befehl wichtigen Flags C und AC. Zunächst addiert der DA A-Befehl den Wert 6 zum Akkumulator, wenn die Bits 0 bis 3 des Akkus größer als 9 sind (xxxx1010B bis xxxx1111B) oder wenn das Hilfs-Carry-Flag AC gesetzt ist, zum Erhalt des richtigen BCD-Wertes im Low-Nibble des Akkumulators. Wenn bei dieser Addition ein Übertrag über das 7. Bit hinausgeht, wird das Carry-Flag gesetzt. Im Gegensatz zu anderen Befehlen wird ein eventuell gesetztes Carry-Flag nicht gelöscht, wenn kein Übertrag vom 7. Bit vorliegt.

Im zweiten Schritt wird auch zum High-Nibble der Wert 6 addiert, wenn das Carry-Flag gesetzt oder der Wert des High-Nibbles größer als 9 (1010xxxxB bis 1111xxxxB) ist, um auch hier die BCD-Korrektur vorzunehmen. Auch dieser zweite Schritt kann

das Carry-Flag setzen aber nicht löschen.

Das gesetzte Carry-Flag zeigt nun für den folgenden Programmablauf an, daß die Summe der addierten BCD-Zahlen größer als 99 geworden ist. Der DA A-Befehl addiert zum Akkumulatorinhalt je nach Additionsergebnis die Werte 00H, 06H, 60H oder 66H. Zu beachten ist, daß dieser Befehl keine beliebig großen 8-Bit-Binärwerte in BCD-Ziffern umwandeln kann.

Abbildung 82 zeigt das Beispielprogramm 22, welches die Funktion des DA A-Befehls verdeutlicht. Zunächst wird der Inhalt von Port P1 gelesen und der Zahlenwert 000H addiert. Diese Addition löscht gleichzeitig das Carry-Flag C und das Hilfs-Carry-Flag AC. Der nachfolgende DA A-Befehl nimmt nun im Rahmen seiner Möglichkeiten eine BCD-Korrektur vor, mit der anschließenden Ausgabe auf dem Port P3, wo die Leuchtdioden D 0 bis D 7 den Inhalt des Akkumulators anzeigen.

### 3.4 Bitmanipulations-Befehle

Der 8051-Mikroprozessor wird auch als Boolescher-Prozessor bezeichnet, da er umfangreiche Bitverarbeitungs-Befehle zur Verfügung stellt. Abbildung 83 zeigt eine Übersicht über die Bitmanipulationsbefehle. Die Verknüpfungen lassen sich jeweils mit dem Carry-Flag C oder auch mit einer bitadressierbaren Speicherzelle vornehmen.

Die Befehle CLR, SETB und CPL ermöglichen das Löschen, Setzen und Invertieren einer Bit-Information. Mit den ANL- und ORL-Befehlen lassen sich Bitvariable gezielt mit dem Carry-Flag UND oder ODER verknüpfen. Ein Kopieren der Bitinformation von und zum Carry-Flag ist über den Transportbefehl MOV möglich.

Das Programm 23 aus Abbildung 84 zeigt die Verwendung der bitweisen UND-Verknüpfung. Zunächst wird der Inhalt des Ports P3 auf 0 gesetzt, woraufhin die Leuchtdioden D 0 bis D 7 erlöschen. In der folgenden Schleife wird nun permanent der Inhalt des Ports P1.0 (Schalter S 0) mit dem Inhalt von dem Port P1.1 (Schalter S 1) UND-verknüpft und das Ergebnis auf dem Port P3.0 (LED D 0) ausgegeben, d. h. die Leuchtdiode D 0 wird nur aktiviert, wenn die logischen Pegel der Schalter S 0 und S 1 auf High liegen.

Abbildung 85 zeigt das Testprogramm 24, welches die ODER-Verknüpfung der Schalter S 0 und S 1 vornimmt und das Ergebnis auf dem Port P 3.7 (LED D 7) ausgibt. Daraus ergibt sich, daß die Leuchtdiode D 7 nur aktiv ist, wenn mindestens einer der Schalter auf aktiv high geschaltet ist.

Im nächsten Teil dieser Artikelserie beschreiben wir ausführlich die Programmsteuerbefehle.

0184 E590	L22:	MOV	A,P1	; P1 lesen
0186 2400		ADD	A,#000H	; AC- und C-Flags löschen
0188 D4		DA	A	; Dezimal-Anpassung
0189 F5B0		MOV	P3,A	; Wert nach P3 schreiben
018B 80F7		SJMP	L22	; Schleife

Bild 82: Testprogramm 22

Mnemonic	Beschreibung
CLR C	Clear Carry flag
CLR bit	Clear direct bit
SETB C	Set Carry flag
SETB bit	Set direct bit
CPL C	Complement Carry flag
CPL bit	Complement direct bit
ANL C,bit	AND direct bit to Carry flag
ANL C,/bit	AND complement of direct bit to Carry flag
ORL C,bit	OR direct bit to Carry flag
ORL C,/bit	OR complement of direct bit to Carry flag
MOV C,bit	Move direct bit to Carry flag
MOV bit,C	Move Carry flag to direct bit

Bild 83: Übersicht über die Bitmanipulations-Befehle der MCS-51-Familie

018D 75B000		MOV	P3,#000H	; alle LEDs löschen
0190 A290	L23:	MOV	C,P1.0	; P1.0 lesen
0192 8291		ANL	C,P1.1	; UND-Verknüpfung mit P1.1
0194 92B0		MOV	P3.0,C	; Ausgabe auf Bit 0 von P3
0196 80F8		SJMP	L23	; Schleife

Bild 84: Testprogramm 23

0198 75B000		MOV	P3,#000H	; alle LEDs löschen
019B A291	L24:	MOV	C,P1.1	; P1.0 lesen
019D 7290		ORL	C,P1.0	; ODER-Verknüpfung mit P1.0
019F 92B7		MOV	P3.7,C	; Ausgabe auf Bit 7 von P3
01A1 80F8		SJMP	L24	; Schleife

Bild 85: Testprogramm 24

# V24/RS232C-Spooler

**Der hier vorgestellte V24/RS232C-Spooler nimmt eine Zwischenspeicherung der über V24 gesendeten Daten vor und kann diese bei Abruf über eine parallele oder serielle Schnittstelle wiedergeben.**

## Allgemeines

Viele Meß-, Datenerfassungs- oder auch Steuergeräte wie beispielsweise die ELV-Telefonzentrale PTZ 108 oder auch die Wetterstationen WS 7000 / 9000 besitzen eine serielle Schnittstelle, über die in meist unregelmäßigen Abständen Informationen ausgegeben werden. Das Datenaufnahmegerät (Computer oder Drucker) muß zu diesem Zweck ständig eingeschaltet und für die Datenübernahme bereit sein. Diese ständige Bereitschaft ist nicht nur kosten- und verschleißintensiv, sondern bindet auch die Geräte für diese Aufgabe, so daß eine anderweitige Nutzung nur eingeschränkt möglich ist.

Der hier vorgestellte V24/RS232C-Spooler speichert nicht nur die über die serielle Schnittstelle übertragenen Daten, sondern ermöglicht auch über ein zusätzliches Netzschaltinterface das Einschalten des Datenaufnahmegerätes (Computer oder Drucker) bei vollem Pufferspeicher oder spätestens nach Ablauf von 24 Stunden. Dadurch ist gewährleistet, daß spätestens mit Ablauf eines Tages die Informationen übernommen bzw. ausgedruckt sind. Bei Nichtverwendung des Netzschaltinterface können die Daten natürlich zu beliebigen Zeitpunkten übernommen werden.

## Bedienung und Funktion

Der V24/RS232C-Spooler speichert die über die serielle Schnittstelle (9polig, IBM-kompatibel) empfangenen Daten in einem internen, gegen Netzspannungsausfall gesicherten Langzeitspeicher. Ist nun das Datenübernahmegerät (Computer oder Drucker), welches über eine parallele oder auch serielle Schnittstelle mit dem Spooler verbunden ist, bereit für die Datenübernahme, so gibt der V24-Spooler die im Speicher befindlichen Daten über die entsprechende Schnittstelle aus.

Bei der parallelen Schnittstelle wird zur Erkennung des Betriebszustandes des angeschlossenen Druckers die Busy-Handshake-Leitung verwendet.

Die Ausgabe der Daten über die serielle Schnittstelle läßt sich sowohl über einen Hardware-Handshake (RTS- und DTR-Steuerleitung) realisieren als auch über das Software-Handshake-Verfahren (Xon, Xoff). Die Auswahl erfolgt über einen auf

der Rückseite des Gerätes befindlichen DIP-Schalter. Tabelle 1 zeigt die Belegung der 8 DIP-Schalter auf der Geräterückseite.

Weitere DIP-Schalter erlauben die Einstellung der Übertragungsgeschwindigkeit (150, 300, 600, 1.200, 2.400, 4.800, 9.600 oder 19.200 Baud) und die Einstellung der Parität (keine, even oder odd-parity). Über je einen DIP-Schalter läßt sich die Ausgabeschnittstelle (parallel oder seriell) und der Seitenvorschub vor Ausschalten des Datenempfangsgerätes einstellen.

Je nach Druckertyp kann es sinnvoll sein, bevor das Ausschalten der Versorgungsspannung erfolgt ist, diesem einen Seitenvorschub (Formfeed) zu übermitteln, um die gerade gedruckte Seite herauszuschieben bzw. bei einem Laserdrucker das Ausdrucken der gerade übermittelten Informationen zu veranlassen, da die Druckdaten zunächst in dem Speicher des Druckers abgelegt und seitenweise ausgedruckt werden.

Der V24/RS232C-Spooler besitzt einen Schaltausgang (3,5mm-Klinkenbuchse), an dem ein Netzrelais (Stecker-Steckdosengehäuse mit Anschlußkabel) direkt angeschlossen werden kann. Der Spooler wird das hieran angeschlossene Peripherie-

**Tabelle 1: Belegung der 8 DIP-Schalter auf der Geräterückseite**

S3	S2	S1	Baudrate
off	off	off	150
off	off	on	300
off	on	off	600
off	on	on	1200
on	off	off	2400
on	off	on	4800
on	on	off	9600
on	on	on	19200
S5	S4	Parität	
off	off	no parity	
off	on	no parity	
on	off	even parity	
on	on	odd parity	
S6	Handshake		
off	Hardware		
on	Software (Xon Xoff)		
S7	Ausgabeschnittstelle		
off	parallel (Centronics)		
on	seriell (V24/RS232C)		
S8	Form Feed		
off	off		
on	on		
Erläuterung: off = 0    on = 1			

rät selbständig bei einem „Füllstand“ des Datenpuffers von 90 % oder spätestens nach Ablauf von 24 Stunden einschalten.

Je nach Datenaufkommen kann das Speichervolumen des V24-Spoolers mit 8,32 oder 128 kByte gewählt werden. Nach dem Einschalten des Spoolers erkennt das Gerät automatisch die vorhandene Speichergröße.

Für einen möglichen Netzspannungsausfall bis zu einigen Tagen wird das interne RAM gepuffert, so daß kein Speicherverlust auftritt. Hierzu ist es erforderlich, daß die Spannungsversorgung nach dem ersten Einschalten für mindestens 10 Minuten anliegt, um den internen Gold-CAP-Kondensator aufzuladen.

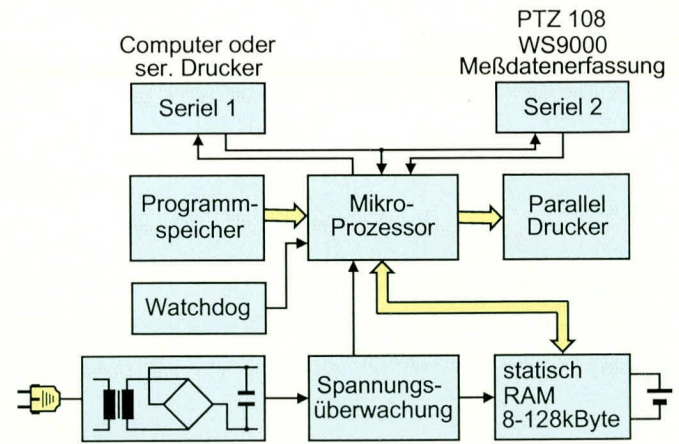
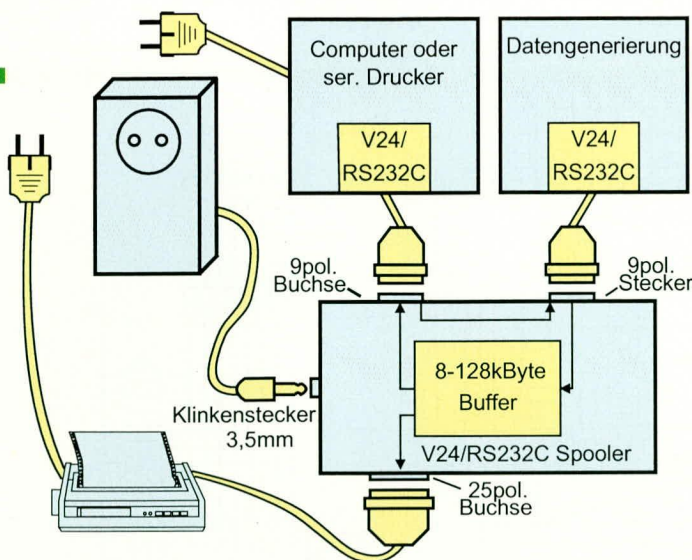
Zum automatischen Betrieb des Computers oder Druckers muß der Netzschalter des Gerätes eingeschaltet und die Netzzuleitung in die Schaltbox eingesteckt sein.

Die Zeitzählung beginnt mit dem Verbinden des Spoolers mit der Netzversorgung, so daß bei entsprechender Wahl der Einschaltzeit täglich zur gewünschten Zeit die Daten ausgedruckt bzw. übernommen sind.

Die Frontplatte des V24/RS232C-Spoolers ist in 3 Bereiche aufgeteilt. Ganz links sind ein Kippschalter mit 3 Schaltstellungen und die zugehörige Leuchtdiode untergebracht. In Schaltstellung „Automatik“ wird das Peripheriegerät in der beschriebenen Regelmäßigkeit eingeschaltet, um die Daten aus dem Spooler abzurufen. In Schaltstellung „Off“ ist das Peripheriegerät immer ausgeschaltet, während in Schaltstellung „Manuell“ das Peripheriegerät auf Dauerbetrieb eingestellt werden kann. Dieses ist sinnvoll, wenn beispielsweise die Versorgungsspannung eines Computers für die tägliche Datenübernahme an das Schaltinterface angeschlossen ist, aber während der „Ausschaltphase“ mit dem Gerät gearbeitet werden soll. Ein lästiges Umstecken der Netzversorgung entfällt somit.

Für die automatische Datenübernahme zum Computer ist die Start-Datei so zu konfigurieren, daß das Datenübernahmeprogramm automatisch geladen wird. Für die anderweitige Verwendung des Computers muß beim Starten des Rechners dem Anwender die Möglichkeit eingeräumt werden, den automatischen Start des Übernahmeprogrammes abzubrechen.

Im mittleren Feld der Frontplatte sind 3 Leuchtdioden untergebracht, die den Stand der aktuellen Datenübertragung anzeigen. Die links angeordnete Leuchtdiode zeigt den Datentransfer vom V24-Spooler zum Computer bzw. Drucker an, während die mittlere Leuchtdiode den Datenempfang vom Datenerfassungssystem anzeigt. Die dritte Leuchtdiode zeigt eine Datenübertragung von dem an der seriellen Schnittstelle angeschlossenen Computer zum Da-



**Bild 1 (links): Grundsätzliche Anschlußmöglichkeiten des V24-Spoolers**

**Bild 2 (oben): Blockschaltbild des V24/RS232C-Spoolers**

tenerfassungssystem an. Beispielsweise ist somit beim Einsatz der PTZ 108 die uneingeschränkte Datenübermittlung vom Computer zur PTZ 108 und in umgekehrter Richtung über den V24-Spooler möglich. Die zurückgesendeten Daten werden zwar vom V24-Spooler empfangen und sofort wieder gesendet, was eine geringe Verzögerung bedeutet, aber im allgemeinen unproblematisch ist.

Rechts auf der Frontplatte sind 4 Leuchtdioden angeordnet, die den aktuellen Speicherzustand des V24-Spoolers anzeigen. Bei leerem Speicher ist die erste Leuchtdiode aktiv, während die zweite anzeigt, daß mindestens 1 Byte im Speicher abgelegt ist. Die dritte Leuchtdiode zeigt einen Füllstand des Speichers von mehr als 90 % an, womit auch der V24-Spooler automatisch das angeschlossene Peripheriegerät (Computer oder Drucker) einschaltet, um die Daten zu übertragen.

Sollte das Datenempfangsgerät die Daten beispielsweise wegen eines Defektes oder Papierende nicht übernehmen und der Speicher des Spoolers überlaufen, wird dieses durch das Setzen der „Overflow“-LED angezeigt. Der Spooler überschreibt dann automatisch die ältesten Daten, so daß im Speicher immer die zuletzt übertragenen Daten enthalten sind.

## Installation

Der Aufstell- und Installationsaufwand beschränkt sich darauf, die Verbindungen zu dem Datenlieferanten und dem Computer oder Drucker herzustellen. Abbildung 1 zeigt die grundsätzlichen Anschlußmöglichkeiten des V24-Spoolers.

Die Pinbelegung der meisten Geräte, wie auch bei der PTZ 108 oder WS 7000/9000, ist so ausgeführt, daß direkt oder auch mit einem entsprechenden Adapterkabel der Anschluß an den 9poligen Stecker des PCs möglich ist. Dieses Anschlußkabel kann nun direkt mit dem 9poligen Stecker des V24-Spoolers verbunden werden.

Das Gerät ermöglicht es, die zwischengespeicherten Daten über die zweite serielle Schnittstelle oder auch über einen Paral-

lelport (IBM-kompatibel) auf einem Drucker auszugeben. Je nach Ausgabegerät kann nun über ein 1:1-Verlängerungskabel die Verbindung von der 9poligen Buchse des Spoolers mit dem 9poligen Stecker des PCs erfolgen.

Bei einem PC mit 25poligem Stecker für die serielle Schnittstelle läßt sich ein entsprechendes Standard-Adapterkabel (25polig auf 9polig) verwenden. Für den Anschluß eines Druckers ist ein Standard-Druckerkabel (25poliger Sub-D-Stecker auf 36poligen Centronics-Stecker) zu verwenden.

Soll das Schaltrelais für die Versorgungsspannung des Druckers oder Computers eingesetzt werden, so ist dessen 3,5mm-Klinkenstecker mit der entsprechenden Buchse am V24-Spooler zu verbinden.

Zum Abschluß der Installationsarbeiten sind noch Baudrate, Parität, Handshakeverfahren, Ausgabeschnittstelle und Formfeed-Funktionen an dem sich auf der Rückseite befindenden 8fach-DIL-Schalter einzustellen.

## Blockschaltbild

Abbildung 2 zeigt das Blockschaltbild des V24/RS232C-Spoolers. Die Empfangsdaten der ersten seriellen Schnittstelle werden direkt zur zweiten Schnittstelle durchgeschleift, wobei der Mikroprozessor den Zustand dieser Leitung „abhört“.

Die vom Datenerfassungssystem über die zweite serielle Schnittstelle gesendeten Daten gelangen direkt zu dem zentralen Mikroprozessor des V24/RS232C-Spoolers, der die Daten zur ersten seriellen Schnittstelle weiterreicht oder zunächst in seinem statischen RAM ablegt.

Die Ausgabe der Daten kann wahlweise über die erste serielle Schnittstelle oder über den Parallelport erfolgen.

## Schaltung

Abbildung 3 zeigt das komplette Schaltbild des ELV-V24/RS232C-Spoolers. Zentraler Bestandteil ist der Mikroprozessor IC 3 vom Typ 80C32, der sein Betriebspro-

gramm aus dem EPROM IC 5 vom Typ ELV 9487 erhält. Die mit IC 9 D, E, F und zugehörigen Bauelementen aufgebaute Watchdog-Schaltung sorgt dafür, daß der Mikroprozessor beim Einschalten der Versorgungsspannung oder einer Fehlfunktion einen definierten Rücksetzimpuls erhält.

Der Anschluß des Datenerfassungssystems erfolgt an den 9poligen Sub-D-Stecker BU 2. Über die TxD-Leitung (Pin 2) und den RS232C-Transceiver IC 10 gelangt die serielle Information an den Port P 3.0 des Mikroprozessors IC 3. Der asynchrone Empfänger in diesem Baustein übernimmt die Daten, um sie anschließend der Weiterverarbeitung zuzuführen.

Die seriellen Ausgabedaten von IC 3 gelangen vom Port 3.1 über den Transceiver IC 11 an die 9polige Sub-D-Buchse BU 3, Pin 2. Die Belegung dieses Steckverbinders ist so gewählt, daß eine 1:1-Verbindung zum PC einen direkten Anschluß an eine serielle Schnittstelle des PCs erlaubt.

Die vom PC übertragenen Daten (Pin 3 von BU 3) gelangen über den RS232-Empfänger in IC 10 an den Port P3.2, wo diese Informationen weiterverarbeitet werden. Gleichzeitig gelangen die Daten über den RS232-Sender in IC 10 auf den RxD-Anschluß von BU 2. Durch diese Schaltungsanordnung ergibt sich, daß die seriell vom PC übertragenen Daten direkt zu dem Datenerfassungssystem weitergeleitet werden und der Mikroprozessor diese Informationen über den Port P 3.2 nur „abhört“.

Der Portpin P 1.3 des Mikroprozessors steuert über IC 10 die CTS- und DCD-Handshakeleitungen, um damit die Datenübertragung des Datenerfassungssystems zu steuern.

Der Port P1.4 treibt über IC 11 die CTS-, DCD- und DSR-Handshakeleitungen, um damit die Datenausgabe des PCs zu steuern. Die beiden vom PC kommenden Handshakeleitungen RTS und DTR werden jeweils über einen RS232-Empfänger in IC 11 auf TTL-Pegel gebracht und über die Ports P 3.4 und P 3.5 im Mikroprozessor ausgewertet. Hierdurch kann der PC die Datenausgabe vom V24-Spooler gezielt steuern.



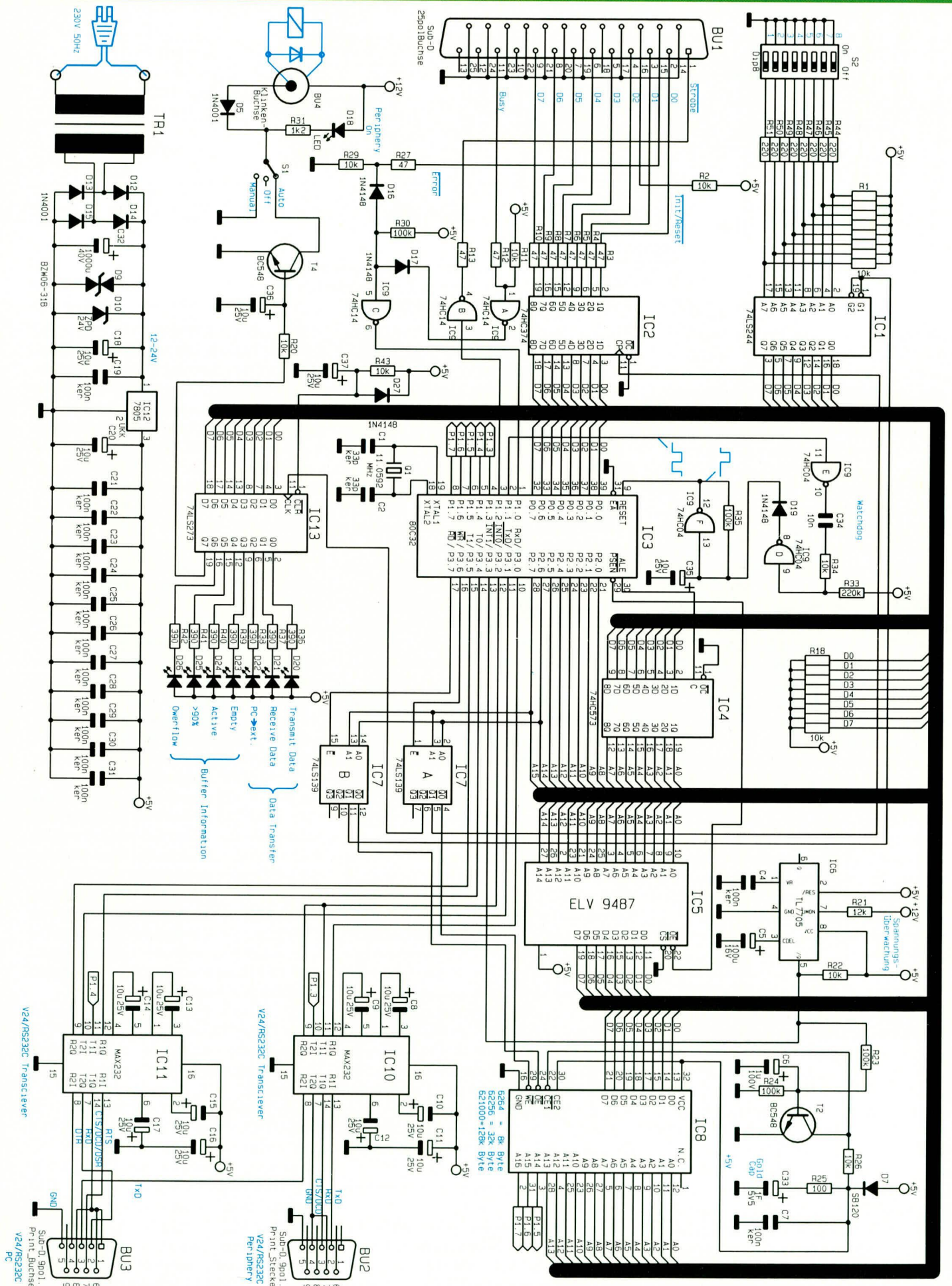
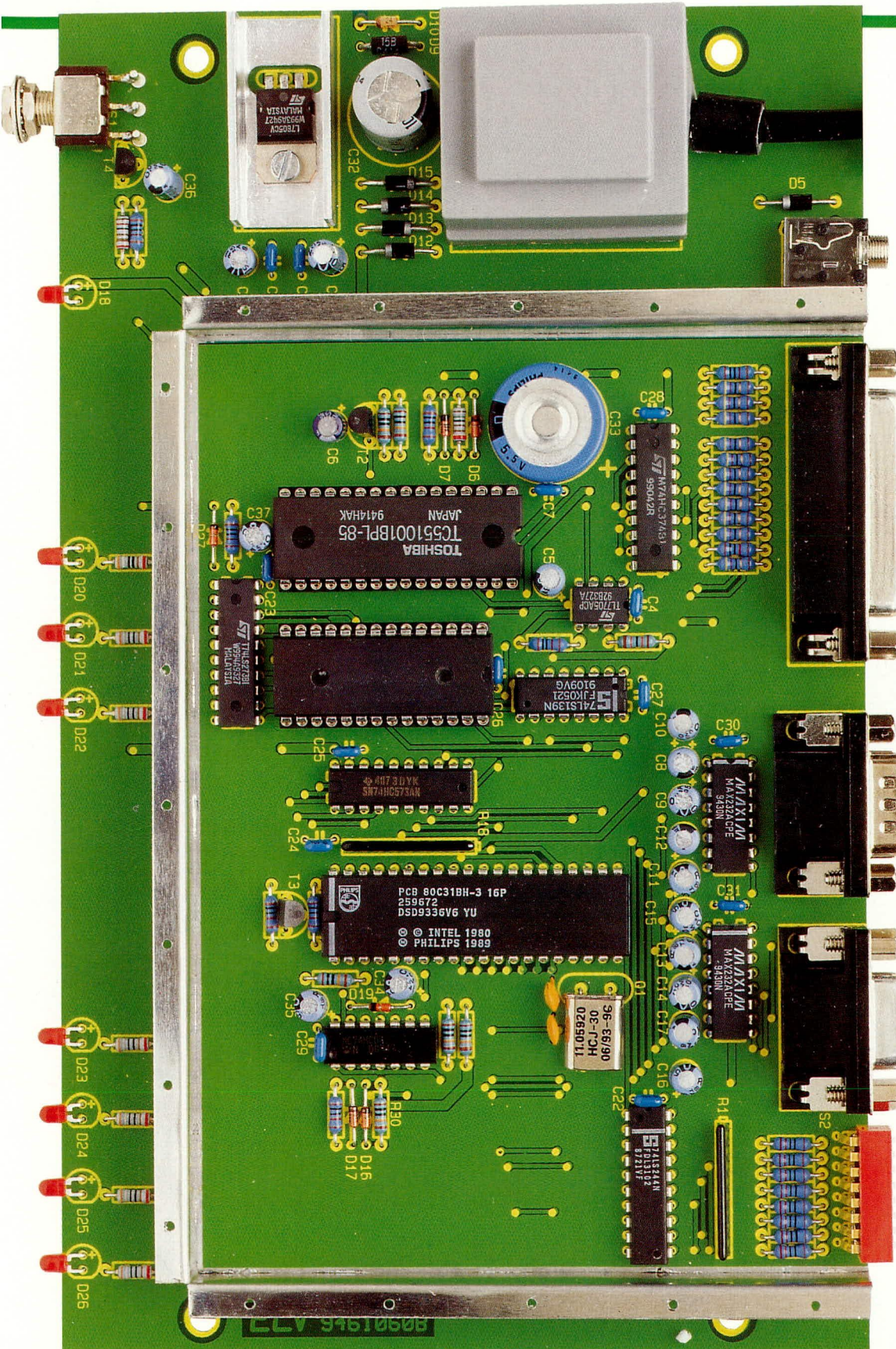


Bild 3: Schaltbild des V24/RS232C-Spoolers



## Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte des V24/RS232C-Spoolers



Der V24-Spooler läßt sich mit 3 verschiedenen Speicherausbaustufen versehen. Für IC 8 können die statischen RAM-Bausteine 6264 (8 kByte), 62256 (32 kByte) oder 621000 (128 kByte) eingesetzt werden. Mit dem Einschalten des Gerätes findet eine automatische Erkennung der RAM-Speichergröße statt.

Der 8-Bit-Datenbus des RAMs ist direkt mit dem gemultiplexten Daten- und Adreßbus des Mikroprozessors verbunden, während die Adreßleitungen A 0 bis A 13 mit den entsprechenden Adreßleitungen verbunden sind. Die Adreßleitungen A 14 bis A 16 von IC 8 werden von den Portpins P1.5 bis P1.7 angesteuert.

Der Spannungsüberwachungsbaustein IC 6 vom Typ TL 7705 überwacht über R 21 die 12V-Versorgungsspannung der Schaltung. Bei Netzspannungsausfall fällt diese Spannung zuerst ab, und IC 6 legt über seinen Q-Ausgang (Pin 5) einen Low-Pegel an den Port P3.3 von IC 3 an. Daraufhin nimmt IC 3 eine Unterbrechung der

A 14 und A 15 des Mikrocontrollers steuern die Decoderbausteine IC 7 A und IC 7 B an, wobei IC 7 A für die Schreibzugriffe (P 3.6 = Low-Pegel) und IC 7 B für die Lesezugriffe (P3.7 = Low-Pegel) zuständig ist. Die Q-Ausgänge der Decoder IC 7 A und IC 7 B teilen somit den 64kByte-Adreßraum des Mikrocontrollers in 4 Blöcke zu 16 kByte auf. Im ersten Adreßblock steuert der Ausgang Q 0 von IC 7 A bei einem Schreibzugriff die Schreibleitung ( $\overline{WE}$ ) von IC 8 an, während bei einem Lesezugriff der Ausgang Q 0 von IC 7 B die Leseleitung von IC 8 ( $\overline{OE}$ ) aktiviert.

Zum Erhalt der Daten bei einem Netzspannungsausfall in dem Speicherbaustein IC 8 ist der Gold CAP-Kondensator C 33 vorgesehen, der eine Kapazität von 1F besitzt und bei Netzspannungsausfall die Versorgung für IC 8 übernimmt. Da die Ruhestromaufnahme von IC 8 nur wenige  $\mu A$  beträgt, kann dieser verlustarme Kondensator die Versorgungsspannung über mehrere Tage aufrechterhalten.

Sobald die Netzversorgungsspannung wieder vorhanden ist, wird die Stromversorgung für IC 8 über die Diode D 7 bereitgestellt und gleichzeitig der Kondensator C 33 über R 25 nachgeladen.

## Bestückungsplan des V24/RS232C-Spoolers

momentanen Aktivität vor.

Gleichzeitig wird über R 23 und R 24 der Kondensator C 6 entladen, der kurze Zeit später den Transistor T 2 sperrt, womit Pin 22 von IC 8 über den Widerstand R 26 High-Pegel erhält, um den RAM-Baustein in den Standby-Mode zu schalten. Durch diese Maßnahme wird die geringste Stromaufnahme und eine Sperrung des Bausteins gegen ein unbeabsichtigtes Überschreiben beim Zusammenbruch der Versorgungsspannung erreicht.

Die Einstellungen der DIP-Schalter S 2 lassen sich über den 8-Bit-Bus-treiber IC 1 vom Typ 74LS244 über den Datenbus des Mikroprozessors auslesen. Die Freigabe des Treibers erfolgt über die Steueranschlüsse Pin 1 und Pin 19 von IC 1, die über Q 1 von IC 7 B gesteuert werden.

Der Zwischenspeicher IC 13 vom Typ 74LS273 wird über die RC-Kombination R 43 und C 37 beim Einschalten der Versorgungsspannung zurückgesetzt, woraufhin alle Ausgänge des Bausteins Low-Pegel führen und die Leuchtdioden D 20 bis D 26 aktiviert sind. Da Q 7 von IC 13 auch auf Low-Pegel liegt, ist sichergestellt, daß beim Einschalten der Versorgungsspannung der Transistor T 4 nicht durchschaltet, um somit ein kurzzeitiges Anziehen des über die Klinkenbuchse BU 4 angesteuerten Relais zu vermeiden.

Die Diode D 18 zeigt über den Vorwiderstand R 30 den Zustand des Schaltausgangs an.

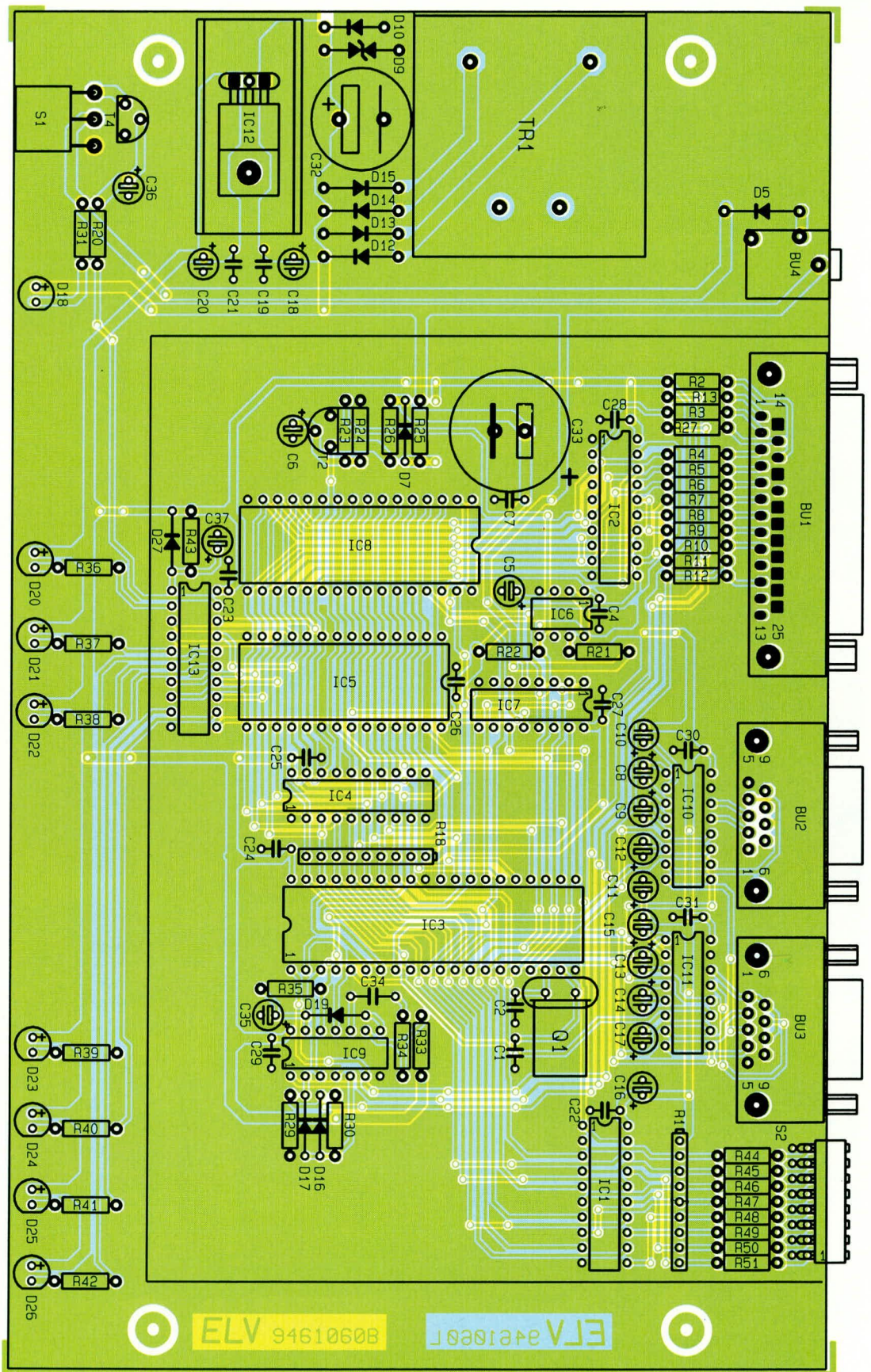
Mit dem 3fach-Umschalter S 1 läßt sich dieses Relais auch unabhängig von der Ansteuerung des Mikrocontrollers über Schalterstellung „Manuell“ einschalten, während über die Stellung „off“ (Mittel-

stellung) eine Aktivierung des über BU 4 angeschlossenen Relais unterbunden wird.

Die 8-Bit-Ausgabedaten für die parallele Schnittstelle, die an der Buchse BU 1 anstehen, werden über IC 2 vom Typ 74HC374 zwischengespeichert. Die Pinbelegung der Buchse ist so ausgeführt, daß diese kompatibel zur Parallelschnittstelle

eines PCs ist, womit sich mit einem handelsüblichen Adapterkabel ein Standard-Drucker anschließen läßt.

Der Port P 1.2 steuert über den Inverter IC 9 B direkt die Stroße-Leitung (Pin 1) der Parallelschnittstelle an, wobei der Mikrocontroller nur Daten über diese Schnittstelle ausgibt, wenn die Busy-Handshake-Lei-





tung auf Low-Pegel und die Error-Leitung der Parallel-Schnittstelle auf High-Pegel liegt. Die UND-Verknüpfung der beiden Signale wird über die Dioden D 16 und D 17 mit Hilfe des Pull-up-Widerstandes R 30 erreicht und das Ergebnis über den Inverter IC 9 C dem Prozessor Port P1.0 zugeführt.

Unten links in Abbildung 3 ist das Netzteil des V24/RS232C-Spoolers abgebildet. Der vollvergossene Netztransformator liefert eine Ausgangswchselspannung von 12 V bei einer maximalen Belastbarkeit von 300 mA. Diese wird über die Dioden D 12 bis D 15 gleichgerichtet und über nachfolgende Kondensatorgruppe dem Spannungsregler IC 12 vom Typ 7805 zugeführt, der daraus eine 5V-Gleichspannung für den Betrieb der Schaltung generiert.

## Nachbau

Die gesamte Schaltung des V24/RS232C-Spoolers ist auf einer doppelseitigen 137 mm x 227 mm messenden Leiterplatte, die für den Einbau in das ELV

7000er Gehäuse vorgesehen ist, aufgebaut. Die Aufbauarbeiten beginnen zunächst mit der Bestückung der passiven, gefolgt von den aktiven Bauelementen. Die Anschlußpins des Spannungsreglers IC 12 sind zunächst nach hinten rechtwinklig abzuwickeln. Anschließend ist der Spannungsregler mit einem U-Kühlkörper und einer M3 x 5 mm Schraube und der dazugehörigen M3-Mutter zu befestigen und festzulöten.

Für den Speicherbaustein IC 8 lassen sich die statischen RAMs 6264 (28polig), 62256 (28polig) oder 621000 (32polig) einsetzen. Beim Einsatz von 28poligen RAMs sind diese an der gegenüberliegenden Seite der Einkerbung bündig einzusetzen.

Die Anschlußbeinchen der Leuchtdioden D 18 und D 20 bis D 26 sind zunächst in einem Abstand von 5 mm von der Unterseite der LEDs um 90° abzuwickeln, wobei auf die richtige Polung der Leuchtdioden zu achten ist. Anschließend werden die Leuchtdioden in einem Abstand von ca. 3 mm vom Knickpunkt bis zur Leiterplattenoberseite in die dafür vorgesehenen

Bohrungen eingesetzt und verlötet.

Für den 3stufigen Kippschalter S 1 sind zunächst 3 Lötösen in die Leiterplatte zu setzen und festzulöten. Anschließend wird der Kippschalter auf die Leiterplatte vor die Lötstifte gelegt und an diesen mit ausreichend Lötzinn verlötet, da eine ausreichend mechanische Stabilität erforderlich ist. Bei der Bestückung der Widerstandsarrays, Kondensatoren und Halbleiter ist auf die richtige Polung zu achten.

An den Seiten, die den Leuchtdioden gegenüberliegen, sind der 8fach-DIP-Schalter sowie die 3,5mm-Klinkenbuchse und die Sub-D-Steckverbinder einzusetzen. Es ist darauf zu achten, daß für BU 2 ein Sub-D-Winkelprintstecker und für BU 3 eine 9polige Sub-D-Winkelprintbuchse eingesetzt werden. Es folgt das Einsetzen und Verlöten des vergossenen Transformators.

Zum Abschluß der Aufbauarbeiten sind die für die Ober- und Unterseite vorgesehenen Blechstreifen entsprechend den Perforierungen abzuknicken und zunächst mit den Abdeckblechen zu verschrauben. Anschließend sind die Seitenwände des Abschirmgehäuses punktuell auf der Leiterplatte festzulöten. Nach dieser Fixierung können zunächst die Gehäusedeckel wieder entfernt werden, woraufhin eine Verlotung der Gehäuseseitenwände mit der Leiterplatte (Bestückungs- und Lötseite) erfolgt. Bevor die Gehäusedeckel mit den dafür vorgesehenen Schrauben endgültig befestigt werden, ist zunächst eine sorgfältige Überprüfung der Schaltung sowie die Inbetriebnahme vorzunehmen.

## Inbetriebnahme

Die Grundinbetriebnahme der Schaltung gestaltet sich recht einfach. Mit dem Einstecken des Netzkabels sind zunächst die Spannungen an den verschiedenen ICs mit einem Multimeter zu überprüfen.

Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung müssen zunächst die Leuchtdioden D 20 bis D 26 aktiviert sein, während die Funktion der Leuchtdiode D 18 von der Stellung des Schalters S 1 abhängt.

Beim Einbau der Schaltung in das Gehäuse ist darauf zu achten, daß ein 35mm-Abstandsrollchen zwischen Oberseite der Leiterplatte und der Oberhalbschale zwischengelegt und ein 25mm-Abstandsrollchen mit einer 1,5 mm dicken Kunststoffscheibe von der Lötseite der Platine bis zur Unterhalbschale zwischengelegt ist, worauf die Verschraubung des Gehäuses erfolgt.

Den Abschluß der mechanischen Arbeiten bildet das Einsetzen der Abdeckmodule und der 4 Fußmodule mit den Gummifüßen. Nun kann der V24/RS232C-Spooler seine bestimmungsgemäße Funktion aufnehmen.

**ELV**

## Stückliste: V24-Spooler

### Widerstände:

47Ω .....	R3 - R10, R12, R13, R27
100Ω .....	R25
220Ω .....	R44 - R51
390Ω .....	R36 - R42
1,2kΩ .....	R31
10kΩ .....	R2, R11, R20, R22, R26, R29, R34, R43
10kΩ/Array .....	R1, R18
12kΩ .....	R21
100kΩ .....	R23, R24, R30, R35
220kΩ .....	R33

### Kondensatoren:

33pF/ker .....	C1, C2
10nF .....	C34
100nF/ker ..	C4, C7, C19, C21 - C31
1µF/100V .....	C6
10µF/25V .....	C8 - C18, C20, C34 - C37
100F/16V, .....	C5
1000µF/40V .....	C32
1F/5,5V, Gold-Cap .....	C33

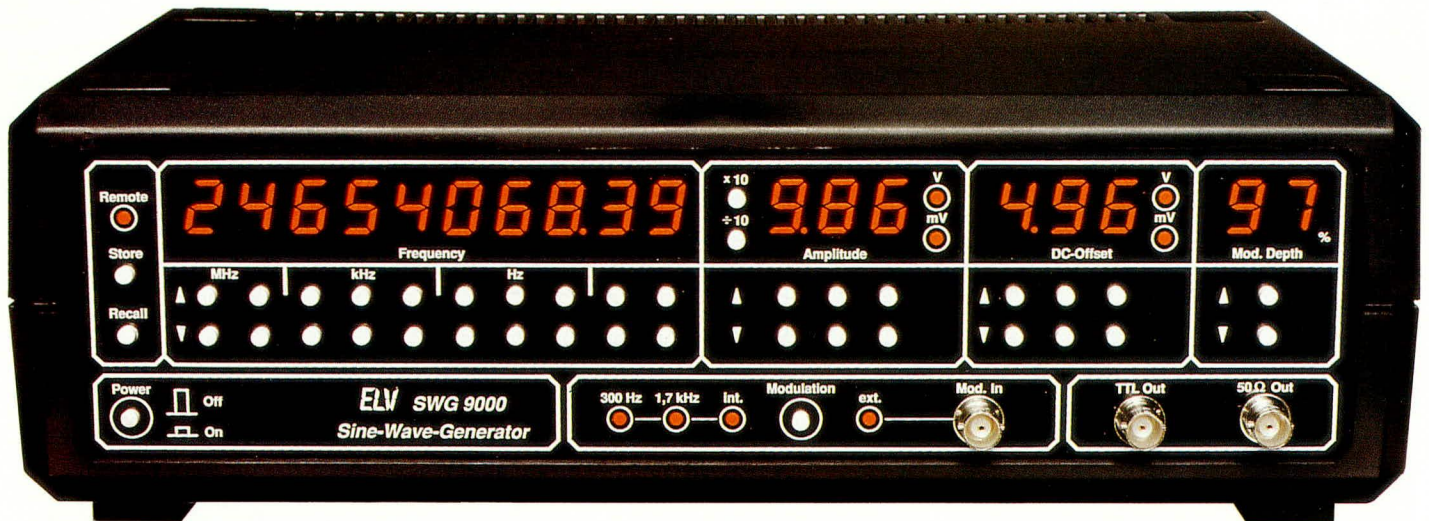
### Halbleiter:

74LS244 .....	IC1
74HC374 .....	IC2
80C32 .....	IC3
74HC573 .....	IC4
ELV9487 .....	IC5
TL7705 .....	IC6
74LS139 .....	IC7
6264*** .....	IC8
62256*** .....	IC8
621000*** .....	IC8
74HC14 .....	IC9
MAX232 .....	IC10, IC11

7805 .....	IC12
74LS273 .....	IC13
BC548 .....	T2, T4
BZW06-31B .....	D9
1N4001 .....	D5, D12 - D15
1N4148 .....	D16, D17, D19, D27
ZPD24V .....	D10
LED, 3mm, rot .....	D18, D20 - D26
SB120 .....	D7

### Sonstiges:

Quarz, 11,0592MHz .....	Q1
SUB-D-Stecker, 9pol .....	BU2
SUB-D-Buchse, 9pol .....	BU3
SUB-D Buchse, 25pol .....	BU1
Klinkenbuchse, 3,5mm, mono ..	BU4
DIP-Schalter, 8fach, abgew .....	S2
1 U-Kühlkörper, SK13	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm	
1 Mutter M3	
1 Trafo ( AVP200)	
3 Lötstifte mit Lötöse	
1 Kippschalter, 1 x um, 3 Stellungen	
1 IC-Sockel, 28pol	
1 IC-Sockel, 32pol	
1 Frontplatte, bedruckt und gefräst	
1 Rückplatte, bedruckt und gebohrt	
2 7000er Gehäusehalbschalen	
4 Abdeckmodule	
4 Fußmodule	
2 Abdeckzylinder	
4 Gummifüße	
4 Zylinderkopfschrauben, M4 x 70mm	
4 Muttern, M4	
4 Futterscheiben	
4 Abstandsrollen, M4 x 25mm	
4 Abstandsrollen, M4 x 35mm	



# Sine-Wave-Generator SWG 9000 Teil 2

*Der vorliegende zweite und abschließende Teil dieses Artikels konzentriert sich auf die wesentlichen Features der innovativen Schaltungstechnik, gefolgt von einer kurzen Beschreibung des Nachbaus.*

## Schaltung

Nachdem im „ELVjournal“ 5/94 Bedienung und Funktion des SWG 9000 anhand des Blockschaltbildes erläutert wurden und ein weiterer Artikel das DDS-Verfahren vorstellte, wollen wir uns nun der interessanten Schaltungstechnik dieses innovativen Gerätes zuwenden.

Die komplexe Schaltungsstruktur dieses hochwertigen Sinus-Generators erfordert eine Aufteilung der Gesamtschaltung in 13 Teilschaltbilder. Dabei handelt es sich um:

- 1) DA-Modul
- 2) Taktmodul
- 3) Endstufe
- 4) Erzeugung der Steuerspannungen und der Referenzspannung
- 5) Meßstufen für die automatische Einmessung
- 6) Erzeugung der Modulationssignale (300 Hz, 1.2 kHz)
- 7) Netzteil
- 8) Netzfilter
- 9) Analog-Digital-Wandler
- 10) Mikrocontroller mit Adreßdecoder
- 11) Gerätesteuerung
- 12) Anzeigeneinheit und Tastaturlauswertung
- 13) V24B- und IEC-Bus-Schnittstellen

Bei der Schaltungsbeschreibung wollen wir uns auf das Kernstück des SWG 9000, das DA-Modul, konzentrieren. Dieser Bereich beinhaltet die wesentlichen Neuerungen und bildet die Grundlage für die hervorragenden technischen Daten. Die Veröffentlichung der gesamten Schaltbilder und der entsprechend umfangreichen übrigen Schaltungsbeschreibung, die allein rund 18 Seiten ausmacht, ist in erster Linie nur beim konkreten Aufbau und der Inbetriebnahme des Gerätes von Interesse und in der Bauanleitung enthalten.

Abbildung 1 zeigt die Schaltung des DA-Moduls, auf dem die Erzeugung des Sinussignals nach dem DDS-Verfahren stattfindet.

Der DDS-Chip AD9955 (IC 1) und der DA-Wandler AD9721 (IC 2) arbeiten mit der von IC 7 (74S00) aufbereiteten Taktfrequenz, der beim verwendeten DDS-Verfahren eine ganz entscheidende Rolle zufällt. Denn Genauigkeit und Stabilität des Sinus-Ausgangssignals sind direkt mit der Genauigkeit und der Stabilität des Taktes verknüpft. Deshalb wurde im SWG 9000 zur Erzeugung des Taktes ein ganz besonderes Verfahren herangezogen.

Es sind zwar Quarzoszillatoren bis in den geforderten Frequenzbereich von ca. 86 MHz erhältlich, jedoch reicht deren Frequenzgenauigkeit und Temperaturdrift von mehreren 100 ppm für die Anforderun-

gen im SWG 9000 nicht aus. Quarze in geeigneten Oszillatorschaltungen und Quarzöfen erfüllen die Anforderungen bezüglich Genauigkeit und Stabilität, jedoch nicht mehr im Bereich von 86 MHz.

Im vorliegenden Anwendungsfall schwingt ein Quarz im unteren Frequenzbereich, dessen Ausgangsfrequenz vervielfacht wird. Um das bei der Vervielfachung unter Zuhilfenahme einer PLL-Schaltung entstehende Jitterproblem zu eliminieren, findet das Verfahren der Ausfilterung von Oberwellen Anwendung. Der Quarzoszillator kann dann genau abgeglichen werden, und die Anforderungen an den Takt sind erfüllt.

Das 32 Bit breite „delta-phase“-Wort schreibt der Mikrocontroller seriell in den DDS-Chip. Währenddessen muß Pin 78 „PSEL“ auf Low-Potential liegen. Über Pin 39 „F31“ wird das 32 Bit breite Wort bitweise in das interne Register des AD9955 hineingeschoben. Bei jeder steigenden Flanke des Signals „BRCLK“ übernimmt der Chip das an „F31“ anstehende Bit. Ist das Wort vollständig geladen, so muß dieses in das chipinterne „frequency control register“ übertragen werden. Dies geschieht mit der steigenden Flanke des „FCLD“-Signals.

Das 10 Bit breite Ausgangswort des IC 1, das jeweils einen Abtastwert des Sinussignals enthält, gelangt über die 130 -

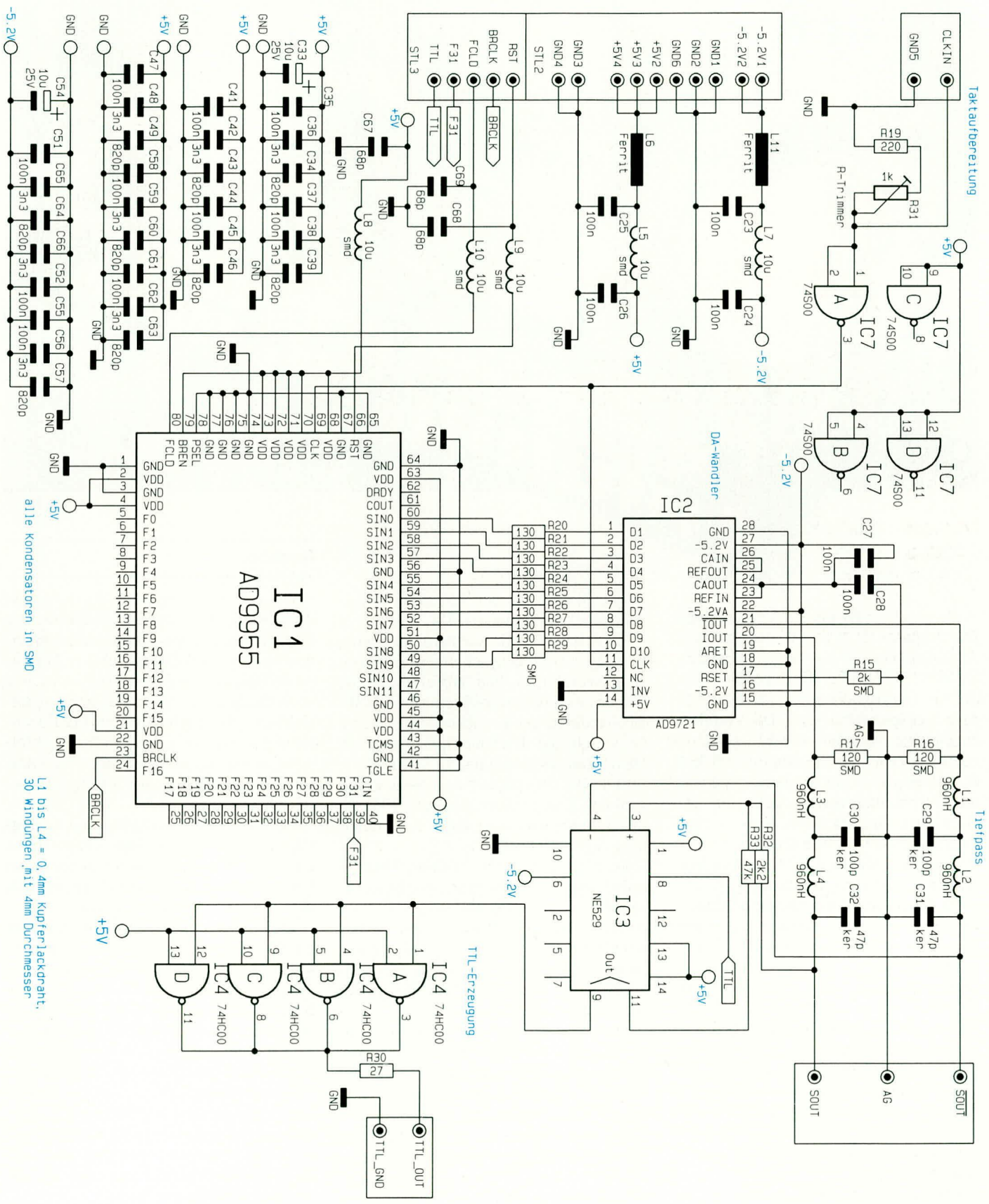
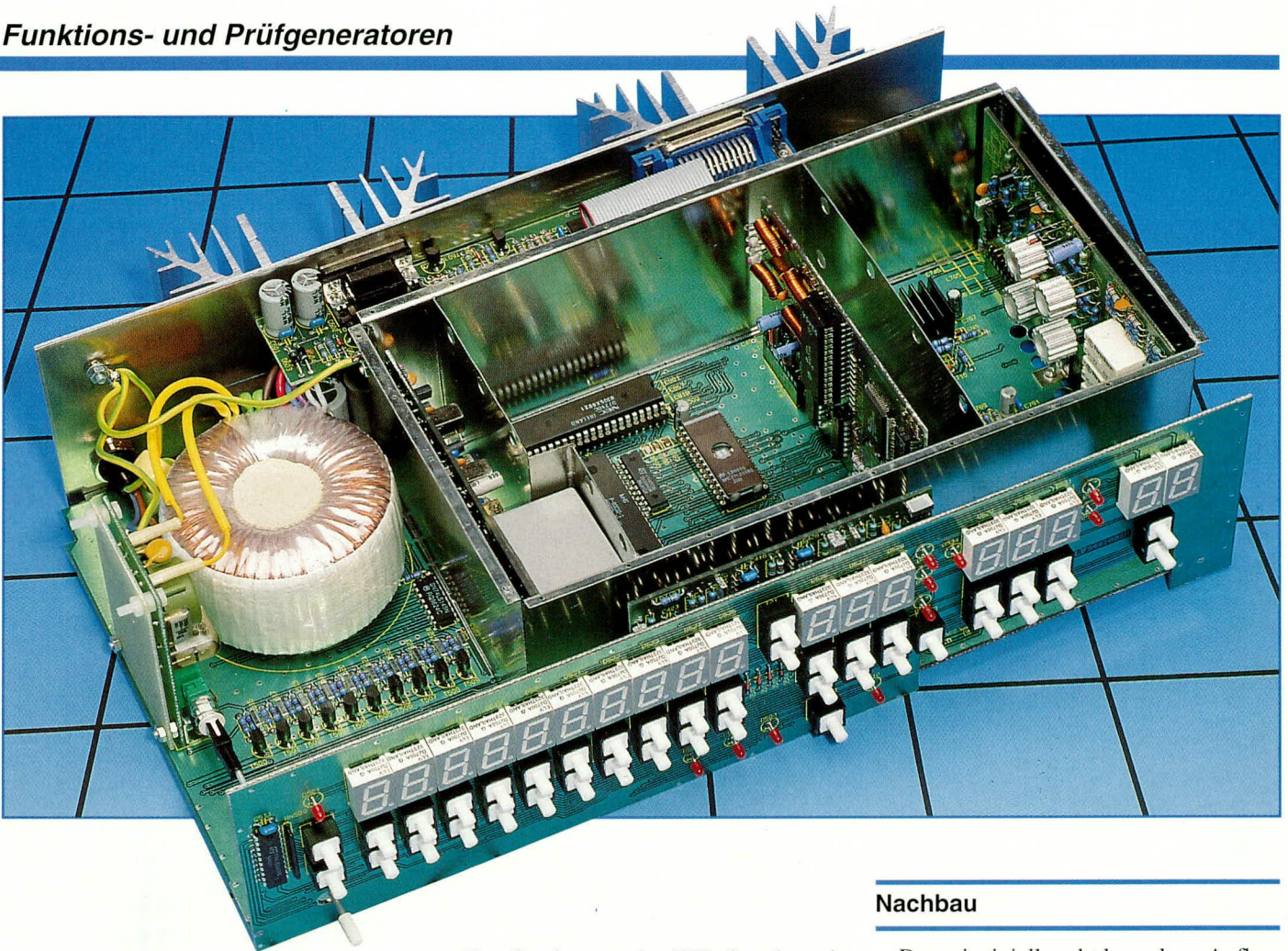


Bild 1: Schaltbild des DA-Moduls zur Signalerzeugung nach dem DDS-Verfahren



Widerstände R 20 bis R 29 zum Signal-DA-Wandler IC 2. Die Widerstände bilden zusammen mit den Eingangskapazitäten der DA-Wandlereingänge Tiefpässe, die das Übersprechen des Taktes verringern. Der speziell für das DDS-Verfahren entwickelte Wandler AD9721 setzt das erhaltene Datenwort in den entsprechenden Analogwert um. Er besitzt 2 Differenz-Stromausgänge, so daß eine I/U-Wandlung vorgenommen werden muß. Dies geschieht mit Hilfe der beiden 120 - Widerstände R16 und R17, an denen die Ausgangsspannung abfällt.

Da gemäß dem Abtasttheorem im Spektrum der Ausgangsspannung neben dem Nutzsignal Störfrequenzen (siehe „ELV-Journal“ 5/94) vorhanden sind, ist eine Tiefpaßfilterung des Ausgangssignals erforderlich. Dazu dienen die den beiden Ausgängen nachgeschalteten Tiefpaßfilter vierter Ordnung, die mit C 29 bis C 32 und L 1 bis L 4 realisiert wurden. Diese sind als Tschebyscheff-Filter dimensioniert, so daß der Verlauf der Filterkurve hinter der Grenzfrequenz von ca. 27 MHz steil abfällt und damit die Störfrequenzen weitgehend eliminiert.

Über 2 kurze Koaxialkabel werden die Ausgangssignale der Filter zum Eingang der Endstufe geführt, die eine große Bandbreite von 25 MHz besitzt und selbst bei dieser Frequenz noch in der Lage ist, ein Ausgangssignal von 20 V<sub>ss</sub> zu erzeugen.

Zur Gewinnung des TTL-Synchronsignals wird der Komparator IC 3 vom Typ NE529 eingesetzt, der die Ausgangssignale der beiden Tschebyscheff-Filter miteinander vergleicht. Die Differenzsignale weisen eine Phasenverschiebung von 180° auf, wodurch der Komparator bei jedem Nulldurchgang der Sinussignale schaltet. Die Hysterese bestimmen R 32 und R 33. IC 4 (74HC00) puffert das Ausgangssignal des Komparators, das dem TTL-Signalausgang über eine kurze Koaxialleitung zugeführt wird.

Da IC 1, IC 2 und IC 7 mit der Taktfrequenz von ca. 86 MHz arbeiten, ist insbesondere bei diesem Modul aus EMV-Sicht einiges zu beachten. Zunächst ist die Masse beidseitig fast ganzflächig und eng vermascht ausgeführt, was Grundvoraussetzung für eine wirksame Blockung der Betriebsspannungen ist.

Darauf aufbauend sind diejenigen Pins der ICs, die die Betriebsspannungen mit hochfrequenten Strömen der Frequenz des Taktes und dessen Oberwellen belasten, mit 3 geeigneten, in Werten gestaffelten Kondensatoren geblockt. Dadurch erreicht man eine wirksame Blockung bis nahezu 1 GHz.

Des weiteren sind in die Betriebsspannungsleitungen Filter eingesetzt, die die Ausbreitung von Störfrequenzen im Gerät unterbinden. L 5, L 7 sowie C 23 bis C 26 in Verbindung mit den Ferritperlen L 6 und L 11 realisieren diese Filter.

### Nachbau

Der prinzipiell recht komplexe Aufbau des SWG 9000 ist aus der Abbildung des ohne Gehäuse dargestellten Gerätes in seinen wesentlichen Zügen sichtbar. Die gesamte Beschreibung des Nachbaus ist, wie auch die Schaltungsbeschreibung, außerordentlich umfangreich und in der Bauanleitung ausführlich dargestellt. Nachfolgend wollen wir kurz auf einige wesentliche Besonderheiten, die den Aufbau betreffen, eingehen.

Im SWG 9000 sind Digital- und Analogteil völlig getrennt voneinander aufgebaut, um Einstreuungen des Digitalteils oder von Umgebungseinflüssen in den hochempfindlichen Analogteil zu vermeiden.

Diese Trennung erreicht man zum einen durch Abschirmbleche und zum anderen durch eine getrennte Betriebsspannungsversorgung der analogen und digitalen Schaltungskomponenten. So wird eine außerordentlich hohe Signalgüte auch bei Ausgangsspannungen im mV-Bereich erzielt.

Die modulare Bauweise (insgesamt 5 Module) vereinfacht den Aufbau und ermöglicht eine optimale Nutzung des Gehäuses. Das eingebaute Netzfilter schützt das Gerät vor Störungen von der Netzseite und verhindert gleichzeitig eine Abgabe von Störungen in das Netz.

Der Bedienungskomfort, die hohe Signalgüte sowie die herausragenden technischen Daten machen den SWG 9000 zu einem Gerät mit einem ausgezeichneten Preis/Leistungsverhältnis. **ELV**