

ELV *journal*

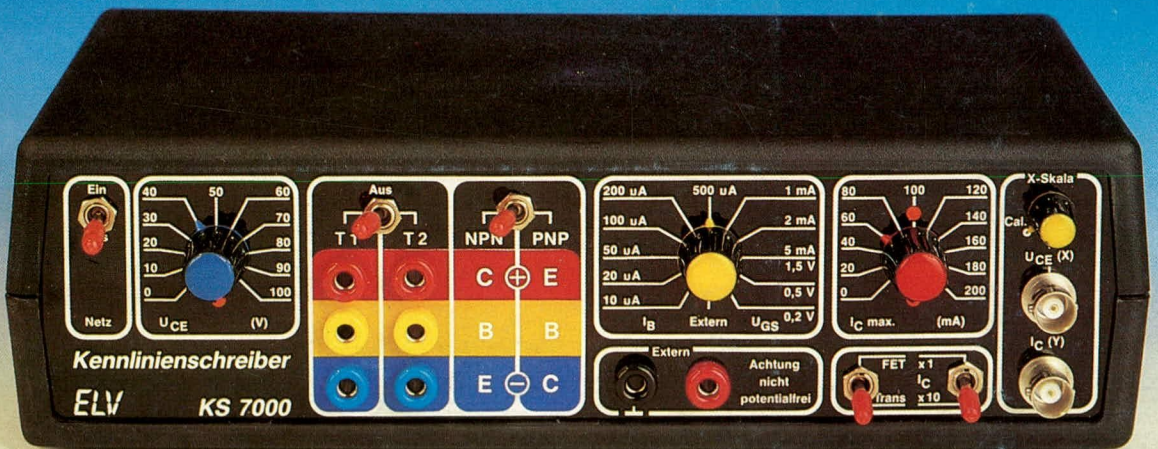
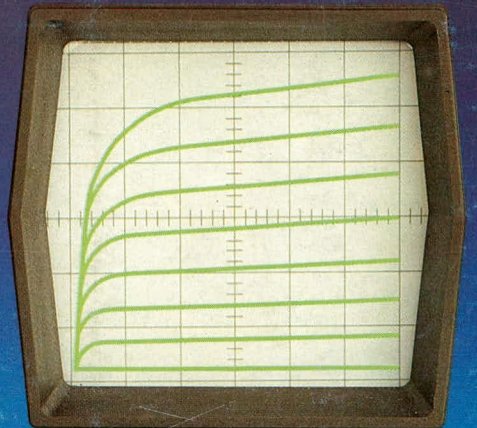
Nr. 42

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,50

ELV Kennlinien- Schreiber KS 7000



Schweiz str 4,50, Niederlande ntl 5,80, Luxemburg sfr 80, Finnland 17 Fmk

Mit
Platinenfolien

In dieser Ausgabe:

- ELV-Serie 7000:
- Komfort-Wetterstation WS 7000
- Kennlinienschreiber KS 7000
- Digital-NF-Stereo-Leistungsmesser NFL 7000

ELV-Serie Kfz-Elektronik:

- Digitales Kfz-Außen-/Innen-Thermometer
- Garagenlicht-Verzögerung

ELV-Grundlagen: Gehör, Mikrophon, Kopfhörer, Teil 2

- Preiswertes elektronisches Einfach-Echo
- Universal-Frequenzvervielfacher

In dem hier vorliegenden zweiten Teil der Artikelserie „Gehör-Mikrofon-Kopfhörer“ werden Aufbau und Funktion des menschlichen Gehörs ausführlich dargestellt, da die Kenntnisse der einzelnen Zusammenhänge eine wesentliche Voraussetzung zur späteren Beurteilung von akustischen Systemen ist.

von Dr. Ivar Veit
SENNHEISER electronic KG,
3002 Wedemark

2. Aufbau und Funktion des menschlichen Gehörs

Der nachfolgende zweite Teil dieser Aufsatzreihe befaßt sich mit unserem Hörorgan — dem Ohr. Neben dem Aufbau und der Funktion unseres Ohres wird über eine Reihe physikalisch wissenschaftlicher Eigenschaften desselben berichtet, z. B. über den Unterschied zwischen ein- und zweiohrigem Hören, über unser Richtungsgehör sowie über das Hören im freien und im diffusen Schallfeld.

Bild 2.1 zeigt den Aufbau des menschlichen Ohres in einer stark vereinfachten und schematisierten Darstellung. So hat z. B. das Innenohr in Wirklichkeit die Gestalt einer Schnecke, während sie hier zur besseren Veranschaulichung der darin ablaufenden physikalischen Vorgänge ‚entrollt‘ gezeichnet ist. Genau so besteht unser Gleichgewichtsorgan aus drei Bogengängen, die nach den drei Raumrichtungen orientiert sind; hier sind sie zur Vereinfachung des Bildes stellvertretend nur durch einen Bogengang angedeutet. — Diese Darstellung läßt sehr deutlich die funktionelle Gliederung unseres Ohres in das Außenohr, Mittelohr und Innenohr erkennen.

Die Ohrmuschel mit dem darin beginnenden äußeren Gehörgang stellt den nach außen hin sichtbaren Teil unseres Gehörorgans dar. Bei einigen Tierarten bildet die Ohrmuschel eine große trichterförmige Erweiterung des Gehörganges, ganz offenkundig mit dem Ziel, von den eintreffenden Schallwellen einen möglichst großen Querschnitt zu erfassen. Die Abmessungen unserer menschlichen Ohrmuschel sind demgegenüber bescheiden und vergleichsweise klein gegenüber den Wellenlängen des größten Teils des Hörschallbereichs. Unsere Ohrmuschel trägt daher nur bei den höheren Frequenzen zur Richtwirkung unseres Hörorgans bei.

Den Gehörgang kann man physikalisch gesehen als eine akustische „Rohrleitung“ ansehen, deren inneres Ende mit einer nachgiebigen Membran, dem Trommelfell, abgeschlossen ist. Das Trommelfell bildet gleichzeitig die Grenze zwischen äußerem und mittlerem Ohr.

Hinter dem Trommelfell beginnt das Mittelohr. Es besteht a) aus der luftgefüllten Paukenhöhle, die über die Eustachische Röhre mit dem Nasen-Rachenraum und der Mundhöhle und somit auch mit der Außenluft in Verbindung steht — und b) aus den drei durch Gelenke miteinander verbundenen Gehörknöchelchen (Hammer, Amboß und Steigbügel). Die Eusta-

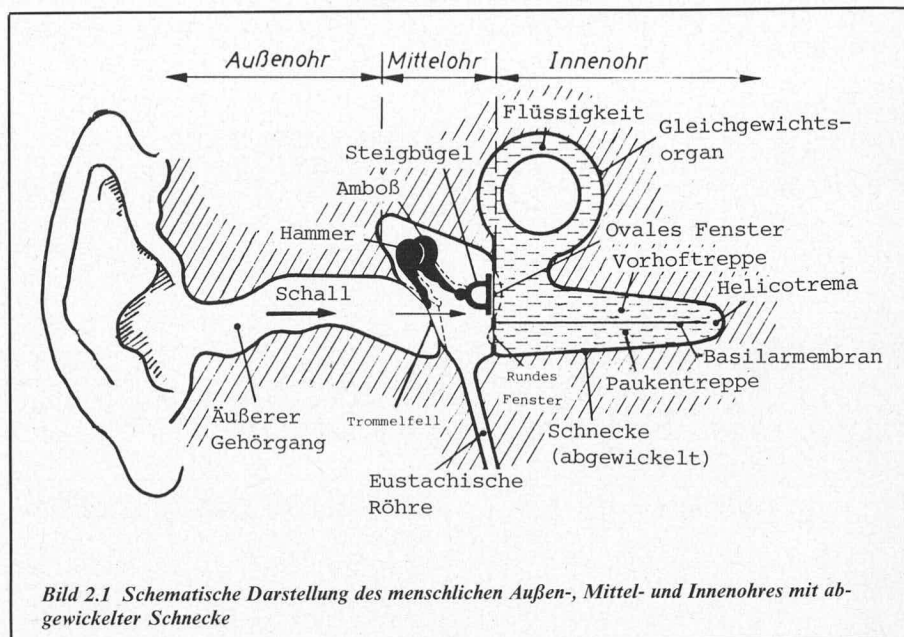


Bild 2.1 Schematische Darstellung des menschlichen Außen-, Mittel- und Innenohres mit abgewickelter Schnecke

chische Röhre ist normalerweise durch das Gaumensegel luftdicht verschlossen. Es öffnet sich unwillkürlich, sobald wir gähnen oder schlucken; allgemein bekannt ist in dem Zusammenhang das deutlich spürbare Druckgefühl auf unseren Trommelfellen bei einer raschen Höhenänderung (z. B. im Fahrstuhl), von dem wir uns am einfachsten dadurch befreien können, indem wir beispielsweise gähnen und auf diese Weise die Druckdifferenz zwischen beiden Seiten der Trommelfelle ausgleichen.

Die Gehörknöchelchen bilden einen Hebelmechanismus, dem die Funktion eines akustisch-mechanischen Impedanztransformators zukommt. Das letzte Glied der Gehörknöchelchenkette ist der Steigbügel. Seine Fußplatte sitzt auf einer dünnen, ovalen Membran, dem sogenannten ovalen Fenster, hinter dem das Innenohr beginnt. Das Innenohr, unser eigentliches Hörorgan, ist flüssigkeitsgefüllt. Es besteht aus einem schneckenförmig aufgewickelten, abgeschlossenen Kanal, der Innenohr-Schnecke, von etwa 32 mm Gesamtlänge. Im Bild 2.1 ist die Schnecke, wie schon eingangs erwähnt, abgewickelt dargestellt. Die Transformation besteht darin, daß die relativ niedrige Schallkennimpedanz der Luft ($Z_0 = 408 \text{ Ns/m}^3$), an die sehr viel höhere Kennimpedanz der Innenohrflüssigkeit ($Z_0 = 1,44 \cdot 10^6 \text{ Ns/m}^3$) angepaßt werden muß.

Neben der Impedanztransformation üben die Gehörknöchelchen auch noch eine Schutzwirkung aus. Sie schützen das Innenohr vor einer Beschädigung, und zwar da-

durch, indem sie bei sehr hohen Schalldruckpegeln durch zwei kleine Muskeln aus ihrer sonst üblichen Lage herausgedreht werden und dadurch eine zu heftige Kraftübertragung des Steigbügels auf das ovale Fenster verhindern.

Die Innenohr-Schnecke ist im knöchernen Felsenbein eingebettet. Der gesamte Schneckenkanal ist der Länge nach durch eine mittlere Scheidewand mit der sogenannten Basilarmembran als beweglichem Teil in einen oberen Kanal (= Vorhof-treppe) und in einen unteren Kanal (= Paukentreppe) geteilt. Genau genommen sind es sogar drei Kanäle (s. a. Bild 2.2), nur ist der dritte Kanal (= Schneckenkanal) durch eine akustisch nicht wirksame Trennwand (= Reißnersche Membran) von der Vorhof-treppe getrennt, so daß man ihn bei dieser Betrachtung außer acht lassen kann. — Die Vorhof-treppe beginnt hinter dem ovalen Fenster, und die Paukentreppe endet am runden Fenster. Beide Treppen stehen am Ende der Schnecke durch eine kleine Öffnung, dem sogenannten Helicotrema, miteinander in Verbindung. Räumlich oberhalb der Schnecke befindet sich das Gleichgewichtsorgan mit den drei senkrecht zueinander stehenden Bogengängen. Sie sind ebenfalls flüssigkeitsgefüllt und stehen in Verbindung mit dem Innenohr. Infolge der Flüssigkeitsverbindung zum Innenohr können sehr hohe Schalldruckpegel die Funktion des Gleichgewichtsorgans stören.

Schallwellen, die über den Steigbügel und das ovale Fenster auf die Innenohrflüssigkeit der Vorhof-treppe übertragen werden,

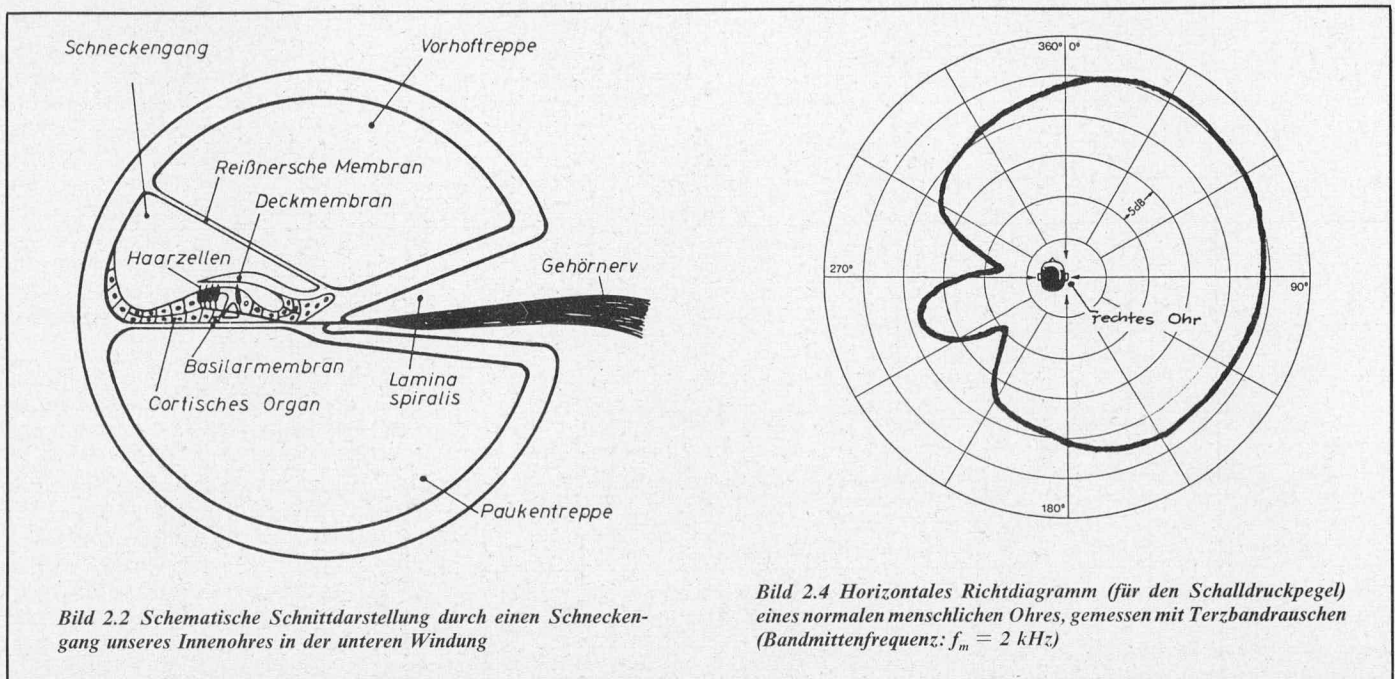


Bild 2.2 Schematische Schnittdarstellung durch einen Schnecken-gang unseres Innenohres in der unteren Windung

Bild 2.4 Horizontales Richtdiagramm (für den Schalldruckpegel) eines normalen menschlichen Ohres, gemessen mit Terzbandrauschen (Bandmittenfrequenz: $f_m = 2 \text{ kHz}$)

und zwar in Form von hydromechanischen Druckwellen, veranlassen die Flüssigkeit nach der Möglichkeit eines Druckausgleichs zu suchen. Die einzige Möglichkeit dafür bietet das runde Fenster, das sich unterhalb des ovalen Fensters befindet und durch die Basilarmembran von der Vorhoftrappe getrennt ist. Die Wände des Schneckengehäuses sind starr. Die Druckwellen in der Innenohrflüssigkeit der Vorhoftrappe können sich entweder über das Helicotrema und die Flüssigkeit der Paukentreppe zum runden Fenster hin ausgleichen, oder aber sie können unter Umgehung des Helicotremas die Basilarmembran im Rhythmus der Schallfrequenz zu Schwingungen anregen und auf diese Weise das runde Fenster erreichen. Beim Hörvorgang geschieht das letztere.

Auf der Basilarmembran befindet sich das sogenannte Cortische Organ, an dem die eigentliche Umsetzung der Schallschwingungen in entsprechende Nervenreize erfolgt. Das Cortische Organ enthält eine Vielzahl von Haarzellen, die gegen eine Deckmembran stoßen, siehe Bild 2.2. Jede Bewegung der Basilarmembran verursacht eine entsprechende Reizung dieser Haarzellen. Die dadurch hervorgerufenen elektrischen Aktionspotentiale in den jeweiligen Nervenzellen des Cortischen Organs werden über den Gehörnerv dem Hörzentrum des Gehirns mitgeteilt, und es kommt zu einer akustischen Sinneswahrnehmung, die wir als „Hören“ bezeichnen. — Bei einer sehr intensiven und wiederholt lang andauernden Schalleinwirkung (Lärm!) auf unser Gehör können die Haarzellen irreparabel geschädigt werden, so daß letztlich ein bleibender Hörschaden, eine Schallempfindungs-Schwerhörigkeit entsteht und zurückbleibt, wie man sie z. B. sehr häufig bei Lärmarbeitern antrifft.

Die relativ dicke und unterschiedlich breite Basilarmembran erstreckt sich entlang der Lichtung der knöchernen Schnecke. In unmittelbarer Nähe des ovalen Fensters ist die Basilarmembran am schmalsten, während ihre Breite in Richtung zur Schnecken-

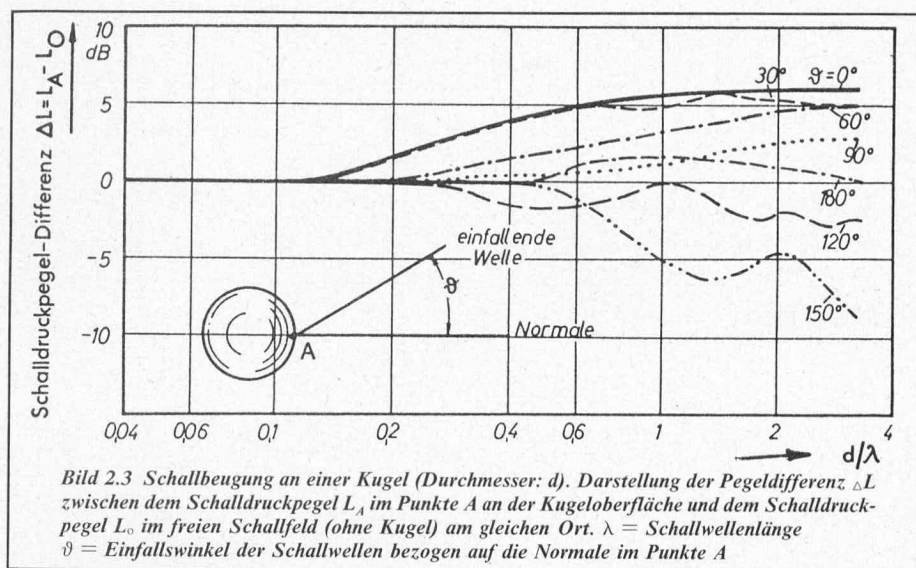
spitze, d. h. zum Helicotrema hin zunimmt. Bei einer Beschallung unserer Ohren wird die Basilarmembran zu Schwingungen angeregt, deren Struktur und Ablauf von hydrodynamischen Vorgängen bestimmt wird, die sich innerhalb der Innenohrflüssigkeit abspielen. Die Erforschung dieses Funktionsmechanismus ist ein Verdienst von G. v. Békésy (1899–1972); er entdeckte 1928, daß hydraulische Druckwellen in der Innenohr-Schnecke in Form einer Wanderwelle über die Basilarmembran hinwegstreichen. Die Amplitude einer solchen Wanderwelle wächst während ihres Entlangwanderns entlang der Basilarmembran bis zur Erreichung eines Maximums an und sinkt danach sehr schnell ab. Der Ort auf der Basilarmembran, an dem die Wanderwelle ihr Amplitudenmaximum erreicht, ist frequenzabhängig und wird vom Gehör als Maß für die Höhe der Schallfrequenz gewertet. Je höher die Frequenz ist, um so näher rückt die Stelle des Amplitudenmaximums zum fensternahen Teil der Schnecke.

Die Ausbildung der Wanderwelle ist der letzte Vorgang in unserem Gehörorgan, bei dem sich der aufgenommene Schall noch als eine Schwingung, d. h. als ‚analoge‘ Größe manifestiert. Vom Cortischen Organ ab spielen sich sehr komplizierte Umwandlungs-, Fortleitungs- und Auswertevorgänge ab, bei denen der ursprünglich aufgenommene Schall nur noch in ‚digitaler‘ Form auftritt und nachweisbar ist.

Die Fähigkeit unseres Gehörs die Richtung zu erkennen, aus der wir akustische Signale empfangen, beruht auf seinem Vermögen, interaurale (= zwischen beiden Ohren auftretende) Zeit- und Intensitätsdifferenzen genau zu bewerten und zu interpretieren. Bei der Interpretation interauraler Intensitätsdifferenzen hat unser Gehör es im Verlaufe seiner Entwicklungsgeschichte gelernt, die durch die Schallbeugung — insbesondere im Bereiche der höheren Frequenzen — bedingten Pegelüberhöhungen, bzw. Pegelverringerungen unmittelbar vor den Gehörgängen richtig mitzubewerten.

Über das Phänomen der Schallbeugung wurde bereits berichtet. Welche Bedeutung hat nun die Beugung bezogen auf das sich um unseren Kopf herum ausbildende Schallfeld und damit auch für das, was wir letztlich mit unseren Ohren hören? Darüber gibt das Bild 2.3 eine sehr anschauliche Vorstellung. Bringt man ein schallhartes Gebilde, z. B. eine Kugel (Durchmesser: d) in ein freies ebenes Schallfeld, wobei die Schalleinfallrichtung — bezogen auf die Flächennormale — durch den Winkel ϑ gegeben ist, so erhält man an dem mit dem Buchstaben A bezeichneten Ort jeweils eine Schalldruckpegeldifferenz — verglichen mit dem freien Schallfeld — wie das im Bild 2.3 zu sehen ist. Am Ordinatenmaßstab kann die Pegeldifferenz ΔL zwischen dem Schalldruckpegel L_A im Punkte A auf der Kugeloberfläche und dem Schalldruckpegel L_0 am gleichen Ort im freien Schallfeld, d. h. bei Abwesenheit der Kugel, abgelesen werden. Auf der Abszisse ist das Verhältnis des Kugeldurchmessers d zur Wellenlänge λ aufgetragen. Solange der Kugeldurchmesser d klein gegenüber der Wellenlänge λ ist, herrscht in dem betrachteten Punkte A auf der Kugeloberfläche stets der gleiche Schalldruckpegel wie im freien Schallfeld ($\Delta L = 0$). Der Körper stört das Feld nicht, er ist für das Feld nicht existent. Sind die Abmessungen dagegen vergleichbar mit der Wellenlänge, z. B. $d/\lambda = 1$, so unterscheiden sich die Schallpegel L_A sehr beträchtlich vom Pegel L_0 im freien, ungestörten Schallfeld. Bei einer Kugel, bei der die Schalleinfallrichtung identisch ist mit der Flächennormalen im Punkte A ($\vartheta = 0^\circ$), steigt der Schalldruckpegel mit größer werdendem Verhältnis d/λ monoton bis zu +6 dB gegenüber dem Pegel im freien Schallfeld an.

Aus den — je nach Schalleinfallrichtung — unterschiedlichen Laufzeiten des Schalls zwischen seiner Quelle und unseren beiden Ohren einerseits und den unterschiedlich hohen Schalldruckpegeln vor unseren beiden Gehörgängen andererseits ist unser Sinnesorgan ‚Gehör‘ in der Lage, die Rich-



tung des Schalleinfalls sehr präzise zu erkennen.

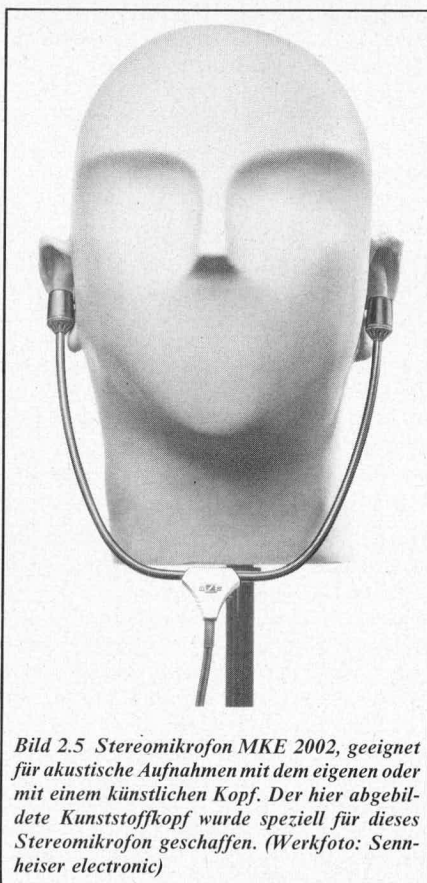
Neben unserem Kopf selbst tragen bei höheren Frequenzen auch unsere Ohrmuscheln einen gewissen Beitrag zu unserem Richtungshör bei. Bild 2.4 zeigt das horizontale Richtdiagramm (für den Schalldruckpegel) eines normalen menschlichen Ohres, gemessen vor dem (rechten) Gehörgang einer Versuchsperson bei einer Beschallung mit Terzbandrauschen (Bandmittelfrequenz: $f_m = 2$ kHz). Daraus kann für diesen speziellen Frequenzbereich ein Maximum des Richtungsempfangs abgelesen werden, das zwischen etwa 20° und 70° liegt. In der entgegengesetzten Richtung verursacht die abschattende Wirkung des Kopfes eine starke Abnahme des Schalldruckpegels, die in diesem Falle Werte zwischen etwa -12 und -20 dB erreichen kann.

Unser beidohrig angelegtes Gehör versetzt uns in die Lage, eine Schallquelle hinsichtlich ihrer Richtung sehr genau zu lokalisieren; die dabei noch auflösbaren Richtungsunterschiede können sehr klein sein. Die größte Ortungsgenauigkeit besitzen wir in der Medianebene (= senkrecht durch unseren Kopf verlaufende Symmetrieebene) unseres Kopfes, und zwar nach vorne gerichtet. Ändert sich hier die Richtung einer Schallquelle nur um etwa 3° , so kann diese Richtungsänderung unter günstigen Voraussetzungen bereits wahrgenommen werden. Zu beachten ist dabei, daß die Schallwellen sich nach Möglichkeit frei, d. h. ohne reflektierende Hindernisse oder Begrenzungen ausbreiten können. Die Richtungslokalisierung funktioniert am schlechtesten in einem halligen Raum (= quasi diffuses Schallfeld), während man ein Höchstmaß Richtungserkennung mit einem sehr kurzzeitigen Schallsignal erzielt, das man beispielsweise in einem reflexionsarmen Raum (= freies Schallfeld) abstrahlt.

Die hier angedeuteten Fähigkeiten unseres beidseitig arbeitenden Hörorgans ermöglichen es uns letztlich auch, einen dreidimensionalen, d. h. einen „räumlichen“ Höreindruck vermittelt zu bekommen. Zu diesem Zweck müssen wir nicht unbedingt mit unseren beiden Ohren am Orte des akustischen Geschehens sein. Die heutigen Mittel der Elektroakustik erlauben es uns, den beidohrigen Höreindruck auch elektro-

akustisch mit Hilfe zweier Übertragungskanäle (= Zweikanaltechnik) zu übertragen (Stereophonie).

Bei der zweikanaligen Stereoaufnahmetechnik unterscheidet man grundsätzlich zwei Verfahren, die ‚Intensitäts‘-Stereophonie und die ‚Laufzeit‘-Stereophonie. Im ersten Falle wird der Richtungseindruck durch Intensitätsunterschiede und im zweiten Falle durch Laufzeitunterschiede zwischen beiden Übertragungskanälen vermittelt. — Soll eine stereophone Schallaufzeichnung auch monophon, d. h. einkanalig ohne Qualitätseinbuße wiedergegeben werden können, so empfiehlt es sich, das Schallereignis intensitätsstereophon aufzunehmen. Würde eine derartige Aufnahme auch Laufzeitunterschiede beinhalten, so könnten bei der Signalzusammenführung aus beiden Kanälen störende Interfe-



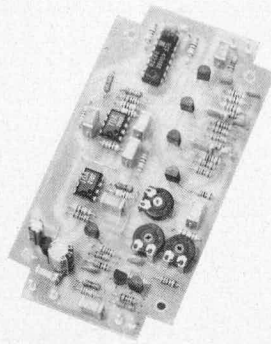
renzen in Erscheinung treten. Um von vorn herein das Auftreten von Laufzeitdifferenzen zu vermeiden, kann man beispielsweise zwei Richtmikrofone in der Weise zu einem Stereomikrofon zusammenfügen, daß sie räumlich sehr nahe beieinander stehen und somit vom einfallenden Schall quasi gleichzeitig erreicht werden. Nach einer geeigneten Ausrichtung der beiden Mikrofone entsprechend ihren Richtcharakteristiken werden nur die gewünschten Intensitätsunterschiede aufgenommen und zur Übertragung gebracht.

Eine andere Aufnahmetechnik, die speziell für eine stereophone Kopfhörerwiedergabe entwickelt wurde, ist die sogenannte kopfbezogene Stereophonie. Dafür gibt es eigens geschaffene Stereomikrofone, die während der Schallaufnahme unmittelbar vor den Ohren eines künstlichen (oder auch echten) Kopfes getragen werden, s. Bild 2.5. Das in diesem Bild gezeigte Kopf-Stereomikrofon besteht aus einem Kinnbügel, der an seinen beiden Enden mit je einem (Elektret-)Kondensatormikrofon ausgerüstet ist. Der Bügel wird in die beiden Ohrmuscheln eingehängt, so daß die Mikrofone sich nur wenige Millimeter vor den Gehörgängen befinden.

In der Anfangszeit der Kunstkopf-Stereophonie beobachtete man eine sogenannte ‚Im-Kopf-Lokalisation‘ der Schallquelle. Dieser Effekt war gelegentlich Gegenstand der Kritik an diesem Verfahren, gleichsam aber auch Anlaß zu seiner gezielten Erforschung. Man spürte bei jenen Aufnahmen zwar deutlich den Richtungseindruck, hatte aber dennoch das Gefühl, als würde sich die Schallquelle innerhalb des Kopfes irgendwo zwischen den beiden Ohren befinden. Durch verschiedene Maßnahmen, beispielsweise durch eine naturgetreue Nachbildung der menschlichen Ohrmuscheln und Gehörgänge, ist dieser Effekt bei neueren Kunstköpfen weitgehend ausgeräumt, so daß unsere heutigen Kunstkopf-Aufzeichnungen bei einer Wiedergabe mit einem guten Stereokopfhörer kaum noch einen Wunsch offen lassen.

Abschließend noch einige Anmerkungen zur akustischen Empfindlichkeit unseres Gehörs; im nächsten Beitrag wird ohnehin noch sehr ausführlich die Rede davon sein. Bei der Definition des Schalldruckpegels im ersten Teil dieser Aufsatzreihe hatten wir bereits den Wert von $20 \mu\text{N}/\text{m}^2$ als denjenigen effektiven Schalldruck genannt, den wir im Bereich um 1 kHz gerade noch wahrzunehmen vermögen. Bei tieferen und höheren Frequenzen bedarf es höherer Schalldruckwerte, um gerade noch gehört zu werden. Bei einem Schalldruck von $20 \mu\text{N}/\text{m}^2$ und einer Frequenz von 1 kHz beträgt die Auslenkung der Luftteilchen nur 10^{-8} mm (= $1/10 \text{ \AA}$; \AA = Angström). Längenabmessungen dieser Größenordnung entziehen sich unserem menschlichen Vorstellungsvermögen, unser Ohr registriert sie aber. — Die thermische Bewegung der Luftmoleküle übt auf unser Trommelfell einen ‚Rausch‘-Schalldruck von etwa $5 \mu\text{N}/\text{m}^2$ aus. Das bedeutet, die Natur hat die Empfindlichkeit unseres Gehörs bis an die Grenze des physikalisch noch Sinnvollen getrieben.

Elektronisches Einfach-Echo



Durch diese preiswert aufzubauende Schaltung werden analoge Signale (Sprache, Musik usw.) auf elektronische Weise bis zu 50 ms verzögert. Zur Echoerzeugung wird das Gerät in den Signalweg eines vorhandenen Verstärkers eingefügt.

Allgemeines

Durch die fortschreitende Integrationsdichte, die es inzwischen erlaubt, tausend und mehr Analog-Speicher in einem einzigen IC unterzubringen, ist es möglich geworden, analoge Signale (Sprache, Musik usw.) voll elektronisch zu verzögern, ohne den Umweg über mechanische Zusatzeinrichtungen (Tonbandgerät, Hallspirale usw.).

Die Analog-Speicher werden in Form eines Schieberegisters in Reihe geschaltet, so daß daraus ein „Eimerkettenspeicher“ entsteht.

Bevor wir auf die Beschreibung der praktisch ausgeführten Schaltung eingehen, wollen wir im folgenden zunächst die grundsätzliche Funktionsweise der Eimerkettenspeicher betrachten.

Prinzipielle Funktionsweise

In Bild 1 ist ein Eimerkettenspeicher mit insgesamt vier Analog-Speicherelementen (Kondensatoren) dargestellt. Zusätzlich wird eine gleiche Anzahl elektronischer Schalter benötigt, die zwischen die einzelnen Kondensatoren gelegt sind.

Sowohl die Schalter als auch die Kondensatoren sind in zwei Gruppen aufgeteilt. Wenn alle ungradzahligen Schalter (S1, S3) geschlossen sind, werden die nachgeschalteten Kondensatoren (C1, C3) mit der Analogformation geladen, während gleichzeitig alle gradzahligen Schalter (S2, S4) geöffnet sind, d. h. daß die Analog-Information des gradzahligen Kondensators (z. B. C2), der vor dem nächsthöheren ungradzahligen Kondensator (C3) liegt, in den darauffolgenden ungradzahligen Kondensator (C3) übernommen wird. Dieser, sich zunächst recht kompliziert anhörende Vorgang ist aber bei näherer Betrachtung recht einfach. Zum besseren Verständnis wollen wir daher nachfolgend einen kompletten Speicherdurchlauf beschreiben:

Wir gehen davon aus, daß sämtliche Kondensatoren C1 bis C4 vollständig entladen sind (0 V — Bild 1a).

An den Eingang des Eimerkettenspeichers wird nun eine beliebige, im Arbeitsspannungsbereich des IC's liegende Analog-

Technische Daten:

| | |
|--------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|
| $U_{\text{ein, max}}$: | $14 V_{\text{ss}} = 5 V_{\text{eff}}$ |
| $U_{\text{ein, min}}$: | (für $U_{\text{aus}} = 707 mV_{\text{eff}} = 2 V_{\text{ss}}$) |
| | $2 V_{\text{ss}} = 0,707 V_{\text{eff}}$ |
| Klirrfaktor, k_{ges} : | $\approx 0,5 \% (< 1\%)$ |
| Verstärkung: (Pegeleinsteller auf Maximum) | 0dB ($\triangleq 1$ fach) |
| $U_{\text{aus, max}}$: | $4 V_{\text{ss}} = 1,4 V_{\text{eff}}$ |
| $U_{\text{aus, optimal}}$: | $2 V_{\text{ss}} = 0,707 V_{\text{eff}}$ |
| Signal/Rauschabstand: | 62 dB |
| Leistungsbandbreite: | .. 10 Hz bis 10 kHz |
| Versorgungsspannung: | ... 15 V stabilisiert oder 18 V bis 30 V unstabilisiert |
| Stromaufnahme: | ... ca. 20 mA |

spannung angelegt (als Beispiel hier 1 V — Bild 1b). Sind die ungradzahligen Schalter (S1, S3) geschlossen, so wird die Eingangsinformation in die erste Speicherstufe (C1) übernommen.

Im nächsten Schritt (Bild 1c) werden die ungradzahligen Schalter (S1, S3) geöffnet und die gradzahligen Schalter (S2, S4) geschlossen. Wie wir sehen, wird nun die Analoginformation vom Kondensator C1 auf den Kondensator C2 übertragen (durch Schließen von S2).

Im Bild 1d ist zu sehen, wie durch erneutes Schließen der ungradzahligen Schalter (S1, S3) und Öffnen der gradzahligen Schalter (S2, S4) die Analoginformation von 1 V nun vom Kondensator C2 auf den Kondensator C3 übertragen wird. Gleichzeitig wird die inzwischen auf 2 V angestiegene Eingangsspannung in die erste Speicherstufe (C1) übernommen.

Ein erneuter Wechsel der Schalterzustände, wie er in Bild 1e dargestellt ist, läßt den Speicherinhalt von C3 auf C4 übertragen, während gleichzeitig der Speicherinhalt von C1 auf C2 übergeht. Die in Bild 1b ursprünglich am Eingang anliegende Analoginformation von 1 V steht nun am Ausgang des aus vier Speicherelementen bestehenden Eimerkettenspeichers an.

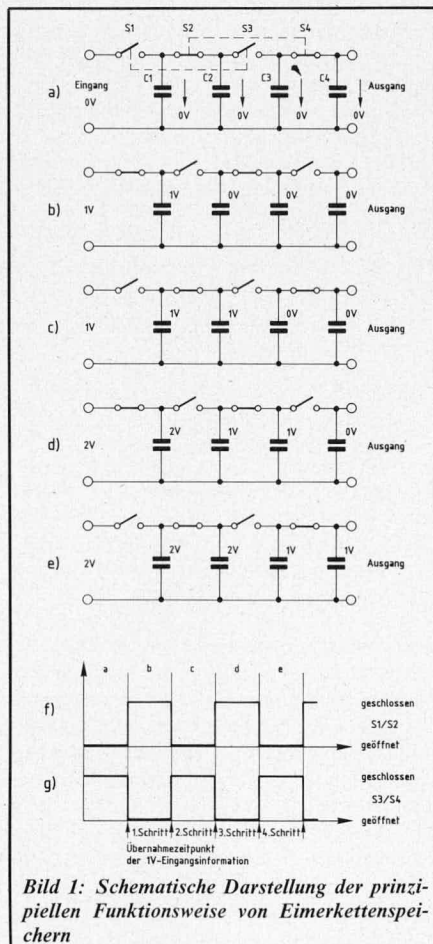
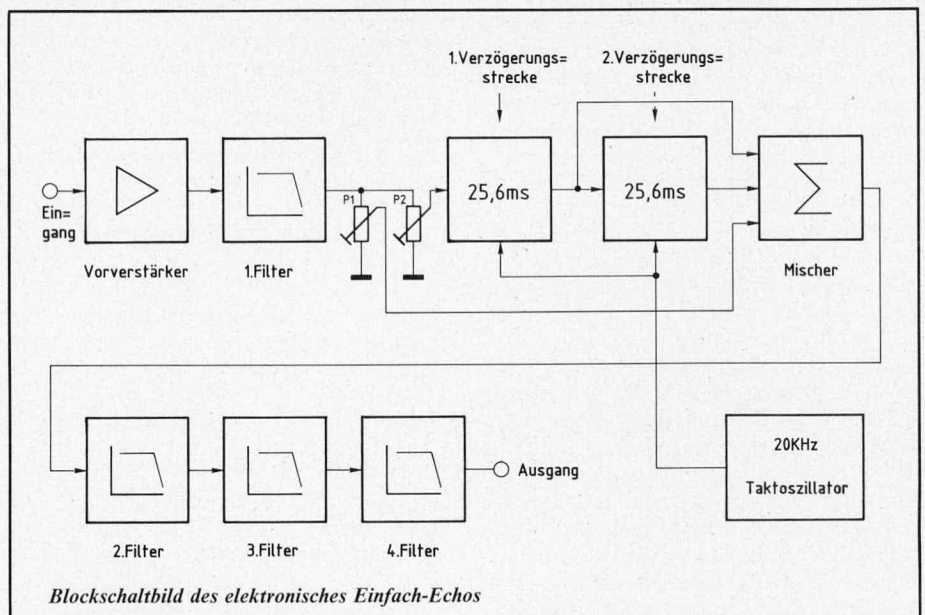
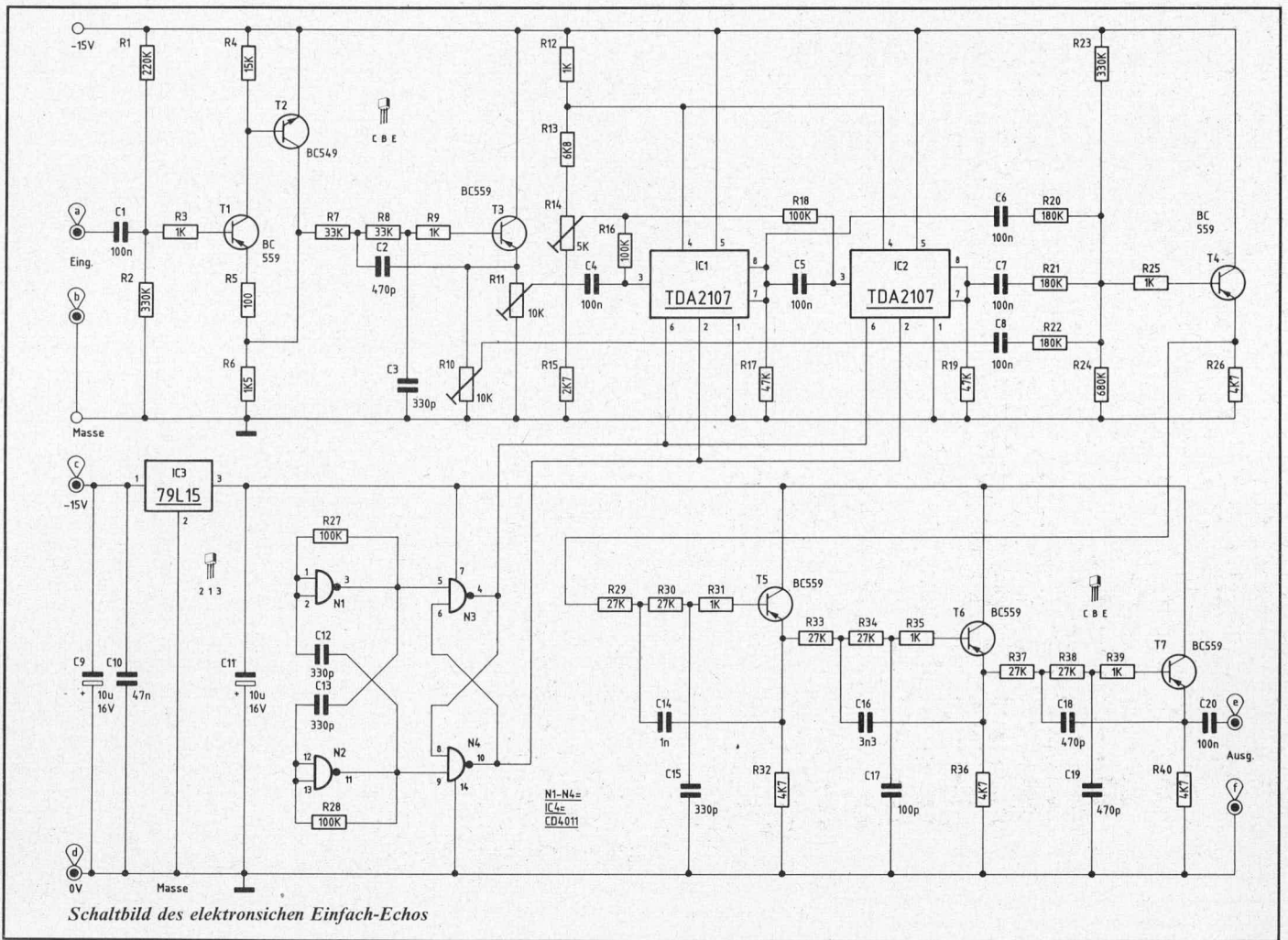


Bild 1: Schematische Darstellung der prinzipiellen Funktionsweise von Eimerkettenspeichern



Blockschaltbild des elektronischen Einfach-Echos



In Bild 1f ist die zu den Bildern 1a bis 1e gehörende Steuerspannung für die ungradzahligen Schalter (S 1, S 3) aufgezeichnet, während in Bild 1g die Steuerspannung für die gradzahligen Schalter (S 2, S 4) dargestellt ist. Wie man daraus erkennt, sind beide Signale gegenphasig, d. h. wenn das Steuersignal für S 1, S 2 „high“ ist, liegt der Pegel des Steuersignals für S 3, S 4 auf „low“.

Vom Übernahmezeitpunkt der 1 V-Eingangsinformation an gerechnet, sind vier Schaltungen (Schaltsschritte) erforderlich, um das Eingangssignal am Ausgang erscheinen zu lassen. Jeder Schaltschritt entspricht hierbei einer Halberiode des Steuersignals, d. h. nach zwei Perioden erscheint eine Eingangsinformation am Ausgang eines Eimerkettenspeichers, der aus insgesamt vier Speicherstufen besteht.

In der Praxis werden Eimerkettenspeicher-IC's mit mehreren hundert, ja sogar bis zu einigen tausend einzelnen Analogspeichern eingesetzt.

In der im ELV-Labor entwickelten Verzögerungsschaltung findet das Valvo-IC des Typs TDA 2107 Verwendung. Hierin sind 1024 Speicherstufen integriert.

Die Taktfrequenz, d. h. die Ansteuerfrequenz der Schalter muß mindestens doppelt so hoch sein, wie die höchste zu verarbeitende Signalfrequenz, damit eine einwandfreie Übertragung gewährleistet ist.

Bei einer Bandbreite der vorliegenden Schaltung von 10 Hz bis 10 kHz bedeutet dies ein Taktfrequenz von 20 kHz.

Die Verzögerungszeit ergibt sich aus der halben Anzahl der Speicherstufen, dividiert durch die Taktfrequenz. Es darf lediglich die Hälfte der Speicherstufen zur Berechnung der Verzögerungszeit in Ansatz gebracht werden, da jede Speicherstufe erst dann neu geladen werden kann, wenn in einem vorhergehenden Schritt die alte Ladung abgegeben wurde, d. h. es enthält nur jede zweite Speicherstufe umschichtig ihre Signalinformation. Bei unserem Beispiel aus Bild 1 waren auch vier Speicherstufen erforderlich, um das Signal innerhalb von zwei Vollwellen (Perioden) vom Eingang zum Ausgang zu transportieren.

Die Berechnungsformel für die Verzögerungszeit lautet daher wie folgt:

$$t_v = \frac{n \text{ (Anzahl der Speicherstufen)}}{2 f_T}$$

Nach vorstehender Formel ergibt sich die Verzögerungszeit der in diesem Artikel vorgestellten Schaltung zu:

$$t_v = \frac{1024}{2 \cdot 20\,000 \text{ Hz}} = 0,0256 \text{ sec} = 25,6 \text{ ms.}$$

Durch den Einsatz von zwei gleichen, hintereinandergeschalteten Eimerkettenspeichern des Typs TDA 2107 mit jeweils 1024 Analog-Speicherstufen verdoppelt sich die Verzögerungszeit auf 51,2 ms.

Zur Schaltung

Um zu einer für den praktischen Einsatz gut geeigneten Verzögerungsschaltung für analoge Signale zu kommen, die nach dem Prinzip der Eimerkettenspeicher arbeitet, sind allerdings noch einige zusätzliche Schaltungsteile erforderlich. Ein entsprechendes komplettes Blockschaltbild ist in Bild 2 dargestellt.

Das zu verzögernde Eingangssignal wird zunächst auf einen Vorverstärker und anschließend auf einen elektronischen Filter 2. Ordnung gegeben.

Mit dem Poti P 2 wird der Pegel auf die Erfordernisse der Eimerkettenspeicher-IC's des Typs TDA 2107 eingestellt.

In der ersten Verzögerungsstrecke erfährt das Signal eine Verzögerung von 25,6 ms, um anschließend eine nochmalige Verzögerung um den gleichen Betrag in der zweiten Verzögerungsstrecke zu erfahren.

Sowohl vom Ausgang der ersten Verzögerungsstrecke als auch vom Ausgang der zweiten Verzögerungsstrecke wird jeweils das Signal auf den Summenverstärker (Mischer) gegeben, um so ein Zweifach-Echo zu erhalten. Mit P 1 kann zusätzlich ein beliebiger Anteil des unverzögerten Eingangssignals zugemischt werden. Letzteres ist besonders bei einkanaliger- bzw. mono Übertragung erforderlich, um zu einem Echoeffekt zu kommen. Steht ein zweiter Übertragungskanal zur Verfügung, über

den das unverzögerte Signal gehört wird, kann P 1 auf 0 gedreht werden, so daß der zweite Kanal lediglich das verzögerte Signal wiedergibt. Im allgemeinen wird man jedoch feststellen, daß ein Mindestanteil des unverzögerten Signals für eine gute akustische Wiedergabe sinnvoll ist.

Der Ausgang des Mixers wird anschließend auf eine zweite Filterstufe gegeben, dem noch zwei weitere Filter nachgeschaltet sind. Jede Filterstufe besteht aus einem aktiven Tiefpaß 2. Ordnung. Die Gesamtdimensionierung der Filter 1 bis 4 ist so ausgeführt, daß sich ein extrem steiflankiger Tiefpaß 8. Ordnung mit einer oberen Grenzfrequenz von 10 kHz ergibt. Hierdurch wird das 20 kHz-Signal des Taktoszillators wirksam unterdrückt.

Anhand der technischen Daten kann man die hohe Qualität der Gesamtschaltung erkennen.

Kommen wir nun zur Beschreibung der praktischen Ausführung der Schaltung.

Über C 1 gelangt das analoge Eingangssignal (Sprache, Musik usw.) auf den Vorverstärker, bestehend aus T 1, T 2 mit Zusatzbeschaltung. Mit R 1, R 2 wird der Gleichspannungs-Arbeitspunkt festgelegt.

Der nachgeschaltete aktive Tiefpaß 2. Ordnung besteht aus dem Transistor T 3, den frequenzbestimmenden Bauelementen R 7, R 8, C 2, C 3, dem Basisvorwiderstand R 9 sowie dem Ausgangswiderstand R 11. Letzterer ist als Trimmer vorgesehen, um eine Pegelanpassung für die nachfolgenden Eimerkettenspeicher-IC's vornehmen zu können (R 11 entspricht im Blockschaltbild P 2).

Über C 4 gelangt das NF-Signal auf den Eingang der ersten Verzögerungsstrecke (IC 1), dessen Ausgang (Pin 7, Pin 8 des IC 1) über C 5 auf den Eingang (Pin 3) der zweiten Verzögerungsstrecke (IC 2) geschaltet ist. An diesem Ausgang (Pin 7, Pin 8 des IC 2) steht dann das zweifach verzögerte NF-Eingangssignal zur Verfügung.

Der nachfolgende Summenverstärker (Mischer) besteht aus den Widerständen R 20 bis R 26 sowie dem Transistor T 4.

Das in seiner Größe mit dem Trimmer R 10 einstellbare, unverzögerte NF-Signal gelangt über C 8 auf den einen Eingang (R 22) des Mixers, während das einfach verzögerte Signal über C 6 und das zweifach verzögerte Signal über C 7 dem Mischer zugeführt werden.

Der Ausgang des Summenverstärkers (Emitter von T 4) gelangt auf die zweite Filterstufe, bestehend aus T 5, C 14, C 15 sowie R 29 bis R 32. Seinerseits treibt der Ausgang dieser zweiten Filterstufe (Emitter von T 5) die dritte Filterstufe, worauf die vierte Filterstufe folgt. Die Auskoppplung des verzögerten NF-Eingangssignals erfolgt am Emitter von T 7 über den Kondensator C 20.

Insgesamt ergeben die vier Filterstufen einen extrem steiflankigen aktiven Tiefpaß 8. Ordnung mit einer oberen Grenzfrequenz von 10 kHz.

Der Taktoszillator mit einer Frequenz von 20 kHz besteht aus den Gattern N 1 bis N 4

mit Zusatzbeschaltung. Die gegenphasigen Rechtecksignale (Pin 4 des Gatters N 3 und Pin 10 des Gatters N 4) steuern direkt die beiden entsprechenden Takteingänge der IC's 1 und 2.

Die Schaltung benötigt eine stabilisierte Versorgungsspannung von 15 V bei einem Strombedarf von ca. 20 mA. Auf der Leiterplatte ist ein entsprechender 15 V Festspannungsregler (IC 3) vorgesehen, dessen Eingangsspannung unstabiliert zwischen 18 V und 30 V liegen darf. Stehen bereits stabilisierte 15 V zur Verfügung, kann IC 3 ersatzlos entfallen, wobei Pin 1 und Pin 2 über eine Brücke miteinander zu verbinden sind.

Bevor die Schaltung in Betrieb genommen wird, ist noch der Gleichspannungsarbeitspunkt der IC's 1 und 2 mit dem Trimmer R 14 einzustellen. Hierdurch wird gleichzeitig der Klirrfaktor minimiert. R 14 ist so einzustellen, daß das verzögerte Ausgangssignal an den Anschlußbeinchen 7 und 8 der IC's 1 und 2 bei maximal möglicher Amplitude (ca. 4 V_{eff}) weder bei der positiven Halbwelle noch bei der negativen Halbwelle vorzeitig in die Begrenzung geht.

Hierzu legt man zweckmäßigerweise eine Sinuseingangsspannung im Bereich zwischen 500 Hz und 2 kHz an den Schaltungseingang und erhöht die Amplitude soweit, bis das Ausgangssignal an Pin 7 und Pin 8 der IC's 1 und 2 entweder bei der positiven oder bei der negativen Halbwelle in die Begrenzung geht (das Signal — Frequenzgemisch — wird an der Spitze abgeflacht). R 14 wird dann soweit verdreht, bis

die Abflachungen der Ausgangskurve bei einer Vergrößerung des Eingangssignals gleichzeitig bei der positiven und bei der negativen Halbwelle einsetzen. Durch diese Einstellung ist eine optimale Aussteuerbarkeit der Eimerkettenspeicher gewährleistet.

Zum Nachbau

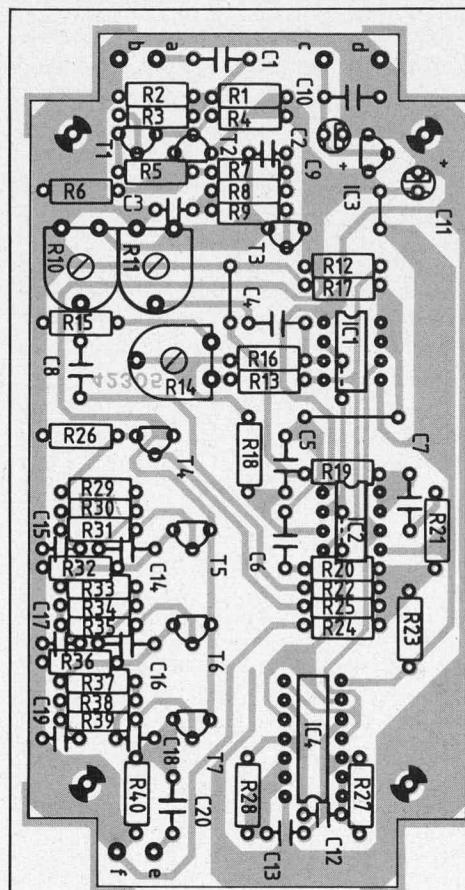
Der Nachbau gestaltet sich recht einfach, zumal sämtliche Bauelemente auf einer einzigen Platine untergebracht sind.

Zunächst werden die niedrigen und anschließend die höheren Bauelemente auf die Platine gesetzt und verlötet. Die IC's sind zweckmäßigerweise als letztes einzusetzen. Beim Einbau der beiden TDA 2107 ist besondere Vorsicht geboten, da es sich um eine MOS-IC handelt, das vor statischen Aufladungen zu schützen ist.

Begnügt man sich mit einer Verzögerungszeit von ca. 26 ms, so kann das IC 2 ersatzlos entfallen. Zusätzlich sind folgende Bauelemente entbehrlich: R 18, R 19, R 21 sowie C 5 und C 7.

Möchte man anstelle eines zweifach verzögerten Signals lediglich ein Einfachecho am Ausgang erhalten, so entfallen die Bauelemente C 6 und R 20. Es wird dann lediglich das über IC 1 und IC 2 mit ca. 50 ms verzögerte Eingangssignal gemischt. Der Einfluß des unverzögerten NF-Eingangssignals kann mit R 10 von 0 bis Maximum eingestellt werden.

Wir wünschen unseren Lesern viel Freude beim Nachbau und späteren Einsatz dieser interessanten Schaltung.



Bestückungsseite der Platine des elektronischen Einfach-Echos

Stückliste Elektronisches Einfach-Echo Halbleiter

| | | |
|--------------|-------|----------|
| IC 1, IC 2 | | TDA 2107 |
| IC 3 | | µA 79L15 |
| IC 4 | | CD 4011 |
| T 1, T 3-T 7 | | BC 559 |
| T 2 | | BC 549 |

Kondensatoren

| | | |
|-----------------------|-------|------------|
| C 1, C 4-C 8, C 20 | | 100 nF |
| C 2, C 18, C 19 | | 470 pF |
| C 3, C 12, C 13, C 15 | | 330 pF |
| C 9, C 11 | | 10 µF/16 V |
| C 10 | | 47 nF |
| C 14 | | 1 nF |
| C 16 | | 3,3 nF |
| C 17 | | 100 pF |

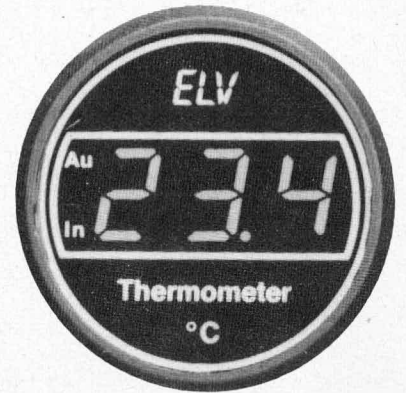
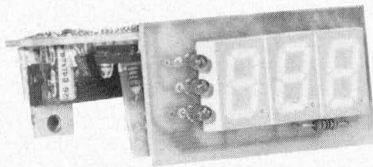
Widerstände

| | | |
|-------------------------------|-------|------------------------|
| R 1 | | 220 kΩ |
| R 2, R 23 | | 330 kΩ |
| R 3, R 9, R 12 | | 1 kΩ |
| R 4 | | 15 kΩ |
| R 5 | | 100 Ω |
| R 6 | | 1,5 kΩ |
| R 7, R 8 | | 33 kΩ |
| R 10, R 11 | | 10 kΩ, Trimmer liegend |
| R 13 | | 6,8 kΩ |
| R 14 | | 5 kΩ, Trimmer liegend |
| R 15 | | 2,7 kΩ |
| R 16, R 18, R 27, R 28 | | 100 kΩ |
| R 17, R 19 | | 47 kΩ |
| R 20-R 22 | | 180 kΩ |
| R 24 | | 680 kΩ |
| R 25, R 31, R 35, R 39 | | 1 kΩ |
| R 26, R 32, R 36, R 40 | | 4,7 kΩ |
| R 29, R 30, R 33, R 34, R 37, | | |
| R 38 | | 27 kΩ |

Sonstiges

6 Lötstifte

Digitales Kfz-Außen-/Innen-Thermometer



Temperaturmessungen im Bereich von -40°C bis $+100^{\circ}\text{C}$ sind mit diesem komfortablen elektronischen Kfz-Thermometer mit 3stelliger Digital-Anzeige möglich. Das Gerät besitzt zwei Meßstellen, die wahlweise zur Anzeige gebracht werden. Die Meßstellenumschaltung erfolgt über einen separat anzuordnenden 3stelligen Kippschalter, entweder manuell oder automatisch abwechselnd im 2-Sekunden-Takt.

Außerdem zeichnet sich das Gerät durch gute Genauigkeit, hohe Auflösung ($0,1^{\circ}\text{C}$) und schnelle Ansprechzeit aus

Allgemeines

Bereits vor ca. 5 Jahren, im „ELV journal“ Nr. 12, stellten wir Ihnen ein Kfz-Außen-/Innen-Thermometer vor, das sich seither vieltausendfach bewährt hat. Die hier nun vorgestellte, weiterentwickelte, auf dem neuesten technischen Stand befindliche Version zeichnet sich neben einfachem Aufbau besonders durch die elektronische Meßstellenumschaltung aus. Über einen einpoligen, 3stelligen Kippschalter (1 x um mit Mittelstellung) kann entweder die Außen- oder die Innentemperatur zur Anzeige gebracht werden, wobei in Kippschaltermittelstellung der Anzeigenwechsel automatisch im 2-Sekunden-Takt erfolgt. Da die Umschaltung selbst innerhalb des Gerätes erfolgt, kann die 3adrige Kippschalterzuleitung nahezu beliebig lang sein, ohne Einbußen an Meßgenauigkeit.

Der Einbau kann wahlweise in ein Aufbau- oder Einbaugehäuse aus der ELV-Serie Kfz-Elektronik erfolgen.

Die Ansprechgeschwindigkeit der Sensoren ist recht schnell und beträgt in Öl bzw. Wasser nur wenige Sekunden, während in

Luft einige Minuten benötigt werden, um plötzliche Temperaturänderungen voll zu erfassen. Aufgrund der hohen Auflösung von $0,1^{\circ}\text{C}$ sind Tendenzen jedoch sehr schnell erkennbar.

Die Anzeige, welche von den beiden Temperaturmeßstellen jeweils im Einsatz ist, erfolgt über zwei rote 3 mm Leuchtdioden. Eine dritte LED stellt das Minuszeichen dar.

Zur Schaltung

Als Temperaturnaßnehmer dienen die beiden Sensoren TS 1 und TS 2 des Typs SAX 1000. Hierbei handelt es sich um besonders genau selektierte Typen, die eine Abweichung untereinander von typ. 0,5 % aufweisen. Die Sensoren sind mit einem ca. 2,5 m langen Anschlußkabel versehen, welches ohne weiteres auf 10 m und mehr verlängert werden kann. Lediglich auf die Einstreuungen von Störungen ist zu achten (z. B. nicht unmittelbar in die Nähe von Zündleitungen legen).

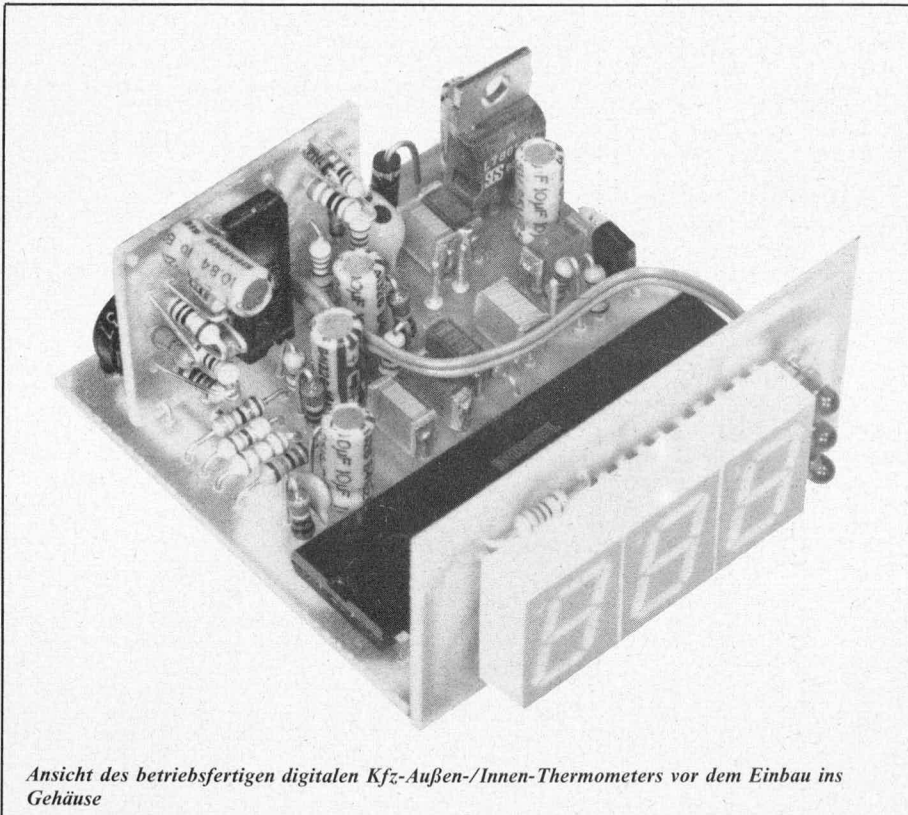
Die Widerstände R 15 bzw. R 17 dienen der Linearisierung. Mit R 16 können geringfügig

unterschiedliche Sensordaten ausgeglichen werden.

An den Temperatursensoren TS 1 und TS 2 fällt eine Spannung ab, die der jeweiligen Temperatur proportional ist. Je nach Stellung des elektronischen Schalters ES 3, gelangt eine der beiden Spannungen (Platinenanschlußpunkt „f“ bzw. „h“) über R 19 auf den Eingang (Pin 31) des IC 3, wo sie in eine digitale Anzeige, die der Temperatur proportional ist, umgesetzt und auf dem 3stelligen Display zur Anzeige gebracht wird.

Auf die Funktionsweise dieses IC's des Typs ICL 7107 wollen wir an dieser Stelle nicht weiter eingehen, da diese in früheren Ausgaben des ELV journals ausführlich beschrieben wurde.

Der zweite Eingang (Pin 30) des IC 3 liegt am Mittelpunkt des Spannungsteilers R 9, R 10. Über den Trimmer R 7 in Verbindung mit R 8, kann diese Spannung, die zur Nullpunkteinstellung dient, geringfügig „gezogen“ werden. Die genaue Einstellung ist unter dem Kapitel „Zum Abgleich“ ausführlich beschrieben.



Ansicht des betriebsfertigen digitalen Kfz-Außen-/Innen-Thermometers vor dem Einbau ins Gehäuse

T 1 von den Ausgangsimpulsen gesteuert. Je größer die Umgebungshelligkeit, desto kürzer die Tastlücke und desto heller die LED-Anzeige.

Sollen die LED-Anzeigen des ELV-Kfz-Außen-/Innen-Thermometers unregelmäßig mit voller Helligkeit aufleuchten, so kann der Transistor T 1 mit den beiden Widerständen R 25 und R 26 ersatzlos entfallen. Über eine Brücke wird die Kollektor-Emitter-Strecke von T 1 verbunden.

Die Schaltung des Automatik-Lichtdimmers wird auf einer separaten kleinen Leiterplatte aufgebaut. Sie kann gleichzeitig bis zu 10 verschiedene digitale Anzeige-Geräte aus der ELV-Serie Kfz-Elektronik ansteuern. Die Bauteile T 1, R 25, R 26 finden auf der Leiterplatte des jeweiligen Anzeige-Gerätes Platz. Bei früher veröffentlichten Schaltungen in dieser Serie kann durch auftrennen entsprechender Leiterbahnen (Zuleitungen zu den Anoden der LED-Anzeigen-Plus-Zuleitung) dieses Schaltungsdetail auch nachträglich eingebaut werden.

Zum Nachbau

Die Schaltung wird auf drei Leiterplatten aufgebaut, und zwar:

1. Anzeigenplatine
2. Hauptplatine
3. Zusatzplatine mit dem Umschalt-IC 2 (CD 4053).

Die Bestückung der Platinen wird in gewohnter Weise anhand der Bestückungspläne vorgenommen, wobei zuerst die passiven und dann die aktiven Bauelemente auf die Platinen zu setzen und zu verlöten sind.

Nachdem die Bestückung fertiggestellt und nochmals sorgfältig kontrolliert wurde, kann die Anzeigenplatine im rechten Winkel an die Hauptplatine gelötet werden,

und zwar so, daß die Anzeigenplatine ca. 1,5 mm unterhalb der Leiterbahnseite der Hauptplatine hervorsteht. Wichtig ist hierbei, daß keine Lötzinnbrücken zwischen den einzelnen Verbindungsleitungen auftreten.

Anschließend wird die kleine Zusatzplatine mit dem Umschalt-IC 2 entsprechend der Position auf dem Bestückungsplan senkrecht mit der Hauptplatine verbunden. Hierzu werden zunächst 4 Silberdrahtabschnitte mit einer Länge von ca. 10 mm in die entsprechenden Bohrungen der Zusatzplatine gesteckt und verlötet. Diese Drahtabschnitte werden anschließend auf der Bestückungsseite senkrecht nach unten abgewinkelt und durch die entsprechenden Bohrungen auf der Hauptplatine geführt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Die Zusatzplatine steht somit senkrecht fest auf der Basisplatine.

Der Meßartenumschalter S 1 wird über eine 3adrige flexible isolierte Leitung an die Anschlußpunkte „c“, „d“ und „e“ angeschlossen. Es kann auch eine 2adrige flexible isolierte Leitung mit zusätzlicher Abschirmung eingesetzt werden, wobei dann die Abschirmung als dritte Leitung dient und möglichst an den Anschlußpunkt „e“ zu löten ist. Die Leitungslänge kann mehrere Meter betragen.

Die positive Versorgungsspannung (Schaltungspunkt „a“), die im Bereich zwischen +8 V und +15 V schwanken darf, ist hinter einer Fahrzeugsicherung abzunehmen, die über das Zündschloß ein- und wieder ausgeschaltet wird.

Die Schaltungsmasse („b“) wird mit der Minus-Kfz-Bordspannung verbunden (im allgemeinen Fahrzeugmasse).

Die beiden Temperatursensoren TS 1 und TS 2 werden an die Platinenanschlußpunkte „f, g, h, i“ angelötet, wobei die Abschir-

mung der Sensorzuleitungen an die Punkte „g“ bzw. „i“ zu legen ist. Grundsätzlich spielt die Polarität der Sensoranschlüsse zwar keine Rolle, aufgrund der verhältnismäßig hohen Störpegel im Kfz ist im vorliegenden Anwendungsfall dieser Anschluß sinnvoll.

Für den Einbau ins Gehäuse steht sowohl ein Aufbau- als auch ein Einbaugeschloß zur Verfügung, in das die Platinen ohne weitere Befestigung einfach eingeschoben werden. Für die Zuleitungen sind in die Gehäuserückwand entsprechende Aussparungen einzubringen.

Zum Abgleich

Nachdem das Gerät eingeschaltet wurde, taucht man beide Temperaturfühler in ein Glas, das mit einem Gemisch aus kleinsten Eiswürfeln und Wasser besteht.

Mit dem Trimmer R 16 wird zunächst eine Übereinstimmung der Anzeige für Außen- und Innentemperatur herbeigeführt, wobei die Absolutanzeige zunächst noch keine Rolle spielt.

Anschließend wird mit dem Trimmer R 7 die Anzeige auf 00,0 abgeglichen, da das Eis-Wasser-Gemisch exakt eine Temperatur von 0,0°C aufweist.

Es ist darauf zu achten, daß die Eiswürfel möglichst klein (wenige mm Durchmesser) gehackt werden und nur verhältnismäßig wenig Wasser (unter 50 %) in dem Glas ist. Alle Eisstückchen müssen mit Wasser bedeckt sein.

Unter ständigem Rühren sind dann die Sensoren möglichst weit in das Eiswasser zu tauchen, damit der Temperatureinfluß über die beiden Anschlußleitungen ausgeschaltet wird.

Damit die Anzeige für beide Temperaturmeßstellen gleichermaßen auf 00,0 steht, kann R 16 anschließend nochmals geringfügig korrigiert werden, um anschließend mit dem Nullpunkt-Regler R 7 für eine einwandfreie Null-Anzeige zu sorgen.

Abweichungen von ± 1 Digit sind hierbei zulässig. Als Langzeitstabilität darf man eine Abweichung von typ. 0,3°C im Raumtemperaturbereich erwarten.

Bei der Einstellung des Skalenfaktors können zwei verschiedene, in jedem Haushalt befindliche Vergleichsmöglichkeiten gewählt werden, wobei lediglich der Abgleich für den Außentemperaturfühler vorgenommen zu werden braucht. Bis auf geringe Abweichungen stimmt die Messung bei Einschalten des anderen Fühlers automatisch, wobei die Abweichungen bei höheren Temperaturen etwas zunehmen.

1. Möglichkeit:

Man erinnert sich des hoffentlich wenig gebrauchten Fieberthermometers, das normalerweise nur eine Abweichung von höchstens $\pm 0,1^\circ\text{C}$ hat.

Nachdem sowohl Fieberthermometer als auch Temperatursensor desinfiziert und gereinigt wurden, mißt man zunächst seine eigene Körpertemperatur am besten im Mund mit dem Fieberthermometer.

Nehmen wir einmal an, daß sich eine An-

zeige von z. B. 36,9°C einstellt. Der Temperatursensor wird dann in den Mund genommen. Nach 1 bis 2 Minuten kann die Anzeige mit dem Trimmer R 11 auf diesen Wert eingestellt werden. Zu Kontrollzwecken kann gleichzeitig oder auch hinterher, die Temperatur noch einmal mit dem Fieberthermometer überprüft werden.

2. Möglichkeit:

Man macht sich die Tatsache zunutze, daß kochendes Wasser eine Temperatur von 100°C aufweist, die lediglich geringfügig mit dem Luftdruck schwankt. Für den hier vorliegenden Anwendungsfall ist dieser Einfluß jedoch vernachlässigbar.

Der Temperatursensor wird in das kochende Wasser (muß richtig sprudelnd kochen; Vorsicht Verbrennungsgefahr!) mindestens 1 bis 2 cm tief (eher etwas tiefer) eingetaucht. Wichtig ist hierbei, daß der Sensor nicht den Topfboden berührt, da dieser u. U. auch heißer sein kann und das Ergebnis dadurch verfälschen könnte.

Die Anzeige wird nun mit dem Trimmer R 11 auf (1)00,0 abgeglichen, wobei die 1 nicht mit angezeigt wird. Dies ist auch nicht erforderlich, da für den hier vorliegenden Anwendungsfall Temperaturmessungen über 100°C im allgemeinen nicht auftreten.

Das digitale, elektronische Kfz-Außen-/Innen-Thermometer ist jetzt kalibriert, wobei für den zweiten Sensor kein separater Abgleich des Skalenfaktors erforderlich

ist. Die Abweichungen des zweiten Sensors können daher etwas größer sein.

Bei der Fieberthermometer-Abgleichmethode ergibt sich im Raumtemperaturbereich eine Genauigkeit von typ. 0,5°C, wobei oberhalb +50°C Abweichungen von über 1°C auftreten können.

Wird die 100°C-Methode gewählt, liegen die Abweichungen im gesamten Bereich bei typ. 1°C, wobei aber auch schon im Raumtemperaturbereich diese Abweichungen auftreten können.

Achtung

Wir halten es für sehr wichtig, noch auf folgende Tatsache hinzuweisen:

Zwar weist das hier vorgestellte Digital-Kfz-Außen-/Innen-Thermometer eine gute Genauigkeit auf, jedoch kann diese sowohl durch Alterung, Schaltungsdefekte und nicht zuletzt durch äußere Einflüsse wie Motorwärmestrahlung zum Sensor, Fahrtwind usw. zum Teil erheblich beeinträchtigt werden.

Wir empfehlen daher dringend, sich nicht ausschließlich auf die Anzeige zu verlassen und bei Frostgefahr lieber etwas zu früh den Fuß vom Gaspedal zu nehmen als zu spät, denn plötzliche Kälteeinbrüche oder Temperaturgefälle (z. B. an Brücken) können auch schon eine vereiste Fahrbahn hervorrufen, obwohl die Lufttemperatur noch mehrere Grad über Null ist.

Stückliste

Kfz-Außen-/Innen-Thermometer Halbleiter

| | | |
|------------|-------|---------------|
| IC 1 | | µA 7805 |
| IC 2 | | CD 4053 |
| IC 3 | | ICL 7107 |
| T 1 | | BC 327 |
| D 1 | | IN 4001 |
| D 2, D 3 | | IN 4148 |
| D 4-D 6 | | LED 3 mm, rot |
| Di 1-Di 3 | | DJ 700A |
| TS 1, TS 2 | | SAX 1000 |

Kondensatoren

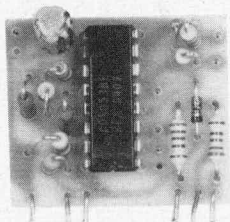
| | | |
|---------------|-------|-----------|
| C 1, C 3, C 4 | | 47 nF |
| C 2, C 5-C 8 | | 10 µF/16V |
| C 9 | | 10 nF |
| C 10 | | 220 nF |
| C 11, C 12 | | 47 nF |
| C 13 | | 100 pF |
| C 14 | | 10 µF/16V |

Widerstände

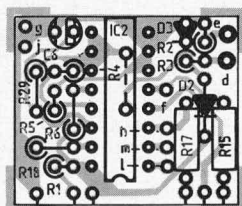
| | | |
|-----------------|-------|-------------------------|
| R 1-R 3 | | 10 kΩ |
| R 4, R 8, R 12 | | 470 kΩ |
| R 5 | | 1 MΩ |
| R 6, R 20, R 29 | | 330 kΩ |
| R 7, R 11 | | 10 kΩ, Trimmer, stehend |
| R 9, R 14 | | 33 kΩ |
| R 10 | | 10 kΩ |
| R 13 | | 27 kΩ |
| R 15, R 17 | | 2,55 kΩ |
| R 16 | | 100 Ω, Trimmer, stehend |
| R 18 | | 470 Ω |
| R 19, R 21 | | 100 kΩ |
| R 22 | | 680 Ω |
| R 23 | | 100 kΩ |
| R 24 | | 150 kΩ |
| R 25, R 26 | | 1 kΩ |

Sonstiges

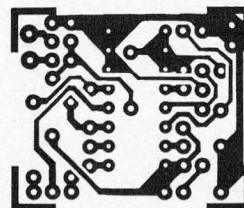
| | | |
|----------------------------------------------|-------|---------------------|
| L 1 | | Spule 51 µH |
| S 1 | | Schalter 1 x um + 0 |
| 9 Lötstifte | | |
| 15 cm Silberdraht | | |
| 12 cm isolierter Schaltaht | | |
| 3 m flexible Leitung 2 x 0,4 mm ² | | |



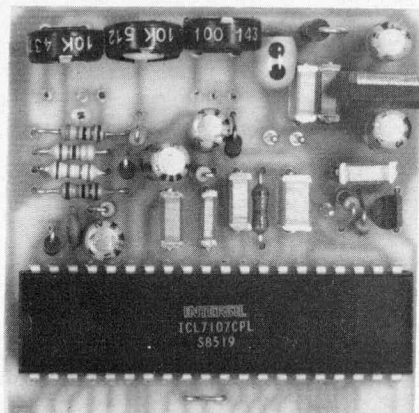
Ansicht der fertig bestückten Zusatzplatine



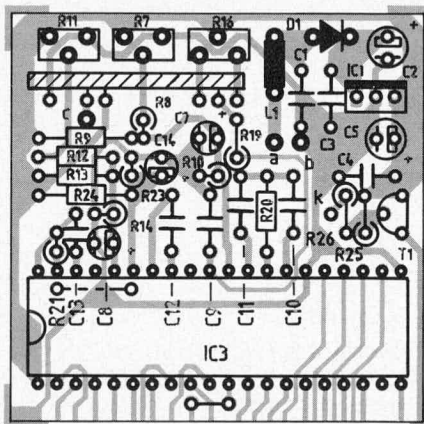
Bestückungsseite der Zusatzplatine



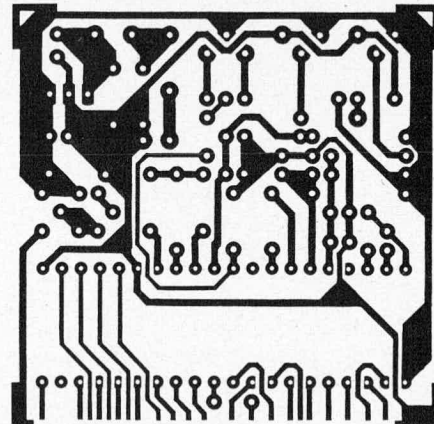
Leiterbahnseite der Zusatzplatine



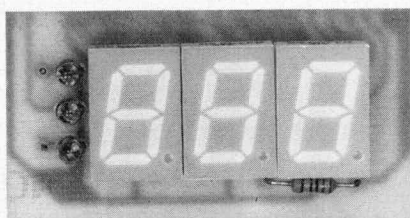
Ansicht der fertig bestückten Basisplatine



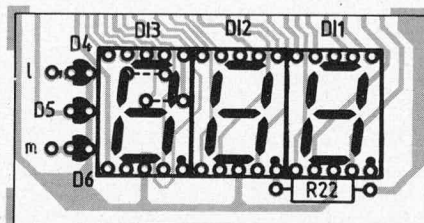
Bestückungsseite der Basisplatine



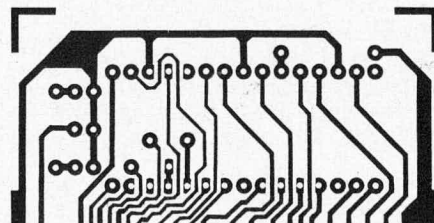
Leiterbahnseite der Basisplatine



Ansicht der fertig bestückten Frontplatine

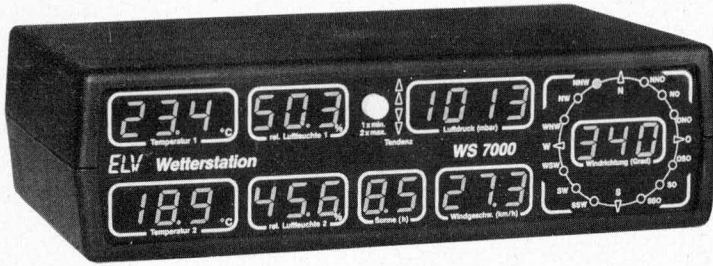


Bestückungsseite der Frontplatine



Leiterbahnseite der Frontplatine

ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000



Nun ist es soweit: die Entwicklung der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 ist abgeschlossen. In der hier vorliegenden sowie in der kommenden Ausgabe des „ELV journals“ stellen wir Ihnen ein System zur Wetterbeobachtung vor, das hinsichtlich Komfort, Meßartenvielfalt, Meßbereichsumfang und -auflösung professionellen Ansprüchen gerecht wird. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sie individuellen Wünschen hinsichtlich der zu messenden Größen leicht angepaßt werden kann.

Allgemeines

Die ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 ist das Produkt einer aufwendigen und umfangreichen Entwicklung, an der mehrere namhafte deutsche Industriefirmen und zahlreiche Experten unter großem Einsatz mitgewirkt haben. Angefangen bei der Universität Oldenburg (Arbeitsgruppe Ökochemie und Umweltanalytik) über Entwicklungs- und Konstruktionsbüros für Hardware sowie Werkzeugbau bis hin zu einem leistungsfähigen Ingenieurbüro für Software-Entwicklung reicht die Palette; nicht zu vergessen das ELV-Ingenieurteam, das für die Gesamtkoordination sowie die Elektronikentwicklung und Ausführung verantwortlich zeichnet.

Bei der Konzipierung dieser weltweit wohl einzigartigen Komfort-Wetterstation haben wir uns nicht allein auf bestehende Erkenntnisse gestützt, sondern vielschichtige Untersuchungen und Entwicklungen vorgenommen.

So wurden zum Beispiel die Feuchtesensoren in aufwendigen Meßreihen analysiert, damit der zentrale Mikroprozessor der Schaltung der WS 7000 aus den gelieferten Meßdaten genaue Anzeigewerte liefert. Auch wurde ein komplett neu konzipiertes System zur Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitserkennung entwickelt und konstruiert, das auf optoelektronischem Wege die Meßdaten erfaßt und zur Weiterverarbeitung an den zentralen Mikroprozessor leitet. Speziell diesem Bereich der Wetterstation haben wir große Aufmerksamkeit gewidmet, da wir aus zahlreichen Leserzuschriften wissen, welches großes Interesse an der Erfassung der Meßdaten für Windrichtung und Windgeschwindigkeit besteht. Dabei haben wir auf einfachsten Nachbau und größtmögliche Wartungsfreundlichkeit (man könnte fast sagen Wartungsfreiheit) geachtet.

Aus Vorgesagtem ist leicht zu erkennen, daß weder Kosten noch Mühen gescheut wurden, ein System zur Wetterbeobachtung zu schaffen, das weltweit seinesgleichen sucht.

Doch kommen wir nun zur näheren Beschreibung des Gerätes.

Meßmöglichkeiten und Bedienung

Auf 24 7-Segmentanzeigen sowie nochmals 22 Einzel-Leuchtdioden werden 10 (!) Meßwerte permanent im direkten Zugriff gleichzeitig angezeigt. Im einzelnen sind dies:

1. Außentemperatur in °C mit einer Auflösung von 0,1 K und einer Genauigkeit von typ 0,2 K.
2. Innentemperatur in °C mit einer Auflösung von 0,1 K und einer Genauigkeit von typ 0,2 K.
3. Relative Luftfeuchte „außen“ mit einer Auflösung von 0,1 % und einer Genauigkeit von typ 1 % im mittleren Bereich.
4. Relative Luftfeuchte „innen“ mit einer Auflösung von 0,1 % und einer Genauigkeit von typ 1 % im mittleren Bereich.
5. Luftdruck in mbar mit einer Auflösung von 1 mbar und einer Genauigkeit von typ 1 mbar (!).
6. Luftdrucktendenzanzeige mit 4 Leuchtdioden zur Anzeige und Unterscheidung von „langsam“ so wie „schnell“, „steigend“ bzw. „fallend“. Bei konstantem Luftdruck ist die Tendenzanzeige erloschen.
7. Sonnenscheindauer in Stunden mit einer Auflösung von 0,1 h bis 9,9 h und einer Auflösung von 1 h ab 10 h.
8. Windgeschwindigkeit in km/h mit einer Auflösung von 0,1 km/h bis 99,9 km/h und einer Auflösung von 1 km/h ab 100 km/h.
9. Windrichtung von 0 bis 360° mit einer Auflösung von 10°.
10. Windrichtung über eine optisch gut ausgebildete und angenehm ablesbare Windrose mit 16 Leuchtdioden, entsprechend einer Auflösung von 22,5°.

Darüber hinaus können für die Meßwerte 1, 2, 3, 4, 5, 8 durch einmalige Betätigung

des auf der Frontplatte angeordneten Drucktasters die Minimalwerte und durch zweimalige Betätigung des Tasters die Maximalwerte des vorangegangenen Tages angezeigt werden.

Hervorzuheben ist in diesem Zusammenhang der komfortable Funktionsablauf des zentralen Mikroprozessors. Selbsttätig wird eine Unterscheidung der abgespeicherten Meßwerte hinsichtlich der Art des Meßwertes vorgenommen und zwar wie folgt:

Bei den Temperaturmeßstellen wird die tiefste Temperatur der vorangegangenen Nacht und die höchste Temperatur des vorangegangenen Tages abgespeichert. Die Unterscheidung zwischen Tag und Nacht erfolgt hierbei über den Lichtsensor, der für die Registrierung der Sonnenscheindauer ohnehin erforderlich ist, so daß lediglich eine zusätzliche Schaltschwelle hinzugefügt werden brauchte (abgestuft nach dunkel, hell, Sonnenschein). Ist es Tag, so steht als Speicherwert die tiefste Temperatur der vorangegangenen Nacht und die höchste Temperatur des vorangegangenen Tages zur Verfügung. Bricht die folgende Nacht an, so wird das höchste Temperaturmeßergebnis des soeben beendeten Tages abgespeichert und das Ergebnis des davorliegenden Tages automatisch gelöscht.

Das Meßergebnis der Sonnenscheindauer wird an jedem Abend abgespeichert und am nächsten Morgen gelöscht, so daß die Zählung bei Null beginnend, den ganzen Tag über den aktuellen Stand anzeigt. Durch einmaliges Betätigen des Tasters erscheint das Ergebnis des Vortages.

Bei den Meßstellen 3, 4, 5 und 8 werden die Minimal- und Maximalwerte einer kompletten, zusammenhängenden Tag/Nacht-Periode gespeichert. Die Abspeicherung selbst folgt ca. 1 Stunde nach jedem Sonnenaufgang (Dunkel/Hell-Wechsel), so daß ab diesem Zeitpunkt sowohl Minimal- als auch Maximalwerte der vorangegangenen Nacht einschließlich des davorliegenden Tages zur Verfügung stehen. Erhalten bleiben diese Werte bis zum nächsten Sonnenaufgang (+ ca. 1 Stunde). Für die aktu-

Teil 1

elle, gerade laufende Tag/Nacht-Periode werden die Momentanwerte permanent angezeigt, während die Minimalwerte bei einmaliger und die Maximalwerte bei zweimaliger Tastenbetätigung bereitstehen. Als zusätzliche Erkennungsunterstützung bei der Anzeige der Minimalwerte leuchtet bei der Tendenzanzeige der untere Pfeil, während die Anzeige der Maximalwerte durch Aufleuchten des oberen Pfeiles der Tendenzanzeige signalisiert wird. Gleichzeitig verlischt die Anzeige der Windrichtung einschließlich der Windrose.

10 Sekunden nach der letzten Tasterbetätigung geht die ELV Komfort-Wetterstation WS 7000 automatisch in den Anzeigemodus der aktuellen Werte über.

Abschließend sei noch auf die Möglichkeit hingewiesen, auch Minimal- und Maximalwerte über längere Zeitspannen hinweg zu ermitteln. In diesem Fall wird die automatische Tag/Nacht-Erkennung außer Betrieb genommen. Mit Hilfe eines von der Rückseite des Gerätes zu bedienenden Tasters kann dann der Speicherzeitraum individuell festgelegt werden. Durch Betätigen des Tasters erfolgt die Abspeicherung der bis zu diesem Zeitpunkt ermittelten Minimal- und Maximalwerte (für Temperaturen nur Minimalwerte), wobei gleichzeitig eine neue Meßperiode gestartet wird. Beim nächsten Tastendruck erfolgt dann die Abspeicherung der für diese Meßperiode ermittelten Werte. Die Meßzeiträume, d. h. die Zeitspanne zwischen zwei Tasterbetätigungen ist nahezu beliebig. Voraussetzung ist lediglich, daß während des Speicherzeitraumes kein Stromausfall eintreten darf, da die Station keine Notstromversorgung besitzt.

Zur Umschaltung auf manuelle Speicheraktivierung wird zunächst die Taste „min/max“ zweimal betätigt, um die Station in den Betriebsmodus zur Anzeige der Maximalwerte zu bringen. Innerhalb der 10 Sekunden dieser Anzeigeperiode ist anschließend der Taster „Speicher“ auf der Gehäuserückseite zu betätigen und mindestens 2 Sekunden festzuhalten.

Nachdem die Anzeige der WS 7000 wieder auf „aktuell“ geschaltet hat, ist die automatische, sich täglich wiederholende min/max-Speicherung außer Betrieb und mit der Taste „Speicher“ können die Speicherzeiträume manuell festgelegt werden. Jedoch ist auch hier zu beachten, daß die Taste bei einer Betätigung mindestens 2 Sekunden lang festgehalten wird, bevor dies von der Station registriert wird. Auf diese Weise können Fehlspeicherungen weitgehend vermieden werden.

Um in den automatischen Speichermodus zu gelangen, wird die Station mit der „min/max“-Taste durch einmaliges Betätigen in den Betriebszustand zur Anzeige der Minimalwerte gebracht. In den 10 Sekunden dieses Betriebszustandes muß jetzt die rückwärtige Speichertaste ebenfalls mindestens 2 Sekunden lang betätigt werden. Geht die ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 anschließend wieder zur Anzeige der aktuellen Meßergebnisse über, so werden die Minimal- und Maximalwerte automatisch täglich abgespeichert und die Funk-

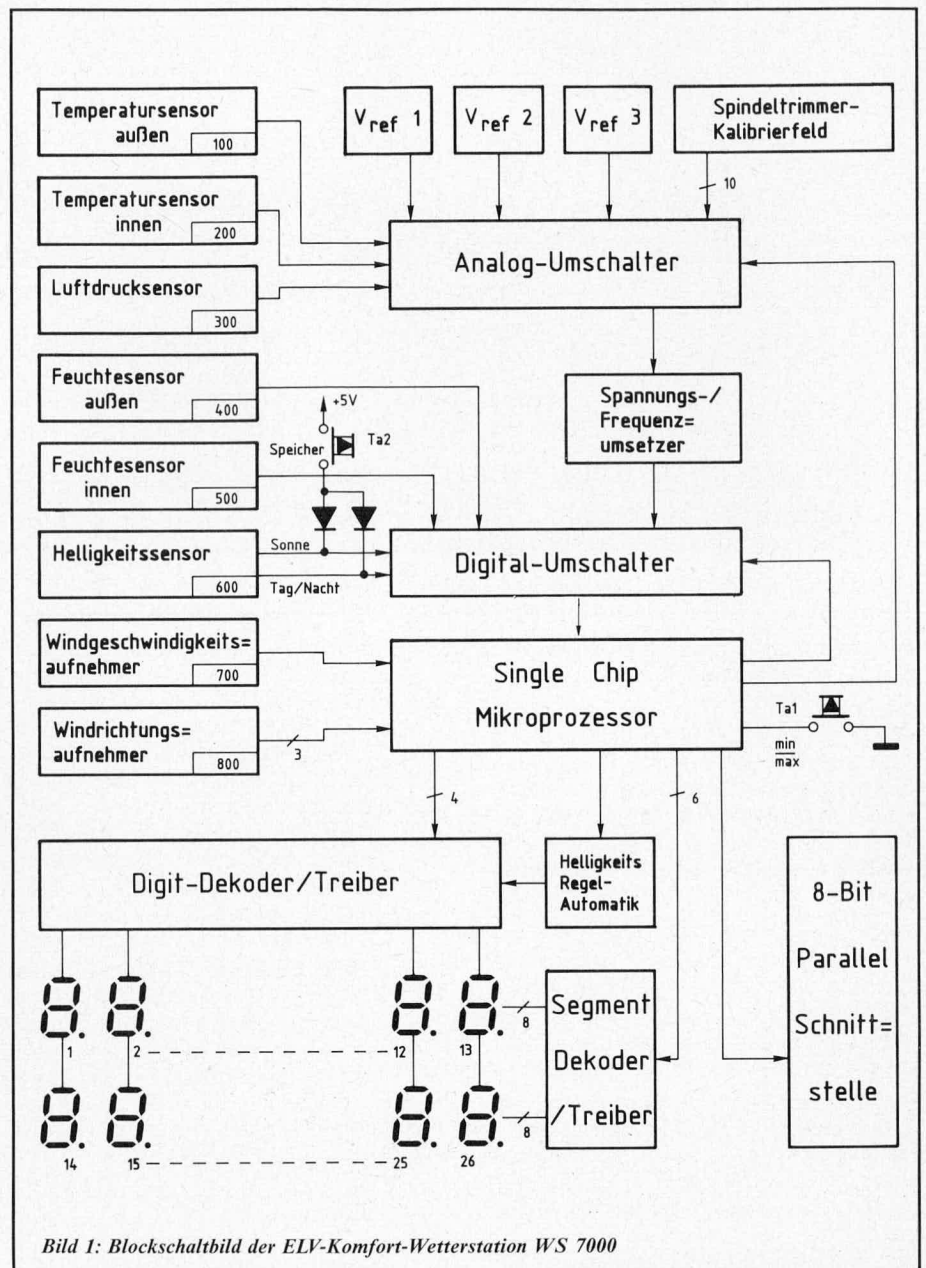


Bild 1: Blockschaltbild der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000

tion der rückwärtig angeordneten Speichertaste ist wirkungslos.

Als weiteres Feature besteht die Möglichkeit, die aktuellen Meßdaten der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 über eine 8-Bit Parallel-Schnittstelle in einen externen Rechner zu übernehmen.

Aus vorstehender Funktionsbeschreibung ist leicht ersichtlich, daß es sich bei der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 um eine außergewöhnliche Entwicklung mit umfangreichen und vor allem präzisen Meßmöglichkeiten handelt, die zudem außerordentlich komfortabel und anwenderfreundlich in der Bedienung ist.

Funktionsbeschreibung

Die ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 besitzt 8 Meßstellen, aus denen insgesamt 10 aktuelle Anzeigergebnisse sowie nochmals 13 gespeicherte Werte für Minimum- und Maximumanzeige hergeleitet werden.

Da es sich bei der WS 7000 um ein außerordentlich komplexes und umfangreiches Schaltungssystem aus einer Vielzahl von Teilschaltungen handelt, wollen wir zum

besseren Verständnis die grundsätzliche Funktionsweise zunächst anhand eines Blockschaltbildes beschreiben, das in Bild 1 dargestellt ist.

Die 8 Meßwertaufnehmer teilen sich auf in 3 analog (100, 200, 300) und 5 digital (400 bis 800) arbeitende Sensorschaltungen.

Bei den analog arbeitenden Meßwertaufnehmern handelt es sich um die beiden Temperatursensoren sowie den Luftdrucksensor. Die Ausgänge dieser drei Teilschaltungen werden auf einen 16-Kanal-Analog-Umschalter gegeben, der von dem zentralen Single-Chip-Mikroprozessor gesteuert wird, d. h. der Prozessor bestimmt, welcher der 16 Eingänge auf den Ausgang durchgeschaltet wird.

Weitere 3 der insgesamt 16 Eingänge werden durch verschiedene Referenzspannungen (V_{ref1} bis V_{ref3}) belegt, die zu Korrektur- und Prüfzwecken benötigt werden. Die restlichen 10 Eingänge werden von dem Spindeltrimmer-Kalibrierfeld beschaltet. Mit insgesamt 10 Spindeltrimmern werden die Meßwertaufnehmerschaltungen 100 bis 500 kalibriert, d. h. jeweils 2 Spindeltrim-

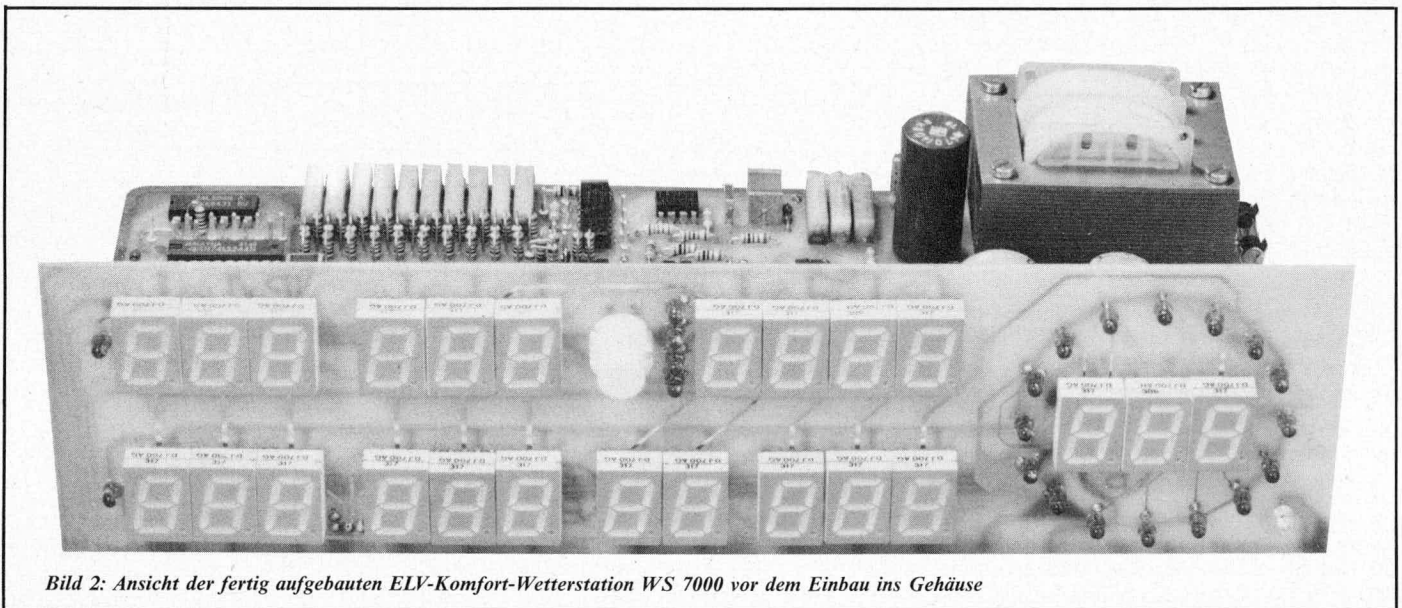


Bild 2: Ansicht der fertig aufgebauten ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 vor dem Einbau ins Gehäuse

mer legen Parallelverschiebung und Steigung der Kennlinie eines Sensors fest.

Der Ausgang des 16-Kanal-Analog-Umschalters wird auf einen Spannungs-/Frequenzumsetzer gegeben, der die Analogspannung in eine digital weiter zu verarbeitende Frequenz umsetzt. Dies ist erforderlich, da der zentrale Mikroprozessor ausschließlich digitale Signale verarbeiten kann.

Ein 5-Kanal-Digital-Umschalter, der ebenfalls vom zentralen Mikroprozessor kontrolliert wird, erhält an seinen 5 Eingängen die Informationen der Sensoren 400 bis 600 sowie die Ausgangsfrequenz des Spannungs-frequenzumsetzers.

Am Ausgang dieses Umschalters, der auf einen Eingang des Signal-Chip-Mikroprozessors geschaltet ist, stehen nun nacheinander die 16 digitalisierten Eingangsinformationen des Analog-Umschalters zuzüglich der von vornherein digital arbeitenden Sensorschaltungen (400 bis 600) zur Verfügung. Je nachdem, welchen der insgesamt 20 Meßwerte der Mikroprozessor benötigt, gibt er seine entsprechenden Steuerbefehle an den Analog- sowie den Digital-Umschalter.

Über eine weitere Eingangsleitung erhält der Mikroprozessor vom Windgeschwindigkeitsaufnehmer eine Frequenz zugeführt, die der Windgeschwindigkeit proportional ist.

Vom Windrichtungsaufnehmer kommen 3 weitere Signalleitungen, die ebenfalls direkt auf die Eingänge des zentralen Mikroprozessors zur Positionserkennung gegeben werden.

Um eine Auflösung von 10° zu erreichen, sind normalerweise 5 Bit entsprechend 5 Signalleitungen (zuzüglich Masse und Versorgungsspannung — also zusammen 7 Leitungen) erforderlich. Solche Konstruktionen sind teilweise recht aufwendig und groß sowie störanfällig. Im ELV-Labor wurde daher nach einem Weg gesucht, eine langfristig zuverlässig und störsticher arbeitende Aufnehmerschaltung zur elektronischen Positionserkennung zu entwickeln. Als Basis haben wir dafür eine elektroni-

sche Drehrichtungserkennung mit Impuls-zählung gewählt, mit der ausgehend von einer Nullposition jederzeit über nur 2 Signalleitungen die genaue Position der Windrichtung bestimmt werden kann. Eine dritte Signalleitung dient zur langfristigen Sicherstellung der Nullposition. Im Falle eines Störsignals wird bei Durchlaufen der Nullposition diese dem Rechner automatisch mitgeteilt. Eine detaillierte Beschreibung folgt im weiteren Verlauf dieses Artikels.

Im zentralen Single-Chip-Mikroprozessor werden vorstehend aufgeführte Meßergebnisse ausgewertet und so verarbeitet, daß über entsprechende Dekoder/Treiberstufen die 7-Segment-Anzeigen direkt angesteuert werden können. Eine Helligkeits-Regelautomatik sorgt für ein gutes Kontrastverhältnis der Digitalanzeige.

Hervorzuheben ist noch, daß sowohl bei den Feuchtesensoren als auch bei dem Windgeschwindigkeitsaufnehmer im Rechner eine Software-Linearisierung vorgenommen wird, die zur Erhöhung der Präzision der Meßergebnisse entscheidend beiträgt. Darüber hinaus erfolgt eine Temperaturkompensation der Feuchtesensorschaltungen über die entsprechenden Temperatursensoren, um so auch bei größeren Temperaturschwankungen zuverlässige Meßergebnisse der relativen Luftfeuchte zu erhalten. Der Temperatursensor „außen“ und der Feuchtesensor „außen“ sollten daher räumlich dicht beieinander angeordnet werden. Gleiches gilt für die Sensoren für „innen“.

Da sowohl die Sensoren für „außen“ als auch für „innen“ gleiche Meßbereiche aufweisen, kann die Entscheidung, an welchem Ort welcher Sensor anzuordnen ist, selbstverständlich individuellen Erfordernissen angepaßt werden, d. h. es können zum Beispiel auch beide Temperatur- und beide Feuchtesensoren zur Innen-Messung in unterschiedlichen Räumen herangezogen werden.

Als zusätzliches Feature besitzt die WS 7000 eine 8-Bit Parallel-Schnittstelle, über die die aktuellen Daten in einen externen Rechner transportiert werden können.

Für C 64-Benutzer veröffentlichen wir im weiteren Verlauf dieses Artikels einen Programmier-vorschlag, mit dessen Hilfe die Werte der WS 7000 in den C 64 übernommen werden können.

Anhand des Datentelegrammes und des Taktogrammes können auch andere Rechner individuell angepaßt werden. An dieser Stelle möchten wir unsere Leser um Verständnis bitten, daß wir aus Kapazitätsgründen nicht für weitere Rechnertypen komplette Programmier-vorschläge erarbeiten können.

Die Sensorschaltungen

In Bild 3 sind die Sensorschaltungen der Temperaturmeßstellen für „außen“ und „innen“ (Bezeichnungen in Klammern) dargestellt.

Die Versorgung erfolgt über den Linearisierungs-Vorwiderstand R 101 bzw. R 201, der zur Begradigung des Kennlinienverlaufes beiträgt. Durch die exakte Dimensionierung ist eine anschließende Korrektur des Kurvenverlaufes nicht mehr erforderlich, so daß lediglich Nullpunkt und Ska-

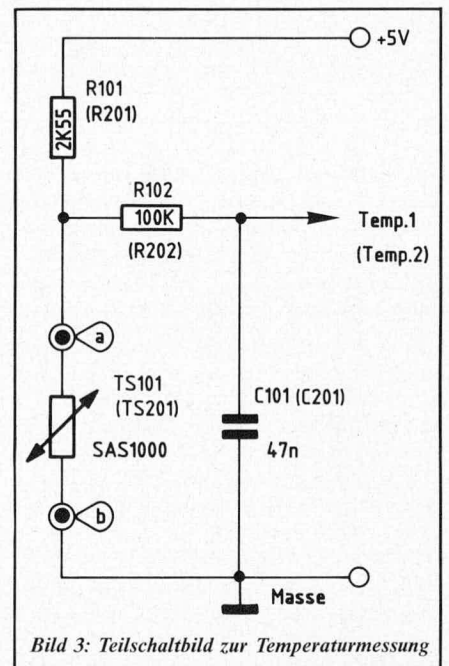


Bild 3: Teilschaltbild zur Temperaturmessung

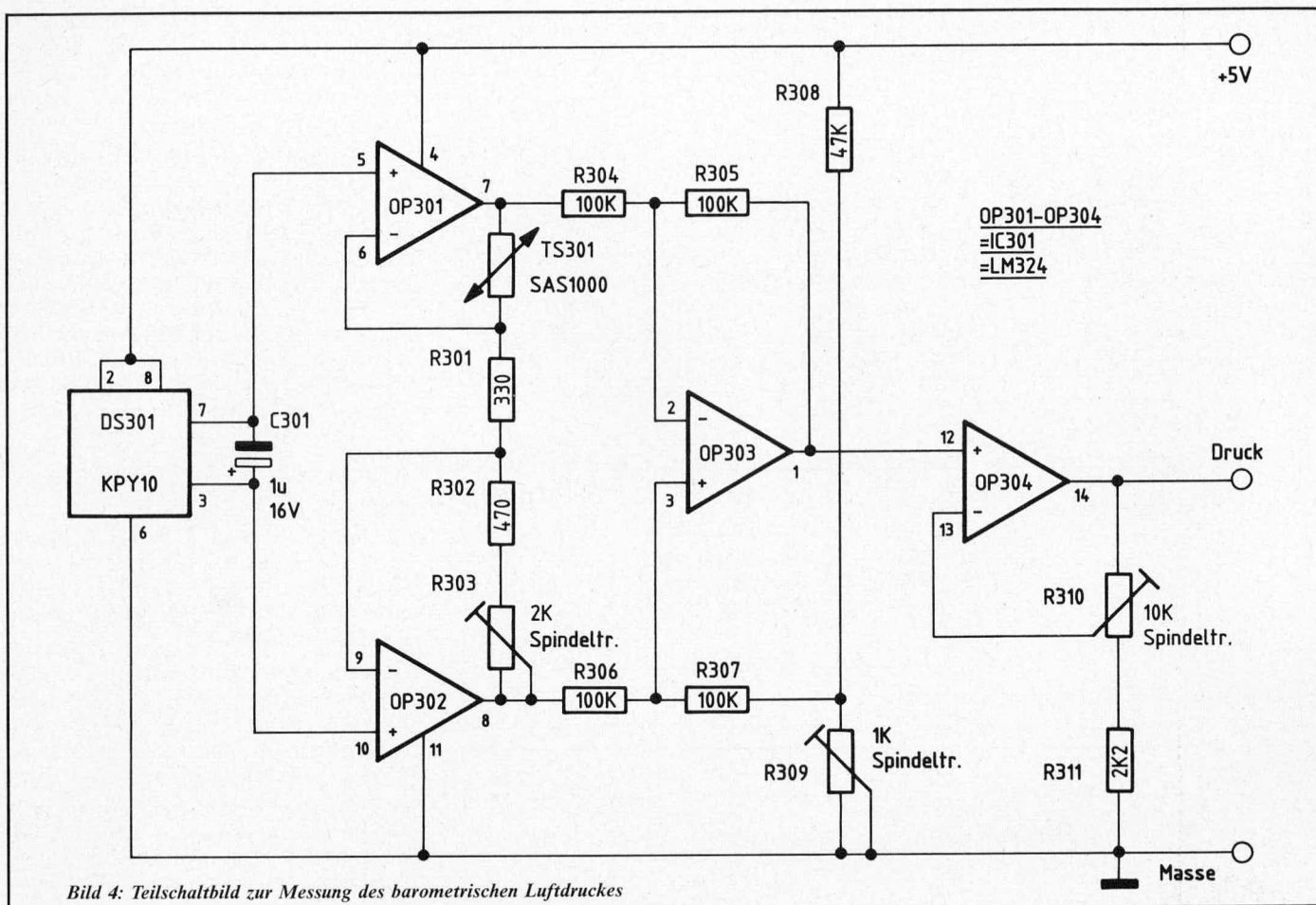


Bild 4: Teilschaltbild zur Messung des barometrischen Luftdruckes

lenfaktor einer jeden Temperaturmeßstelle bei der Kalibrierung eingestellt werden müssen. Der Meßbereich erstreckt sich von ca. -55°C bis ca. $+100^{\circ}\text{C}$ mit einer Auflösung von $0,1^{\circ}\text{C}$. Die Abweichung von typ $0,2\text{ K}$ ist im Bereich zwischen -30°C und $+100^{\circ}\text{C}$ gegeben.

Bild 5a zeigt eine Abbildung des Sensorkopfes, der mit einem ca. 2,5 m langen abgeschirmten Kabel wasserdicht verbunden ist. Die Verlängerung der Zuleitung kann ohne nennenswerte Genauigkeitseinbuße auf 10 Meter und mehr vorgenommen werden. Beachten sollte man lediglich, daß man die Zuleitung nicht in der Nähe von Netzleitungen oder sonstigen Störeinstrahlungsquellen verlegt.

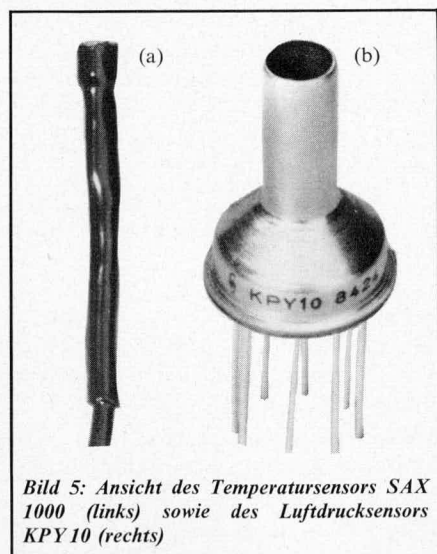


Bild 5: Ansicht des Temperatursensors SAX 1000 (links) sowie des Luftdrucksensors KPY 10 (rechts)

Kommen wir als nächstes zur Beschreibung der Schaltung zur Messung des barometrischen Luftdruckes, die in Bild 4 dargestellt ist.

Das Herzstück dieses Schaltungsteiles besteht aus dem Drucksensor des Typs KPY 10 (Bild 5b) der Firma Siemens. Es handelt sich hierbei um ein elektronisches Bauelement, in dessen Gehäuse sich eine Miniaturmeßbrücke befindet, die mit Dehnungsmeßstreifen aufgebaut ist. Über ein Röhrchen kann die Außenluft eintreten.

Die an den Anschlußbeinchen 3 und 7 des KPY 10 anstehende, dem Luftdruck direkt proportionale Brückenspannung, wird mit den OP 301 bis 304 verstärkt. Da der Drucksensor verhältnismäßig temperaturabhängig ist, ist es unbedingt erforderlich, eine exakt dimensionierte Temperaturkompensation einzubauen, damit nicht bei Temperaturänderungen die Anzeige schwankt und so eine Druckänderung vortäuscht, die in Wirklichkeit gar nicht existiert. Eine Kompensation des Temperaturganges des Drucksensors wird mit dem Temperatursensor TS 301 vorgenommen.

Die genaue individuelle Anpassung wird durch die Einstellung des Spindeltrimmers R 303 erreicht. Auf die Einstellung gehen wir im weiteren Verlauf dieses Artikels noch näher ein. Zu beachten ist allerdings bereits beim Aufbau, daß der Sensor TS 301 in direktem thermischen Kontakt mit dem Drucksensor DS 301 steht. Durch Hinzufügen von etwas Wärmeleitpaste kann dieser wichtige thermische Kontakt noch verbessert werden.

Der Spindeltrimmer R 309 dient zur Einstellung einer eventuellen Höhenkorrektur und sollte zunächst auf „Null Ohm“ gedreht werden.

Da mit dem Spindeltrimmer R 303 während der Temperaturkompensationseinstellung auch die Verstärkung des gesamten Systems verändert wird, ist am Ausgang der Spindeltrimmer R 310 eingefügt mit dem nach erfolgter Einstellung von R 303 die Ausgangsspannung auf die Höhe der günstigsten Arbeitsspannung eingestellt wird.

Obwohl sich vorstehende Beschreibung zunächst vielleicht etwas kompliziert anhört, ist sie jedoch mit einfachen Mitteln durchzuführen, wie man auch im weiteren Verlauf dieses Artikels sehen wird.

In Bild 6 wird das Teilschaltbild der Feuchtemeßschaltung gezeigt. Als Meßwertempfänger dient ein Feuchtesensor der Firma VALVO. Dieser besteht aus einem perforierten Kunststoffgehäuse, in das eine beidseitig mit einem Goldfilm bedampfte Spezialfolie eingespannt ist. Die Folie stellt das Dielektrikum eines Plattenkondensators dar, während die beiden Goldfilme die Elektroden bilden. Unter dem Einfluß der Luftfeuchte ändert sich die Dielektrizitätskonstante der Folie und damit die Kapazität des Kondensators. Ein besonderer Vorteil dieses Feuchtesensors ist die verhältnismäßig große Kapazitätsveränderung in Bezug auf die relative Luftfeuchte, während ein Nachteil in dem nicht linearen Kurvenverlauf und einer gewissen Temperaturabhängigkeit liegt. Für Präzisionsmessungen ist daher zur Meßwertanzeige

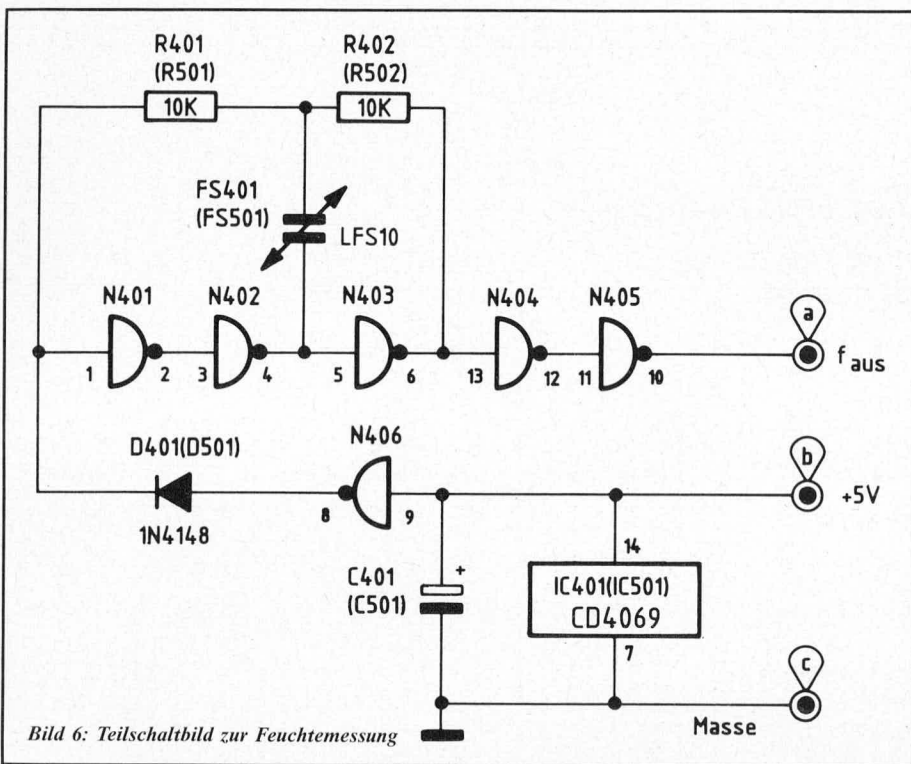


Bild 6: Teilschaltbild zur Feuchtemessung

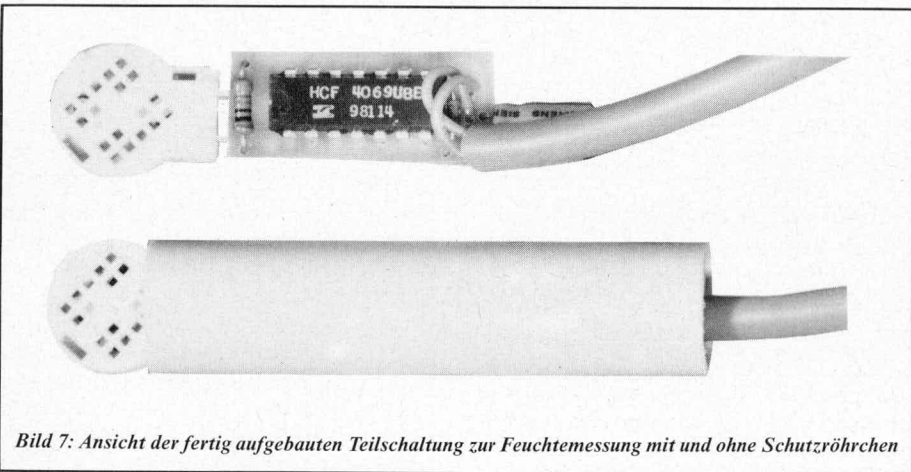


Bild 7: Ansicht der fertig aufgebauten Teilschaltung zur Feuchtemessung mit und ohne Schutzröhrchen

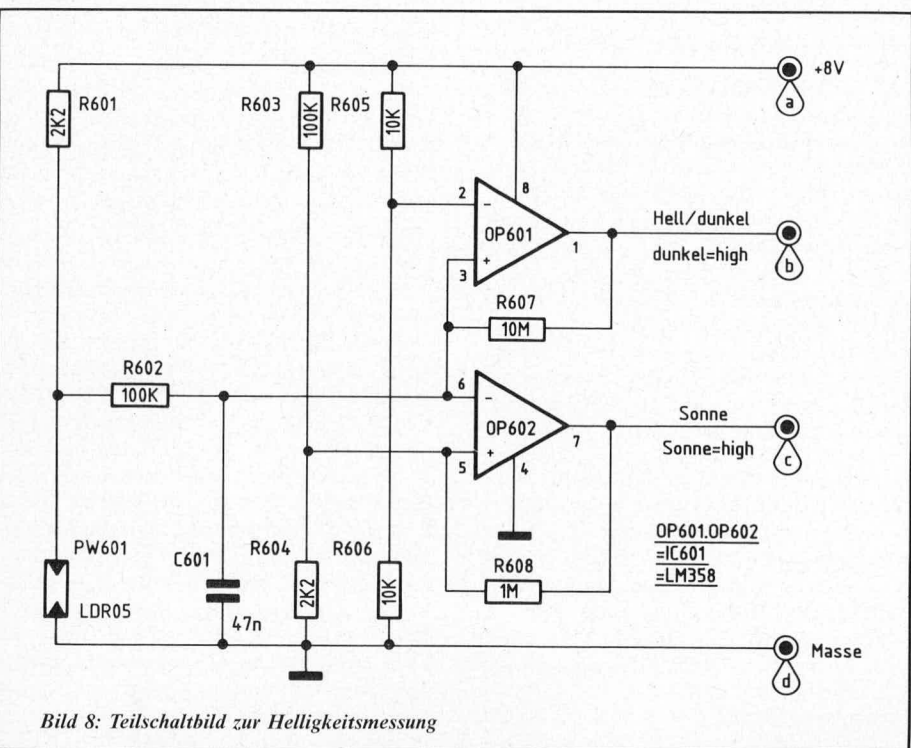


Bild 8: Teilschaltbild zur Helligkeitsmessung

eine vorübergehende Temperaturbereinigung sowie anschließende Linearisierung der Kennlinie erforderlich. Die komplette Verarbeitung erfolgt bei der WS 7000 in dem zentralen Mikroprozessor.

Um ein Höchstmaß an Präzision der Anzeigergebnisse zu erreichen, wurden für die WS 7000 umfangreiche Untersuchungen in aufwendigen Meßreihen vorgenommen, um Berechnungsformeln zu entwickeln, mit deren Hilfe der Rechner der WS 7000 die erforderlichen Operationen vornehmen kann. Der Benutzer der WS 7000 kann der Überzeugung sein, daß die angezeigten Meßergebnisse mit einem Minimum an Fehlern behaftet sind, und dies in einem weiten Temperaturbereich.

Die Funktionsweise der Schaltung selbst ist wie folgt:

Mit den Gattern N 401 bis N 403 ist ein RC-Oszillator aufgebaut, der mit einer Frequenz von ca. 250 kHz schwingt. Die genaue Frequenz ist von der Kapazität des Feuchtesensors abhängig.

Die Gatter N 404 und N 405 nehmen eine Impulsformung und Pufferung vor, so daß am Ausgang eine Frequenz zur Verfügung steht, die der relativen Luftfeuchte proportional ist (allerdings nicht linear).

Um eine gewisse Vorkompensation und Einflußminderung des verwendeten IC's zu erreichen, arbeitet der Ausgang des Gatters N 406, dessen Verhalten ähnlich ist wie das der übrigen Gatter (da auf demselben Chip), über die Diodenkapazität von D 401 auf den Eingang des Gatters N 401. Da der Ausgang des Gatters N 406 permanent auf „low“-Potential liegt, ist lediglich die geringe Kapazität der praktisch gesperrten Diode D 401 wirksam, gesteuert über die geringen Ausgangsspannungsänderungen des auf „low“ geschalteten Gatters N 406. Auf diese Weise können typische Toleranzen des verwendeten IC's des Typs CD 4069 noch weiter ausgeglichen werden, wobei sie ohnehin schon sehr gering sind. Die anschließende softwaremäßige Linearisierung und Temperaturbereinigung beschränkt sich im wesentlichen auf den reinen Feuchtesensor FS 401.

Die in Klammern in dem Schaltbild angegebenen Bezeichnungen stehen für die zweite Feuchte-Meßschaltung.

In Bild 7 ist der praktische Aufbau dieser Teilschaltung mit und ohne Schutzröhrchen abgebildet.

Nun wollen wir die Schaltung des Helligkeitssensors beschreiben (Bild 8):

Zur Registrierung der Umgebungshelligkeit wird der Photowiderstand des Typs LDR 05 herangezogen.

Im Lastkreis des Photowiderstandes PW 601 liegt der Arbeitswiderstand R 601. Je nach einfallender Lichtstärke bewegt sich der Spannungsabfall am LDR 05 im Bereich von 0 bis 5 V.

0 V entspricht hierbei starker Sonneneinstrahlung, während 5 V Dunkelheit signalisiert.

Über R 602 gelangt die Spannung auf je einen Eingang der beiden OP's 601 und

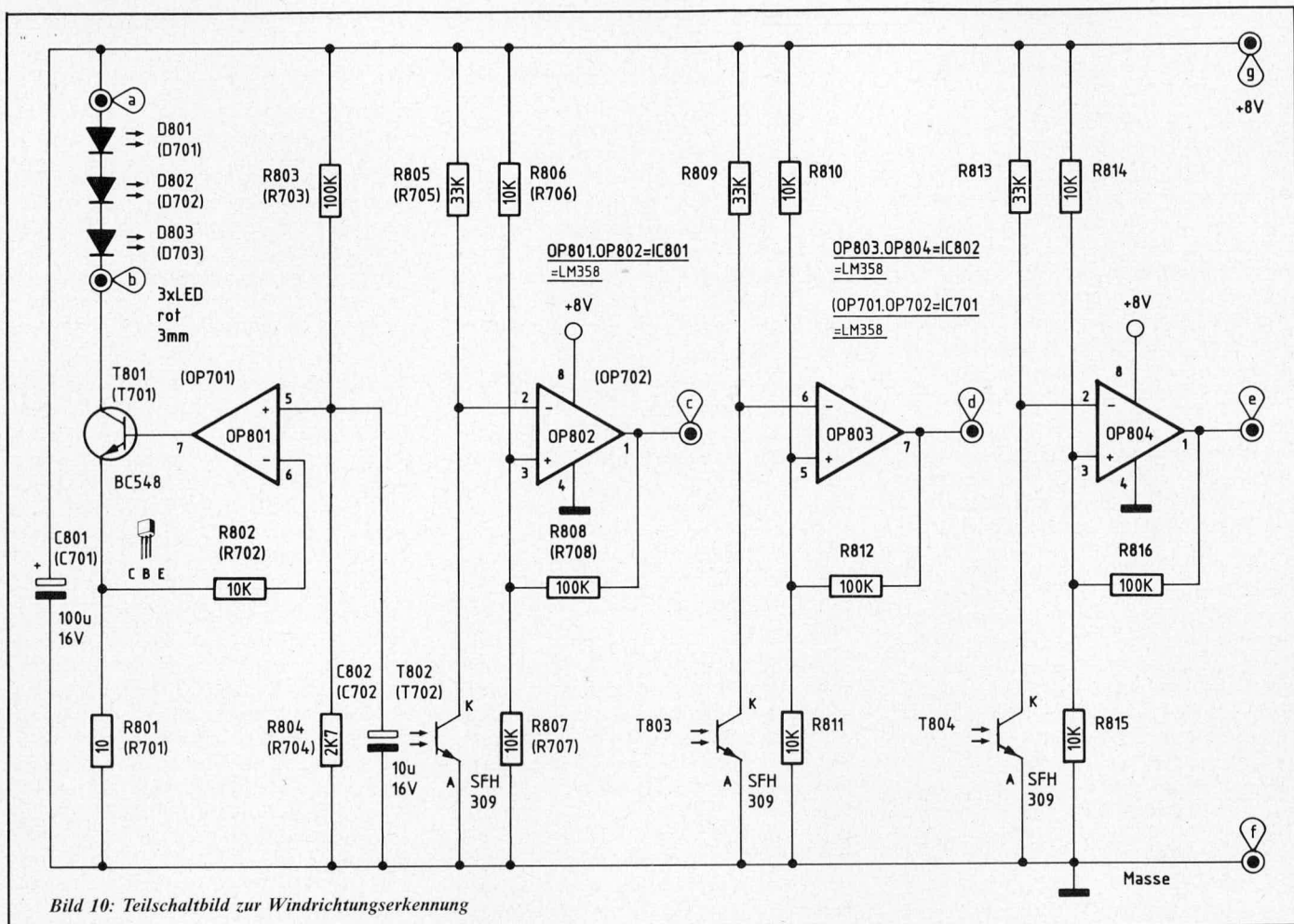


Bild 10: Teilschaltbild zur Windrichtungserkennung

602. C 601 dient lediglich der Unterdrückung kurzer Störspitzen.

Die OP's 601 und 602 sind als Komparatoren mit geringer Hysterese geschaltet. Die Schaltschwellen sind so dimensioniert, daß sie in Verbindung mit dem Arbeitswiderstand R 601 die gewünschten Ausgangssignale liefern. Im einzelnen bedeutet dies:

OP 601 schaltet, sobald eine gewisse Grundhelligkeit vorhanden ist, wobei Dunkelheit einem „high“-Signal und Helligkeit einem „low“-Signal entspricht. Bei Sonnenschein oder vergleichbarer großer Helligkeit geht der bis dahin auf „low“ liegende Ausgang des OP 602 (Pin 7) ebenfalls auf „high“. Im selben Moment beginnt die Zeitzählung zur Messung der Sonnenscheindauer.

Bild 9 zeigt die praktische Realisierung dieses Schaltungsteiles vor dem Einbau in ein Schutzröhrchen (wie bei der Feuchtemeßschaltung). Die spätere Anordnung dieses Sensors sollte so erfolgen, daß der Sonnenscheineinfall von allen Seiten gut gewährleistet, der Sensor aber trotzdem vor stärkerer Verschmutzung geschützt ist.

Die zu den interessantesten Details der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 zählende Messung der Windgeschwindigkeit und der Windrichtung soll im folgenden beschrieben werden.

In Bild 10 ist das Teilschaltbild zur Windrichtungserkennung vorgestellt.

OP 801 bildet in Verbindung mit seiner Zusatzbeschaltung eine Konstantstromquelle, welche die drei in Reihe geschalteten Sendedioden mit einem Konstantstrom versorgt, der weitgehend von äußeren Einflüssen unabhängig ist.

Die Anordnung der drei Sendedioden wird in einer eigens für diesen Zweck entwickelten Gabellichtschranken-Einheit vorgenommen, deren schematische Darstellung in Bild 11 wiedergegeben ist. Durch Präzisionsschlitzte, die mit einer Genauigkeit von 1/100 mm gearbeitet sind, fallen die Lichtstrahlen der Sendedioden hindurch, um anschließend durch noch feinere Schlitzte auf die Empfänger-Phototransistoren T 802 bis T 804 aufzutreffen. Im Kollektorkreis dieser Phototransistoren liegt jeweils ein Bela-

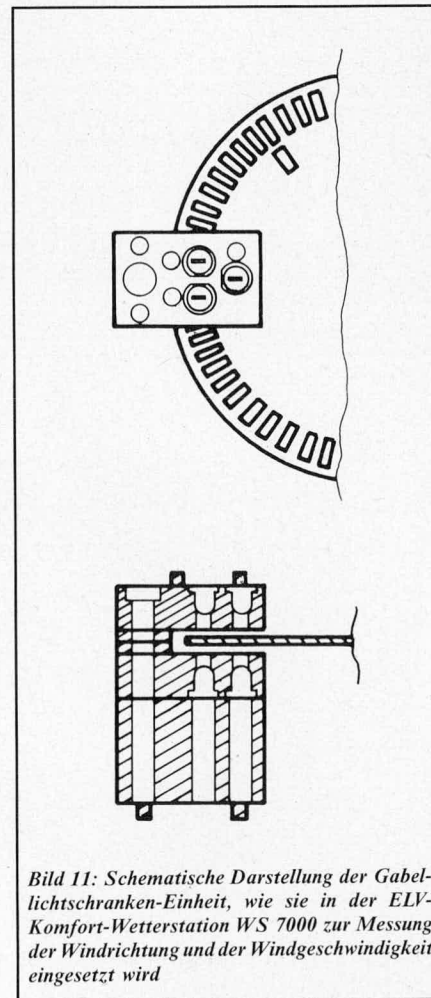


Bild 11: Schematische Darstellung der Gabellichtschranken-Einheit, wie sie in der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 zur Messung der Windrichtung und der Windgeschwindigkeit eingesetzt wird

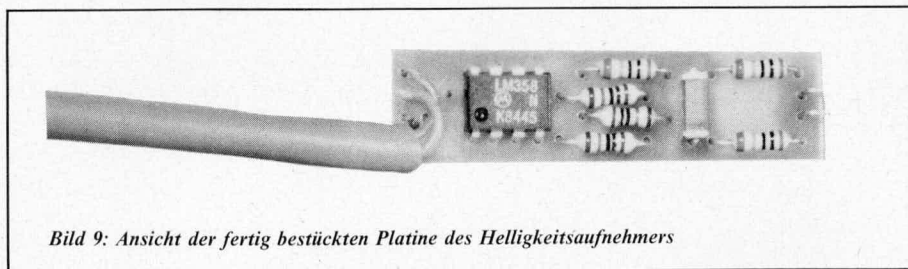


Bild 9: Ansicht der fertig bestückten Platine des Helligkeitsaufnehmers

stungswiderstand, der so bemessen ist, daß sich ein optimales Schaltverhalten der nachfolgenden Komparatoren OP 802 bis OP 804 ergibt.

Fallen die Lichtstrahlen der Sendedioden ungehindert durch die Schlitze der Dreifach-Gabellichtschranke auf die Empfänger-Phototransistoren, so sind diese jeweils durchgeschaltet und die Ausgänge der entsprechenden OP's 802 bis 804 liegen auf „high“-Potential (ca. 4,5 V). Sobald ein Hindernis (z. B. Rasterscheibe) den Strahlengang einer oder mehrerer Sendedioden unterbricht, sperrt der entsprechende Phototransistor und der Ausgang des zugehörigen OP's nimmt „low“-Potential (ca. 0 V) an.

Der Phototransistor T 802 liegt im Strahlbereich der Sendediode D 801, während T 803 im Strahlbereich von D 802 und T 804 im Strahlbereich von D 803 liegt.

Durch eine Präzisions-Rasterscheibe, die über eine Achse von der Windrichtungsfahne angetrieben wird, erfolgt anschließend die Umsetzung des genauen Drehwinkels in ein entsprechendes elektrisches Signal. Hierbei liegt die Rasterscheibe genau im Strahlengang der Dreifach-Gabellichtschranke. Die Kunststoff-Rasterscheibe weist auf ihrem Umfang 72 gleichmäßig verteilte Schlitze auf, die jeweils einem Drehwinkel von exakt 5° entsprechen, d. h. ein Schlitz und ein Steg zusammen entsprechen 10 Winkelgraden. Auf einem etwas weiter zur Mitte liegenden Kreis ist ein einzelner weiterer Schlitz aufgebracht, der dem Drehwinkel „0°“ („Norden“) entspricht.

Die vorstehend beschriebene werkzeugaufwendig gesehen, sehr aufwendige Konstruktion der Rasterscheibe besitzt gegenüber bedruckten Klarsichtscheiben den Vorteil extrem geringer Toleranzen, hoher Konturschärfe bei nahezu vollkommener Verschleißfreiheit. Selbst Kratzer und leichte Verschmutzungen können der zuverlässigen Funktion dieser Aufnehmerschaltung nichts anhaben.

Die elektronische Funktionsweise wird nachfolgend beschrieben:

Die beiden nebeneinander auf den äußeren, 72teiligen Kreis der Rasterscheibe arbeitenden Sender/Empfänger sind so positioniert, daß die entsprechenden Ausgangssignale der zugehörigen Operationsverstärker OP 802 und OP 803 exakt um 90° phasenverschoben sind. Hieraus kann der zentrale Mikroprozessor der WS 7000 sowohl die Drehrichtung der Rasterscheibe als auch durch gleichzeitiges Zählen der Impulse die genaue Position der Rasterscheibe erkennen.

Zwar ist ein Versehen der Elektronik normalerweise ausgeschlossen, jedoch wurde aus Sicherheitsgründen eine dritte Sender/Empfänger-Kombination zur Erkennung der „0°“-Position eingefügt. Sollte durch starke Störeinflüsse (z. B. Gewitter usw.) ein Fehlimpuls bei der Vor-Rückwärtszählung der Drehrichtung auftreten, erfolgt eine automatische Neukalibrierung, wenn die Windrichtungsfahne „durch Norden läuft“.

Sowohl die 3 Sendedioden als auch die 3 Empfänger-Phototransistoren sind jeweils in einem gemeinsamen Kunststoffblock zusammengefaßt. Zusätzlich sind die beiden Kunststoffblöcke für Sender und Empfänger über Stifte in ihrer Position exakt fixiert. Hierdurch ist der Nachbau besonders leicht möglich, da Schwierigkeiten bei der Positionierung und beim Aufbau praktisch nicht auftreten können, wodurch beste Voraussetzungen für präzise Meßergebnisse geschaffen wurden.

Ein dritter Kunststoffblock befindet sich zur Erzielung eines größeren Abstandes zwischen Leiterplatte und Empfängereinheit. Er ist ebenfalls mit Führungsstiften und Bohrungen ausgestattet, so daß sich auch hier eine exakte Positionierung der gesamten Gabellichtschranken-Einheit ergibt. Mit einer Schraube M 3 x 30 mm sowie einer Mutter M 3 wird die gesamte Einheit mit der Leiterplatte fest verschraubt.

Bild 12 zeigt den praktischen Innenaufbau

der elektronischen Windrichtungserkennung.

Die Windgeschwindigkeit wird in ähnlicher, jedoch etwas vereinfachter Weise als die Windrichtung gemessen.

Als Ausgangsschaltbild soll uns auch hier wieder Bild 10 dienen. Wichtig sind jetzt die in Klammern aufgeführten Bauelemente-Bezeichnungen, die alle im Bereich von 700 ff. liegen. Der gesamte rechte Schaltungsteil (OP 803, 804 mit Zusatzbeschaltung) sowie 2 Sendedioden entfallen ersatzlos.

Die Konstantstromquelle OP 701 mit Zusatzbeschaltung speist jetzt lediglich eine Sendediode (D 701), die auf den äußeren, 72teiligen Kreis einer mit der Windrichtungserkennung identischen Rasterscheibe arbeitet. T 702 stellt den zugehörigen, im Strahlbereich von D 701 liegenden Empfänger-Phototransistor dar.

Angetrieben wird die Rasterscheibe über ein speziell entwickeltes dreiflügeliges Windrad, dessen Drehzahl der Windgeschwindigkeit proportional ist. Eine Linearisierung der Kennlinie erfolgt, wie bereits erwähnt, im zentralen Mikroprozessor. Je höher die Windgeschwindigkeit ist, desto schneller dreht sich die über eine Achse angetriebene Rasterscheibe und desto höher ist die Ausgangsrechteckfrequenz des als Komparator arbeitenden OP 702. Pro Umdrehung entstehen hier 72 Impulse, entsprechend der Teilung des äußeren Kreises der Rasterscheibe.

Als Gabellichtschranke dient die gleiche Einheit wie auch bei der Windrichtungsmessung mit dem Unterschied, daß jetzt lediglich 1 Sendediode sowie 1 Empfänger-Phototransistor eingebaut und angeschlossen werden. In Bild 13 ist der praktische Innenaufbau des Windgeschwindigkeitsmessers abgebildet.

In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ (ELV 43) stellen wir dann das Hauptschaltbild und den praktischen Aufbau vor.

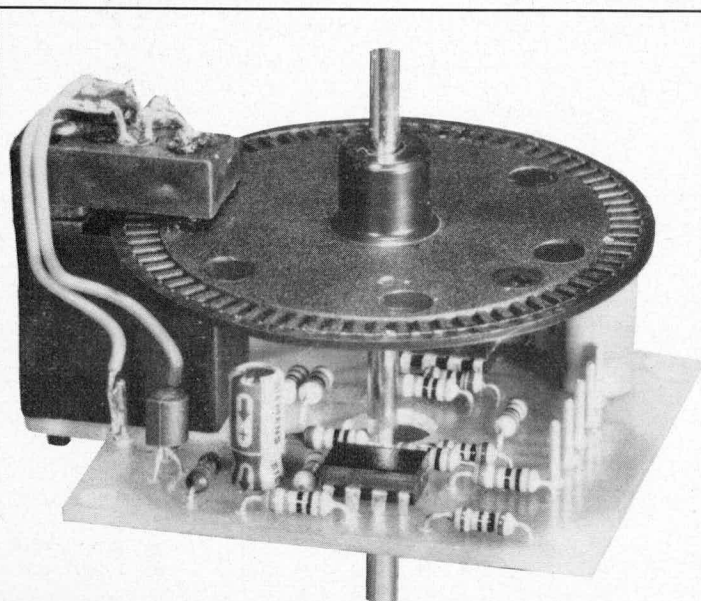


Bild 12: Ansicht des Innenaufbaus der elektronischen Windrichtungserkennung

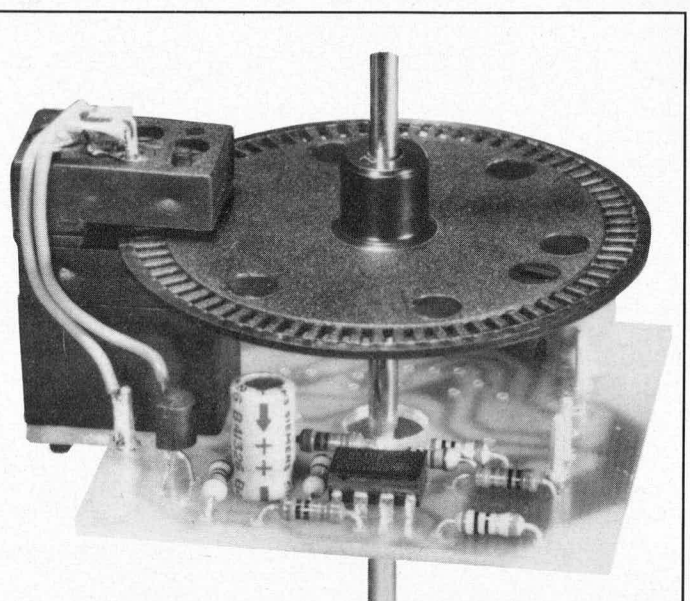


Bild 13: Ansicht des Innenaufbaus zur Windgeschwindigkeitsmessung

ELV-Serie 7000

Kennlinienschreiber KS 7000

Teil 1



Mit dem ELV-Kennlinienschreiber KS 7000 können die für Transistoren und Dioden charakteristischen Kennlinien auf einem Oszilloskopbildschirm in übersichtlicher Form dargestellt werden.

Allgemeines

Auch im Zeitalter der hochintegrierten Schaltkreise sind Transistoren und Dioden aus dem Bereich der Elektronik nicht wegzudenken. Sie haben Röhren, von Ausnahmefällen einmal abgesehen, fast vollständig verdrängt. Daß die Transistoren und Dioden selbst ihrerseits nun durch die nächstfolgende Generation, den IC's, ersetzt werden, ist keineswegs zu erwarten, da auch langfristig gesehen für die unterschiedlichsten Bereiche in der Elektronik Einzelhalbleiter benötigt werden. Dies ist nicht allein auf Leistungstransistoren und Leistungsdioden beschränkt, sondern gilt für alle bekannten Arten der Halbleiterbauelemente. Da hierbei die Transistoren und Dioden den dominierenden Raum einnehmen (man schaue sich nur die anteiligen Umsatzzahlen der großen Halbleiterhersteller an) haben wir uns entschlossen, ein Gerät vorzustellen, das in Verbindung mit

einem Oszilloskop die markanten Daten und Kennlinien in übersichtlicher Form auf einem Bildschirm darstellt.

Bevor wir auf die detaillierte Beschreibung des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 eingehen, wollen wir im folgenden zunächst die theoretischen Hintergründe und die praktische Bedeutung von Dioden- und Transistorkennlinien betrachten. Hierbei wollen wir auch auf Feldeffekttransistoren und ihre Funktionsweise eingehen.

Grundlagen

Dioden

Beginnen wir bei unserem Abstecher in die Theorie zunächst mit den „normalen“ Dioden.

Hierbei handelt es sich um Bauelemente, die einen Strom in der einen Richtung nahezu ungehindert passieren lassen, während sie ihn in der entgegengesetzten Rich-

tung absperrern. So kann man mit Hilfe einer Diode und eines nachgeschalteten Siebkondensators, wie allgemein bekannt, aus einer Wechselfspannung eine Gleichspannung erzeugen.

In Bild 1 sind die beiden gleichspannungsmäßigen Betriebszustände einer Diode aufgezeichnet. Links sieht man eine in Durchlaßrichtung betriebene Diode. Die an ihr abfallende Spannung U_D wird mit Flußspannung oder auch Durchlaßspannung bezeichnet. Bei einem Zehntel des maximal zulässigen Durchlaßstromes liegt die Höhe dieser Durchlaßspannung bei Germanium-Dioden im Bereich von 0,2 V bis 0,4 V und bei Silizium-Dioden zwischen 0,5 V und 0,8 V.

In Bild 1b sehen wir die gleiche Diode jetzt in Sperrrichtung betrieben. Im erlaubten Betriebsspannungsbereich liegen die Sperrströme von Kleinleistungsdioden bei Germanium im μA -Bereich und bei Silizium im

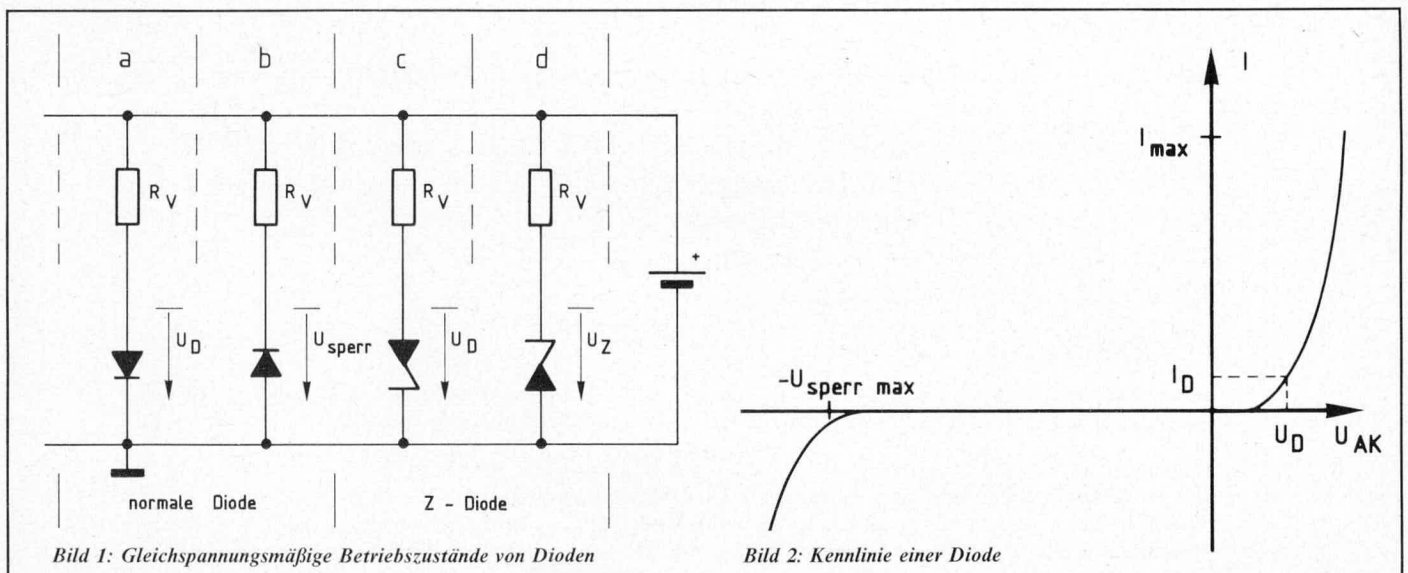


Bild 1: Gleichspannungsmäßige Betriebszustände von Dioden

Bild 2: Kennlinie einer Diode

nA-Bereich. Überschreitet man die zulässige Sperrspannung, kann der durch die Diode hindurchfließende Sperrstrom auf Werte ansteigen, die in der Größenordnung des Durchlaßstromes liegen. Für „normale“ Dioden ist dies jedoch kein zulässiger Betriebszustand, da lokale Erwärmungen zur Zerstörung führen können.

Anders verhält es sich bei Z-Dioden. Hier teilt sich der Sperrstrom gleichmäßig auf den Halbleiter auf, so daß sie nicht zerstört werden, solange die Verlustleistung in Sperrichtung nicht größer wird als die maximale Verlustleistung in Durchlaßrichtung. Das Erreichen der maximalen Sperrspannung zählt somit bei Z-Dioden zum „normalen“, d. h. zulässigen Betriebsfall. Die Spannung, bei der der Sperrstrom plötzlich stark ansteigt, heißt Z-Spannung (U_Z). In Bild 1c wird der Betrieb einer Z-Diode in Durchlaßrichtung gezeigt. Hierbei ist das Verhalten einer Z-Diode praktisch identisch mit dem einer „normalen“ Diode. In Bild 1d ist der normalerweise übliche Betrieb einer Z-Diode dargestellt. Bei ausreichend hoher Versorgungsspannung, die über einen entsprechenden Vorwiderstand R_V zugeführt wird, kann an der Z-Diode die Z-Spannung gemessen werden.

In Bild 2 ist die Kennlinie einer „normalen“ Diode und in Bild 3 diejenige einer Z-Diode zu sehen.

Um die vorstehend beschriebenen Kennlinien mit Hilfe des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 auf einem Oszilloskop-Bildschirm darstellen zu können, wird das betreffende Bauelement zwischen Kollektor und Emittter-Anschlußbuchse geschaltet, wobei zusätzlich ein Vorwiderstand entsprechend Bild 4 in Reihe zu schalten ist.

In der eingezeichneten Position der Z-Diode wird die linke Hälfte von Bild 3 aufgezeichnet, während die rechte Hälfte auf dem Oszilloskop abgebildet werden kann, sobald die Z-Diode gedreht wird. Der Vorwiderstand R_V bleibt nach wie vor an der Emittter-Anschlußbuchse angeschlossen, lediglich die Diode wird gedreht.

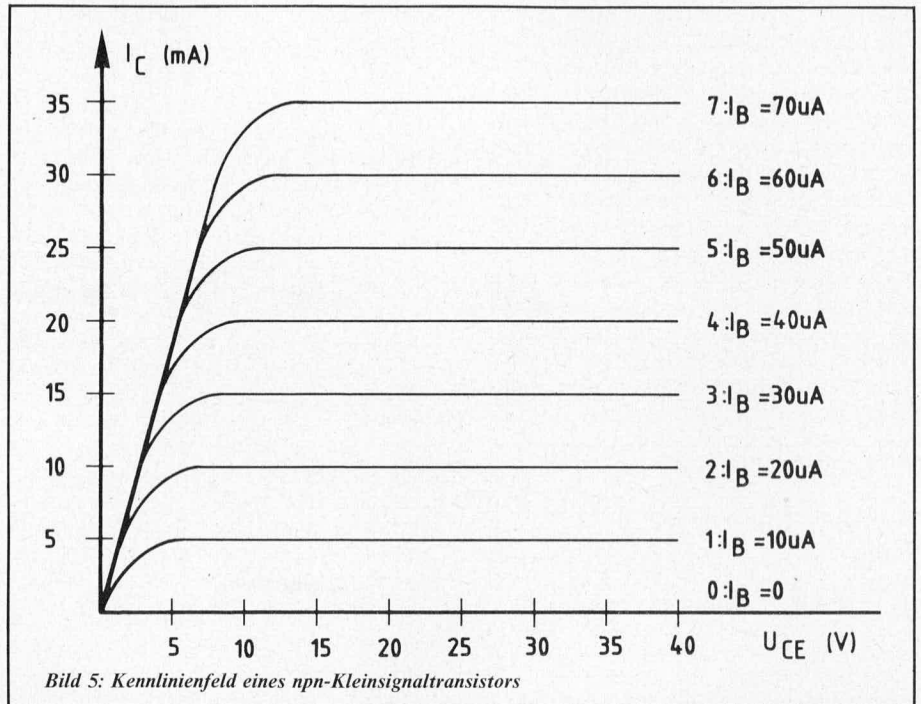


Bild 5: Kennlinienfeld eines npn-Kleinsignaltransistors

Auf die detaillierte Handhabung des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 wird unter dem Kapitel „Bedienung und Funktion“ im weiteren Verlauf dieses Artikels eingegangen.

Transistoren

Transistoren sind Halbleiterbauelemente mit 3 Elektroden, die zum Verstärken oder Schalten von elektrischen Signalen dienen. Zu Beginn der Halbleiterraera standen die Germaniumtransistoren, die jedoch mit zunehmendem Entwicklungsstand weitgehend (jedoch nicht vollständig) von Siliziumtransistoren abgelöst wurden. Von beiden Typen gibt es sowohl pnp- als auch npn-Ausführungen.

Wesentliches Merkmal eines Transistors ist, daß ein in die Basis des Transistors hineinfließender Strom I_B mit einem bestimmten Faktor multipliziert den Kollektor-

strom I_C ergibt. Dividiert man den Kollektorstrom durch den Basisstrom, so erhält man die Stromverstärkung B . Da sich Transistoren bei verschiedenen Spannungen und Strömen unterschiedlich verhalten, ist es häufig sinnvoll, sie genauer zu beschreiben, indem ihre Kennlinienfelder dargestellt werden.

In Bild 5 ist als Beispiel das Kennlinienfeld eines npn-Kleinsignaltransistors aufgezeichnet. Auf der waagerechten Achse ist die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} von 0 V bis 40 V aufgetragen, während die Vertikalachse den Kollektorstrom I_C zeigt. Die eingezeichneten Kennlinien 0 bis 7 beschreiben nun bei einem ganz bestimmten Basisstrom den Zusammenhang zwischen Kollektor-Emitter-Spannung und Kollektorstrom. Die Kurve 0 zeigt uns bei einem Basisstrom $I_B = 0$, daß über dem gesamten Kollektor-Emitter-Spannungsverlauf kein Kollektorstrom I_C fließt. Bei der Kurve 1,

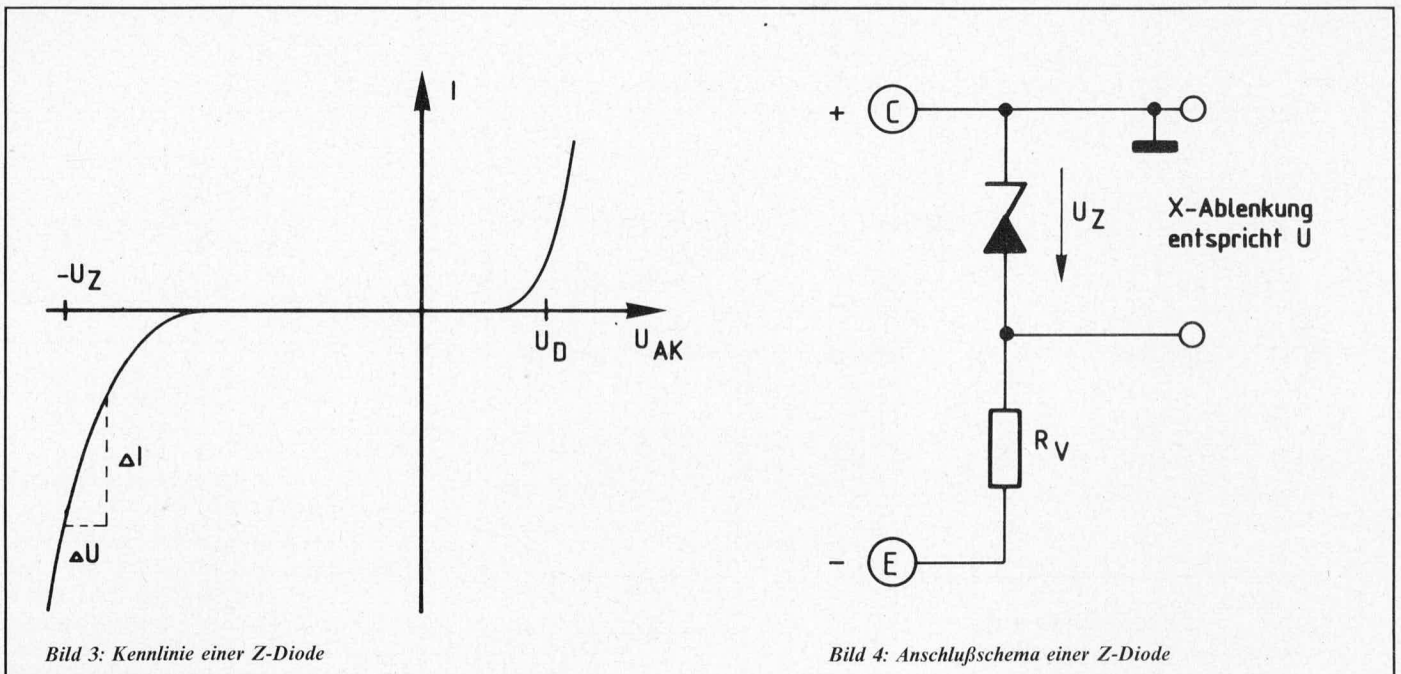


Bild 3: Kennlinie einer Z-Diode

Bild 4: Anschlußschema einer Z-Diode

die einem konstanten Basisstrom I_B von $10 \mu A$ entspricht, fließt ein Kollektorstrom von ca. 5 mA im Bereich von 5 V bis 40 V, während er unterhalb 5 V in Richtung 0 abknickt. Je größer der eingepreßte Basisstrom wird, desto größere Werte nimmt auch der Kollektorstrom an. Wesentliches Merkmal ist hierbei, wie auch eingangs schon erwähnt, daß der Kollektorstrom ein bestimmtes Vielfaches vom Basisstrom ist. Bei konstantem Basisstrom ist also auch der Kollektorstrom in weiten Bereichen (ungefähr zwischen 5 V und Maximum) konstant. Lediglich bei sehr kleinen Spannungen sinkt auch der Basisstrom in Richtung 0 ab.

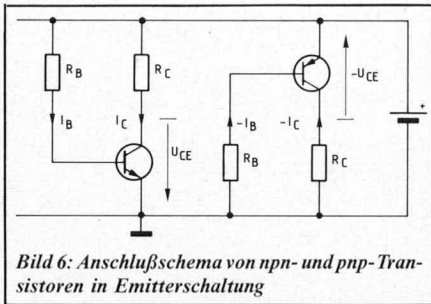


Bild 6: Anschlussschema von npn- und pnp-Transistoren in Emitterschaltung

In der linken Hälfte von Bild 6 ist ein npn-Transistor in Emitterschaltung zu sehen. Über den Vorwiderstand R_B wird ein konstanter Strom I_B in die Basis des Transistors eingespeist. Dieser Basisstrom, multipliziert mit dem Stromverstärkungsfaktor des betreffenden Transistors ergibt den Kollektorstrom I_C , der über den im Kollektorkreis liegenden Widerstand R_C in den Kollektor des Transistors fließt. Kollektor- und Basisstrom zusammen verlassen den Transistor gemeinsam am Emitteranschluß. Da die Stromverstärkungsfaktoren von Kleinsignaltransistoren im Bereich von 100 bis 1000 und von Leistungstransistoren immerhin noch um 50(-fach) liegen, kann man in den meisten Fällen bei der Berechnung des Emitterstromes den Basisstrom vernachlässigen und mit guter Näherung die Aussage machen:

$$I_C = I_E$$

Um das in Bild 5 gezeigte Kennlinienfeld auf einem Oszilloskop-Bildschirm darzustellen, wird ein konstanter Basisstrom in die Basis des zu prüfenden Transistors eingespeist und gleichzeitig die Kollektor-Emitter-Spannung von 0 auf Maximum (hier z. B. 40 V) heraufgefahren. Hierbei erhält man allerdings nur eine Kennlinie. Anschließend wird der Basisstrom erhöht und auf diesem erhöhten Wert konstant gehalten. Gleichzeitig wird die Kollektor-Emitter-Spannung erneut von 0 V beginnend bis auf Maximum gefahren. Hierdurch entsteht eine weitere Kennlinie. Diese Prozedur, durch schrittweises Erhöhen und Konstanthalten des Basisstromes bei gleichzeitiger Steuerung der Kollektor-Emitter-Spannung von jeweils 0 V bis Maximum, wird so oft wiederholt, bis die gewünschte Anzahl Kennlinien auf dem Oszilloskop-Bildschirm aufgezeichnet wurde.

Da im allgemeinen zur Aufzeichnung der Kennlinienfelder keine Speichermöglichkeiten zur Verfügung stehen, ist es erforderlich, die gesamte Kennlinienschar (in Bild 5 z. B. von 0 bis 7) mit fortlaufender Wiederholung auf den Bildschirm zu bringen. Einfache Kennliniensreiber bedienen sich beim Schreiben der Kollektor-Emitter-Spannung einer einfachen, gleichgerichteten Sinushalbwellen, die brückengleichgerichtet eine Wiederholfrequenz von 100 Hz aufweist. Dies ist jedoch wenig komfortabel, da sich beim Schreiben von 8 Kennlinien lediglich eine Bildwiederholfrequenz von 100 Hz: $8 = 12,5$ pro Sekunde ergibt. Dies bedeutet ein starkes Flackern der Abbildung, das selbst unter Verwendung einer Oszilloskopröhre mit langer Nachleuchtdauer wenig augenschonend ist. Außerdem steigt und fällt eine Sinuskurve nicht linear, so daß sich darüber hinaus starke Helligkeitsunterschiede beim Kurvenverlauf ergeben. Für die Abbildung von Transistor-kennlinienfeldern empfiehlt sich daher eine möglichst linear verlaufende Sägezahn- oder Dreieckspannung mit einer Frequenz,

die eine Bildwiederholung von mindestens 50mal pro Sekunde erlaubt. Dies haben praktische Versuche im ELV-Labor ergeben. Bei der Darstellung von 8 Kurvenverläufen eines Kennlinienfeldes folgt daraus eine Taktfrequenz von 400 Hz. Deutlich höhere Frequenzen sollten vermieden werden, um Verfälschungen durch parasitäre Kapazitäten sowie durch dynamische Störeinflüsse zu vermeiden.

In der rechten Hälfte von Bild 6 ist in Analogie zum npn-Transistor der Betrieb eines pnp-Transistors dargestellt. Hierbei tragen die einzelnen Spannungen und Ströme ein negatives Vorzeichen.

Feldeffekttransistoren

Im Gegensatz zu den „normalen“, bipolaren Transistoren sind Feldeffekttransistoren Halbleiter, die über ein elektrisches Feld leistungslos gesteuert werden. Ihre Arbeitsweise wird daher in diesem Punkt zu Recht häufig mit der Arbeitsweise von Röhren verglichen.

Insgesamt unterscheidet man 6 verschiedene Feldeffekttransistor-Typen, deren Schaltsymbole in Bild 7 zusammengestellt sind. Als Einzeltransistoren am weitesten verbreitet sind hierbei die Sperrschichtfets, die sowohl als n-Kanal als auch p-Kanal-Typ erhältlich sind. Die Steuerelektrode ist das Gate (G) mit dem sich der Widerstand zwischen Drain (D) und Source (S) steuern läßt. Mit Steuerspannung U_{GS} wird die Spannung zwischen Gate und Source bezeichnet. Die Eingangswiderstände sind extrem hochohmig und bewegen sich bei Sperrschichtfets im Bereich von 10^{10} bis $10^{13} \Omega$ und bei Mosfets von 10^{13} bis $10^{15} \Omega$.

Da die Schaltsymbole bei Fets manchmal nicht ganz einheitlich gezeichnet werden, haben wir in Bild 8 die am meist verbreitetsten Symbole für n- und p-Kanal-Sperrschichtfets aufgezeichnet. Nach unserer Meinung ist die rechte „Schreibweise“ einprägsamer, da sie mit entsprechenden bipolaren Transistoren vergleichbar ist (beim npn-Transistor weist der Emitterpfeil vom Basisanschluß fort in Stromrichtung, genau wie beim n-Kanal-Sperrschichtfet — analog dazu pnp-Transistor und p-Kanal-Sperrschichtfet).

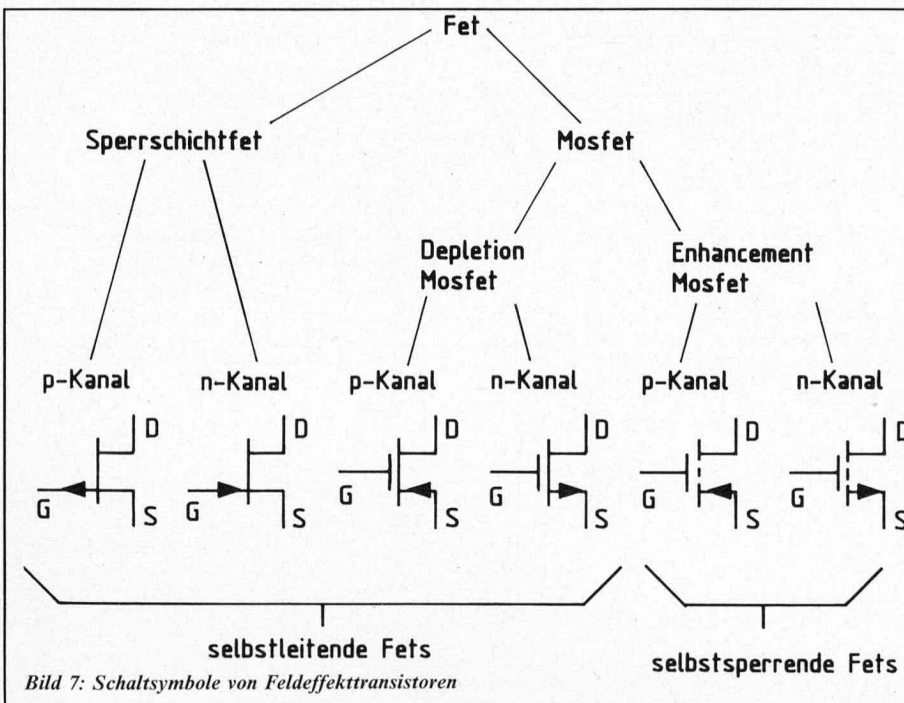


Bild 7: Schaltsymbole von Feldeffekttransistoren

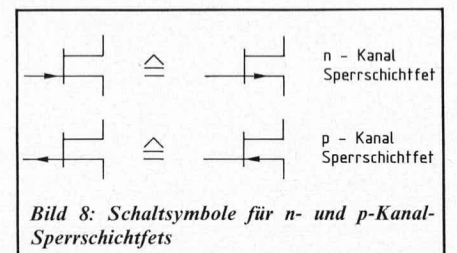


Bild 8: Schaltsymbole für n- und p-Kanal-Sperrschichtfets

In Bild 9 ist der Betrieb von n-Kanal- (links) und p-Kanal-Sperrschichtfets (rechts) dargestellt. Diese Fet-Typen zeichnen sich u. a. dadurch aus, daß sie bei $U_{GS} = 0 V$ leitend sind, d. h. sie zählen zur Gruppe der selbstleitenden Fets.

Am Beispiel des in Bild 9 links abgebildeten n-Kanal-Sperrschichtfets (z. B. BF 245) wollen wir die Arbeitsweise näher erläutern. Auch hier ist ähnlich wie bei einem „normalen“ bipolaren Transistor der Drainstrom (entsprechend dem Kollektorstrom)

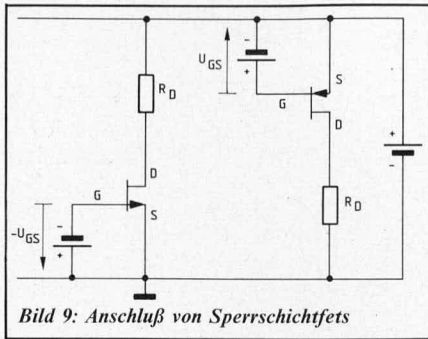


Bild 9: Anschluß von Sperrschichtfets

oberhalb von ca. 5 V bis zum Maximum annähernd konstant. Als wesentlicher Unterschied ist hier jedoch nicht der Steuerstrom, sondern die Steuerspannung (U_{GS}) für die Größe des Drainstromes maßgebend.

Der ELV-Kennlinienschreiber KS 7000 besitzt daher neben 9 fest einstellbaren Basisströmen zusätzlich 3 fest einstellbare Gate-Source-Spannungen, die in Schritten von 0,2 V, 0,5 V sowie 1,5 V schaltbar sind.

Wird zum Beispiel die Abstufung von 0,5 V gewählt, so beginnt die Darstellung des Kennlinienfeldes mit dem Schreiben der Kennlinie für $U_{GS} = 0$ V. Als nächstes wird eine Spannung von $U_{GS} = -0,5$ V auf das Gate des Fets gegeben. Hierbei ist das Gate 0,5 V negativer als der Sourceanschluß. Für das Schreiben der nächsten Kennlinie wird das Gate auf $-1,0$ V gebracht, dann auf $-1,5$ V... bis $-3,5$ V, um anschließend die nächste Kennlinienschar, wiederum beginnend bei $U_{GS} = 0$ V zu schreiben. Ist der zu testende Fet z. B. bereits ab $-3,0$ V vollständig gesperrt, so werden die Kennlinien für $-3,0$ V und $-3,5$ V übereinander auf der waagerechten Achse (entsprechend 0 mA) geschrieben (Bild 10). Entsprechend der Emitterschaltung beim „normalen“ Transistor werden die Fets hierbei in Sourceschaltung betrieben.

Da Mosfets im allgemeinen in IC's, d. h. in integrierter Form eingesetzt werden und darüber hinaus noch vielschichtiger in ihren Anwendungen sind (selbstsperrende und selbstleitende Typen), wollen wir darauf an dieser Stelle nicht näher eingehen, um den Rahmen dieses Artikels nicht zu sprengen. Nur soviel sei noch gesagt: Aufgrund des noch höheren Eingangswiderstandes sind Mosfets in ungeschützter Form (ohne Eingangsschutzschaltung) extrem empfindlich gegen statische Aufladungen usw. und sollten daher nur von Fachleuten unter Berücksichtigung entsprechender Vorsichtsmaßnahmen eingebaut werden.

Bedienung und Funktion

Mit dem ELV-Kennlinienschreiber KS 7000 können komplette Kennlinienfelder, bestehend aus jeweils 8 Einzelkennlinien sowohl von bipolar Transistoren als auch von Feldeffekttransistoren auf einem Oszilloskopbildschirm in übersichtlicher Form dargestellt werden. Darüber hinaus sind Einzelkennlinien von Dioden und Z-Dioden abzubilden.

Beginnen wollen wir mit der Beschreibung zur Aufzeichnung von Dioden- und Z-Dioden-Kennlinien.

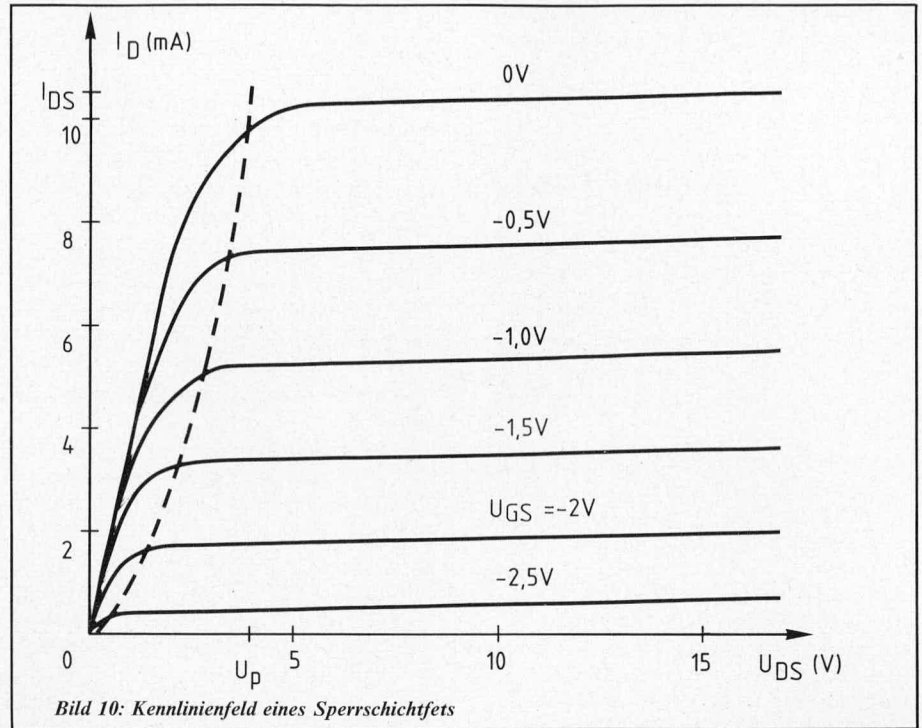


Bild 10: Kennlinienfeld eines Sperrschichtfets

Dioden-, Z-Dioden-Kennlinien

Mit dem Netzschalter links oben auf der Frontplatte wird das Gerät eingeschaltet.

Rechts daneben befindet sich das Spannungseinstellpoti U_{CE} zur Vorwahl der maximal zwischen Kollektor und Emitter abfallenden Spannung. Diese Spannung wird automatisch in Form einer Dreieckspannung von 0 bis zum eingestellten Maximum und wieder zurück gesteuert und zwar so, daß sich eine Bildfolgefrequenz von 75 Hz bei einer Darstellung von 8 Kennlinien pro Abbildung ergibt. Da bei der Darstellung von Diodenkennlinien jeweils nur ein Kurvenverlauf auf dem Bildschirm erscheint, gilt hierfür eine 8fach höhere Bildfolgefrequenz von 600 Hz (Taktfrequenz), d. h. die Kennlinie wird 600 mal pro Sekunde auf den Bildschirm geschrieben.

Der rechts neben dem Spannungseinsteller angebrachte Kippswitcher dient zur wahlweisen Einschaltung von Transistor 1 bzw. Transistor 2, wobei zusätzlich eine Mittelstellung vorgesehen ist, in der keiner der beiden Transistoren eingeschaltet und damit belastet wird. Dieser Schalter wird zur hier beschriebenen Ausmessung von Dioden zunächst in Mittelstellung und bei Meßbeginn in Stellung „1“ gebracht.

Die zu prüfende Diode selbst wird mit ihrem Anodenanschluß an die obere Buchse von T 1 angeschlossen. Dies entspricht dem Plusanschluß bzw. dem Kollektoranschluß bei npn und dem Emitteranschluß bei pnp-Transistoren (rotes Feld). Der Kathodenanschluß der Diode (Ring bzw. Pfeilspitze) wird über einen Vorwiderstand R_V an die untere Buchse von T 1 (entsprechend minus) angeschlossen (blaues Feld).

Der Vorwiderstand R_V berechnet sich aus der maximal an ihm abfallenden Spannung, dividiert durch den maximal fließenden Strom nach der Formel:

$$R_V = \frac{U_{CE} - U_D}{I_{max}}$$

Da die Diodenflußspannung im allgemeinen kleiner als 1 V ist, kann sie für die Ausmessung normaler Dioden praktisch vernachlässigt werden. Bei einer eingestellten Spannung $U_{CE} = 20$ V muß daher der Vorwiderstand 1 k Ω betragen, möchte man einen maximalen Strom von 20 mA nicht überschreiten ($R_V = U_{CE}/I_{max} = 20 \text{ V}/20 \text{ mA} = 1 \text{ k}\Omega$).

Die maximale Belastung $P_{V, max}$ errechnet sich nährungsweise zu:

$$P_{V, max} = \frac{U_{CE} \times I_{max}}{4}$$

Für unseren Fall bedeutet dies eine Verlustleistung von 0,1 Watt.

Die Stellung des Schalters „NPN/PNP“, des Schalters „Transistor/FET“ sowie des Schalters I_B ist bei der Abbildung von Dioden-Kennlinien egal.

Vor der Inbetriebnahme ist mit dem Einsteller „ $I_{C, max}$ “ der maximal mögliche Strom einzustellen, bei dem die interne elektronische Strombegrenzung des KS 7000 einsetzen soll. Dieser Wert ist geringfügig höher einzustellen als der voraussichtlich auftretende, erlaubte Wert.

Steht der Schalter „ $I_C \times 1/x 10^4$ “ in Stellung „x 1“, so kann mit dem Einstellpoti „ $I_{C, max}$ “ der Einsatz der internen Strombegrenzung zwischen 0 mA und 200 mA gewählt werden, während in Stellung „x 10“ der Einsatz der Strombegrenzung zwischen 0 und 2000 mA vorzugeben ist.

Auf eine Besonderheit soll in diesem Zusammenhang noch hingewiesen werden: Sobald die eingestellte Maximalspannung „ U_{CE} “ größer als 50 V wird, schaltet automatisch ein Relais die Trafowicklungen um, wobei gleichzeitig der maximal einstellbare Strom auf 1000 mA begrenzt wird. Auch wenn der Regler „ $I_{C, max}$ “ auf Werte oberhalb 1000 mA eingestellt wird, bleibt

dies wirkungslos und die Strombegrenzung setzt bereits bei 1000 mA ein. Signalisiert wird dieser Betriebszustand zusätzlich durch Aufleuchten einer LED oberhalb des Stromeinstellers.

Kommen wir nun zum Anschluß des Oszilloskops an den ELV-Kennlinienschreiber KS 7000.

Der Y-Eingang des zur Darstellung der Kennlinienfelder eingesetzten Oszilloskops wird an den entsprechenden Ausgang des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 angeschlossen. Hierbei handelt es sich um die ebenfalls mit „Y“ bezeichnete BNC-Buchse, die rechts unten auf der Frontplatte angeordnet ist.

An dieser Buchse steht eine Spannung an, die dem Strom durch den angeschlossenen, zu testenden Prüfling exakt proportional ist. In Stromschalterstellung „x 1“ beträgt die Spannung exakt 1 V pro 100 mA Strom (durch den Prüfling). In Stromschalterstellung „x 10“ hingegen liegt die Spannung bei 1 V pro 1 A, d. h. daß bei einem Strom von 0,5 A (durch die angeschlossene Diode) eine Spannung von 0,5 V an der Y-Buchse ansteht. Bei 1 A erhöht sich die Spannung auf 1,0 V usw., und zwar in linearem Zusammenhang. Aufgrund dieser eindeutigen Kalibrierung des Gerätes kann auf einem entsprechenden Oszilloskop genau der in den Prüfling hineinfließende Strom bestimmt werden.

Der X-Eingang (Horizontal- bzw. Zeit-Ablenkung) des Oszilloskops wird über einen entsprechenden Tastkopf an den Verbindungspunkt zwischen Diode und Vorwiderstand angeklemt. Der Masseanschluß kann frei bleiben, da das Oszilloskop das Masse-Potential bereits über die Y-BNC-Buchse zugeführt bekommt. Zu beachten ist allerdings die korrekte Verbindung zwischen Y-Ausgangsbuchse des KS 7000 und der Y-Eingangsbuchse des Oszilloskops, d. h. daß der Mittelanschluß der einen Buchse auch mit dem Mittelanschluß der anderen Buchse verbunden sein muß und hier keine Vertauschung zwischen Abschirmung und Mittelleiter auftreten darf, da sonst ein Signalweg kurzgeschlossen wäre.

Da der KS 7000 zur Ausmessung von Dioden-Kennlinien keine separate Regelung der X-Ablenkspannung besitzt, ist hierfür ein Zweikanal-Oszilloskop erforderlich, bei dem die Höhe der Ablenkspannung mit dem Empfindlichkeitseinsteller des zweiten Kanals, der dann zur X-Ablenkung dient, eingestellt werden kann.

Die Abbildung von Transistor- und Fet-Kennlinien ist auch mit einem Einkanal-Oszilloskop möglich, das lediglich über einen Anschluß zur externen X-Ablenkung verfügen muß (wie zum Beispiel das ELV-Uniscop).

Die Sperrkennlinie einer „normalen“ Diode (Bild 1b) kann selbstverständlich nicht abgebildet werden, da dies automatisch zur Zerstörung des betreffenden Prüflings führen könnte. Bis zur erlaubten maximalen Betriebsspannung kann die Diode auch in Sperrichtung betrieben werden, wobei sich dann allerdings lediglich ein waagerechter Strich auf dem Oszilloskop-Bildschirm

zeigt, da der in Sperrichtung fließende Strom praktisch in der vorliegenden Form nicht meßbar ist.

Kommen wir nun zur Darstellung der Kennlinien von Z-Dioden.

In Flußrichtung ergibt sich keine Änderung gegenüber der Abbildung äquivalenter Kennlinien „normaler“ Dioden.

Wird die Z-Diode jedoch in Sperrichtung geschaltet, wie dies auch in Bild 4 angegeben ist, zeigt sich der typische Kennlinienknick bei der Z-Spannung entsprechend der linken Hälfte von Bild 3.

Abschließend ist bei den Diodenmessungen noch anzumerken, daß die Abbildung der Ströme immer in positiver Richtung erfolgt, d. h. der Kurvenverlauf ist von der Null-Linie beginnend nach oben ansteigend.

Als nächstes wollen wir jetzt den wohl am häufigsten auftretenden Anwendungsfall des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 beschreiben: die Darstellung von Transistor-Kennlinienfeldern.

Transistor-Kennlinienfelder

Die Handhabung des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 ist zur Aufzeichnung von Transistor-Kennlinienfeldern denkbar einfach.

Der Y-Eingang des Oszilloskops wird an die BNC-Y-Ausgangsbuchse des KS 7000 angeschlossen. In Stromschalterstellung „x 1“ beträgt die dort anliegende Spannung 1 V pro 100 mA Kollektorstrom, während in Stromschalterstellung „x 10“ an dieser Buchse 1 V pro 1000 mA Kollektorstrom anliegen. Bei einem maximal fließenden Kollektorstrom durch den angeschlossenen Prüfling von 2000 mA bedeutet dies eine maximale Spannung in Stromschalterstellung „x 10“ von 2,0 V.

Der externe X-Eingang (Horizontal- bzw. Zeit-Ablenkung) des Oszilloskops wird an die entsprechende BNC-X-Ausgangsbuchse des KS 7000 angeschlossen, die ebenfalls rechts auf der Frontplatte angeordnet ist.

Da die Spannungseinstellung des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 einen sehr großen Bereich überschreitet, befindet sich über der X-Ausgangsbuchse am KS 7000 ein Poti zur Pegelanpassung an die X-Ablenkung des Oszilloskops. Auf diese Weise kann fast jedes Oszilloskop, das eine externe X-Ablenkung ermöglicht, über den KS 7000 zur Kennlinienschreibung von Transistoren und Fets eingesetzt werden, auch wenn es sich lediglich um ein Einkanal-Oszilloskop handelt.

Beim Oszilloskop selbst sind jetzt mit den Eingangswahlschaltern die entsprechenden Empfindlichkeitsstufen zu wählen, wobei die maximal auftretenden Spannungen sowohl an der X- als auch an der Y-Ausgangsbuchse des KS 7000 10 V nicht überschreiten. Auch bei Fehlanpassungen kann dem Oszilloskop somit normalerweise kein Schaden zugefügt werden.

Die X-Ablenkung des angeschlossenen Oszilloskops ist auf „extern“ zu schalten.

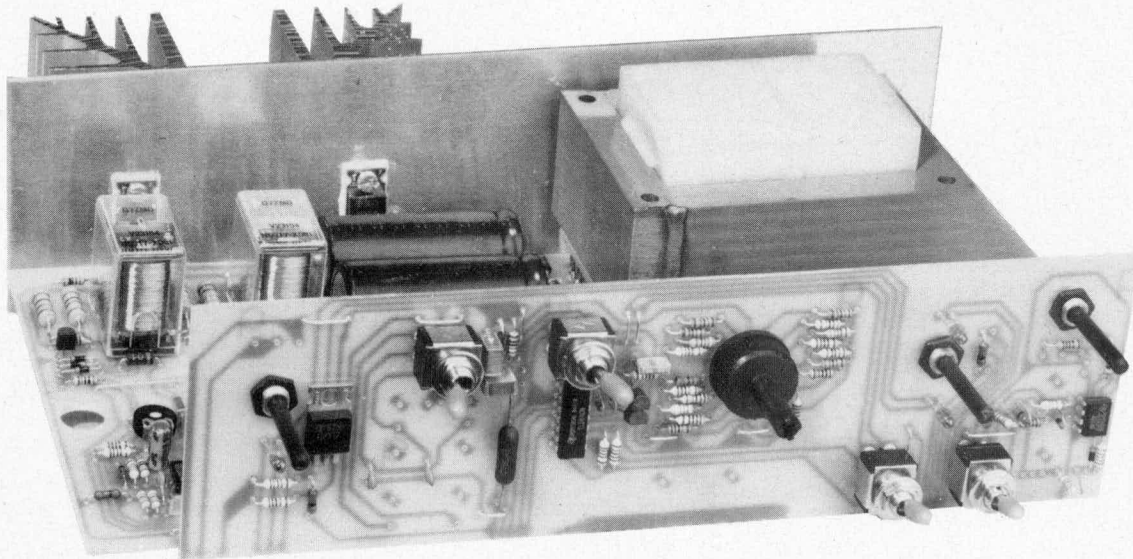
Bevor der ELV-Kennlinienschreiber KS 7000 in Betrieb genommen wird, sind fol-

gende Einstellungen sorgfältig vorzunehmen:

1. Netzschalter einschalten.
 2. Mit dem Spannungseinstellpoti U_{CE} die maximal zwischen Kollektor und Emitter des Prüflings abfallende Spannung zwischen 0 V und 100 V vorwählen. Hierbei ist zu beachten, daß der Prüfling die auftretende Verlustleistung verarbeiten können muß.
 3. Wahlschalter T 1/T 2 in Mittelstellung bringen (aus).
 4. Mit dem Wahlschalter „NPN/PNP“ die gewünschte Transistorart einstellen.
 5. Mit dem Wahlschalter „ I_B “ den gewünschten Basisstrom einstellen. Hierbei ist zu beachten, daß der an den einzelnen Schalterstellungen aufgezeichnete Strom von 0 beginnend 8mal um diesen Betrag erhöht wird, d. h. daß in BasisstromEinstellung „ $I_B = 10 \mu A$ “ die erste Kennlinie mit $0 \mu A$, die zweite Kennlinie mit $10 \mu A$, die dritte mit $20 \mu A$ bis zur siebten Kennlinie mit $70 \mu A$ geschrieben wird. In Maximalstellung „ $I_B = 5 mA$ “ bedeutet dies einen maximalen Basisstrom von $5 mA \times 7 = 35 mA$.
- Ist man sich über die Daten des zu prüfenden Transistors nicht im klaren, beginnt man zweckmäßigerweise grundsätzlich mit der BasisstromEinstellung „ $I_B = 10 \mu A$ “ (kleinste Einstellung).
6. Mit dem Strombegrenzungseinsteller „ $I_{C, max}$ “ wird der Einsatzpunkt der internen elektronischen Strombegrenzung vorgewählt. Dieser Wert sollte geringfügig oberhalb des maximal zu erwartenden Stromes liegen, damit die interne Strombegrenzung im Normalfall nicht einzusetzen braucht. Sie dient lediglich zu Schutzzwecken sowohl für den Kennlinienschreiber selbst als auch für den angeschlossenen Prüfling.
 7. Mit dem Schalter „Transistor/FET“ kann zwischen „normalem“ bipolaren Transistor und Fet gewählt werden.
 8. Der rechts daneben angeordnete Stromumschalter dient zur Festlegung der darüber angeordneten Strombegrenzungsskala ($I_{C, max}$). In Stellung „x 1“ reicht die Skala von 0 bis 200 mA, während sie in Stellung „x 10“ von 0 bis 2000 mA reicht. Oberhalb einer eingestellten Kollektor-Emitter-Spannung von $U_{CE} = 50 V$ wird der maximal mögliche Kollektorstrom automatisch auf 1000 mA begrenzt. Zur Erkennung dieser Betriebsart leuchtet oberhalb des Stromeinstellpotis eine zusätzliche LED auf.

Wie eingangs bereits erwähnt, wird mit dem Stromumschalter „x 1/x 10“ gleichzeitig der Skalenfaktor des Y-Ausgangs umgeschaltet.

Sind alle vorstehenden Einstellungen sorgfältig vorgenommen, kann der Prüfling an die drei linken unter der Bezeichnung „T 1“ angeordneten Prüfbuchsen angeschlossen werden. Handelt es sich um einen npn-Transistor, wird der Kollektor an die obere und der Emitter an die untere Prüfbuchse gelegt. Bei einem pnp-Transistor hingegen liegt der Emitter an der oberen und der Kollektor an der unteren Buchse. Der Basisan-



Ansicht des fertig aufgebauten ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 vor dem Einbau ins Gehäuse

schluß wird in jedem Fall mit der mittleren Buchse verbunden.

Die vorstehende Art der Buchsenlegung hat den Vorteil, daß die obere Buchse grundsätzlich positives Potential und die untere Buchse negatives Potential führt.

Achtung:
Aufgrund des großen Spannungsbereiches des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 kann das Potential an den Prüfbuchsen bis zu 100 V und damit lebensgefährliche Werte annehmen. Das Gerät darf daher ausschließlich von sachkundigen Fachleuten, die mit den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen eingehend vertraut sind, unter Laborbedingungen in Betrieb genommen werden. Auf absolute Berührungssicherheit in eingeschaltetem Zustand sowie auf die Einhaltung der VDE-Bestimmungen und der einschlägigen Sicherheitsbestimmungen ist großer Wert zu legen.

Nachdem der Transistor berührungssicher und korrekt angeschlossen wurde, kann der Schalter „T 1/T 2“ in Stellung „T 1“ gebracht werden.

Mit Hilfe der X- und Y-Einsteller können am Oszilloskop die Pegel soweit verschoben werden, bis sich ein einwandfreies Bild auf dem Oszilloskopschirm ergibt. Durch Verändern von Basisstrom bzw. Kollektorspannung kann der angeschlossene Transistor in seinen unterschiedlichsten Betriebszuständen getestet werden.

Durch Anschluß eines zweiten Transistors sowie durch direkte Umschaltmöglichkeit am Gerät selbst können darüber hinaus zwei Transistoren miteinander verglichen werden. Dies ist besonders wichtig für Anwendungsfälle, in denen das Aussuchen von Transistorpärchen gewünscht wird.

Durch die Mittelstellung des Schalters „T 1/T 2“ besteht außerdem die Möglichkeit, bei der Verarbeitung von größeren Verlustleistungen die Transistoren jeweils nur kurzzeitig einzuschalten, um diese nicht zu überhitzen.

Unterhalb des Basisstrom-Einstellers „I_B“ befinden sich zwei Buchsen zur externen Einspeisung eines Basisstromes. Auch an diesen Buchsen können bis zu 100 V Spannungen anliegen und sind somit nicht potentialfrei. Für eine separate Stromquelle, die zur externen Basisstromeinspeisung dient, bedeutet dies die Notwendigkeit der Potentialfreiheit. Im allgemeinen wird diese Forderung von Netzgeräten erfüllt, muß jedoch sicherheitshalber vorher eindeutig festgestellt werden, um Schäden an den Geräten zu vermeiden. Durch die Möglichkeit der externen Basisstromzuführung können zusätzlich beliebige Einzelkennlinien bei den unterschiedlichen extern eingespeisten Basisströmen mit Hilfe des KS 7000 auf einem Oszilloskop-Bildschirm dargestellt werden. Im allgemeinen wird jedoch der große zur Verfügung stehende einstellbare Basisstrombereich die gewünschten Betriebsbereiche abdecken, so daß die vorstehend beschriebene externe Basisstromeinspeisung nur für Sonderfälle in Frage kommt.

Fet-Kennlinienfelder

Bei der Darstellung von Kennlinienfeldern von Feldeffekttransistoren geht man sinngemäß genauso vor, wie bei der Darstellung von Transistor-Kennlinienfeldern. Auf die ausführliche Beschreibung wollen wir daher an dieser Stelle verzichten und lediglich auf die Unterschiede hinweisen.

Der Basisstromeinsteller „I_B“ wird in Stellung 1,5 V (gleiche Stellung wie 5 mA) gebracht, wobei jetzt besonderes Augenmerk auf die Strombegrenzung zu legen ist, um eine Überlastung durch Falscheinstellung zu vermeiden. Gegebenenfalls kann die StromEinstellung nachträglich noch etwas höher gedreht werden. Das Einsetzen der Strombegrenzung ist auf dem Oszilloskop-Bildschirm deutlich durch helle Punkte zu sehen, die an den Stellen auftreten, an denen die Strombegrenzung bereits einsetzt.

Der Schalter „Transistor/FET“ wird in Stellung „FET“ gebracht.

Der Prüfling selbst wird mit seinem Gate-Anschluß an die Basis-Prüfbuchse angelegt. Im Falle, daß es sich um einen n-Kanal-Fet handelt, wird der Schalter „NPN/PNP“ in Stellung „NPN“ gebracht und der Drain-Anschluß oben (+) und der Source-Anschluß unten (-) an die Prüfbuchsen angeklemt. Soll hingegen ein p-Kanal-Fet getestet werden, wird der entsprechende Schalter in Stellung „PNP“ gebracht, wobei dann der Source-Anschluß oben (+) und der Drain-Anschluß unten (-) anzulegen ist.

Befindet sich das rechts auf der Frontplatte oberhalb der X-Ausgangsbuchse angeordnete Poti auf Links-Anschlag (im Uhrzeigersinn gedreht — cal), so ist der Ausgangsspannungshub der X-BNC-Ausgangsbuchse um den Faktor 100 kleiner als die mit dem Poti „U_{CE}“ eingestellte Spannung (100 V entsprechen also 1 V), während bei Rechtsanschlag die Umsetzung 1:1 erfolgt (U_{CE} = 10 V entspricht ebenfalls 10 V X-Ablenkspannung). Beliebige Zwischenstufen sind einstellbar. Die maximal auftretende Ausgangsspannung sowohl an der X- als auch an der Y-Buchse beträgt 10 V, wodurch eine Übersteuerung eines angeschlossenen Oszilloskops normalerweise wirksam vermieden wird.

Zur Schaltung

Nachdem sowohl die Theorie als auch die Praxis im Umgang mit dem ELV-Kennlinienschreiber KS 7000 vorstehend ausführlich erläutert wurde, wollen wir nun zur Beschreibung der eigentlichen Schaltung des KS 7000 kommen.

Im Blockschaltbild 11 ist die prinzipielle Funktionsweise des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 dargestellt.

Ein Dreieck-Generator erzeugt eine Soll-Steuerspannung, die auf einen elektronischen Regler zur Endstufenansteuerung gegeben wird. Den Ist-Ausgangsspannungswert erhält der Regler von der negativen Ausgangsspannung. Beide Werte werden im Regler miteinander verglichen, der daraufhin seinen Endstufen-Steuerstrom so einstellt, daß die Ausgangsspannung der

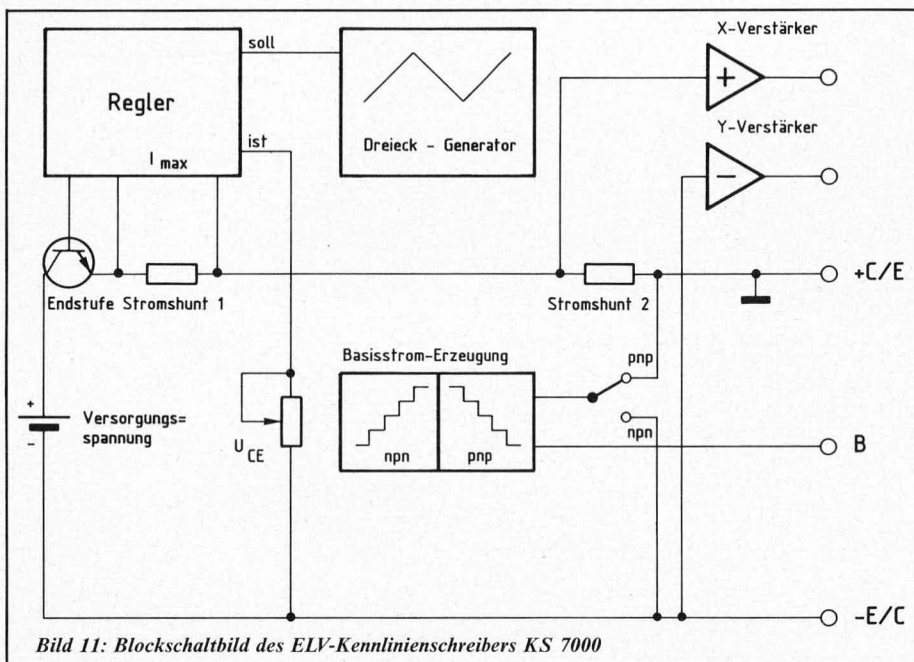


Bild 11: Blockschaltbild des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000

Steuerspannung des Dreieck-Generators entspricht. Durch das Spannungseinstellpoti kann ein Multiplikator gewählt werden, damit die Ausgangsspannung in ihrer Höhe einstellbar ist, in ihrem Kurvenverlauf jedoch immer einer Dreieck-Spannung entspricht. Zusätzlich greift der Regler am Stromshunt einen Wert zur maximalen Ausgangsstrombegrenzung ab, der ebenfalls über ein Poti einstellbar ist (hier nicht eingezeichnet).

Die Basisstrom-Erzeugung arbeitet mit einem Treppenspannungsgenerator, der sowohl eine von 0 an in positive Richtungen steigende Spannung (nnp) als auch eine von 0 an fallende Spannung (pnp) bereitstellen kann. Über einen Schalter („PNP oder NPN“) wird der entsprechende Basisstrom entweder an die positive oder an die negative Seite der Versorgungsspannung gelegt, um auf diese Weise immer den Basisstrom über die Basis-Emitterstrecke des zu prüfenden Transistors fließen zu lassen (bei pnp-Transistoren liegt der Emitter an

+U_B, während er bei npn-Transistoren an -U_B angeschlossen wird).

Der X-Verstärker zur Horizontal-Ablenkung greift eine Spannung am Stromshunt 2 ab, die dem Kollektorstrom direkt proportional ist, der in den angeschlossenen Prüfling hineinfließt.

Der Y-Verstärker erhält seine Spannung vom negativen Ausgangsspannungsanschluß, wobei der Bezugspunkt für beide Verstärker der positive Ausgangsspannungsanschluß ist.

Auf eine Besonderheit des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 wollen wir in diesem Zusammenhang noch hinweisen: In Bild 12 ist der zeitliche Verlauf zur Darstellung einer kompletten Kennlinienschar, bestehend aus 8 Einzelkennlinien eines Transistors auf einem Oszilloskop-Bildschirm aufgezeichnet. Wie wir daraus entnehmen können, beginnt die Kollektorspannung U_{CE} (Bild 12b) bei 0 und steigt innerhalb von ca. 1,7 msec linear auf ihren Maximal-

wert an. In der gleichen Zeit liegt der Basisstrom (Bild 12a) bei 0 µA. Demzufolge ist auch kein Kollektorstrom vorhanden (Bild 12c).

Nach 1,7 msec beginnt die Kollektorspannung U_{CE} linear zu fallen, bis sie nach weiteren 1,7 msec, also insgesamt nach 3,4 msec wieder bei ihrem Ausgangswert von ca. 0 V angelangt ist. In dieser zuletzt beschriebenen Zeitspanne hat der Basisstrom inzwischen seine erste Stufe (z. B. 10 µA) angenommen, so daß ein entsprechender Kollektorstrom (Bild 12c, Kurve 1) fließt. Diese Kurve beginnt beim Maximum und fällt erst im letzten Moment bei Erreichen der 3,4 msec-Zeitmarke auf 0 ab und zwar gerade in dem Moment, in dem auch die Kollektorspannung U_{CE} wieder auf 0 angelangt ist.

Vorgenanntes Verhalten resultiert aus der Tatsache, daß die in der Zeitspanne zwischen 1,7 msec und 3,4 msec geschriebene Kurve auf die Kollektorspannung bezogen nicht bei 0 V beginnt, sondern in umgekehrte Richtung läuft und zwar bei ihrem Spannungsmaximum anfängt, um bei 0 V zu enden.

Die nächste, mit „2“ bezeichnete Kurve läuft wieder von U_{CE} = 0 V bis Maximum, so daß auch die entsprechende Kurve des Kollektorstromes I_C (Bild 12c) bei 0 beginnt, verhältnismäßig steil ansteigt, um anschließend nahezu waagrecht weiterzulaufen (der Kollektorstrom ist über weite Bereiche der Kollektor-Emitter-Spannung konstant).

Die darauf folgende mit „3“ bezeichnete Kurve beginnt wieder beim Maximum von U_{CE} und endet bei U_{CE} = 0 V, so daß auch der Kollektorstrom I_C in der Phase „3“ waagrecht mit seinem maximalen Wert beginnt, um erst kurz bevor U_{CE} in Richtung 0 V geht, ebenfalls nach unten abzuknicken.

Auch die weiteren Kurven 4 bis 7 werden wechselweise bei steigender und bei fallender Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} geschrieben.

Auf diese Weise erhält man den ganz entscheidenden Vorteil, daß der Strahlrücklauf des Oszilloskops nicht sichtbar ist, da er ganz offiziell zum Schreiben einer Kurve herangezogen wird. Lediglich ganz am Anfang der Kennlinienfelder sowie am Ende (rechte Bildseite) können schwache Strahlsprünge sichtbar werden, nämlich immer dann, wenn der Strahl von einer Kennlinie zur nächsten springt. Da dies jedoch an den einzelnen Kennlinien-Endpunkten erfolgt und außerdem mit deutlich verminderter Helligkeit (sehr schneller Sprung) stellt sich das Bild der Kennlinienschar, bestehend aus jeweils 8 Einzelkennlinien, insgesamt ruhig, ausgeglichen und mit guter und gleichmäßiger Helligkeit dar, wobei die vorstehend erwähnten Strahlsprünge von untergeordneter Bedeutung, kaum bemerkbar und damit praktisch nicht störend sind.

In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ stellen wir Ihnen im 2. und letzten Teil dieses Artikels das Gesamtschaltbild sowie den Nachbau des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 vor.

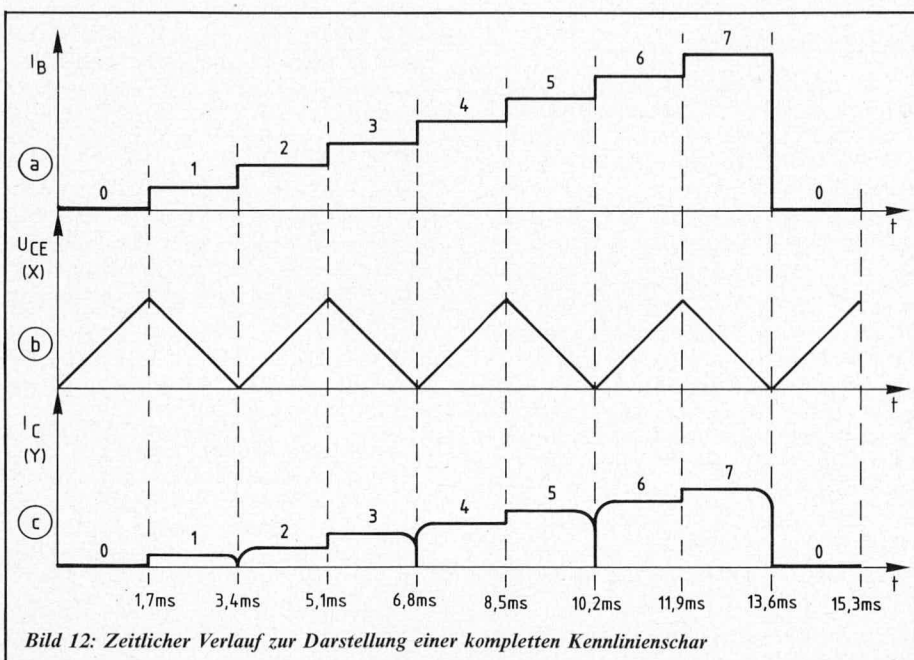


Bild 12: Zeitlicher Verlauf zur Darstellung einer kompletten Kennlinienschar

ELV-Serie 7000: Digital-NF-Stereo-Leistungsmesser NFL 7000



Im hier vorliegenden 2. und letzten Teil dieses Artikels werden Nachbau, Inbetriebnahme sowie Kalibrierung ausführlich beschrieben.

Teil 2

Zum Nachbau

Zunächst werden die Basisplatine und die Anzeigenplatine in gewohnter Weise bestückt. Zuerst werden die passiven und dann die aktiven Bauelemente anhand der Bestückungspläne auf die Platinen gesetzt und verlötet.

Sind die Platinen fertig bestückt und noch einmal kontrolliert, können die beiden Platinen miteinander verlötet werden, wobei die Anzeigenplatine senkrecht an die Basisplatine angelötet wird, und zwar so, daß die Anzeigenplatine ca. 1,5 mm unter der Basisplatine hervorsteht.

Die in den Bestückungsplänen der beiden Platinen mit gleichen Buchstaben bezeichneten Punkte sind untereinander mit isolierten Leitungen zu verbinden. Der Querschnitt sollte mindestens 0,1 mm² betragen. Nach dem Verschrauben der Meßbuchsen mit der Frontplatte, wird die fertige Schaltung gleichzeitig mit der Frontplatte in das Gehäuseunterteil eingesetzt. Die Meßbuchsenanschlüsse sind mit den entsprechenden Punkten auf der Leiterplatte mit flexiblen isolierten Leitungen zu verbinden. Der Querschnitt sollte auch hier mindestens 0,1 mm² betragen.

Mit einem erheblich größerem Querschnitt von mindestens 1,5 mm² sind die beiden + Buchsen direkt miteinander zu verbinden, während die beiden Massebuchsen über den Shuntwiderstand R 60 verbunden werden. Dieser Drahtwiderstand ist vorher in der Art einer Spirale (ca. 10 mm Ø) aufzuwickeln.

Die 3adrige Netzzuleitung mit angespritztem Schuko-Stecker wird durch die Zugentlastung in der Gehäuserückwand geführt, und dann mit den beiden Kippschalteranschlüssen des Netzschalters verbun-

den. Von den beiden Mittelabgriffen des Kippschalters führt die Zuleitung zu den beiden Platinenanschlußpunkten „g“ und „h“.

In diesem Zusammenhang ist es sehr wesentlich zu beachten, daß sämtliche von außen berührbaren Metallteile wie Schrauben, Muttern, Kippschalterhals usw., mit dem Schutzleiter der Netzzuleitung zu verbinden sind. Hierzu sind flexible isolierte Leitungen mit einem Querschnitt von mindestens 0,75 mm² erforderlich.

Auf die Einhaltung der VDE-Bestimmungen wollen wir abschließend noch einmal ausdrücklich hinweisen.

Damit ist der Nachbau dieses interessanten Leistungsmeßgerätes bereits beendet.

Kalibrierung

Die Einstellung (Kalibrierung) des ELV-Digital-NF-Stereo-Leistungsmessers NFL 7000, ist sorgfältig vorzunehmen. Im Hinblick auf die anspruchsvolle Schaltungstechnik ist der Abgleich verhältnismäßig einfach. Hierfür sind folgende Geräte erforderlich:

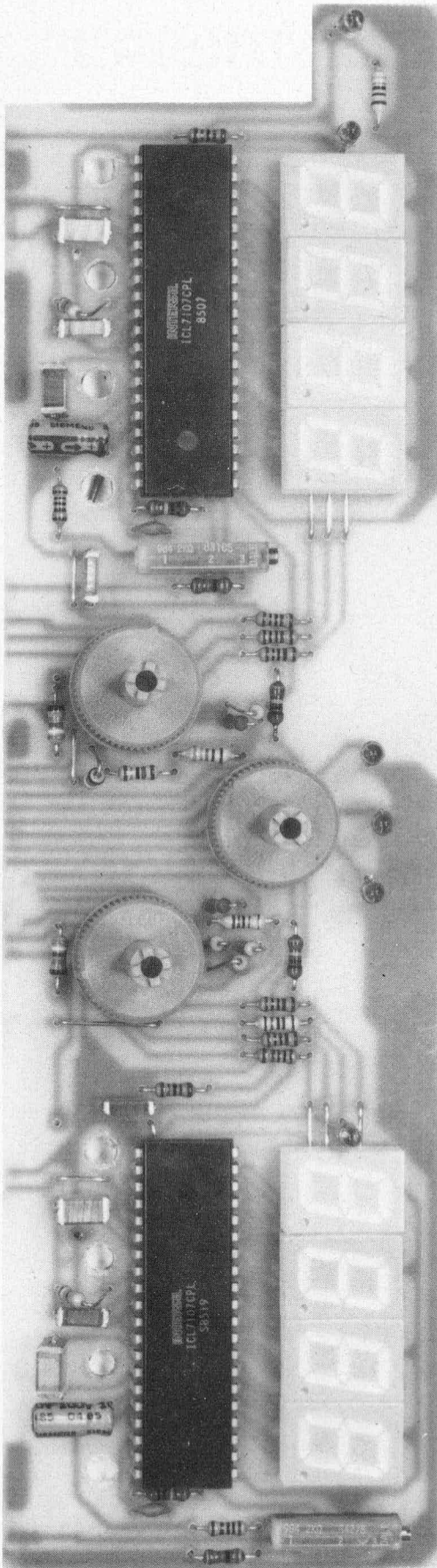
1. Digital-Multimeter mit einer Auflösung von 0,1 mV im kleinsten Spannungsmessbereich sowie ein Strommeßbereichsendwert von mindestens 2 A.
2. Rechteckgenerator mit einer Frequenz im Bereich von 100 Hz bis 1 kHz und einer Ausgangsamplitude zwischen ± 5 V bis ± 10 V.
3. Oszilloskop mit einer Eingangsempfindlichkeit von mindestens 5 mV/cm, besser 2 mV/cm.
4. Gleichspannungsnetzgerät mit einer Ausgangsspannung von ca. 10 V (bis evtl. 20 V) und einem Ausgangsstrom von mindestens 2 A.

Bei der Kalibrierung geht man zweckmäßigerweise wie folgt vor: Zunächst werden sowohl die beiden Eingangsklemmen als auch die Ausgangsklemmen des NFL 7000 über je eine kurze Leitung miteinander verbunden, um Störeinstreuungen weitgehend auszuschließen.

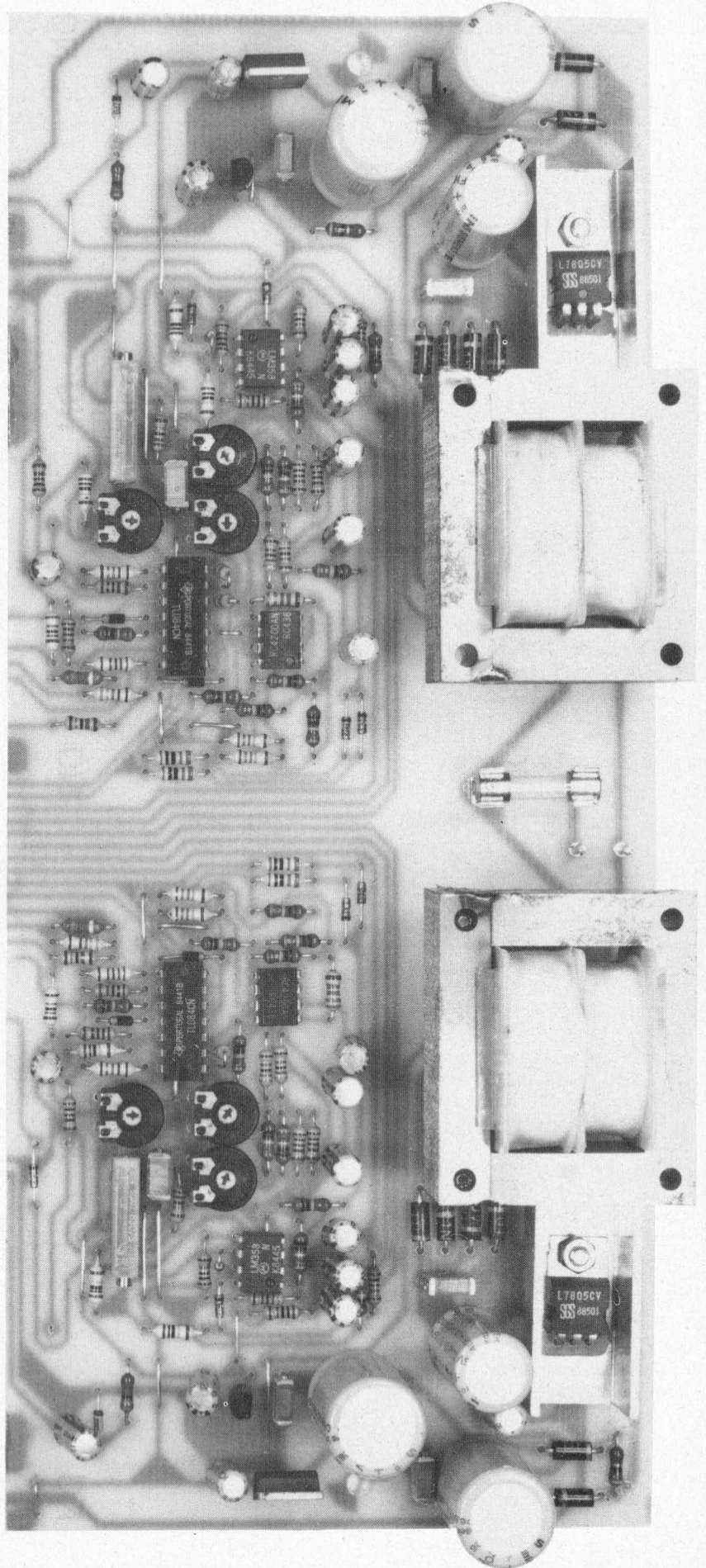
Nachdem die Schaltung für einen längeren Zeitraum in Betrieb war (mindestens 1 Stunde), werden zuerst die beiden Nullpunkteinstellungen vorgenommen. S 1 sollte hierbei in Stellung 2 W stehen.

Sicherheitshalber sollten zunächst die Versorgungsspannungen mit einem Multimeter überprüft werden. Die Minusanschlusssklemme des Multimeters wird mit der Schaltungsmasse verbunden. Hierfür ist der Fußpunkt der 15 V-Festspannungsregler besonders geeignet. Mit der Plusanschlusssklemme sind nun folgende Spannungen zu messen:

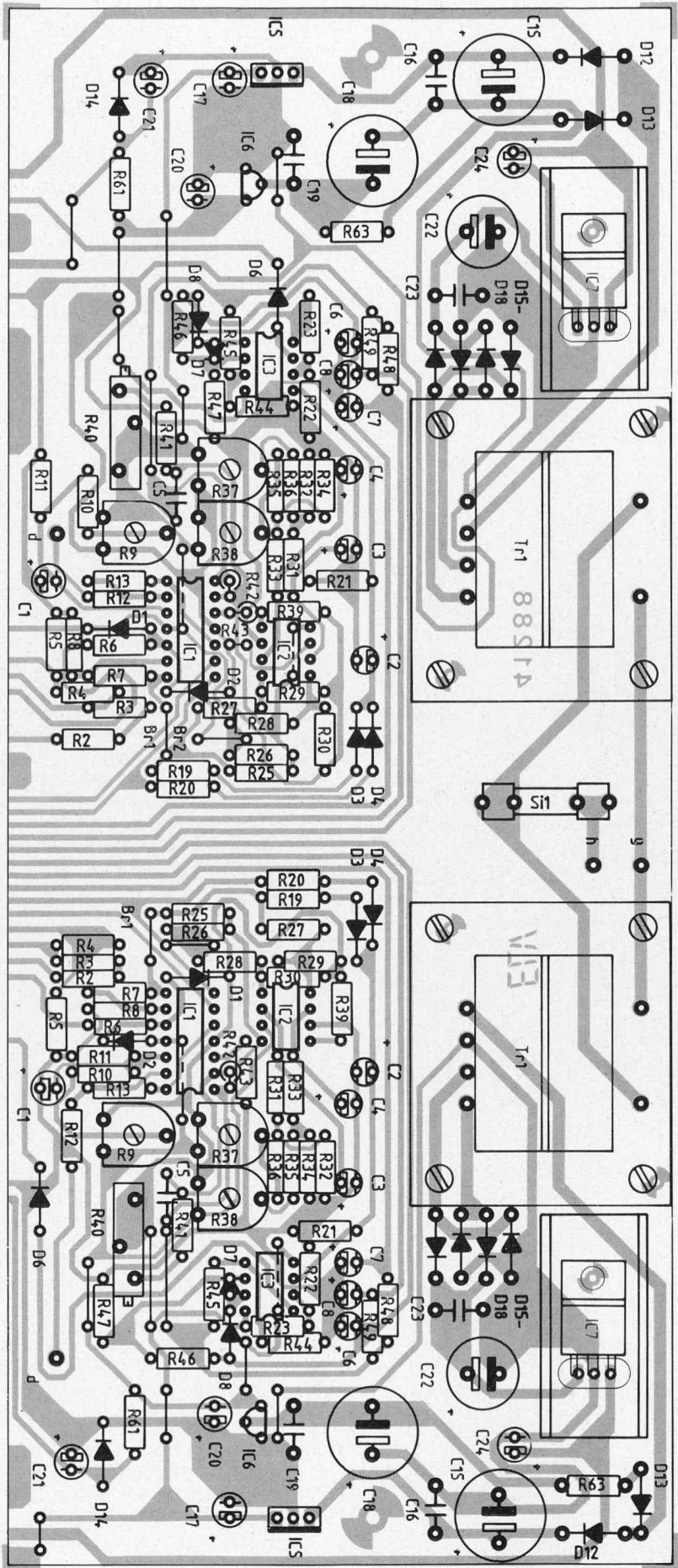
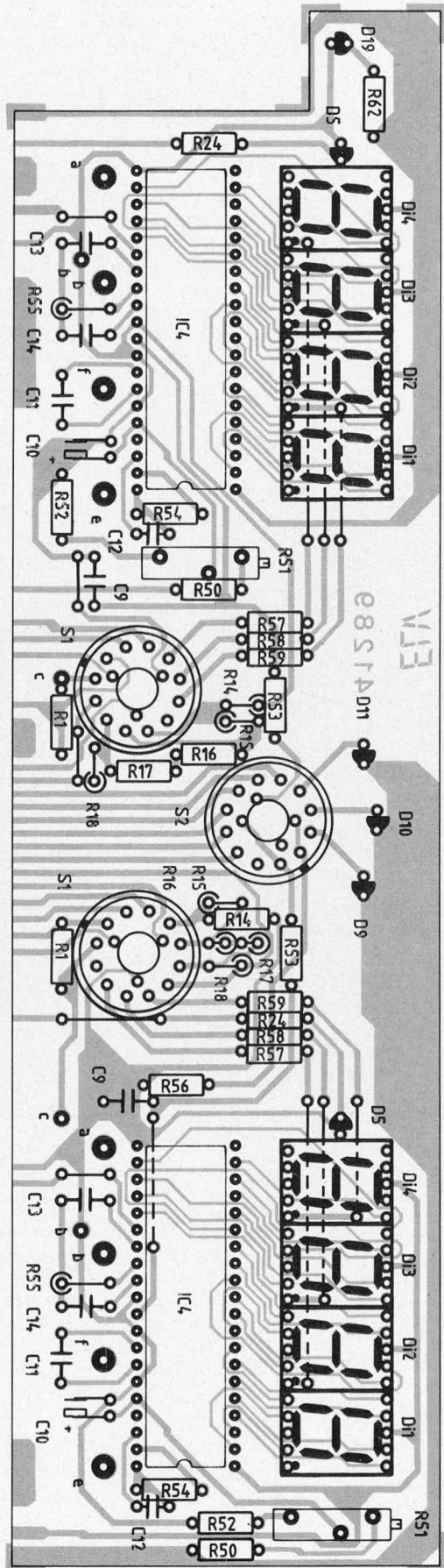
1. An Pin 4 des IC 1 sollte die Spannung zwischen +14,5 und +15,5 V liegen.
2. An Pin 11 des IC 1 sollte die Spannung zwischen -14,5 und -15,5 V betragen.
3. Die unstabilierte Versorgungsspannung vor dem positiven 15 V-Festspannungsregler sollte zwischen 20,0 V und 28,0 V liegen.
4. Die unstabilierte Versorgungsspannung vor dem negativen 15 V-Festspannungsregler sollte zwischen 17,0 V und 23,0 V liegen.
5. An Pin 1 des IC 4 des Typs ICL 7107 sollte die Spannung zwischen +4,5 und +5,5 V liegen.
6. An Pin 26 des IC 4 sollte die Spannung zwischen -5,2 und -6,0 V liegen.



Ansicht der fertig aufgebauten Anzeigenplatine des Digital-NF-Stereo-Leistungsmessers NFL 7000



Ansicht der fertig aufgebauten Basisplatine des Digital-NF-Stereo-Leistungsmessers NFL 7000



Bestückungsseite der Anzeigenplatine des Digital-NF-Stereo-Leistungsmessers NFL 7000

Bestückungsseite der Basisplatine des Digital-NF-Stereo-Leistungsmessers NFL 7000

Stückliste Digital-NF-Stereo- Leistungsmesser NFL 7000

Halbleiter

| | |
|-----------------------|----------------|
| IC 1 | TL 084 |
| IC 2 | RC 4200A |
| IC 3 | LM 358 |
| IC 4 | ICL 7107 |
| IC 5 | μ A 7815 |
| IC 6 | μ A 79L15 |
| IC 7 | μ A 7805 |
| D 1, D 2, D 7, D 8 | DX 400 |
| D 3, D 4, D 6 | 1N 4148 |
| D 5 | LED, 3 mm, rot |
| D 9-D 11, D 19 | LED, 3 mm, rot |
| D 12, D 13, D 15-D 18 | 1N 4001 |
| D 14 | ZPD 5,6 |
| Di 1-Di 4 | DJ 700A |

Kondensatoren

| | |
|------------------------|-------------------|
| C 1, C 2, C 6-C 8 | 10 μ F/16 V |
| C 3, C 4, C 10 | 1 μ F/16 V |
| C 5, C 11 | 100 nF |
| C 9 | 10 nF |
| C 12 | 100 pF |
| C 13 | 220 nF |
| C 14, C 16, C 19 | 47 nF |
| C 15, C 18 | 470 μ F/40 V |
| C 17, C 20, C 21, C 24 | 10 μ F/16 V |
| C 22 | 1000 μ F/16 V |
| C 23 | 47 nF |

Widerstände

| | |
|------------------------|----------------------------------|
| R 1, R 18 | 390 k Ω |
| R 2, R 17 | 120 k Ω |
| R 3, R 16 | 3,3 k Ω |
| R 4, R 15 | 39 k Ω |
| R 5, R 14 | 18 k Ω |
| R 6, R 21, R 22 | 100 k Ω |
| R 7 | 8,2 k Ω |
| R 8, R 19, R 20 | 10 k Ω |
| R 9 | 50 k Ω , Trimmer, liegend |
| R 10, R 46, R 47 | 1 M Ω |
| R 11, R 12, R 32, R 34 | 1 k Ω |
| R 13 | 5,6 k Ω |
| R 23, R 31, R 33 | 47 k Ω |
| R 24, R 56 | 1,5 k Ω |
| R 25, R 26 | 180 k Ω |
| R 27-R 30 | 1 k Ω |
| R 35, R 36, R 43 | 100 k Ω |
| R 37, R 38 | 50 k Ω , Trimmer, liegend |
| R 39 | 56 k Ω |
| R 40 | 50 k Ω , Spindeltrimmer |
| R 41 | 150 k Ω |
| R 42 | 220 k Ω |
| R 44, R 45, R 49 | 10 k Ω |
| R 48, R 53, R 54 | 100 k Ω |
| R 50 | 22 k Ω |
| R 51 | Spindeltrimmer, 2 k Ω |
| R 52, R 57-R 59 | 1 k Ω |
| R 55 | 470 k Ω |
| R 60 | Widerstandsdraht 0,056 Ω |
| R 61 | 2,2 k Ω |
| R 62 | 470 Ω |
| R 63 | 47 Ω |

Sonstiges

| | |
|------|---------------------------------------------------|
| Si 1 | Sicherung 0,1 A |
| S 3 | Kippschalter 2 x um |
| Tr 1 | prim.: 220 V/7,5 VA sek.: 9 V/0,6 A 18 V/0,2 A |

| |
|------------------------------|
| 8 Lötstifte |
| 2 Präzisionsdrehschalter 4,3 |
| 1 Präzisionsdrehschalter 3,4 |
| 1 Platinensicherungshalter |
| 2 U-Kühlkörper |
| 2 Schrauben M 3 x 8 |
| 2 Muttern M 3 |
| 50 cm Silberschaltendraht |

Sind vorstehend beschriebene Spannungsmessungen zur Zufriedenheit ausgefallen, können die Nullpunkteinstellungen in der nachstehend beschriebenen Reihenfolge durchgeführt werden:

1. Mit R 9 wird der Ausgang des OP 3 (Pin 8) auf 0 eingestellt.
2. Mit R 40 wird anschließend der Ausgang des OP 4 (Pin 14) auf 0 eingestellt.

Vorstehend beschriebene Nullpunkteinstellungen sind möglichst sorgfältig durchzuführen, wobei Restspannungen an den Ausgängen der entsprechenden Operationsverstärker unter 1,0 mV liegen sollten.

Aufgrund der hohen Präzision des verwendeten Analog-Multiplizierers des Typs RC 4200 A, ist es möglich, bei der Leistungsmessung eine Genauigkeit in Verbindung mit der übrigen Schaltung im Bereich von ca. 0,5 % zu erzielen. Dies erfordert allerdings eine sehr sorgfältige Einstellung, besonders der beiden Trimmer R 37 und R 38, die wir nachstehend näher beschreiben wollen.

An den Ausgang (Pin 14) des OP 4 ist hierzu ein Oszilloskop anzuschließen, dessen Abschirmung ebenfalls mit der Schaltungsmasse zu verbinden ist.

Als weitere vorbereitende Maßnahmen für die nachfolgenden Einstellungen, muß der Integrationskondensator C 5 ausgelötet und die beiden zu Testzwecken eingebauten Meßbrücken „Br 1“ und „Br 2“ aufgetrennt werden. Jeweils eine Seite der beiden vorgenannten Meßbrücken ist mit den Verbindungspunkten der Widerstände R 25/R 27 (Br 1) bzw. R 26/R 28 (Br 2) verbunden und stellt den Spannungs- bzw. Strommeßeingang des Analog-Multiplizierers dar. Die andere Seite der aufgetrennten Brücken ist für die nachfolgenden Einstellungen unbedeutend.

An den Spannungsmultipliziereingang „(Br 1)“ wird nun ein Rechtecksignal mit einer Amplitude von ± 5 V bis ± 10 V, bei einer Frequenz von 100 Hz bis 1 kHz angelegt. Die Schwingung muß symmetrisch zur Schaltungsmasse, d. h. zur Bezugsspannung sein, also gleiche Amplitudenhöhe sowohl in positiver Richtung als auch in negativer Richtung aufweisen.

Der Strommeßeingang „(Br 2)“ wird über eine kurze Meßleitung mit der Schaltungsmasse verbunden. Um Störeinstreuungen zu vermeiden, empfiehlt es sich, einen Punkt in räumlicher Nähe des IC 2 zu wählen, der Massepotential führt.

Der Trimmer R 37 ist so einzustellen, daß am Ausgang des OP 4 (Pin 14) die Amplitude der Rechteckschwingung sehr klein, d. h. möglichst Null wird.

Nun wird das Rechtecksignal von Punkt „Br 1“ nach Punkt „Br 2“ verlegt und die Masseverbindung von Punkt „Br 2“ nach Punkt „Br 1“, d. h., daß jetzt der Strommultipliziereingang mit dem Rechtecksignal beaufschlagt wird, während der Spannungsmultipliziereingang auf Masse liegt.

Mit dem Trimmer R 38 ist gleichfalls am Ausgang des OP 4 (Pin 14) die Amplitude des dort anliegenden Rechtecksignals zu

minimieren, d. h. möglichst auf Null einzustellen.

Als nächstes werden beide Meßeingänge des Analog-Multiplizierers („Br 1“ und „Br 2“) auf Masse gelegt und mit R 40 der Ausgang des OP 4 (Pin 14) auf Null eingestellt. Die weiter vorstehend beschriebene erste Nullpunkteinstellung dieses OP's diene lediglich zur Vorkalibrierung, während der Ausgang jetzt endgültig auf Null eingestellt wird.

Vorstehend beschriebener Abgleich, besonders der Trimmer R 37, R 38 und R 40, ist sorgfältig durchzuführen und mehrfach zu wiederholen, bis sich keine Änderungen mehr ergeben. Dies ist erforderlich, da eine geringe Beeinflussung beim Verstellen von einem Trimmer auf die Wirkung der beiden anderen Trimmer nicht auszuschließen ist.

Damit ist der Abgleich des Analog-Multiplizierers auf eine Genauigkeit von ca. 0,5 % bereits beendet.

Die Einstellung des Skalenfaktors am A/D-Wandler des Typs ICL 7107 (IC 4), wird mit dem Trimmer R 51 vorgenommen. Aufgrund der ausgefeilten Schaltungstechnik können nicht nur Wechselspannungen, sondern ebenso Gleichspannungen verarbeitet werden, so daß der Abgleich nur mit einer Gleichspannung und mit einem Gleichstrom erfolgt. Hierzu geht man wie folgt vor:

Nachdem die beiden Brücken „Br 1“ und „Br 2“ wieder ordnungsgemäß laut dem Bestückungsplan eingesetzt wurden, wird an den Eingang des NFL 7000 ein Netzgerät mit einer Gleichspannung von ca. 12 V angeschlossen. Die Verbindungen an den Eingangs- und Ausgangsklemmen sind vorher aufzuheben.

Der Meßbereichwahlschalter wird in Stellung 20 W gebracht.

An den Ausgang des NFL 7000 wird ein 8 Ω /5 W Widerstand angeschlossen. Da die bei 12 V abgegebene Leistung ca. 20 W beträgt, darf die Einschaltzeit maximal 1 Minute betragen.

Mit R 51 ist jetzt der Skalenfaktor des NFL 7000 genau auf den Wert einzustellen, der sich rechnerisch aus der Formel

$$P = \frac{U^2}{R}$$

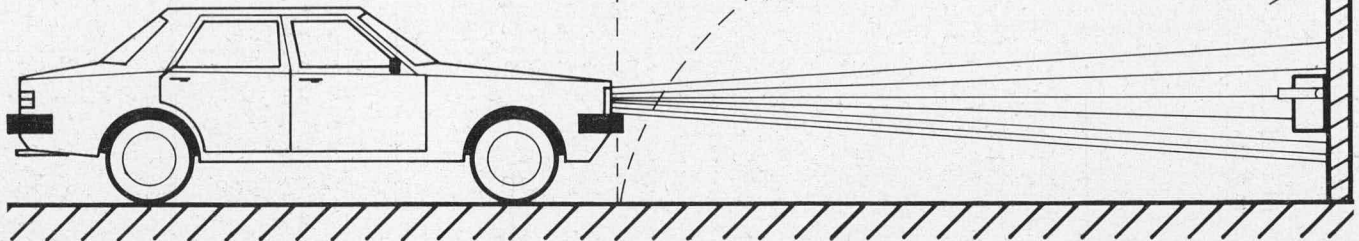
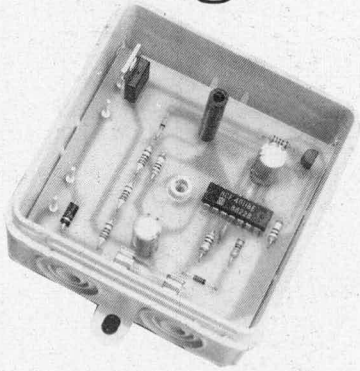
ergibt. Wird z. B. eine Spannung von genau 12,0 V an den Eingang gelegt und beträgt der genaue Widerstandswert des Belastungswiderstandes (vorher ausmessen) z. B. 8,15 Ω , so ergibt sich nach vorstehender Formel eine Wirkleistung von 17,67 W. Auf diesen Wert wird in unserem Beispiel die Anzeige des NFL 7000 mit R 51 eingestellt.

Die übrigen Meßbereiche des NFL 7000 stimmen im Bereich der angegebenen Toleranzen typ. 0,5 % max. 2 % automatisch überein. Zu beachten ist, daß die Einstellung des Skalenfaktors unbedingt als letztes durchgeführt wird.

Sofern der Einstellbereich der Trimmer R 37 und R 38 nicht ausreicht, können die Werte der Widerstände R 32 und R 34 bis auf 2,2 k Ω erhöht werden.

Garagenlicht-Verzögerung

Ein Phototransistor registriert den Scheinwerfer-Lichtkegel eines in die Garage hineinfahrenden Kfz's und schaltet automatisch die Garagenbeleuchtung ein. Nach ca. einer Minute wird die Beleuchtung automatisch wieder gelöscht. In der dunklen Jahreszeit wird man sich besonders schnell an den Komfort dieser nützlichen Schaltung gewöhnen.



Allgemeines

Man kommt nach Hause, fährt in die Garage, schaltet die Kfz-Beleuchtung aus und steht im dunkeln. Dieser Mißstand wird durch die hier vorgestellte preiswert aufzubauende elektronische Schaltung behoben. Die in einem berührungssicheren, für Feuchträume geeigneten Gehäuse untergebrachte Schaltung wird an der Garagenrückwand in Höhe der Scheinwerferkegel eines Kfz's angebracht. Fährt das Fahrzeug mit Scheinwerfer- oder Abblendlicht in die Garage, trifft der Lichtkegel auf einen Phototransistor, der über die nachgeschaltete Elektronik die Garagenbeleuchtung aktiviert. Nach ca. einer Minute wird die Garagenbeleuchtung selbsttätig gelöscht. So hat man ausreichend Zeit, das Fahrzeug und die Garage sicheren Schrittes zu verlassen.

Soll eine vorhandene Garagenbeleuchtung mit diesem kleinen Zusatzgerät betrieben werden, so ist der Schalttriac parallel zu dem bereits bestehenden Lichtschalter zu schalten. Es kann aber auch selbstverständlich eine vollkommen separate Lichtquelle zwischen 10 Watt und 100 Watt an die Schaltung angeschlossen werden.

Zur Schaltung

Über D 1 sowie R 1 bis R 3 gelangt die positive Halbwelle der 220 V Netz-Wechselspannung auf die 12 V Z-Diode D 2. In Verbindung mit dem Puffer und Sieb-Elko C 1 wird daraus eine stabilisierte Gleichspannung erzeugt, die zur Versorgung der gesamten nachfolgenden Elektronik ausreicht. Diese Art der Versorgungsspannungserzeugung ist zwar sehr einfach und preiswert zu realisieren, sie weist jedoch einen ganz gravierenden Nachteil auf:

Die gesamte Schaltung steht unter voller Netzspannung, d. h. ein Berühren ist lebensgefährlich.

Da die Schaltung für die Ansteuerung einer Glühlampe (oder auch Leuchtstofflampe)

eingesetzt werden soll, die ohnehin am 220 V Netzwechselfrequenznetz angeschlossen wird, ist dieser Nachteil für vorstehend genannten Anwendungsfall von untergeordneter Bedeutung, denn die Gefahr der lebensgefährlichen Spannung ist ohnehin vorhanden. Wir möchten daher an dieser Stelle ausdrücklich darauf hinweisen, daß der Nachbau, die Inbetriebnahme und der spätere Einsatz ausschließlich von Elektronikern vorgenommen werden darf, die aufgrund ihrer Ausbildung hinreichend mit den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen vertraut sind. Bei sachgemäßem Aufbau und Einsatz arbeitet die Schaltung selbstverständlich vollkommen zuverlässig und sicher.

Doch kommen wir nun zur eigentlichen Schaltung:

Als Lichtsensor wird der Phototransistor T 1 des Typs SFH 309 eingesetzt. Im Kollektorkreis liegt der Belastungswiderstand R 4.

Die Dimensionierung ist so ausgelegt, daß ohne direkten Lichteinfall das Potential an Pin 13 des Gatters N 1 „high“ ist. Nur bei direkter Bestrahlung des Phototransistors T 1 durch einen ausreichend starken Lichtkegel (Abblend- oder Scheinwerferlicht) erhöht sich der Strom durch T 1 soweit, daß das Potential an Pin 13 des Gatters N 1 auf „low“ (ca. 0 bis 3 V) wechselt.

Die Gatter N 1, N 2 sind in Verbindung mit C 2, R 5 als monostabile Kippstufe geschaltet, wobei Pin 13 des Gatters N 1 den Triggeringang darstellt.

Sobald ein „low“-Impuls am Eingang Pin 13 des Gatters N 1 auftritt, wechselt der Ausgang (Pin 11) auf „high“. Über C 2, R 5 sowie das nachgeschaltete Gatter N 2 erfolgt anschließend eine Selbsthaltung und zwar für die Zeitdauer von ca. einer Minute (Monozeit — wird bestimmt durch C 2 und R 5). Der Ausgang Pin 11 des Gatters N 1 wird erst nach Ablauf der Monozeit wieder auf „low“ zurückgehen. Als weitere Bedin-

gung hierfür ist „high“-Potential an Pin 13 erforderlich, d. h. wenn das Scheinwerferlicht länger als eine Minute auf den Phototransistor auftritt, bleibt die Garagenbeleuchtung eingeschaltet und zwar solange, bis der Fahrzeugscheinwerfer verlischt.

Der Einschaltvorgang selbst wird durch Ansteuern des Eingangs Pin 1 des Gatters N 3 ausgelöst.

Solange Pin 1 auf „low“-Potential liegt, ist die Zündimpulserzeugung, bestehend aus N 3, N 4, T 2, D 3, C 3 sowie R 6 bis R 8, gesperrt, d. h. auch der Schalttriac Tc 1 ist ausgeschaltet.

Wird das Monoflop (N 1, N 2, C 2, R 5) über Pin 13 getriggert, geht der Ausgang Pin 11 auf „high“-Potential und gibt die nachfolgende Zündimpulserzeugung über Pin 1 des Gatters N 3 frei. Hierbei handelt es sich um eine Multivibratorschaltung, die mit einer Frequenz von 20 kHz arbeitet und Nadelimpulse erzeugt.

Der nachgeschaltete Emitterfolger T 2 nimmt eine Stromverstärkung vor und gibt die Nadelimpulse über R 8 auf das Gate des Triacs Tc 1. Dieser schaltet durch und die angeschlossene Lichtquelle ist eingeschaltet.

Nadelimpulse werden deshalb verwendet, um eine geringe Gesamtstromaufnahme der Schaltung zu erreichen, damit auch für die Versorgungsspannung, wie im vorliegenden Fall, auf den Einsatz von Transformatoren u. ä. verzichtet werden kann. Ohnehin sind in der Schaltung keinerlei spezielle Bauelemente vorhanden. Selbst für die Vorwiderstände R 1 bis R 3 können handelsübliche 1/3 Watt-Typen eingesetzt werden (deshalb drei Stück in Reihe).

Als Phototransistor können auch Vergleichstypen Verwendung finden, wobei dann gegebenenfalls der Kollektorwiderstand R 4 angepaßt werden muß. Hier steht allerdings ein recht breiter Spielraum zur Verfügung. Beim Triac Tc 1 können ebenfalls Vergleichstypen eingesetzt werden,

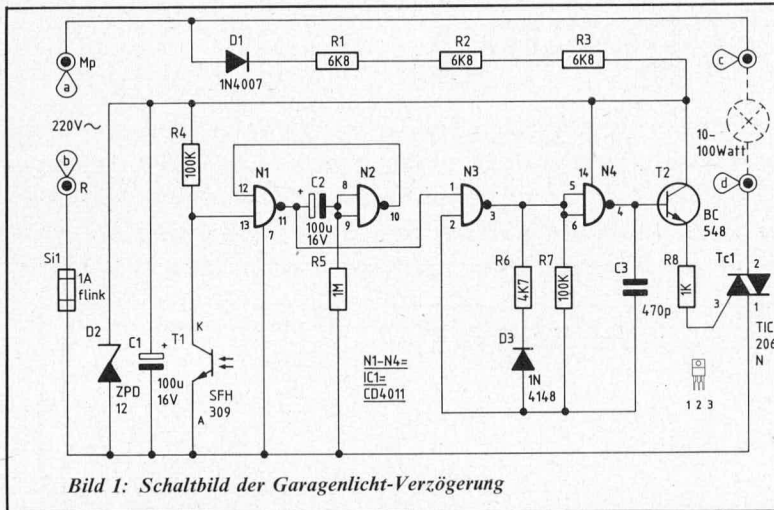


Bild 1: Schaltbild der Garagenlicht-Verzögerung

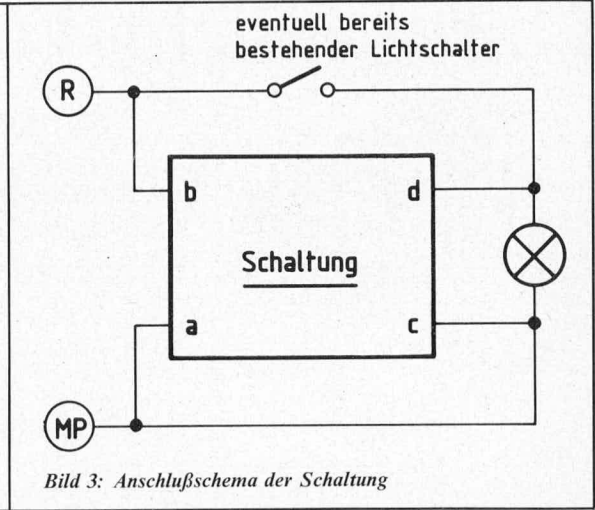


Bild 3: Anschlußschema der Schaltung

wobei allerdings darauf zu achten ist, daß die Spannungsfestigkeit von mindestens 400 V gewährleistet ist und daß der Triac bereits bei einem Gate-Strom von höchstens 10 mA zündet. Beim Anschluß einer 100 Watt Glühlampe sollte der Triac mindestens 4 A verarbeiten können, da der Einschaltstrom von Glühlampen um ein Vielfaches höher als der Betriebsstrom sein kann.

Da, wie bereits eingangs erwähnt, die gesamte Schaltung unter lebensgefährlicher Netzwechselspannung steht, darf sie selbstverständlich erst dann in Betrieb genommen werden, wenn sie sich in einem berührungssicheren, vorschriftsmäßigen Gehäuse befindet.

Zum Nachbau

Zunächst wird die Leiterplatte mit den Bauelementen bestückt. Man beginnt hierbei zweckmäßigerweise mit den niedrigen Bauelementen (liegende Widerstände, Dioden). Die höchsten und größten Bauelemente werden zuletzt auf die Leiterplatte gesetzt und verlötet. Durch diese Vorgehensweise ist die Handhabung der Platine während des Aufbaues am günstigsten.

Der Phototransistor T 1 wird möglichst tief eingelötet, d. h. die Unterkante dieses Bauteils hat nur ungefähr 1 mm Abstand zur Platine. Da die Gesamtlänge der Beinchen nun bei ca. 4 mm liegt, ist das Verlöten besonders sorgsam vorzunehmen, um dem Phototransistor keinen Schaden zuzufügen. Der LötKolben sollte für die Lötungen ausreichend heiß sein (mindestens 350°C), damit die Lötstelle in kurzer Zeit (ca. 3 Sekunden) so heiß wird, daß sich das Lötzinn zuverlässig verflüssigt und eine sichere Kontaktgabe gewährleistet. Bei zu kurzer Lötzeit oder nicht ausreichend heißem LötKolben besteht die Gefahr von „kalten Lötstellen“.

Nachdem die Platine fertig aufgebaut und nochmals überprüft wurde, kann sie in ein Gehäuse gesetzt werden. Die Leiterplatte ist so ausgelegt, daß sie zum Beispiel in eine handelsübliche quadratische Verteilerdose in Feuchtraumausführung eingebaut werden kann.

Die Verteilerdose wird an der Garagenrückwand angebracht, damit der Lichtkegel eines in die Garage hineinfahrenden

Kfz's genau auf den Phototransistor trifft.

Um die Schaltung vor Störungen durch Fremdlichteinfall weitgehend zu schützen, wird ein Kunststoffröhrchen mit einem Innendurchmesser von 3,5 mm und einem Außendurchmesser von ca. 6 mm über den Phototransistor geschoben. Die Länge des Röhrchens wird so bemessen, daß es ca. 2 mm aus der Frontabdeckung der Verteilerdose hervorsteht. Die entsprechende Bohrung in der Frontabdeckung der Verteilerdose muß genau passend sein, damit das Röhrchen stramm eingepaßt und anschließend mit Zweikomponentenkleber o. ä. verklebt werden kann. (Bild 2)

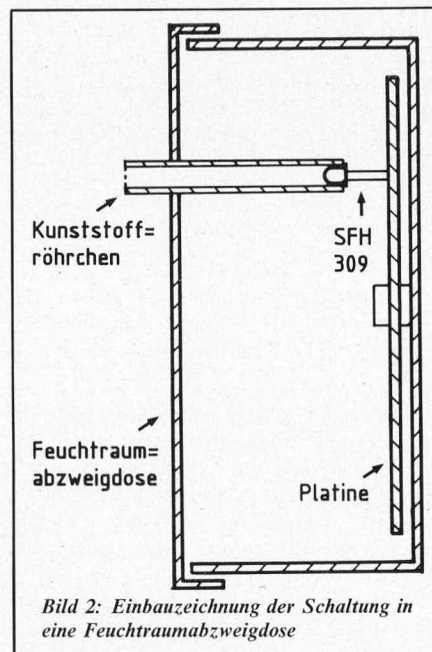


Bild 2: Einbauzeichnung der Schaltung in eine Feuchtraumabzweigdose

Es ist unbedingt sorgfältig darauf zu achten, daß die gesamte Schaltung absolut berührungssicher eingebaut wird, bevor die Inbetriebnahme erfolgt. Hinsichtlich Sorgfalt und Berührungssicherheit gilt gleiches selbstverständlich auch für die gesamte übrige Verkabelung einschließlich der Garagenbeleuchtung.

Für die Stromzuführung sind entsprechende Netzleitungen für Feuchträume zu verwenden. Der Anschluß der 220 V Netzwechselspannung erfolgt an die Platinenanschlußpunkte „a“ (Mp — Nulleiter) und

„b“ (Phase). Die Beleuchtung selbst wird an die Platinenanschlußpunkte „c“ (Mp — Nulleiter) und „d“ (über den Schalttriac zugeführte Phase) angelegt.

Bei einer bereits bestehenden Garagenbeleuchtung kann der Anschluß des Schaltungspunktes „c“ ersatzlos entfallen, da die Lampe über die bereits ursprünglich vorhandene Verkabelung mit dem Nulleiter (Mp) verbunden ist.

Da schon seit vielen Jahren in fast allen Häusern drei Phasen installiert sind, muß man sich selbstverständlich vergewissern, daß die Schaltung der Garagenlicht-Verzögerung an derselben Phase (R, S oder T) betrieben wird, wie ein bereits vorhandener Lichtschalter. In den meisten Fällen erübrigt sich dieses Problem, wenn man die Netzspannungszuführung zum Platinenanschlußpunkt „b“ direkt vor dem bereits bestehenden Lichtschalter abnimmt (Bild 3). Wird die Schaltung komplett neu installiert, ohne zusätzlichen Lichtschalter, ist es für den Betrieb der Schaltung unerheblich, aus welcher der drei Phasen die Speisung erfolgt.

Stückliste Garagenlicht-Verzögerung

Halbleiter

| | | |
|------|-------|-----------|
| IC 1 | | CD 4011 |
| Tc 1 | | TIC 206 N |
| T 1 | | SFH 309 |
| T 2 | | BC 548 |
| D 1 | | 1 N 4007 |
| D 2 | | ZPD 12 |
| D 3 | | 1 N 4148 |

Kondensatoren

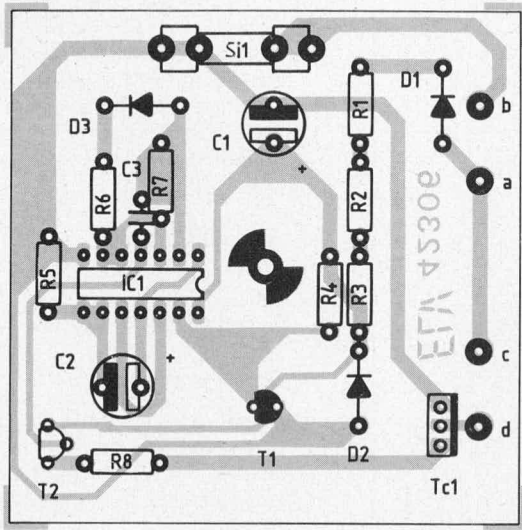
| | | |
|----------|-------|-------------|
| C 1, C 2 | | 100 µF/16 V |
| C 3 | | 470 pF |

Widerstände

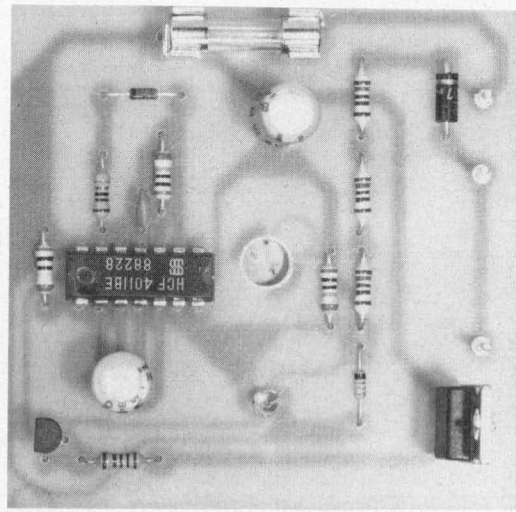
| | | |
|----------|-------|--------|
| R 1-R 3 | | 6,8 kΩ |
| R 4, R 7 | | 100 kΩ |
| R 5 | | 1 MΩ |
| R 6 | | 4,7 kΩ |
| R 8 | | 1 kΩ |

Sonstiges

| | | |
|------|-------|-------------------------------|
| Si 1 | | Sicherung 1 A flink |
| | | 1 Platinsicherungshalter |
| | | 4 Lötstifte |
| | | 1 Kunststoffröhrchen Ø 3,5 mm |



Bestückungsseite der Platine der Garagenlicht-Verzögerung



Ansicht der fertig bestückten Platine der Garagenlicht-Verzögerung

Universal-Frequenzvervielfacher

Zur Erhöhung der Auflösung im Bereich von ca. 10 Hz bis 1 kHz bei Frequenzzählern, dient dieser universell einsetzbare Frequenzvervielfacher. Die Ausgangsfrequenz beträgt wahlweise das 10- oder 100fache der Eingangsfrequenz.

Allgemeines

Das Funktionsprinzip der am meisten gebräuchlichen Frequenzzähler beruht darauf, daß die einzelnen Impulse der zu messenden Eingangsfrequenz für eine ganz bestimmte Zeitdauer gezählt und zur Anzeige gebracht werden.

Bei einer Meßfrequenz von z. B. 100 kHz und einer Torzeit (Meßzeitraum) von 1,0 Sekunden, ergibt sich auf der Digital-Anzeige ein Wert von 100 000. Dies bedeutet eine Auflösung von 1 Hz. Läßt man die Genauigkeit der Quarzeitbasis unberücksichtigt, ergibt sich allein aufgrund des Digitalfehlers von ± 1 Digit eine maximal mögliche Genauigkeit von 10^{-5} entsprechend 0,001 %. In der Praxis ist zu diesem Fehler selbstverständlich noch die Toleranz der Quarzeitbasis hinzuzurechnen, die im allgemeinen in ungefähr gleicher Größenordnung liegt.

Bei einer Meßfrequenz von z. B. 50 Hz sehen die Genauigkeitsbetrachtungen deutlich ungünstiger aus. Auf der Anzeige erscheint bei gleicher Torzeit (1,0 s) ein Wert von „50“. Der grundsätzlich bei digitalen Meßgeräten zu berücksichtigende Meßfehler von ± 1 Digit, erlaubt dadurch eine maximale Genauigkeit von ± 2 % zuzüglich der Toleranz der Quarzeitbasis, die hierbei allerdings praktisch nicht mehr ins Gewicht fällt.

Durch eine Erhöhung der Auflösung läßt sich nun der Digital-Fehler reduzieren. Dies kann z. B. durch eine Vergrößerung der Torzeit von 1,0 auf 10,0 Sekunden (0,1 Hz Auflösung) bzw. 100,0 Sekunden

(0,01 Hz Auflösung) erreicht werden. In vielen Fällen erweist sich dann aber die große Meßzeitdauer als störend, da für die Anzeige des Meßwertes jeweils mehr als 10 s bzw. 100 s benötigt werden.

Durch den Einsatz eines digital arbeitenden Frequenzvervielfachers, wie er in dem hier vorliegenden Artikel ausführlich beschrieben wird, kann die Auflösung eines entsprechenden Frequenzzählers um das 10- bzw. 100fache erhöht werden, unter Beibehaltung der kurzen Torzeit.

Ohne Änderungen an einem bereits bestehenden Frequenzzähler vornehmen zu müssen, kann durch die Vervielfachung der Eingangs-Meßfrequenz von z. B. 50 Hz, auf der Anzeige des Frequenzzählers „50.00“ abgelesen werden, wobei der Punkt links neben der zweiten Dezimalstelle allerdings separat über einen Umschalter anzusteuern ist (kann auch entfallen, wenn der Anwender des Frequenzvervielfachers weiß, daß die Eingangs-Meßfrequenz mit 100 multipliziert wurde).

Zur Schaltung

Der eigentliche Frequenzvervielfacher besteht aus den beiden ICs 1 und 2. Die Meßfrequenz wird auf den Steuereingang (Pin 14) des IC 1 gegeben. Dieses IC stellt in Verbindung mit dem IC 2 sowie Zusatzbeschaltung (R 1 bis R 3, C 1, C 2) einen programmierbaren, d. h. umschaltbaren Frequenzvervielfacher dar. Die Funktionsweise ist wie folgt:

Das IC 1 vergleicht zwei Frequenzen miteinander, die an den beiden Eingängen Pin

Technische Daten (typ):

| | |
|-----------------------|---------------------------------------------------------------------------|
| $f_{\text{ein, min}}$ | 6 Hz |
| $f_{\text{out, max}}$ | 7,5 kHz ($U_B = 5$ V), 10 kHz ($U_B = 10$ V), 20 kHz ($U_B = 15$ V) |
| $f_{(1:1)}$ | DC bis 5 MHz (Schalterstellung: „x 1“) |
| U_B | 5 V bis 15 V |

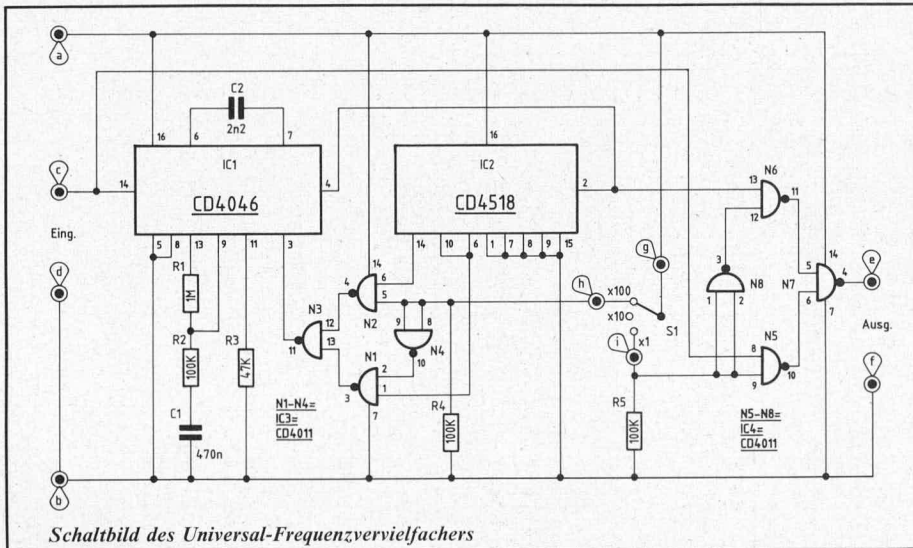
3 und Pin 14 anliegen. Die hieraus gewonnenen Informationen dienen zur Steuerung der Ausgangsfrequenz, die an Pin 4 des IC 1 ansteht. Ist die Frequenz an Pin 3 kleiner als diejenige an Pin 14, so erhöht sich die Ausgangsfrequenz an Pin 4, während bei größerer Frequenz an Pin 3 als an Pin 14 die Ausgangsfrequenz an Pin 4 absinkt. Eine Frequenzkonstanz wird in dem Moment an Pin 4 erreicht, wenn sowohl Frequenz als auch Phasenlage der beiden an Pin 3 und Pin 14 anliegenden Eingangsfrequenzen genau gleich sind.

Würde man jetzt z. B. Pin 4 mit Pin 3 verbinden, ergäbe sich eine Frequenzgleichheit zwischen der Frequenz am Ausgang (Pin 4) und am Eingang (Pin 14). Dies beruht, wie bereits erwähnt, auf der Tatsache, daß sich die Ausgangsfrequenz des IC 1 (Pin 4) immer so einstellt, daß die am Eingang Pin 3 anstehende Frequenz exakt gleich ist mit der Steuerfrequenz an Pin 14.

In der vorliegenden Schaltung ist jetzt aber der Ausgang (Pin 4) des IC 1 nicht direkt mit dem Rückführungseingang (Pin 3) verbunden, sondern über eine programmierbare, digitale Frequenzteilerschaltung.

Die Gatter N 1 bis N 4 sorgen je nach Schalterstellung von S 1 für eine digitale Verbindung zwischen den Ausgängen Pin 10 oder Pin 14 des IC 2 mit dem entsprechenden Eingang Pin 3 des IC 1.

In der eingezeichneten Schalterstellung von S 1 wird das an Pin 14 des IC 2 anstehende Rechtecksignal über die Gatter N 2 und N 3 auf den Eingang Pin 3 des IC 1 durchgeschaltet.



Schaltbild des Universal-Frequenzvervielfachers

Im IC 2 sind zwei Dekadenzähler enthalten, die eine an Pin 2 des IC 2 anliegende Eingangsfrequenz jeweils durch 10 teilen, d. h. an Pin 10 des IC 2 steht die Eingangsfrequenz durch 10 und an Pin 14 durch 100 dividiert an.

Damit nun die Frequenz an Pin 3 des IC 1 mit der an Pin 14 anliegenden Steuerfrequenz übereinstimmt, muß die Ausgangsfrequenz des IC 1 (Pin 4) genau 100mal größer sein, als die Eingangsfrequenz. Als einfaches Zahlenbeispiel wollen wir eine Eingangsfrequenz von 100 Hz annehmen und uns die übrigen Frequenzverhältnisse dieser Vervielfacherschaltung ansehen.

Damit an Pin 3 des IC 1 ebenfalls 100 Hz anstehen, muß die Ausgangsfrequenz an Pin 4 $100 \text{ Hz} \times 100 = 10000 \text{ Hz}$ betragen. Eine Teilung mit IC 2 durch 100, macht aus den 10000 Hz (Pin 2 des IC 2) wieder 100 Hz (Pin 14 des IC 2). Nur wenn die Ausgangsfrequenz des IC 1 (Pin 4) exakt 100mal so groß ist wie die Eingangsfrequenz an Pin 14, liegt eine Frequenzgleich-

heit der an Pin 3 und Pin 14 anstehenden Frequenzen vor. Durch die phasenstarre Kopplung von Eingangs- und Ausgangsfrequenz, kann mit Hilfe dieser Schaltung eine exakt arbeitende Frequenzvervielfachung vorgenommen werden.

Wird S 1 in die Mittelstellung gebracht, so gelangt die an Pin 10 des IC 2 anstehende und durch 10 dividierte Frequenz über die Gatter N 1 und N 3 auf den entsprechenden Eingang Pin 3 des IC 1, so daß die an Pin 4 des IC 1 anstehende Frequenz 10mal so groß ist wie die Eingangsfrequenz der Schaltung, die an Pin 14 des IC 1 anliegt.

Befindet sich S 1 in Stellung „x 1“, so gelangt das Eingangssignal (Platinenanschlußpunkt „c“) direkt über die Gatter N 5 und N 7 auf den Schaltungsausgang (Platinenanschlußpunkt „e“), während in den beiden anderen Schalterstellungen die mit 10 bzw. 100 multiplizierte und an Pin 4 des IC 1 anliegende Eingangsfrequenz über N 6 und N 7 zum Schaltungsausgang geführt wird.

Die Ansteuerung der Umschaltung kann entweder über einen manuell zu betätigenden Kipp- bzw. Schiebeschalter erfolgen oder auch elektronisch ausgeführt werden. In letztgenanntem Fall müssen die Signalepegel zur Ansteuerung der Gatter N 1, N 2, N 5, N 8, dem Versorgungsspannungspegel des Frequenzvervielfachers entsprechen (gleiche Größe).

Zum Nachbau

Die Schaltung wird auf einer einzigen kleinen Leiterplatte untergebracht, die zum Einbau in die entsprechenden Gehäuse der beiden Einbauzähler EZ 1 (ELV 39) bzw. EZ 2 (ELV 41) geeignet ist.

Die Bestückung wird anhand des Bestückungsplanes in gewohnter Weise vorgenommen, wobei zunächst die passiven und anschließend die aktiven Bauteile (ICs) einzulöten sind.

Vor der Inbetriebnahme sollte die Bestückung nochmals sorgfältig überprüft werden. Dem Einsatz steht nun nichts mehr im Wege.

Stückliste Frequenzvervielfacher

Halbleiter

| | |
|------------------|---------|
| IC 1 | CD 4046 |
| IC 2 | CD 4518 |
| IC 3, IC 4 | CD 4011 |

Kondensatoren

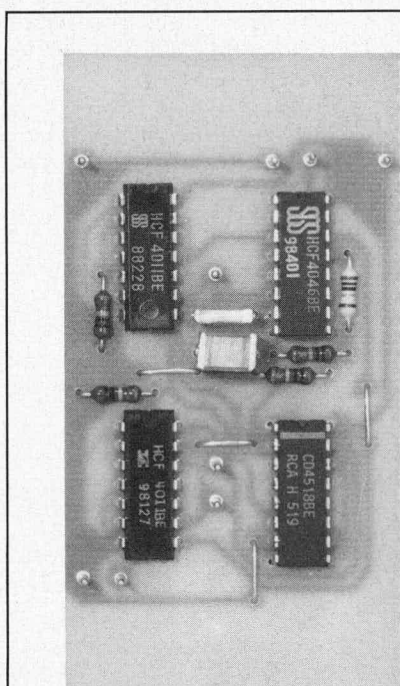
| | |
|-----------|--------|
| C 1 | 470 nF |
| C 2 | 2,2 nF |

Widerstände

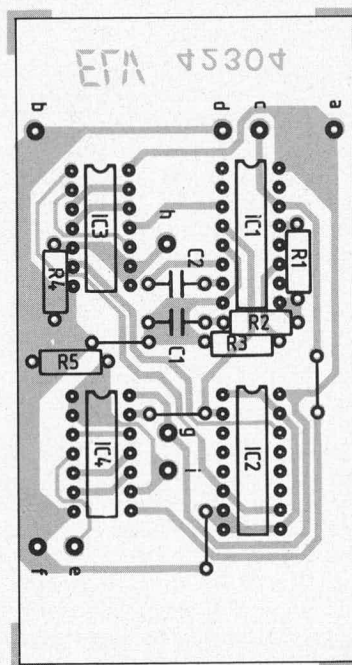
| | |
|---------------------|----------------|
| R 1 | 1 M Ω |
| R 2, R 4, R 5 | 100 k Ω |
| R 3 | 47 k Ω |

Sonstiges

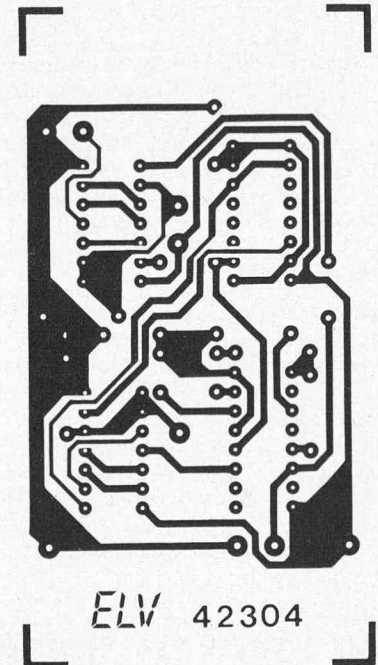
9 Lötstifte



Ansicht der fertig bestückten Platine des Universal-Frequenzvervielfachers



Bestückungsseite der Platine des Universal-Frequenzvervielfachers



Leiterbahnseite der Platine des Universal-Frequenzvervielfachers