

ELV *journal*

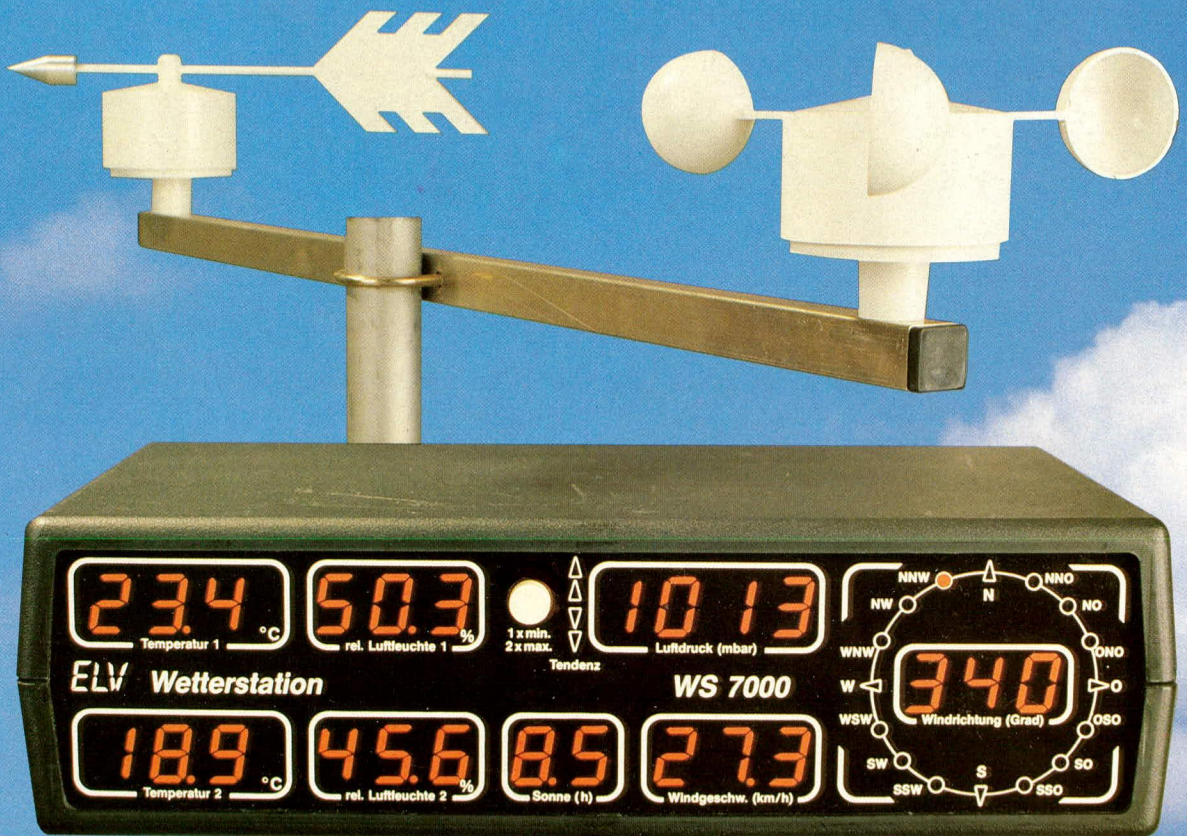
Nr. 43

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,50

Komfort-Wetterstation WS 7000



Schweiz str. 4,50, Niederlande hfl. 5,80, Luxemburg lfr. 80, Finnland 17 Fmk

Mit
Platinenfolien

In dieser Ausgabe:

ELV-Serie 7000:

Komfort-Wetterstation
WS 7000

Kennlinienschreiber
KS 7000

ELV Serie
Kfz-Elektronik:
Heckscheibenautomatik
Elektronische-
Wasserpegelüberwachung

Master-Slave-
Leistungssteller

ELV-Grundlagen:
Gehör-Mikrofon-
Kopfhörer, Teil 3

Leuchtstofflampen-
Wechselrichter

Frequenzzähler-Zusatz:
Spannungsmeßvorsatz

In dem hier vorliegenden dritten Teil der Artikelserie „Gehör-Mikrofon-Kopfhörer“ werden die psychoakustischen Eigenschaften des menschlichen Gehörs beschrieben

von Dr. Ivar Veit
SENNHEISER electronic KG,
3002 Wedemark

3. Psychoakustische Eigenschaften unseres Gehörs

Im vorangegangenen zweiten Teil dieser Aufsatzreihe wurde bereits über die physikalische Funktion unseres Gehörs berichtet. Des Weiteren wurde über die Folgen einer sehr intensiven und langandauernden Einwirkung von Schall oder besser gesagt von Lärm auf unser Gehör gesprochen. Der nachfolgende dritte Teil befaßt sich zunächst mit den Möglichkeiten einer meßtechnischen Untersuchung unseres Ohres sowie mit all' den Dingen, die in dem Zusammenhang wissenschaftlich erscheinen. Im Anschluß daran wird eine Reihe von besonders interessanten psychoakustischen Eigenschaften unseres Hörorgans vorgestellt und erläutert. Der Beitrag schließt mit einer Betrachtung über das Verhalten unseres Gehörs bei der Darbietung von nichtlinear verzerrten Signalen.

Wie wir aus Erfahrung wissen, kann unser Gehör akustische Ereignisse nur innerhalb eines ganz bestimmten Frequenz- und Schalldruckpegelbereichs wahrnehmen. Betrachtet man den Pegelbereich, so gibt es eine untere und eine obere Schalldruckpegelgrenze. Die untere Grenze bezeichnet man als Hörschwelle und die obere als Schmerzempfindungs- oder Schmerzgrenze. Das Gebiet zwischen diesen beiden Grenzen oder Schwellen nennt man Hörfläche. Das Bild 3.1 zeigt die Hörfläche von normalhö-

renden Personen. Die vertikale Ausdehnung dieser Fläche gibt den für das Hören nutzbaren Schalldruckpegel- oder auch Dynamikbereich an. Das normalhörende menschliche Ohr erreicht eine Hördynamik bis zu 130 dB.

Die Hörschwelle gibt denjenigen Schalldruck bzw. Schalldruckpegel an, bei dem unser Ohr den Schall gerade noch wahrzunehmen vermag. Diese Schwelle läßt sich meßtechnisch sehr genau ermitteln. Anders liegen die Verhältnisse bei der Schmerzschwelle; sie wird von den meisten Probanden nicht so eindeutig erkannt und angegeben. Hinzu kommt noch, daß ihre Bestimmung mit einer unzumutbar starken, wenn nicht gar bedenklich hohen Belastung des Innenohres verbunden ist. — Beide Schwellen sind frequenzabhängig. Die größte Empfindlichkeit besitzt unser Ohr im Frequenzbereich zwischen etwa 700 und 6000 Hz. Der kleinste Schalldruck, den wir in diesem Bereich noch wahrnehmen, beträgt etwa $20 \mu\text{N}/\text{m}^2$ (= Effektivwert). Dieser Wert wurde bekanntlich als Bezugswert p_0 für die Definition des Schalldruckpegels festgelegt.

Jede Beeinträchtigung des Hörvermögens äußert sich am auffallendsten im Verlauf der individuellen Hörschwelle. Die Messung der Hörschwelle mit reinen Tönen,

d. h. die Aufnahme eines sogenannten Tonaudiogramms, z. B. durch den Ohrenarzt oder den Hörgeräte-Akustiker, ist daher für die Diagnostik eines Hörschadens von erheblicher Bedeutung. Aus dem Frequenzgang des Hörverlustes — darunter versteht man den Schallpegelabstand zwischen der gemessenen Hörschwelle eines Hörgeschädigten und der Hörschwelle normalhörender Personen bei den verschiedenen Meßfrequenzen — kann oftmals schon auf die Art des individuellen Hörschadens geschlossen werden.

Neben der sogenannten Tonaudiometrie, bei der die Höhe eines eventuellen Hörverlustes für Töne (ausgedrückt in dB) quantitativ festgestellt wird, gibt es eine ganze Reihe anderer Methoden zur Gehörprüfung, die auch noch weitergehendere Aussagen über den Zustand des Hörvermögens abzugeben erlauben. Das sind insbesondere die verschiedenen Meßverfahren der sogenannten überschwelligen Audiometrie, der objektiven Audiometrie und der Sprachaudiometrie. Bei der überschwelligen Audiometrie arbeitet man, wie es der Name bereits verrät, mit akustischen Testsignalen, deren Pegel oberhalb der Hörschwelle liegen. Die Durchführung dieser Untersuchungen ist in jedem Falle — und das gilt gleichermaßen für die Tonaudiometrie wie auch für die Sprachaudiometrie — von der aktiven Mitwirkung des Probanden abhängig. Wenn der Proband während des Meßvorgangs unkonzentriert ist oder gar simuliert, ist das Ergebnis natürlich wertlos. Anders sieht es bei den diversen Verfahren der objektiven Audiometrie aus. Dort werden objektiv meßbare Größen quasi als Antwort auf eine vorangegangene Beschallung vom Probanden abgeleitet und ausgewertet. Hier hat der Proband keinen Einfluß auf das Resultat. Diese Meßverfahren eignen sich daher besonders auch zur Untersuchung von Kleinkindern.

Bei der Sprachaudiometrie prüft man neben dem reinen Hörvermögen auch das Verständnis von Sprache. Dazu bedient man sich eines sehr sorgfältig ausgewählten Sprach-Testmaterials. Die sprachaudiometrische Untersuchung erlaubt es, sehr verlässliche Hinweise darüber zu bekommen, ob die Ursache für einen Hörverlust noch im Innenohr oder bereits im retrochylären (= hinter der Innenohrschnecke gelegenen) Bereich zu suchen ist.

Liegt die Ursache für eine Hörstörung noch vor dem Innenohr, so handelt es sich i. a. um eine Schalleitungsstörung bzw. -schwerhörigkeit. In derartigen Fällen kann der HNO-Arzt in aller Regel helfen. Wird die

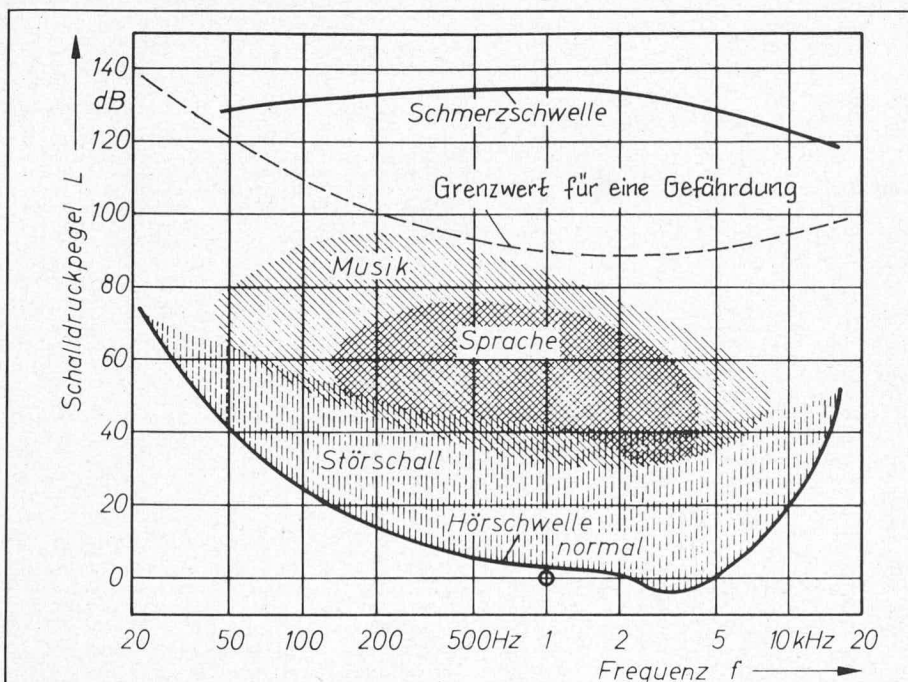


Bild 3.1
Hörschwelle, Schmerzschwelle und Hörfläche (Hördynamik) eines normalhörenden Ohres. Schraffiert eingezeichnet sind darin die spektralen Schallpegelverteilungen von Sprache (= menschliche Stimme im Abstand von ca. 1 m), Musik und üblicherweise vorhandenem Störschall

Ursache eines Hörschadens dagegen im Innenohr oder gar retrocochleär lokalisiert, so spricht man von einer Schallempfindungsschwerhörigkeit. In diesem Falle ist meist nur noch die Benutzung eines Hörgerätes möglich. Die Hörmittelindustrie bietet heutzutage eine Fülle von Geräten für die verschiedenartigsten Erfordernisse an, angefangen von den leistungsstarken Taschenhörgeräten über hinter-dem-Ohr (= HdO) zu tragende Geräte und Hörbrillen bis hin zu den Im-Ohr-Geräten.

Neben den herkömmlichen Hörhilfen gibt es außerdem auch noch andere elektroakustische Möglichkeiten, um Menschen mit Hörproblemen zu helfen. Bild 3.2. zeigt als Beispiel hierfür ein derartiges Gerät (Conferette C 2). Es handelt sich dabei um eine kleine stereophone Übertragungsanlage mit zwei eingebauten Elektretmikrofonen und zwei ebenfalls eingebauten elektrodynamischen Hörsystemen. Zur Inbetriebnahme wird das Gerät lediglich in beide Gehörgangöffnungen eingehängt. Der Pegel der eigenen Stimme wird hierbei übrigens durch eine besondere Kompensationsschaltung herabgesetzt. Das Gerät kann je nach Situation und Bedarf zu Hause, bei Konferenzen oder auch anderswo im Berufsleben sehr hilfreich sein. Neben der rein akustischen Übertragung bietet diese kleine Conferette zusätzlich noch die Möglichkeit eines drahtlosen Empfangs von Sprache oder Musik, und zwar mit Hilfe von entsprechend moduliertem Infrarotlicht. Wird z. B. am NF-Ausgang eines Fernsehgerätes ein geeigneter Infrarot-Sender (Trägerfrequenz: 95 kHz) angeschlossen, so kann man mit diesem Gerät beispielsweise den Fernsehton drahtlos empfangen.

Wenden wir uns nun der Beurteilung von Schallereignissen durch unser Gehör zu. Wie aus dem Bild 3.1 ersichtlich ist, wird unsere Hörfläche von zwei meßbaren Größen bestimmt, und zwar von der Höhe des Schalldruckpegels (stellvertretend für die Intensität des mit unseren Ohren empfangenen Schalls) und von der Frequenz. Diese beiden Größen begegnen uns in inhaltlich durchaus verwandter, wenn auch nur selten präzise und zutreffend angewandter Form auch im täglichen Sprachgebrauch, nämlich als ‚Lautstärke‘ und als ‚Tonhöhe‘. Beide Begriffe sind dennoch physikalisch sehr genau definiert. Was der Akustiker unter Lautstärke und Tonhöhe tatsächlich versteht, soll nachfolgend etwas eingehender beleuchtet werden.

Zunächst zur Lautstärke: Im Bild 3.1 erkennt man sehr deutlich, daß unsere Hörschwellenkurve sehr stark frequenzabhängig ist. Wir empfinden daher zwei Schallergebnisse (z. B. zwei verschiedene ‚musikalische‘ Töne) gleichen Schalldruckpegels jedoch unterschiedlicher Frequenz nicht als gleich laut. Um dennoch subjektive Lautstärkeempfindungen quantitativ richtig beurteilen und angeben zu können, hat man neben den rein physikalischen Größen des Schalls (Schalldruckpegel und Frequenz) auch zwei entsprechende hörphysiologische Größen eingeführt. Eine davon ist die Lautstärke. Die Ermittlung der Lautstärke eines Schallereignisses — das kann ein rei-

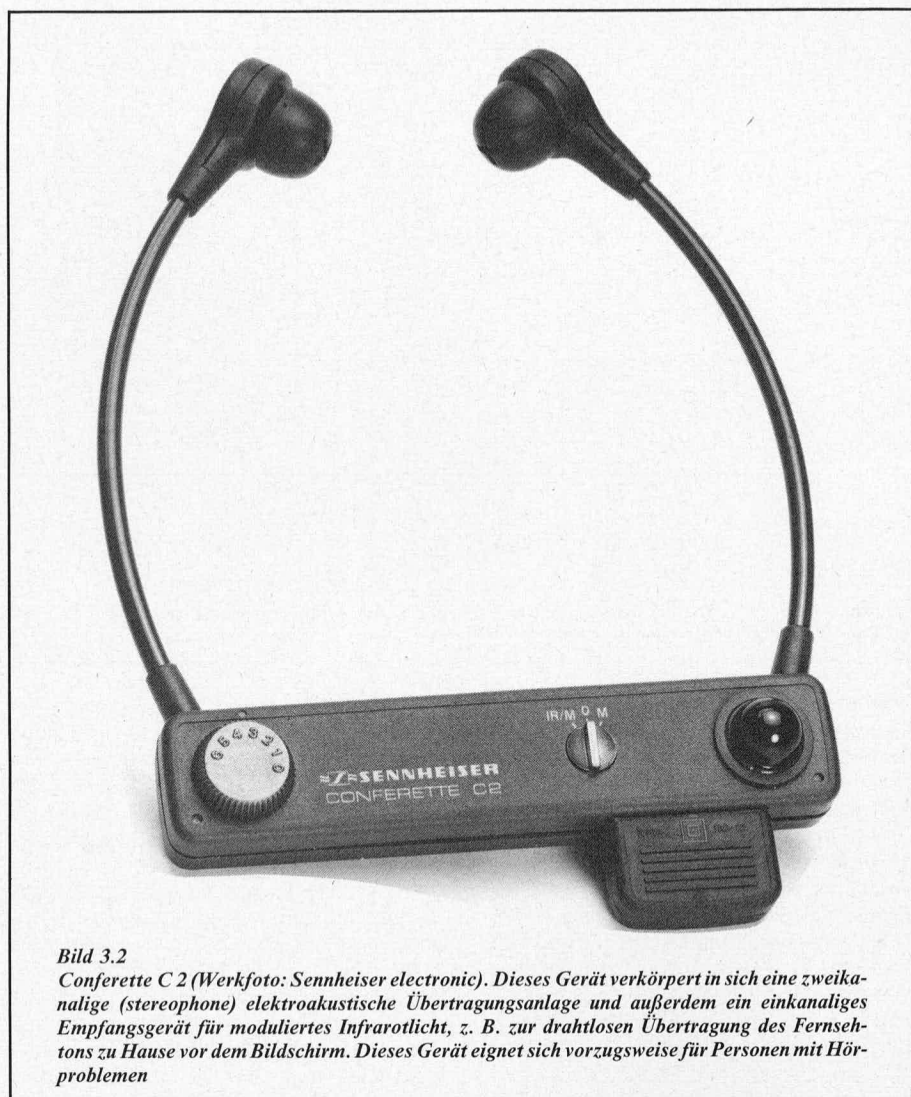


Bild 3.2
Conferette C 2 (Werkfoto: Sennheiser electronic). Dieses Gerät verkörpert in sich eine zweikanalige (stereophone) elektroakustische Übertragungsanlage und außerdem ein einkanaliges Empfangsgerät für moduliertes Infrarotlicht, z. B. zur drahtlosen Übertragung des Fernsehtons zu Hause vor dem Bildschirm. Dieses Gerät eignet sich vorzugsweise für Personen mit Hörproblemen

ner Ton beliebiger Frequenz, ein Tongemisch oder auch ein Geräusch sein — wird auf einen subjektiven Vergleich mit einem kalibrierten Bezugs- oder Normschall zurückgeführt, dessen Schalldruckpegel variabel ist; auf ihn wird die zu bestimmende Lautstärke durch einen Hörvergleich eingestellt und anschließend abgelesen. Die Frequenz des Bezugsschalls beträgt 1 kHz. Der nach seiner Lautstärke zu beurteilende Schall sowie der Bezugsschall werden von einer normalhörenden Versuchsperson in wechselnder Folge abgehört. Der Schalldruckpegel des Normschalls wird dabei so eingestellt, daß er gleich laut empfunden wird wie der nach seiner Lautstärke zu bewertende Schall. Der Pegel des gleich lauten Bezugstones wurde als Maß für die Lautstärke des zu messenden Schallereignisses (von beliebiger Frequenz bzw. von beliebiger spektraler Zusammensetzung) festgelegt. Die Einheit der Lautstärke ist das ‚phon‘. Unter der Lautstärke von beispielsweise 80 phon versteht man einen Schall, der genau so laut empfunden wird wie ein 1-kHz-Sinuston mit einem Schalldruckpegel von 80 dB.

Den Zusammenhang zwischen der so definierten Lautstärke und dem Schalldruckpegel haben seinerzeit für sämtliche Frequenzen des Hörschallbereichs H. Fletcher und A. W. Munson mit sinusförmigen Einzeltönen untersucht und durch Kurven

gleicher Lautstärke (auch: Isophonen genannt) dargestellt, siehe Bild 3.3. Diese Kurven wurden 1961 als ISO-Empfehlung R 226 international eingeführt. Sie veranschaulichen die spektrale Empfindlichkeit unseres Gehörs. Die Kurve für 0 phon ist identisch mit dem Frequenzgang der Hörschwelle. Bei kleinen Lautstärken ist die Frequenzabhängigkeit ausgeprägter als bei großen Lautstärken.

Den ersten anerkannten Vorschlag für die Wahl eines Lautstärkemaßstabes machte H. Barkhausen im Jahre 1926. Von ihm stammt auch der erste Lautstärkemesser auf der Basis des subjektiven Hörvergleichs. Zur Vermeidung der umständlichen und fehleranfälligen subjektiven Messung wurden später objektiv arbeitende und anzeigende Meßgeräte entwickelt und gebaut, wie z. B. der DIN-Lautstärkemesser. Sie enthalten ähnlich wie Schallpegelmesser ein Mikrofon, einen Meßverstärker und eine Meßwertanzeige. Darüber hinaus besitzen sie zusätzlich noch sogenannte Ohrfilter, mit denen für die verschiedenen Pegelbereiche die Kurven gleicher Lautstärke angenähert werden. Die Eigenschaften des menschlichen Ohres können hiermit naturgemäß nur unvollkommen nachgebildet werden, so daß die auf diese Weise erzielten Meßergebnisse sich von denjenigen der rein subjektiven Lautstärkemessung durchaus unterscheiden können.

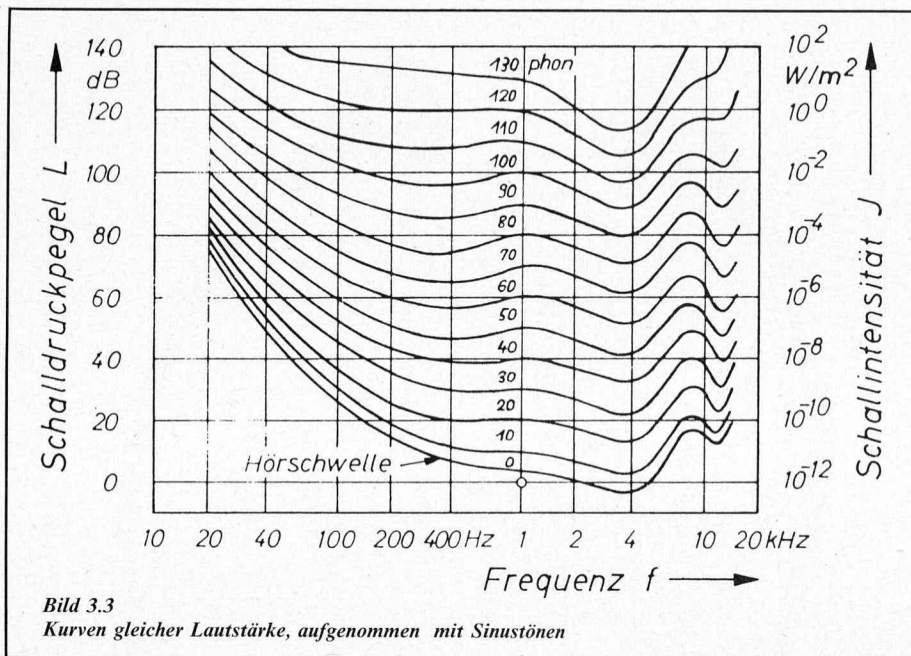


Bild 3.3
Kurven gleicher Lautstärke, aufgenommen mit Sinustönen

Mit dem DIN-Lautstärkemesser mißt man Lautstärkepegel in DIN-phon. Der DIN-Lautstärkemesser besitzt drei Ohrkurvenfilter, und zwar für die Bereiche 0...30 DIN-phon, 30...60 DIN-phon und über 60 DIN-phon. Durch die Angabe des Lautstärkepegels in DIN-phon ist eine Verwechslung mit dem objektiv gemessenen Schalldruckpegel in dB ausgeschlossen. Bei 1 kHz sind der Lautstärkepegel und der Schalldruckpegel zahlenmäßig einander gleich. — Die heute üblichen objektiv arbeitenden Schall(druck)pegel-Meßgeräte haben ebenfalls — ähnlich wie die Ohrkurvenfilter bei den DIN-Lautstärkemessern — drei international festgelegte Bewertungsfiler (A, B und C), deren Frequenzgänge mit denen der Ohrfilter weitgehend übereinstimmen, siehe Bild 3.4. Die Wahl

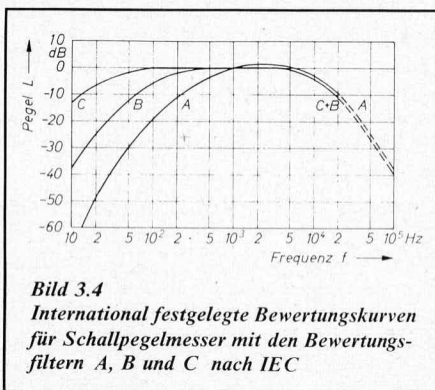


Bild 3.4
International festgelegte Bewertungskurven für Schallpegelmesser mit den Bewertungsfiltern A, B und C nach IEC

der Bewertungskurve ist dabei nicht mehr starr an bestimmte Pegelbereiche gebunden. Es wird für viele Anwendungsbereiche der Praxis sogar empfohlen, möglichst nur noch mit der Bewertungskurve A zu messen und den so bewerteten Schalldruckpegel L_A in dB (A) anzugeben.

Die logarithmische phon- bzw. dB-Skala bereitet dem Praktiker gelegentlich Schwierigkeiten, insbesondere wenn es darum geht, die Wirkung von mehreren gleichzeitig betriebenen Schallquellen auch zahlenmäßig anschaulich zu dokumentieren. Dazu folgendes Beispiel:

Der Lärm einer Maschine habe in einer bestimmten Entfernung beispielsweise einen Lautstärkepegel von 77 phon. Setzt man eine zweite gleichweit entfernte und gleichlaute Maschine in Betrieb, so steigt der gesamte Lautstärkepegel wegen der Verdopplung der Energie auf „nur“ 80 phon an, d. h. die Verdopplung der Energie äußert sich nicht in einer Verdopplung des Lautstärke-Zahlenwertes; mit anderen Worten, man vermißt eine Übereinstimmung zwischen der Empfindungsänderung und der Änderung des die Empfindung beschreibenden Zahlenwertes. Der Praktiker wünscht sich lieber einen verhältnismäßigen Zusammenhang zwischen der subjektiven Empfindung und dem dazugehörigen Zahlenwert. Einen solchen Zusammenhang bekommt man durch die Einführung der sogenannten Lautheit (Symbol: N) mit der Einheit sone. Die Lautheit von 1 sone entspricht definitionsgemäß einer Lautstärke von 40 phon. Der doppelt so laut empfundene Schall hat die Lautheit 2 sone, der vierfach so laut empfundene 4 sone, usw. Oberhalb von 40 phon entspricht jeder Lautheitsverdopplung ein Lautstärkezuwachs um etwa 10 phon. Damit ergibt sich die folgende Umrechnungsbeziehung zwischen der Lautheit N in sone und der Lautstärke bzw. dem Lautstärkepegel L_N in phon:

$$L_N - 40 = 10 \cdot \lg N \approx 33 \cdot \lg N$$

Das Diagramm in Bild 3.5 zeigt diesen Zusammenhang grafisch.

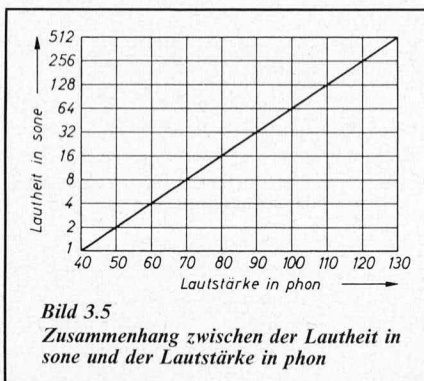


Bild 3.5
Zusammenhang zwischen der Lautheit in sone und der Lautstärke in phon

Die zweite psychoakustische Empfindungsgröße, die neben der Lautstärke für die subjektive Beurteilung eines — vorzugsweise musikalischen — Schallereignisses bedeutsam ist, wird mit dem Begriff Tonhöhe umschrieben. Zwischen der Frequenz eines (tonalen) Schallsignals und seiner subjektiv empfundenen Tonhöhe besteht im Tonfrequenzbereich unterhalb von etwa 500 Hz ein linearer Zusammenhang. Bei höheren Frequenzen ist das nicht mehr der Fall. Das Bild 3.6 veranschaulicht diese Eigenart unseres Tonhöhenempfindens grafisch. Die

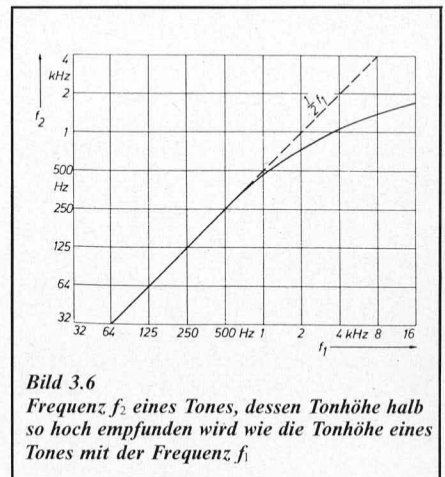


Bild 3.6
Frequenz f_2 eines Tones, dessen Tonhöhe halb so hoch empfunden wird wie die Tonhöhe eines Tones mit der Frequenz f_1

dort dargestellte Kurve wurde folgendermaßen bestimmt: Man bietet einer Versuchsperson über einen Lautsprecher einige Sekunden lang ein sehr schmalbandiges Rauschsignal an, das schon einen ausgeprägten Toncharakter besitzt. Anschließend bringt man derselben Versuchsperson Töne verschiedener Frequenz zu Gehör mit der Aufgabe, denjenigen Ton herauszufinden und anzugeben, dessen Tonhöhe als halb so groß empfunden wird wie die Tonhöhe des schmalbandigen Rauschsignals. Führt man diesen Versuch für verschiedene Rauschsignale durch, deren Mittenfrequenz über den gesamten hörbaren Bereich verteilt sind, so bekommt man das in Bild 3.6 gezeigte Ergebnis: Unterhalb von 500 Hz ist $f_2 = \frac{1}{2} \cdot f_1$, oberhalb von 500 Hz bleibt f_2 mehr und mehr hinter $\frac{1}{2} \cdot f_1$ zurück. Hier trennt sich die „Empfindungsgröße Tonhöhe“ von der „Reizgröße Frequenz“.

Die Frequenz von 500 Hz stellt auch hinsichtlich unseres Tonhöhenunterscheidungsvermögens eine Art „Eckfrequenz“ dar. Untersucht man nämlich die kleinsten von unserem Gehör noch wahrnehmbaren Frequenzänderungen Δf (bei einer sinusförmigen Frequenzmodulation mit einer Modulationsfrequenz f_{mod}), so stellt man fest, daß dieses Δf unterhalb von etwa 500 Hz nahezu frequenzunabhängig ist; oberhalb von 500 Hz dagegen steigt Δf mit der Tonfrequenz f an. Das Bild 3.7 veranschaulicht dieses Verhalten am Beispiel eines konkreten Meßergebnisses, wie es bei einem Schalldruckpegel von 70 dB und einer Modulationsfrequenz $f_{mod} = 4$ Hz gemessen worden ist.

Des weiteren wissen wir heute, daß unser Gehör die akustische Leistung eines Schallereignisses (z. B. von weißem Rauschen) in Frequenzabschnitte einteilt und bewertet,

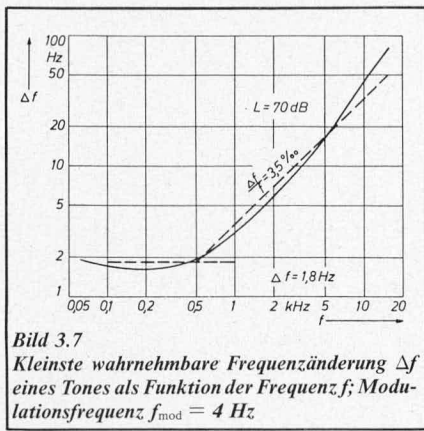


Bild 3.7
Kleinste wahrnehmbare Frequenzänderung Δf eines Tones als Funktion der Frequenz f ; Modulationsfrequenz $f_{\text{mod}} = 4 \text{ Hz}$

die unterhalb von — wiederum — 500 Hz eine Breite haben, die von der jeweiligen Bandmittenfrequenz f_m unabhängig ist. Oberhalb von 500 Hz nimmt die Breite dieser Frequenzbänder zu, und zwar proportional mit f_m . — Es gibt noch eine ganze Reihe weiterer Beispiele dafür, daß das psychoakustische Verhalten unseres Gehörs unterhalb und oberhalb von etwa 500 Hz qualitativ verschieden voneinander ist. Eine erschöpfende Behandlung dieser Thematik ist im Rahmen dieser Aufsatzreihe verständlicherweise nicht möglich. Der interessierte Leser sei daher auf die einschlägige Literatur*) hingewiesen.

Zur Abgrenzung der Tonhöhe als Empfindungsgröße gegenüber allem anderen, was sonst im allgemeinen Sprachgebrauch als „Tonhöhe“ bezeichnet wird, hat man den Begriff der „Tonheit“ (Symbol: z) eingeführt. Wie der Kurvenverlauf in Bild 3.6 schon zeigte, kann man unterhalb von 500 Hz der „halben Frequenz“ auch die „halbe Tonhöhe“ zuschreiben. In diesem Frequenzgebiet sollten daher auch die Zahlenwerte von Empfindungsgröße und Reizgröße übereinstimmen. Nach einem Vorschlag von S. S. Stevens wurde für die Tonheit die Einheit „mel“ eingeführt. Unterhalb von 500 Hz ist der Zahlenwert der Tonheit in mel gleich dem Zahlenwert der Frequenz in Hz, siehe Bild 3.8. Oberhalb von 500 Hz stimmen die Zahlenwerte nicht mehr überein: Während die Frequenzen des hörbaren Bereichs bis zu 16 kHz gleichmäßig ansteigen, wächst die Tonheit nur bis zu etwa 2400 mel an.

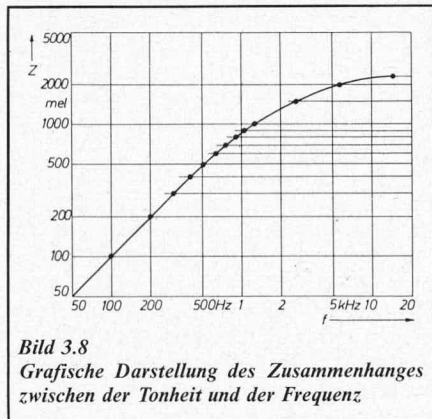


Bild 3.8
Grafische Darstellung des Zusammenhanges zwischen der Tonheit und der Frequenz

Ein anderer Themenkomplex, der bei der Erörterung psychoakustischer Fragen auf keinen Fall ausgelassen werden darf, betrifft die sogenannte „Verdeckung“ (oder

auch: Maskierung) eines Schallereignisses durch ein anderes. Dazu ein Beispiel aus dem Alltag: In einer ruhigen Umgebung können wir einen Gesprächspartner erfahrungsgemäß noch gut hören und verstehen, selbst wenn dieser relativ leise spricht. Die Situation ändert sich aber schlagartig, sobald eine Lärmschallquelle in Betrieb gesetzt wird. Unser Gesprächspartner kann dabei — je nach den Pegelverhältnissen — für uns plötzlich unhörbar werden. Wir hören seine Stimme erst wieder, wenn er erheblich lauter spricht, d. h. wenn er seinen Sprachschallpegel entsprechend steigert. Zuvor war seine Stimme — wie es in der Sprache des Akustikers heißt — vom Lärm (= Störschall) „verdeckt“ oder „maskiert“.

Das Ausmaß einer solchen Verdeckung läßt sich quantitativ am deutlichsten an der durch sie hervorgerufenen Veränderung unserer (Ruhe) Hörschwelle erkennen und studieren. Je nach der Höhe des Pegels und je nach der spektralen Zusammensetzung des verdeckenden Schalls erfährt die Hörschwelle stets eine mehr oder weniger ausgeprägte Anhebung, so daß der Testschall für die Schwellenbestimmung in diesem jeweiligen Bereich entsprechend lauter gewählt werden muß, um trotz des verdeckenden Signals noch „mitgehört“ zu werden. Aus diesem Grunde nennt man die unter diesen Umständen gemessene Hörschwelle auch „Mithörschwelle“, siehe Bild 3.9. Wird für die Verdeckung ein monofrequentes oder sehr schmalbandiges (Rausch)-Signal benutzt, so zeigt auch die Mithörschwelle nur in einem relativ schmalen Frequenzbereich eine entsprechende Schwellenanhebung (s. Bild 3.9a). Ist der verdeckende Schall dagegen breitbandiger Natur (z. B. Breitbandrauschen), so ist auch die Anhebung der daraus resultierenden Mithörschwelle entsprechend breitbandig (Bild 3.9b). Bei einer Verdeckung durch weißes Rauschen (= Rauschen mit frequenzunabhängiger Schallintensitäts-

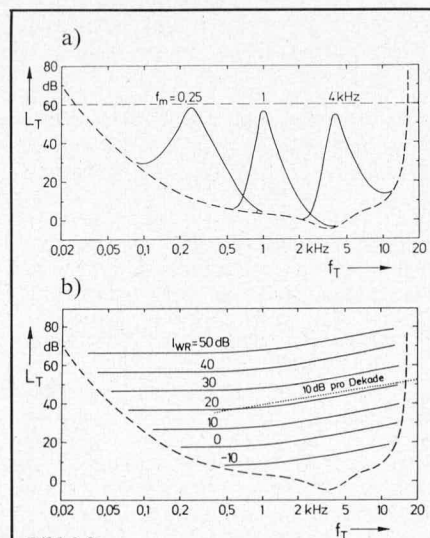


Bild 3.9
Mithörschwellen L_T von Testtönen (nach E. Zwicker: „Psychoakustik“)
a) verdeckt durch Schmalbandrauschen mit einem Pegel von 60 dB und Bandmittenfrequenzen f_m von 250 Hz, 1 kHz und 4 kHz — sowie b) verdeckt durch weißes Rauschen mit verschiedenen Schallintensitätsdichtepiegeln. Gestrichelt dargestellt: Ruhe-Hörschwelle

dichte) zeigen übrigens auch die Mithörschwellen einen Verlauf, der unterhalb der schon mehrfach erwähnten 500 Hz-Eckfrequenz (!) frequenzunabhängig ist und oberhalb dieser Frequenz mit 10 dB pro Frequenzdekade ansteigt.

Abschließend noch einige Anmerkungen zum Thema Verzerrungen und — wie unser Ohr darauf reagiert. Wird ein Schallvorgang auf elektroakustischem Wege übertragen, so können dabei Verzerrungen auftreten, sofern Nichtlinearitäten an irgendeiner Stelle der Übertragungsstrecke wirksam werden. Verzerrungen äußern sich stets durch die Entstehung zusätzlicher Signalfrequenzen, die im Originalsignal nicht vorhanden waren. Das können sowohl harmonische Frequenzen (= harmonische Verzerrungen; meßbar als Klirrfaktor) als auch Differenzfrequenzen (ausgewiesen durch den Differenztonfaktor und/oder durch den Intermodulationsfaktor) sein. Aus psychoakustischer Sicht ist dabei interessant festzustellen, wie unser Gehör verzerrte Schallsignale analysiert.

Aus der Fülle der inzwischen bekannt gewordenen Untersuchungsergebnisse aus diesem Gebiet sei hier nur ein Beispiel herausgegriffen. Stellen wir uns eine Sprachübertragung vor, bei der die Sprachsignale auf zwei verschiedene Arten verzerrt seien, und zwar a) durch eine Amplitudenbegrenzung und b) durch eine Signalbegrenzung in den Nulldurchgängen, wie das z. B. bei falsch dimensionierten Gegentakt-Leistungsendstufen vorkommen kann (= Stromübernahmeverzerrungen). Bestimmt man die Wirkung von zwei derart verzerrten Sprachschallsignalen auf unser Ohr durch Messung der dabei noch erzielbaren Silbenverständlichkeit, so bekommt man ein Ergebnis, wie es im Bild 3.10 zu sehen

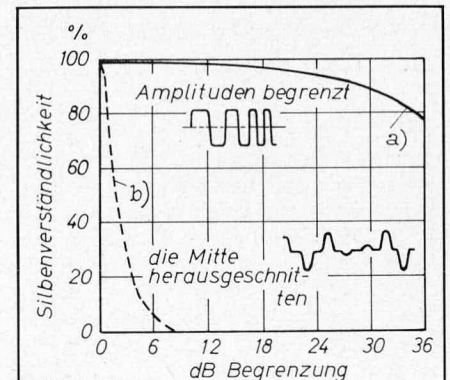


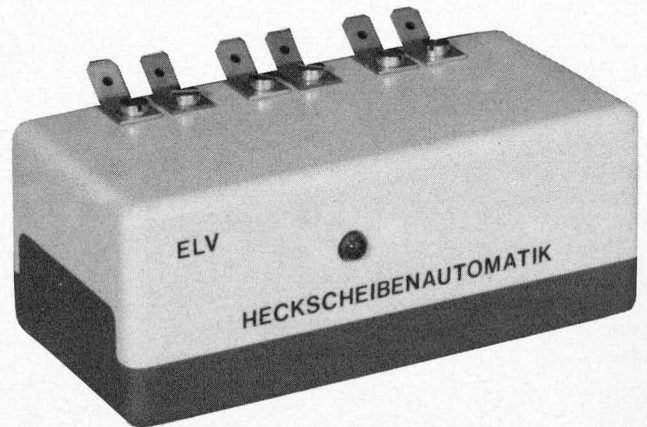
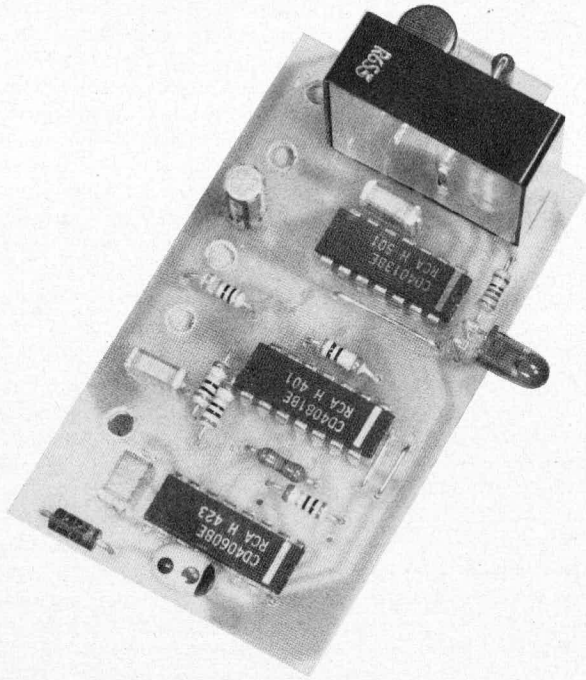
Bild 3.10
Abhängigkeit der Silbenverständlichkeit von der Art der Verzerrung (= Begrenzung in dB) eines akustischen Signals
a) bei einer Amplitudenbegrenzung — und b) bei einer Begrenzung an den Nulldurchgängen eines Schallsignals

ist. Während eine leichte bis mittlere Begrenzung in den Amplituden sich nur unwesentlich auf die Verständlichkeit der übertragenen Sprache auswirkt, reagiert unser Gehör schon sehr empfindlich bei den geringsten Beeinträchtigungen der Signal-Nulldurchgänge.

*) R. Feldtkeller und E. Zwicker: „Das Ohr als Nachrichtenempfänger“, S. Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1967
E. Zwicker: „Psychoakustik“, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1982

ELV-Serie Kfz-Elektronik

Heckscheibenautomatik



Die Notwendigkeit zum Einschalten der Heckscheibenheizung wird durch eine beschlagene Heckscheibe sofort erkannt. Im umgekehrten Fall kann das Ausschalten dieses recht großen Stromverbrauchers leicht vergessen werden. Die hier vorgestellte Automatik übernimmt dann diese Aufgabe.

Allgemeines

Heckscheibenheizungen zählen mit zu den größten Stromverbrauchern im Kfz. Zwar haben neuere Fahrzeuge meist eine großzügig dimensionierte Lichtmaschine, deren Ladevermögen jedoch bei Kurzstreckenverkehr begrenzt ist. So kann dann, besonders im Winter, wenn die Akku-Kapazität durch tiefe Temperaturen ohnehin deutlich reduziert ist, jede nicht verbrauchte Amperestunde hilfreich sein und den Kfz-Akku „bei Kapazität halten“.

Die ELV-Heckscheiben-Automatik sorgt auf sinnvolle Weise dafür, daß der verhältnismäßig hohe Heizstrom nach 10 Minuten automatisch unterbrochen wird (durch Umlöten eines Widerstandes auf 20 Minuten umrüstbar).

Zusätzlich besteht die Möglichkeit der Dauereinschaltung.

Bedienung und Funktion

Die Bedienung der ELV-Heckscheiben-Automatik erfolgt über eine einzige Taste (Ta 1).

Beim Einschalten der Kfz-Zündung erhält die Schaltung ihren Versorgungsstrom,

wobei sie gleichzeitig in ihren Ruhezustand (Heckscheibenheizung ausgeschaltet) zurückgesetzt wird.

Durch einmaliges kurzes Betätigen des Tasters zieht das Relais Re 1 an und die Heckscheibenheizung erhält ihren Heizstrom.

Durch nochmaliges kurzes Betätigen des Tasters erfolgt ein sofortiges, vorzeitiges Ausschalten der Heckscheibenheizung.

Erneutes Betätigen des Tasters läßt das Relais Re 1 wieder anziehen usw., d. h. bei jeder Betätigung des Tasters erfolgt ein Zustandswechsel.

Wird die Heckscheibenheizung nicht per Tastendruck wieder ausgeschaltet, erfolgt die Heizstromunterbrechung automatisch nach ca. 10 Minuten, d. h. das Relais Re 1 fällt ab und die Schaltung geht in ihren Ruhezustand über.

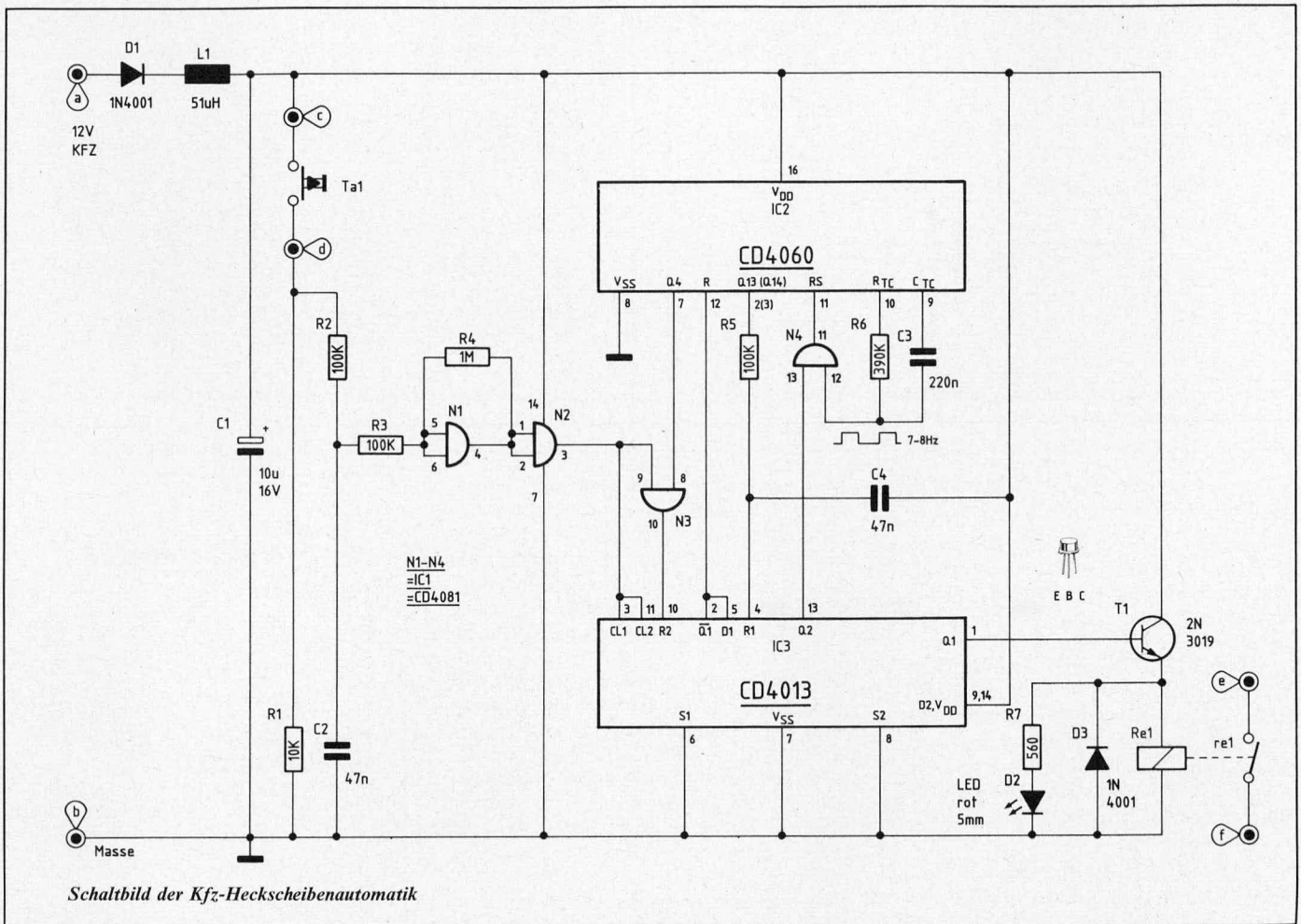
Sie kann selbstverständlich jederzeit durch eine erneute Tasterbetätigung wieder aktiviert werden.

Zusätzlich besitzt die ELV-Heckscheiben-Automatik die Möglichkeit der Dauerein-

schaltung. Dies kann sinnvoll sein, wenn bei sehr feuchtem Wetter mehrere Personen mit feuchter Kleidung ins Fahrzeug einsteigen, wodurch eine extreme Luftfeuchtesituation im Fahrzeuginneren auftritt, die den andauernden Betrieb der Heckscheibenheizung erforderlich macht.

Soll also keine automatische Abschaltung nach 10 Minuten erfolgen, so ist der Taster zum Einschalten der Heckscheibenheizung für mehr als 1 Sekunde (sicherheitshalber ca. 2 Sekunden) festzuhalten. Hierdurch wird der Schaltung signalisiert, daß keine automatische Abschaltung erfolgen soll. Die Heckscheibenheizung bleibt solange eingeschaltet, bis entweder eine erneute Tasterbetätigung erfolgt oder die Kfz-Zündung ausgeschaltet wird. Beim Wiedereinschalten der Kfz-Zündung geht die Schaltung grundsätzlich in ihren Ruhezustand, d. h. Re 1 ist abgefallen und die Heckscheibenheizung ausgeschaltet.

Wie man sieht, handelt es sich bei der ELV-Heckscheiben-Automatik um eine einfach zu bedienende, komfortable Zusatzeinrichtung, die die bestehende Kfz-Elektronik sinnvoll ergänzen kann.



Schaltbild der Kfz-Heckscheibenautomatik

Zur Schaltung

Betrachtet man die Schaltung unter dem Gesichtspunkt, daß sie einen einfachen Kipp- oder Wippschalter ersetzen soll, könnte man vielleicht von einem hohen Aufwand sprechen. Schaut man sich die Schaltung und die damit verbundenen Kosten zum Aufbau jedoch näher an, wird man feststellen, daß trotz verhältnismäßig aufwendiger Elektronik die Erstellung mit geringem Kostenaufwand möglich ist. Dies ist nicht zuletzt darauf zurückzuführen, daß selbst oder gerade bei höher integrierten Bauelementen ein gewisser Preisverfall aufgetreten ist. Warum soll man also auf hochwertige Elektronik verzichten, wenn man sie zu einem Preis erstehen kann, der nur unwesentlich über dem Preis eines guten Wippschalters liegt.

Doch kommen wir nun zur eigentlichen Beschreibung der Schaltung.

Die Gatter N1, N2 stellen mit ihrer Zusatzbeschaltung R1 bis R4 sowie C2 eine Impulsformerstufe dar, die gleichzeitig zur Entprellung des Tasters Ta1 dient.

Der Ausgang des Gatters N2 (Pin 3) steuert die beiden Clock-Eingänge CL1 und CL2 der beiden D-Flip-Flops, die im IC3 des Typs CD4013 enthalten sind.

Das erste Flip-Flop ist so beschaltet, daß sein Ausgang Q1 (Pin 1) den Zustand bei jeder Tasterbetätigung ändert. (Impuls an Pin 3 des IC3). Das Relais Re1 wird also bei der ersten Tasterbetätigung über T1 eingeschaltet, bei der nächsten Tasterbetätigung wieder ausgeschaltet usw.

Gleichzeitig wird über den Ausgang Q1 (Pin 2 des IC3) der Reset-Eingang des IC2 (Pin 12) freigegeben und der im IC2 integrierte Oszillator schwingt an. R6 und C3 dienen hierbei zur Festlegung, der Oszillatorfrequenz, die bei ca. 7 bis 8 Hz liegt.

Durch die außerdem im IC2 integrierten Teilerstufen erscheint nach ca. 10 Minuten ein Impuls an Pin 2 des IC2, der über R5 auf den Reset-Eingang R1 des IC3 (Pin 4) gelangt und das erste Flip-Flop im IC3 zurücksetzt. Der Ausgang Q1 (Pin 1) geht auf ca. 0 V und das Relais Re1 fällt ab. Die Heckscheibenheizung wird dadurch automatisch wieder ausgeschaltet.

Durch Umlöten des Widerstandes R5 von Pin 2 an Pin 3 (IC2) schaltet die Automatik erst nach ca. 20 Min. ab. Wird der Taster Ta1 für mehr als 1 Sekunde festgehalten, wird über das Gatter N3 auf den Reset-Eingang R2 des zweiten Flip-Flops (Pin 10) ein „high“-Signal gegeben, wodurch der Ausgang Q2 (Pin 13) des zweiten Flip-Flops über Pin 13 des Gatters N4 den im IC2 integrierten Oszillator wieder stoppt (Q2 führt dann „low“-Potential). Jetzt kann aufgrund des gestoppten Oszillators kein Rücksetzimpuls über R5 auf den Reset-Eingang R1 (Pin 4) des ersten Flip-Flops gelangen, so daß eine automatische Ausschaltung der Heckscheibenheizung unmöglich ist. Erst durch nochmalige Betätigung des Tasters Ta1 bzw. durch Ausschalten der Kfz-Zündung (Fortfall der Versorgungsspannung) ist ein Abschalten möglich.

Das Durchschalten des Gatters N3 wird

ermöglicht, da ca. 1 Sekunde nach Beginn der Tasterbetätigung von Ta1 an Pin 7 des IC2 ebenfalls ein „high“-Signal anliegt, so daß dann beide Eingänge (Pin 8 und Pin 9) des Gatters N3 auf „high“-Potential liegen, wodurch auch Pin 10 des Gatters N3 „high“-Potential annimmt (sofern der Taster Ta1 noch festgehalten wurde). Hierdurch erfolgt dann das weiter vorstehend bereits angesprochene Setzen des Einganges R2 des zweiten Flip-Flops, wodurch über Q2 der Oszillator im IC2 gestoppt wird.

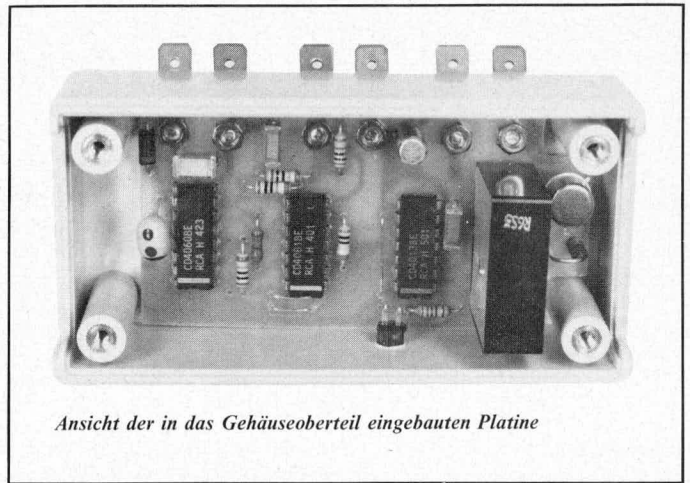
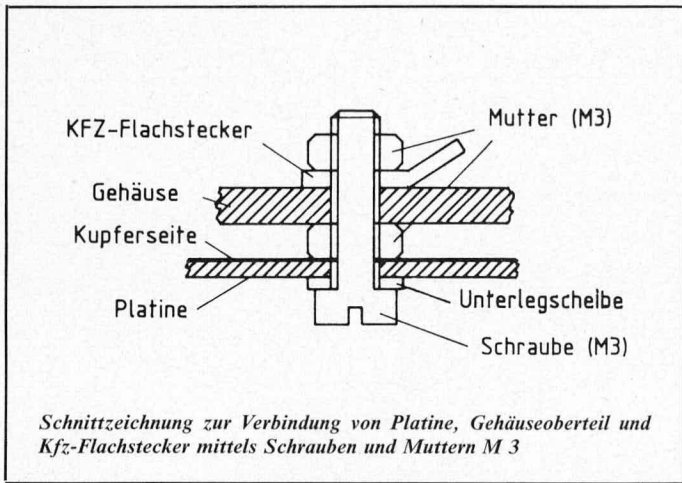
Die Schaltung erhält ihre Versorgungsspannung über die Platinenanschlußpunkte „a“ (+12 V — hinter einer Fahrzeugsicherung, über Zündschloß geschaltet) und „b“ (-12 V — Kfz-Masse).

Im Ruhezustand ist die Stromaufnahme vernachlässigbar, da sie bei wenigen μ A liegt. Im eingeschalteten Zustand steigt die Stromaufnahme aufgrund des Relais Re1 auf ca. 30 mA an.

Die durch den Relaiskontakt Re1 geschalteten Platinenanschlußpunkte „f“ und „e“ werden anstelle eines evt. vorhandenen Kipp- oder Wippschalters in die Zuleitung der Heckscheibenheizung eingefügt, wobei die Polarität dieser beiden Anschlußpunkte selbstverständlich keine Rolle spielt, da es sich um rein mechanische Kontakte handelt.

Zum Nachbau

Zunächst werden die passiven und anschließend die aktiven Bauelemente auf die Platine gesetzt und verlötet. Das Relais sollte als letztes eingesetzt werden, da es das



höchste Bauelement ist und die Bestückung der übrigen Bauteile behindern könnte.

Die Leuchtdiode kann, falls gewünscht, über eine 2adrige, flexible isolierte Zuleitung an einen geeigneten Platz im Armaturenbrett geführt werden. Gleiches gilt für den Taster Ta 1, der an die Platinenanschlußpunkte „c“ und „d“ anzuschließen ist. Die Schaltung selbst kann in ein passendes Kunststoffgehäuse eingebaut werden, wobei die räumliche Anordnung so erfolgen sollte, daß die Zuleitung zum Anschluß der Heckscheibenheizung an die Platinenanschlußpunkte „e“ und „f“, nicht unnötig lang wird.

Nachdem die Platine in gewohnter Weise bestückt wurde, sind von der Bestückungsseite her 6 Schrauben M3 x 10 mm durch die entsprechenden Bohrungen in der Platine zu stecken und auf der Leiterbahnseite fest zu verschrauben. Anschließend kann die Platine in das Gehäuseoberteil gesetzt werden, wozu vorher entsprechende Bohrungen in den Gehäuseoberteil einzubringen sind. Jetzt werden 6 Kfz-Flachstecker mit 3 mm Bohrungen von der Gehäuseaußen-seite auf die durchgeführten Schrauben gelegt und mit 6 Muttern M3 fest mit der Schaltung verbunden.

Wird nun das Gehäuseoberteil auf das entsprechende Gehäuseunterteil gesetzt, hat man durch die vorstehend beschriebene Verbindungsmaßnahme eine weitgehende spritzwassergeschützte, zuverlässig arbeitende elektronische Schaltung, die sicherlich lange Jahre gute Dienste leisten wird.

Die Schaltleistung von Re 1 ist so hoch, daß im allgemeinen eine Heckscheibenheizung ohne zusätzliches Schaltrelais angeschlossen werden kann, wobei allerdings ein maximaler Schaltstrom von 8 A nicht überschritten werden darf. Bei höheren Schaltströmen ist das Printrelais Re 1 zum Schalten eines weiteren, meist schon vorhandenen Leistungsrelais, für die Heckscheibenheizung einzusetzen. In diesem Fall wird also nicht der Versorgungsheizstrom für die Heckscheibenheizung über die Kontakte re 1 geführt, sondern lediglich der Strom eines evt. bereits vorhandenen oder gegebenenfalls zusätzlich einzubauenden Leistungsrelais, dessen Kontakte wiederum dann die Heckscheibenheizung schalten.

Auf diese Weise sind auch die nachträglich aufgrund des Einbaus der ELV-Heckscheiben-Automatik vorzunehmenden Änderungen der Leitungsführung minimal.

Stückliste: Heckscheibenautomatik

Halbleiter

IC 1	CD 4081
IC 2	CD 4060
IC 3	CD 4013
T 1	2 N 3019
D 1, D 3	1 N 4001
D 2	LED 5 mm rot

Kondensatoren

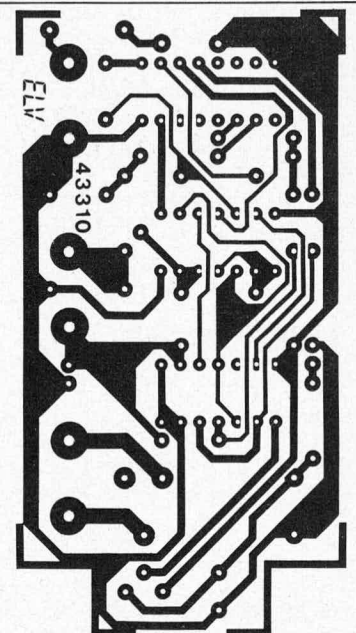
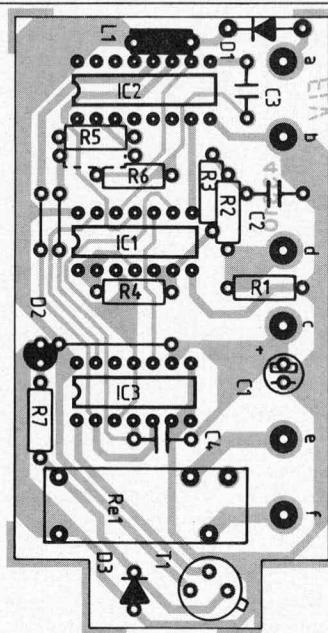
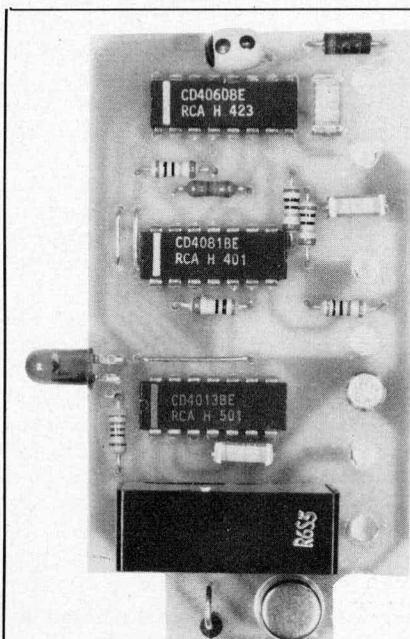
C 1	10 μ F/16 V
C 2, C 4	47 nF
C 3	220 nF

Widerstände

R 1	10 k Ω
R 2, R 3, R 5	100 k Ω
R 4	1 M Ω
R 6	390 k Ω
R 7	560 Ω

Sonstiges

L 1	51 μ H
Ta 1	Taster, Schließer
Re 1	Siemens, Kartenrelais 12 V/1 x um 10 cm Silberdraht
	6 Schrauben M 3 x 10 mm
	12 Muttern M 3
	6 Kfz-Flachstecker



Elektronische-Wasserpegelüberwachung

Scheibenwasser-Kontrollanzeige Wasserabscheider-Kontrollanzeige für Dieselfahrzeuge

Mit Hilfe dieser elektronisch arbeitenden Füllstandsanzeige wird der Autofahrer rechtzeitig auf die Notwendigkeit des Nachfüllens von Wasser im Scheibenwasser-Behälter aufmerksam gemacht.

Darüber hinaus besteht die Möglichkeit zur Überwachung von Wasserabscheidern bei Dieselfahrzeugen.

Allgemeines

Bei verschiedenen technischen Einrichtungen ist häufig ein Flüssigkeitspegelstand automatisch zu überwachen sowie das Unter- oder Überschreiten einer bestimmten Pegelmarke zu signalisieren. Es ist dabei davon auszugehen, daß sich über der zu überwachenden Flüssigkeit ein Medium befindet, das andere physikalische Eigenschaften hat (z. B. Luft, spezielles Gas o. a. Flüssigkeit).

Wenn ein Wasserstandspegel zu überwachen ist und sich über dem Wasser Luft oder Öl befindet, kann man vom Prinzip her die elektrische Leitfähigkeit, also eine elektronisch direkt abtastbare Größe, als Unterscheidungsmerkmal heranziehen.

Hierbei sind aber die besonderen Eigenheiten, die sich durch die Ionenleitung im Wasser ergeben, zu beachten.

Im folgenden wird gezeigt, wie sich mit einem sehr einfachen und preiswerten Sensor sowie einer sparsam ausgeführten Elektronik eine funktionssichere Wasserpegelüberwachung aufbauen läßt.

Vorerst sollen aber die physikalischen Grundlagen noch kurz gestreift werden.

Physikalische Grundlagen

Auch im reinen Wasser ist ein — wenn auch nur sehr geringer — Teil der Moleküle in Ionen (negative oder positive Ladungsträger) gespalten. Steckt man nun zwei Elektroden (metallisch leitende Körper) in die Flüssigkeit und legt dann eine elektrische Spannung an, so wandern die Ionen zu den Elektroden (die negativen zur Anode, die positiven zur Katode), d. h. es entsteht ein Stromfluß. Die Stärke des Stromes ist von der angelegten Spannung und der Ionenkonzentration in der Flüssigkeit abhängig. Beim Ladungsaustausch an den Elektroden können verschiedene elektrolytische Effekte auftreten, wobei es zum Beispiel zu einer Veränderung derselben (Korrosion, Abscheidung) sowie zu einer Gasbildung kommen kann.

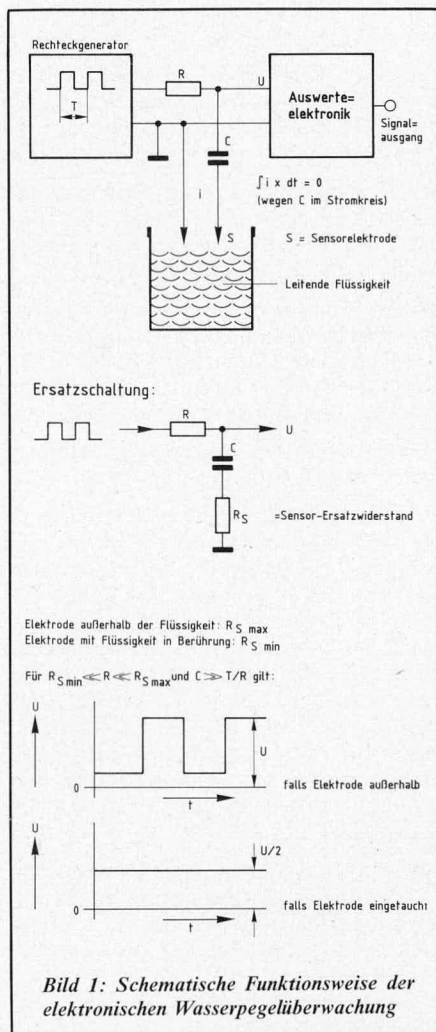
Wenn man die Leitfähigkeit nur als Meßgröße ausnutzen will, muß man darauf achten, daß keine schädliche Elektrolyse und keine den Stromfluß vermindern Polarisierung auftreten. Es ergeben sich dadurch zwei wesentliche Forderungen:

- ein möglichst kleiner Meßstrom und
- der Meßstrom muß ein Wechselstrom sein.

Beide Punkte sind bei der Realisierung der Abtastung zu beachten.

In Luft, Wasserdampf oder Öl ist die Ionenkonzentration gegenüber der im Wasser vorhandenen sehr gering.

Wenn daher mindestens eine der beiden Elektroden nicht mehr ins Wasser eintaucht, weil z. B. der Pegel so tief abgesunken ist, dann ist die früher vorhandene Leitfähigkeit stark vermindert. Dies kann dann als Kriterium ausgenutzt werden.



mit freundlicher
Unterstützung der
Firma Siemens AG
München

Elektronisches Funktionsprinzip

Die zum Abtasten der Leitfähigkeit entwickelte Anordnung setzt sich zusammen aus dem eigentlichen Sensor und einer Elektroneinheit. Letztere enthält als wesentliche Funktionsgruppe einen Rechteckimpulsgenerator und eine Auswerteelektronik.

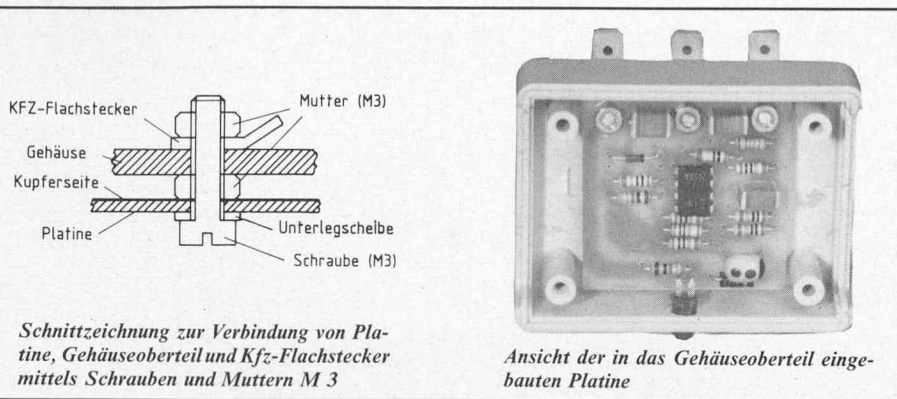
Der Sensor selbst besteht aus einer kleinen Leiterplatte, an die zwei Silberschaltdrähte als eigentliche Metallelektroden angelötet wurden. Die Länge der Silberschaltdrähte ist so zu bemessen, daß diese gerade nicht mehr ins Wasser eintauchen, wenn das Unterschreiten des betreffenden Pegelstandes signalisiert werden soll.

Der elektronischen Funktion liegt folgendes Prinzip zugrunde, das anhand des Blockschaltbildes (Bild 1) näher erläutert werden soll:

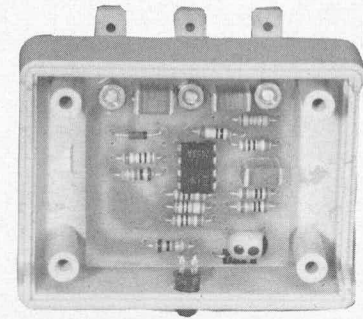
Die Spannung, die ein Rechteckimpuls-generator abgibt, wird über einen Widerstand R und einen Kondensator C der beschriebenen Elektrode S zugeleitet. Durch die Zwischenschaltung des Kondensators ist gewährleistet, daß der durch die Flüssigkeit fließende Strom im Mittel 0 ist. Die Spannung U, die am Punkt der R-C-Zwischenschaltung auftritt, ist davon abhängig, wie groß der Widerstand R_s zwischen den beiden Elektroden ist. Für $R_s \gg R$ ist die Spannung U in etwa die volle Rechteckspannung. Wenn dagegen $R_s \ll R$ ist, ergibt sich, falls die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ groß ist gegenüber der Periodendauer T der Rechteckschwingung, ein Gleichspannungsmittelwert. Die nachfolgende Auswerteelektronik muß nun diese beiden Fälle voneinander trennen können.

Zur Schaltung

Damit die Schaltung sowohl zur Scheibenwasser-Kontrolle als auch zur Wasserabscheider-Kontrollanzeige bei Dieselfahrzeugen eingesetzt werden kann, muß im ersten Falle eine Signal-LED (D 1) aufleuchten, wenn die beiden Elektroden gerade eben nicht mehr ins Wasser eintauchen, während im zweiten Fall die Kontrollanzeige (D 1) leuchten muß, sobald die Elektroden mit Wasser in Berührung treten (das Wasser muß aus dem Wasserabscheider entfernt werden).



Schnittzeichnung zur Verbindung von Platine, Gehäuseoberteil und Kfz-Flachstecker mittels Schrauben und Muttern M 3



Ansicht der in das Gehäuseoberteil eingebauten Platine

die LED D 1 soll aufleuchten, wenn die Elektroden mit Wasser in Berührung kommen, so wird die Leiterplatte entsprechend dem Bestückungsplan der zweiten Version bestückt.

Die Bauelemente werden wie gewohnt auf die Leiterplatte gesetzt und verlötet. Besondere Vorsichtsmaßnahmen sind nicht zu treffen, da sämtliche Bauelemente weitgehend unempfindlich sind.

Die Leuchtdiode kann, falls gewünscht, über eine 2adrige, flexible isolierte Zuleitung an einen geeigneten Platz im Armaturenbrett geführt werden.

Nachdem die Platine in gewohnter Weise bestückt wurde, sind von der Bestückungsseite her 3 Schrauben M 3 x 10 mm durch die entsprechenden Bohrungen in der Platine zu stecken und auf der Leiterbahnseite fest zu verschrauben. Anschließend kann die Platine in das Gehäuseoberteil gesetzt werden, wozu vorher entsprechende Bohrungen in den Gehäusedeckel einzubringen sind. Jetzt werden 3 Kfz-Flachstecker mit 3 mm Bohrungen von der Gehäuseaußen-seite auf die durchgeführten Schrauben gelegt und mit 3 Muttern M 3 fest mit der Schaltung verbunden.

Wird nun das Gehäuseoberteil auf das entsprechende Gehäuseunterteil gesetzt, hat man durch die vorstehend beschriebene Verbindungsmaßnahme eine weitgehende spritzwassergeschützte, zuverlässig arbeitende elektronische Schaltung, die sicherlich lange Jahre gute Dienste leisten wird. Die kleine Elektrodenplatine ist für den Einsatz in einem Scheibenwasser-Behälter vorgesehen. An der einen Seite wird die 2adrige isolierte flexible Zuleitung angelötet, die mit den Platinenanschlußpunkten „c“ und „b“ zu verbinden ist. An der anderen Seite werden zwei Silberschaltdrähte gelötet, deren Länge so bemessen wird, daß sie solange ins Scheibenwasser eintauchen, wie die LED ausgeschaltet bleiben soll. Stellt das Scheibenwasser keine Verbindung mehr zwischen den beiden Drähten (Elektroden) her, leuchtet D 1 auf.

Damit Spritzwasser nicht zu einer Fehlanzeige führt, empfiehlt es sich, die Leiterplatte mit einem Schutzlack zu überziehen, so daß lediglich die Silberschaltdrähte über das Scheibenwasser miteinander verbunden werden können.

In den Deckel des Scheibenwasserbehälters wird ein Schlitz entsprechender Größe ein-

gebracht, durch den hindurch die Leiterplatte mit den Silberschaltdrähten gesteckt wird und zwar soweit, bis sich die beiden seitlich in der kleinen Leiterplatte befindlichen Schlitz in Höhe des Scheibenwasserbehälterdeckels befinden. Wird anschließend die Platine um 90° gedreht, ist sie automatisch durch ein Verrutschen gesichert. Etwas Klebstoff kann zusätzlich zur Abdichtung und weiteren Sicherung dienen.

Dem Einsatz dieser interessanten und nützlichen Schaltung steht nun nichts mehr im Wege.

Stückliste: Scheibenwasser-Kontrollanzeige

Halbleiter

- IC 1 TAE 2453 A
- D 1 LED 5 mm rot
- D 2, D 3 1 N 4148

Kondensatoren

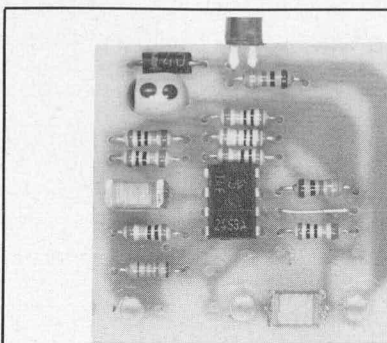
- C 1, C 3 100 nF
- C 2 330 nF

Widerstände

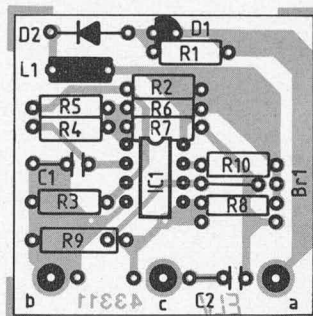
- R 1, R 10 330 Ω
- R 2-R 5, R 7 100 kΩ
- R 6 10 kΩ
- R 8, R 11 100 kΩ
- R 9, R 12 270 kΩ
- R 13 1 MΩ

Sonstiges

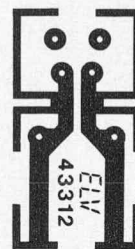
- L 1 51 µH
- 3 Lötstifte
- 2,5 m 1adriges abgeschirmtes Kabel
- 2,5 m 2adrige flexible Leitung
- 3 Schrauben M 3 x 10
- 6 Mutter M 3
- 3 Kfz-Flachstecker



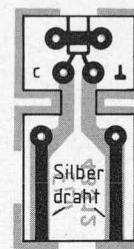
Ansicht der fertigbestückten Platine der 1. Version



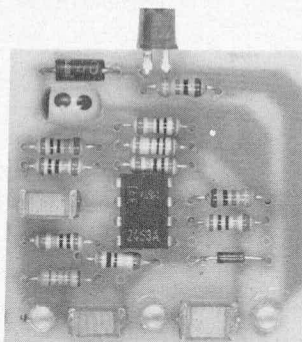
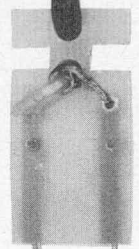
Bestückungsseite der Platine der 1. Version



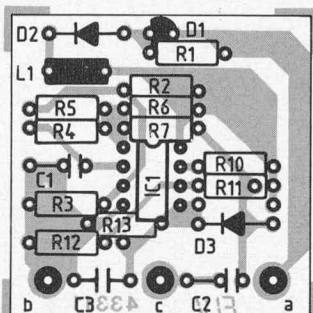
Leiterbahnseite der Sensorplatine



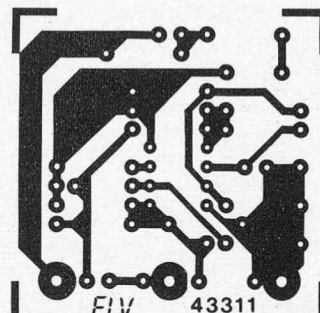
Bestückungsseite der Sensorplatine



Ansicht der fertig bestückten Platine der 2. Version



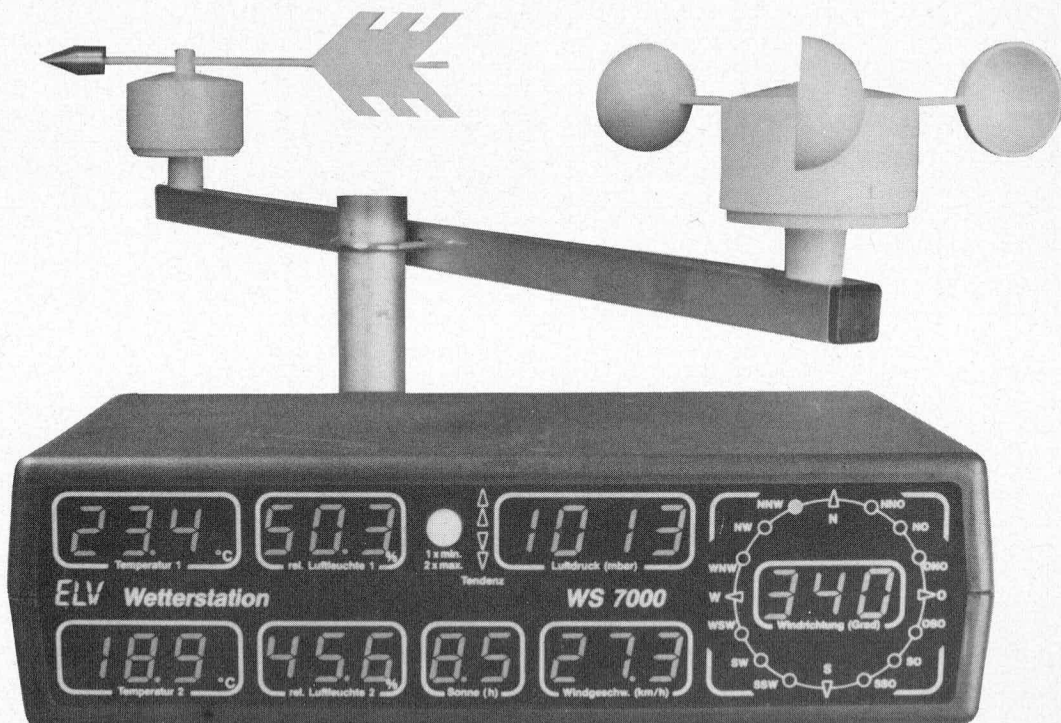
Bestückungsseite der Platine der 2. Version



Leiterbahnseite der Platine (für beide Versionen ausgelegt)

Ansicht der Sensorplatine mit angelöteten Silberschaltdrähten

ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000



Im hier vorliegenden zweiten Teil des Artikels über den Bau der Komfort-Wetterstation WS 7000 stellen wir Ihnen das komplette Hauptschaltbild sowie den praktischen Aufbau, beginnend mit den Sensoren, vor.

Teil 2

Das Hauptschaltbild

In Bild 14 ist das Hauptschaltbild der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 dargestellt.

Die grundsätzliche Funktionsweise wurde bereits anhand des Blockschaltbildes (Bild 1) ausführlich erläutert. Nachfolgend wollen wir nun die einzelnen Funktionseinheiten des Hauptschaltbildes in ihrer praktischen Schaltungsausführung näher betrachten.

Beginnen wir hierbei mit den Eingangsinformationen, die in mehr oder weniger komplexen Funktionsabläufen zu verarbeiten sind.

An dem 16-Kanal-Analog-Umschalter (IC 1 des Typs CD 4067) liegen insgesamt 16 verschiedene analoge Eingangsspannungen an. Folgende Zuordnung ist hierbei gegeben:

1. An Pin 2 des IC 1 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 1 zur Offsetting (Parallelverschiebung) an, für die von der Druckaufnehmerschaltung kommende Spannung.
2. An Pin 3 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 5 an, zur Skalenfaktor-Einstellung (Steigung), für die von der Druckaufnehmerschaltung kommende Spannung.
3. An Pin 23 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 9 an, zur Offsetting (Parallelverschiebung) des vom Feuchtesensor 1 kommenden Signals. Daß die Feuchtesensoren eine Ausgangsfrequenz abgeben, spielt hierbei

keine Rolle, da sämtliche Analog-Spannungen vor ihrer Verarbeitung vom zentralen Mikroprozessor über einen Spannungs-Frequenz-Umsetzer (IC 9 des Typs RC 4152) in eine direkt proportionale Ausgangsfrequenz umgesetzt werden.

4. An Pin 22 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 13 an, zur Skalenfaktor-Einstellung (Steigung) des vom Feuchtesensor 1 kommenden Signals.
5. An Pin 21 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 17 an, zur Offsetting (Parallelverschiebung) des vom Feuchtesensor 2 kommenden Signals.
6. An Pin 20 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 21 an, zur Skalenfaktor-Einstellung (Steigung) des vom Feuchtesensor 2 kommenden Signals.
7. An Pin 19 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 25 an, zur Offsetting (Nullpunkt) des Temperatursensors 1.
8. An Pin 18 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 29 an, zur Skalenfaktor-Einstellung (Steigung) des Temperatursensors 1.
9. An Pin 17 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 33 an, zur Offsetting (Nullpunkt) des Temperatursensors 2.
10. An Pin 16 liegt die Einstellspannung des Trimmers R 37 an, zur Skalenfaktor-Einstellung (Steigung) des Temperatursensors 2.

11. An Pin 8 liegt die Signalspannung vom Temperatursensor 1 an, die der Temperatur direkt proportional ist.
12. An Pin 7 liegt die Signalspannung vom Temperatursensor 2 an, die der Temperatur direkt proportional ist.
13. An Pin 9 liegt die von der Druckaufnehmerschaltung kommende Signalspannung an, die dem barometrischen Luftdruck direkt proportional ist.
14. An Pin 5 liegt die Referenzspannung $V_{ref 1}$ an.
15. An Pin 4 liegt die Referenzspannung $V_{ref 2}$ an.
16. An Pin 6 liegt die Referenzspannung $V_{ref 3}$ (Masse) an.

Die drei Referenzspannungen dienen zur automatischen Nullpunkt-Kompensation und Linearisierung des nachfolgenden Spannungs-Frequenz-Umsetzers IC 9 des Typs RC 4152.

Der Ausgang des 16-Kanal-Analog-Umschalters (Pin 1) ist über R 49 auf den Eingang (Pin 7) des eben erwähnten Spannungs-Frequenz-Umsetzers IC 9 des Typs RC 4152 geführt.

Welcher der 16 Eingänge des IC 1 auf den Ausgang (Pin 1) durchgeschaltet wird, steuert der zentrale Mikroprozessor (IC 2) über seine Ausgangsleitungen (Pin 27 bis Pin 30), die auf die Steuereingänge (Pin 10, 11, 13, 14) des IC 1 geschaltet sind.

Der Spannungs-Frequenz-Umsetzer (IC 9) erhält nun, von IC 2 vorgegeben und von

IC 1 durchgeschaltet, nacheinander die entsprechenden Analog-Eingangsspannungen. An Pin 3 des IC 9 steht jeweils eine Ausgangsfrequenz an, die derjenigen Spannung direkt proportional ist, die an Pin 7 des IC 9 anliegt. Der Umsetzfaktor des IC 9 mit seiner Zusatzbeschaltung (R 49 bis R 53 sowie C 5 bis C 7) beträgt ca. 5 kHz pro Volt. Der exakte Wert spielt hierbei keine Rolle, da die Schaltung so ausgelegt wurde, daß eine automatische Kompensation der entsprechenden Faktoren vom zentralen Mikroprozessor vorgenommen wird.

Der Ausgang des Spannungs-Frequenz-Umsetzers (Pin 3 des IC 9) ist auf einen der Eingänge (Pin 13) des nachfolgenden 8-Kanal-Digital-Umschalters (IC 10) geführt. Bei dem hier eingesetzten IC des Typs CD 4051 handelt es sich ebenfalls um einen Analog-Umschalter, der im vorliegenden Anwendungsfall jedoch ausschließlich zum Schalten digitaler Signale eingesetzt wird. Im Blockschaltbild ist er daher auch als Digital-Umschalter bezeichnet. Im einzelnen stehen am IC 10 folgende Eingangsinformationen an:

1. An Pin 2 des IC 10 steht die Hell-/Dunkel-Information des Helligkeitsmessers an.
2. An Pin 4 des IC 10 steht die Sonnenschein-Information des Helligkeitsmessers an.

Wird die Taste Ta 2 (Speicher) betätigt, so liegen beide Potentiale an Pin 2 und Pin 4 des IC 10 über die Dioden D 8 und D 9 auf „high“, wodurch dem zentralen Mikroprozessor der Beginn eines neuen Speicherzyklus mitgeteilt wird (bei manueller Speicherzeiteingabe).

3. An Pin 12 des IC 10 steht die zur Windgeschwindigkeit proportionale Ausgangsfrequenz des Windgeschwindigkeitsaufnehmers an.
4. An Pin 13 des IC 10 steht die Ausgangsfrequenz des Spannungs-Frequenz-Wandlers IC 9 an.
5. An Pin 14 des IC 10 steht die vorher mit dem IC 11 (1/2 CD 4520) durch 16 geteilte Meßfrequenz der Feuchtemeßschaltung 1 an.
6. An Pin 15 steht die vorher mit dem IC 11 (1/2 CD 4520) durch 16 geteilte Meßfrequenz der Feuchtemeßschaltung 2 an.
7. An Pin 1 des IC 10 stehen die Signale der Prozessorausgänge Pin 27 bis Pin 30 an. Eine Entkopplung erfolgt über die Dioden D 2 bis D 5. Durch Fortlassen bestimmter Dioden kann auf diese Weise die Windgeschwindigkeit in anderen Maßeinheiten angezeigt werden. Die genaue Zuordnung ist aus Tabelle I ersichtlich. Sind alle 4 Dioden eingebaut (D 2 ist in jedem Fall erforderlich), erfolgt die Anzeige in km/h.

8. An Pin 5 des IC 10 liegt über R 60 die positive 5-V-Versorgungsspannung.

Pin 3 des IC 10 stellt den Ausgang dar, an dem die entsprechend durchgeschaltete Eingangsinformation ansteht und weiter zum IC 2 geleitet wird (Pin 39).

Tabelle I

Auswahl der Maßeinheiten für die Messung der Windgeschwindigkeit (0 = Diode entfällt, 1 = Diode eingebaut)

D 3	D 4	D 5	Einheit
0	0	0	kmh
0	0	1	m/s
0	1	0	mph
0	1	1	Beaufort
1	0	0	Knoten
1	1	1	kmh

Welcher Eingang des IC 10 zum Ausgang (Pin 3) durchgeschaltet werden soll, ergibt sich aus den Steuerinformationen, die vom IC 2 (Pin 31, 32, 33) auf die Eingänge (Pin 9, 10, 11) des IC 10 gegeben werden.

Die Information der Windrichtung besteht aus 2 um 90° gegeneinander phasenverschobenen Rechtecksignalen zur Positionserkennung sowie einem dritten Signal, dem Nullimpuls (Norden). Diese 3 Signale werden über die Spannungsteiler R 65 bis R 70 auf die entsprechenden Eingänge des IC 2 gegeben (Pin 36, 37, 38). Der Nullimpuls-Eingang ist hierbei Pin 38 des IC 2.

Nachdem wir die Umschaltung der Eingangssignale besprochen haben, wollen wir auf den zeitlichen Ablauf sowie die Meßreihenfolge eingehen.

Wird das Gerät eingeschaltet, erfolgt über R 71/C 9 ein Rücksetzen des zentralen Mikroprozessors, d. h. sämtliche Speicher und interne Zähler werden auf Null gesetzt.

Die erste Messung, die anschließend vom System durchgeführt wird, ist die Windgeschwindigkeitsmessung.

Gleichzeitig, während die Windgeschwindigkeit für 1 Sekunde gemessen wird, ist bereits der 16-Kanal-Analog-Umschalter IC 1 auf $V_{ref 3}$ (Pin 6) geschaltet. Eine Sekunde später, nachdem die Windgeschwindigkeitsmessung beendet wurde, erfolgt die Messung der Ausgangsfrequenz des Spannungs-Frequenz-Umsetzers für ebenfalls 1 Sekunde, die der Eingangsspannung an Pin 6 des IC 1 proportional ist.

Da es sich hierbei um das Masse-Potential handelt, muß die Ausgangsfrequenz im Bereich zwischen 0 Hz und 100 Hz liegen. Überschreitet die Frequenz 256 Hz, wertet dies der Prozessor als nicht einwandfreies Arbeiten des Spannungs-Frequenz-Umsetzers und bricht den Meßvorgang ab. Kennzeichnet wird dies optisch durch Aufleuchten der 3 Querstriche (Segmente „g“) der ersten Temperaturmeßstelle.

Die vorstehend beschriebene Messung wird nur einmal, gleich nach dem Einschalten des Gerätes, vorgenommen und dann jeweils 1 mal täglich, wenn die Schaltung zur Helligkeitsmessung einen Dunkel/Hell-Wechsel signalisiert.

Von vorstehend beschriebener Messung einmal abgesehen, laufen die Messungen in einem sich regelmäßig wiederholenden Zyklus mit einer Gesamtdauer von 34 Sekunden ab. Diese Zyklusdauer ist wiederum in Teilabschnitte zu jeweils 2 Sekunden aufgeteilt.

In der ersten Sekunde wird immer für eine Sekunde die Windgeschwindigkeit gemessen,

d. h. also in der 1., 3., 5., 7. bis zur 33. Sekunde.

Bei den Messungen, die eine Spannungs-Frequenz-Umsetzung durch IC 9 (mit Zusatzbeschaltung) erfordern, wird mit Beginn einer Windgeschwindigkeitsmessung gleichzeitig die entsprechende Meßstelle (über IC 1) auf den Spannungs-Frequenz-Umsetzer geschaltet, ohne daß jedoch die entsprechende Ausgangsfrequenz des IC 9 (Pin 3) tatsächlich gemessen wird.

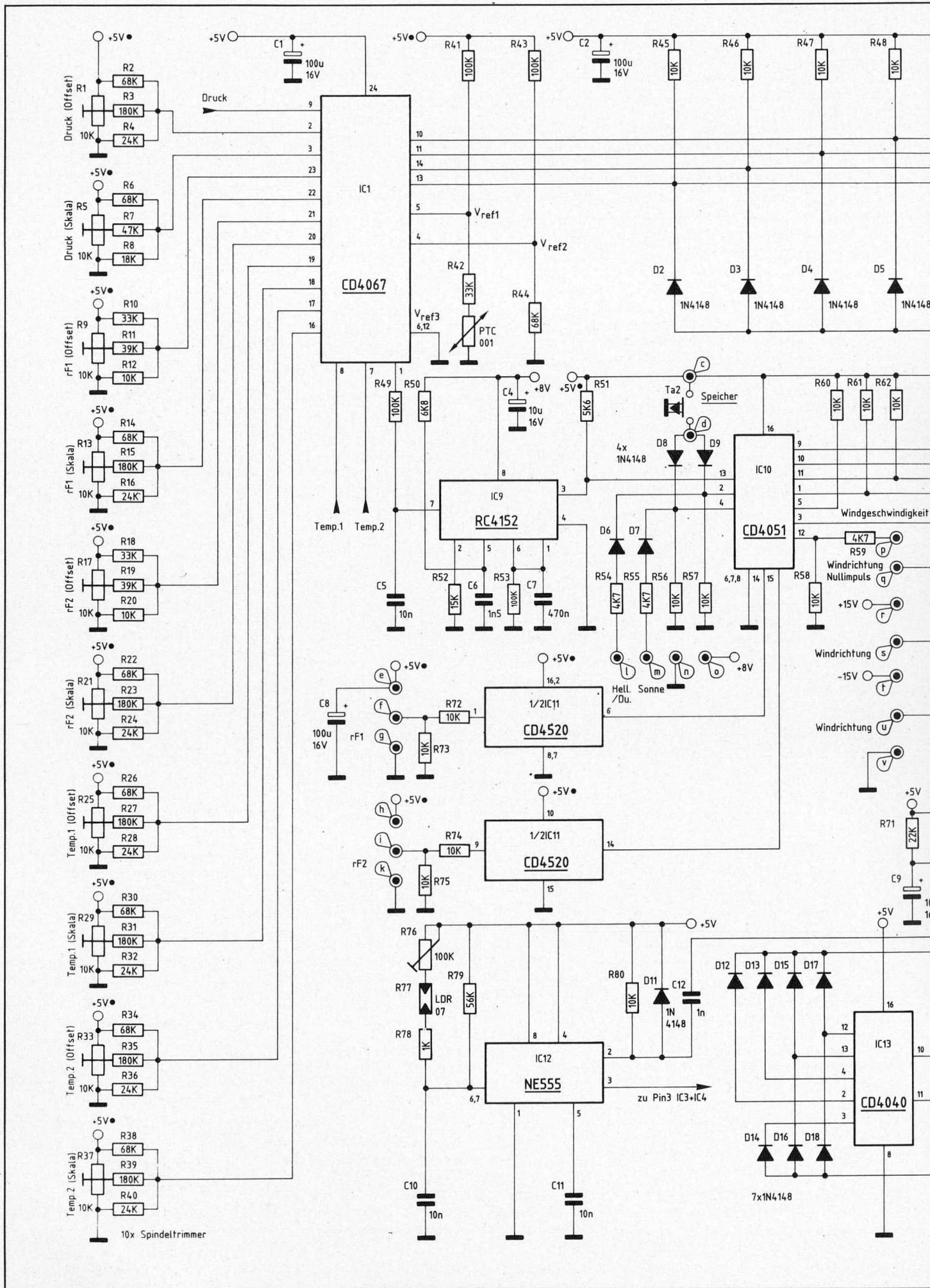
Diese eine Sekunde, in der die Windgeschwindigkeit gemessen wird und der Spannungs-Frequenz-Umsetzer bereits eingeschaltet ist, dient dazu, Einschwingvorgänge des IC 9, die die Genauigkeit beeinträchtigen könnten, wirksam zu unterdrücken.

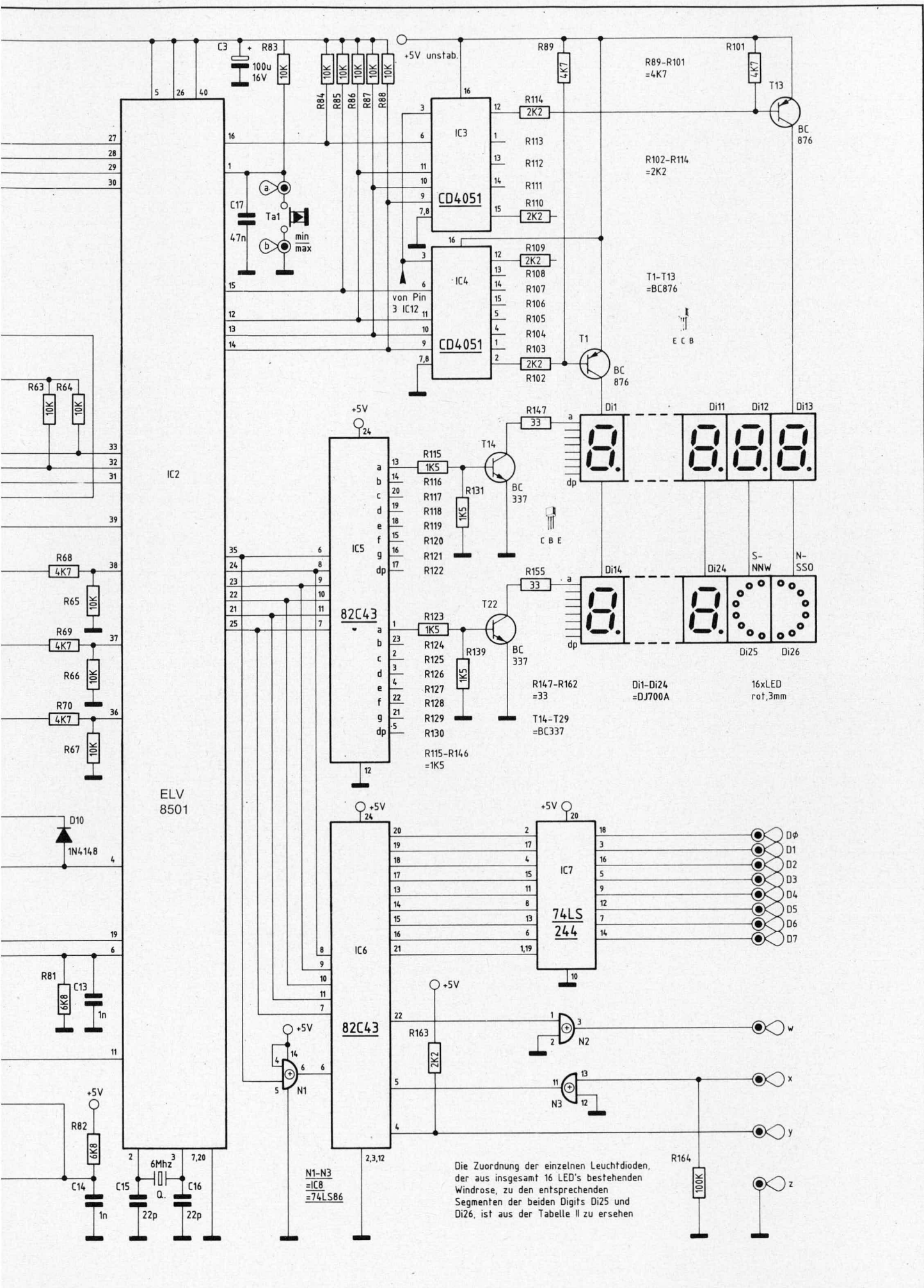
Erst nach Ablauf der Windgeschwindigkeitsmessung (nach 1 Sekunde) erfolgt für eine weitere Sekunde die Messung der Ausgangsfrequenz des IC 9, entsprechend der zugehörigen, von IC 1 durchgeschalteten Eingangsspannung.

Nachdem die Messung nach insgesamt 2 Sekunden abgeschlossen wurde, erfolgt wiederum die Messung der Windgeschwindigkeit für 1 Sekunde bei gleichzeitigem Einschalten einer weiteren Eingangsspannung des IC 1. Eine Ausnahme bilden die beiden Messungen der Ausgangsfrequenz der Feuchtemeßschaltungen 1 und 2, da hier kein Einschwingvorgang des Spannungs-Frequenz-Umsetzers abzuwarten ist.

Die genaue Reihenfolge der verschiedenen Messungen soll nachfolgend aufgezeigt werden, wobei jeder Punkt von 1 bis 34 einen Zeitabschnitt von 1 Sekunde beschreibt:

1. $V_{ref 1}$ (Pin 5 des IC 1) einschalten.
2. $V_{ref 1}$ messen.
3. $V_{ref 2}$ (Pin 4 des IC 1) einschalten.
4. $V_{ref 2}$ messen.
5. Skala relative Luftfeuchte 1 (Pin 22 des IC 1) einschalten.
6. Skala relative Luftfeuchte 1 messen.
7. Offset relative Luftfeuchte 1 (Pin 23 des IC 1) einschalten.
8. Offset relative Luftfeuchte 1 messen.
9. Windgeschwindigkeit messen (Pin 12 des IC 10).
10. Relative Luftfeuchte 1 Ausgangsfrequenz der Sensorschaltung messen (Pin 14 des IC 10).
11. Skala relative Luftfeuchte 2 (Pin 20 des IC 1) einschalten.
12. Skala relative Luftfeuchte 2 messen.
13. Offset relative Luftfeuchte 2 (Pin 21 des IC 1) einschalten.
14. Offset relative Luftfeuchte 2 messen.
15. Windgeschwindigkeit messen (Pin 12 des IC 10).
16. Relative Luftfeuchte 2 Ausgangsfrequenz der Sensorschaltung messen (Pin 15 des IC 10).





Die Zuordnung der einzelnen Leuchtdioden, der aus insgesamt 16 LED's bestehenden Windrose, zu den entsprechenden Segmenten der beiden Digits Di25 und Di26, ist aus der Tabelle II zu ersehen

17. Skalenfaktor Luftdruck (Pin 3 des IC 1) einschalten.
18. Skalenfaktor Luftdruck messen.
19. Offset Luftdruck (Pin 2 des IC 1) einschalten.
20. Offset-Luftdruck messen.
21. Luftdruckmessung Ausgangsspannung (Pin 9 des IC 1) einschalten.
22. Luftdruckmessung Ausgangsspannung messen.
23. Skalenfaktor Temperatur 1 (Pin 18 des IC 1) einschalten.
24. Skalenfaktor Temperatur 1 messen.
25. Nullpunkt Temperatur 1 (Pin 19 des IC 1) einschalten.
26. Nullpunkt Temperatur 1 messen.
27. Temperatursensor 1 (Pin 8 des IC 1) einschalten.
28. Temperatursensor 1 Ausgangsspannung messen.
29. Skalenfaktor Temperatur 2 (Pin 16 des IC 1) einschalten.
30. Skalenfaktor Temperatur 2 messen.
31. Nullpunkt Temperatur 2 (Pin 17 des IC 1) einschalten.
32. Nullpunkt Temperatur 2 messen.
33. Temperatursensor 2 (Pin 7 des IC 1) einschalten.
34. Temperatursensor 2 Ausgangsspannung messen.
35. Wieder beginnen bei 1. usw.

Wie bereits erwähnt, erfolgt die Messung der Windgeschwindigkeit nicht allein in der 9. und 15. Sekunde eines jeden 34-Sekunden-Zyklus, sondern in jeder ungeraden Sekunde. Dies bedeutet, daß, wenn in der 1. Sekunde $V_{ref 1}$ eingeschaltet wird und der Spannungs-Frequenz-Umsetzer sich auf die entsprechende Frequenz einschwingt, zunächst die Windgeschwindigkeit gemessen wird, um erst in der 2. Sekunde tatsächlich $V_{ref 1}$ zu messen usw.

Die Meßzeiten selbst sind geringfügig kürzer als die erwähnte 1 Sekunde. In den Zwischenzeiten, d. h. zwischen den einzelnen sekundlich vorgenommenen Messungen werden vom zentralen Mikroprozessor noch einige weitere Informationen mit einer Geschwindigkeit von wenigen Mikrosekunden abgefragt, so zum Beispiel auch die Ausgangspegel der Schaltung zur Helligkeitsmessung sowie die Stellung des Tasters Ta 2. Um sicher zu gehen, daß die Information bei gedrücktem Taster Ta 2 vom Prozessor auch erkannt wurde, muß dieser Taster daher mindestens 1 Sekunde festgehalten werden (möglichst etwas länger).

Die Stellung des Tasters Ta 1 hingegen wird laufend abgefragt, so daß eine Betätigung praktisch verzögerungsfrei vom Prozessor registriert wird.

Ebenfalls fortlaufend überwacht werden die drei Eingänge zur Windrichtungserkennung, genau wie der Taster Ta 1, d. h. die entsprechenden Informationen stehen direkt an den Eingängen des zentralen Mikroprozessors an, ohne Zwischenschaltung eines Multiplexers.

Nachdem die Meßdatenerfassung eingehend beschrieben wurde, wollen wir uns nun mit der weiteren Schaltungstechnik und mit dem zentralen Mikroprozessor befassen und hier im besonderen mit der Meßdatenausgabe.

Zunächst jedoch noch einige Erläuterungen zur Takterzeugung.

Der verwendete Prozessor besitzt einen internen Oszillator, der zum einwandfreien Arbeiten als züßere Beschaltung lediglich zwei Kondensatoren und einen entsprechenden Quarz (6 MHz) benötigt (Pin 2 und Pin 3 des IC 2).

Intern wird die Frequenz von 6,000 MHz durch 15 geteilt, so daß am Ausgang Pin 11 des IC 2 genau 400 kHz zur Verfügung stehen.

Das IC 13 stellt mit seiner Zusatzbeschaltung D 14, D 16, D 18 sowie R 82 und C 14 einen Teiler durch 400 dar. Am Eingang Pin 6 des IC 2 steht somit eine Frequenz von genau 1,000 kHz an. Die Dioden D 12, D 13, D 15, D 17 sowie R 81 und C 13 sorgen in diesem Zusammenhang dafür, daß die Impulsbreite 80 μsec beträgt („low“). Die Zeitdauer, in der das anstehende Signal („high“-Potential) aufweist, beträgt 920 μsec . Eine volle Periode überstreicht somit eine Zeit von genau 1 msec, entsprechend 1 kHz.

An Pin 19 des IC 2 steht ebenfalls eine Frequenz von 1,000 kHz an, die zeitlich gegenüber den Impulsen an Pin 6 etwas verschoben ist. Außerdem ist bei den Impulsen an Pin 19 des IC 2 die Zeitdauer, in der das Signal „high“-Potential führt, sehr kurz.

Immer, wenn ein Wechsel von „high“ nach „low“ erfolgt, wird über C 12 der Triggeringang (Pin 2) des IC 12 gesetzt und der Ausgang des IC 12 (Pin 3) wechselt von „high“ nach „low“. Hierdurch wird über Pin 3 der IC's 3 und 4 der gerade eingeschaltete Digit-Treiber-Transistor (T 1 bis T 13) durchgesteuert (es ist jeweils nur ein einziger Transistor dieser 13 Transistoren durchgesteuert).

Solange Pin 3 der IC's 3 und 4 „high“-Potential führt, sind alle Transistoren T 1 bis T 13 gesperrt. Erst wenn Pin 3 der IC's 3 und 4 über den Ausgang (Pin 3) des IC 12 auf „low“-Potential (ca. 0 Volt) gezogen wird, kann derjenige Digit-Treiber-Transistor (aus T 1 bis T 13) durchgesteuert werden, dessen Basis über einen der Widerstände R 102 bis R 114 über IC 3 oder IC 4 auf den entsprechenden Pin 3 durchgeschaltet wurde.

Wie bereits erwähnt, erhält das IC 12 an seinem Triggereingang (Pin 2) über den Kondensator C 12 1000 mal pro Sekunde einen Startimpuls. IC 12 ist mit seiner Zusatzbeschaltung als Monoflop geschaltet, dessen Ausgang (Pin 3) unmittelbar nach Eintreffen des Triggerimpulses (fallende Flanke von C 12 übertragen) von „high“ nach „low“ (ca. 0 Volt) wechselt. Im selben Moment wird der entsprechende Digit-Treiber-Transistor (einer aus T 1 bis T 13) durchgesteuert. Nach einer Zeitspanne, die so bemessen wurde, daß sie 1 ms nicht überschreiten kann, geht der Ausgang des

IC 12 (Pin 3) wieder auf „high“ (ca. + 5 Volt). Je kürzer die „low“-Phase ist, desto kürzer ist auch die Einschaltdauer der Digit-Treiber-Transistoren. Dies wiederum bedeutet für den Betrachter, daß die 7-Segmentanzeigen dunkler werden.

Die Steuerung der entsprechenden Puls-Pausen-Zeiten erfolgt lichtabhängig über den Fotowiderstand R 77 des Typs LDR 07. Je größer die Umgebungshelligkeit ist, desto kleiner ist der Widerstand des LDR 07 und um so länger ist die Einschaltphase der Digit-Treiber-Transistoren (größere Helligkeit).

Nimmt die Umgebungshelligkeit ab, steigt der Widerstand des LDR 07, die Einschaltzeitdauer der Digit-Treiber-Transistoren nimmt ab, die 7-Segmentanzeigen werden dunkler.

Mit dem Trimmer-Widerstand R 76 kann eine Begrenzung der maximalen Helligkeit vorgenommen werden (Grundeinstellung).

Durch vorstehend beschriebene Teilschaltung wird jederzeit ein optimales Kontrastverhältnis der 7-Segmentanzeigen erreicht. Dies macht sich besonders bei geringer Umgebungshelligkeit angenehm bemerkbar, wo zu hell strahlende Leuchtdioden u. U. störend wirken könnten.

Möchte man jedoch immer die maximale Helligkeit bereitstellen, so kann das IC 12 mit seiner Zusatzbeschaltung ersatzlos entfallen, wobei dann eine Brücke von Pin 1 nach Pin 3 der IC-Beinchen des IC 12 zu legen ist, d. h. die Anschlußbeinchen 3 der IC's 3 und 4 liegen auf Masse.

Da die Digit-Treiber-Transistoren mit einer Frequenz von 1000 Hz angesteuert werden, beträgt die maximale Einschaltdauer eines einzelnen Digits 1 ms. Insgesamt sind 13 Digits vorhanden. Die Wiederholfrequenz beträgt somit ca. 77 (1000 : 13). 77 mal pro Sekunde wird also jedes Digit für maximal 1 ms eingeschaltet.

Als Besonderheit werden jeweils 2 Digits gleichzeitig angesteuert (Di 1 und Di 14, Di 2 und Di 15 bis Di 12 und Di 16). Anzumerken ist in diesem Zusammenhang, daß die Digits Di 25 und Di 26 nicht aus 7-Segmentanzeigen bestehen, sondern aus 8

Tabelle II Bezeichnung	Bauteil Nr.	Anoden- anschluß	Kathoden- anschluß	Zur Bauteile Nr. Äquivalente Segment- bezeichnung
N	D 32	T 13	R 161	g
NNO	D 33	T 13	R 160	f
NO	D 34	T 13	R 155	a
ONO	D 35	T 13	R 156	b
O	D 36	T 13	R 159	e
OSO	D 37	T 13	R 158	d
SO	D 38	T 13	R 157	c
SSO	D 39	T 13	R 162	dp
S	D 40	T 12	R 162	dp
SSW	D 41	T 12	R 157	c
SW	D 42	T 12	R 158	d
WSW	D 43	T 12	R 159	e
W	D 44	T 12	R 156	b
WNW	D 45	T 12	R 155	a
NW	D 46	T 12	R 160	f
NNW	D 47	T 12	R 161	g
Temp 1 Minusz.	D 48	T 1	R 154	dp
Temp 2 Minusz.	D 49	T 1	R 162	dp
schnell steigend	D 50	T 7	R 154	dp
langsam steigend	D 51	T 8	R 154	dp
langsam fallend	D 52	T 10	R 154	dp
schnell fallend	D 53	T 9	R 154	dp

Leuchtdioden, die jeweils eine Hälfte der Windrose darstellen.

Die Zuordnung der einzelnen Leuchtdioden, der aus insgesamt 16 LED's bestehenden Windrose zu den entsprechenden Segmenten der beiden Digits Di 25 und Di 26, ist aus Tabelle II zu ersehen.

Da jeweils 2 Digits parallel geschaltet sind, ist es erforderlich, daß die Segmentsteuerung ebenfalls 2 mal vorhanden ist, damit jedes der insgesamt 26 Digits vollkommen unabhängig von den übrigen 7-Segmentanzeigen angesteuert werden kann. Die Ansteuerung der einzelnen Segmente a, b, c, d, e, f, g sowie dp (Dezimalpunkt) erfolgt über das IC 5 mit den nachgeschalteten Treiber-Transistoren T 14 bis T 29. Die Segmente der Digits Di 1 bis Di 13 werden hierbei über T 14 bis T 21 und die Segmente der Digits Di 14 bis Di 26 über die Transistoren T 22 bis T 29 angesteuert. Auf diese Weise können über insgesamt 16 Segment-Ansteuer-Transistoren sowie nochmals 13-Digit-Treiber-Transistoren insgesamt 208 (!) einzelne Segmente angefahren werden. In der hier vorliegenden praktisch ausgeführten Schaltung sind es allerdings tatsächlich „nur“ 197 Digits, da einige Punkte nicht benötigt werden.

Die 8-Bit Parallel-Schnittstelle wird mit den IC's 6 bis 8 realisiert, die eine Daten-transformation vornehmen. Viel mehr ist zu diesem Hardware-Schaltungsteil an dieser Stelle nicht zu sagen. Wie mit dieser Schnittstelle gearbeitet werden kann, wird im weiteren Verlauf dieses Artikels noch ausführlich erläutert.

Innenraumbeheizung für Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitsaufnehmer

In Bild 15 ist ein weiteres Teilschaltbild zu sehen, das eine elektronische Heizungsregelung für die Innenräume des Windrichtungs- und des Windgeschwindigkeitsaufnehmers darstellt. Diese Schaltung ist somit 2 mal erforderlich. Die Bauteile finden jeweils auf derselben Platine Platz, auf der auch die Bauelemente des Windrichtungs- bzw. des Windgeschwindigkeitsaufnehmers angeordnet sind.

Die Versorgung erfolgt über zwei uninstabilisierte Gleichspannungen von +15 und -15 Volt, wobei die Schaltungsmasse den Spannungsmittelpunkt darstellt.

Mit dem OP902 (IC 902) des Typs TL081 ist in Verbindung mit der Zusatzbeschaltung R 901 bis R 906, TS 901, D 901 sowie T 901 eine kombinierte Temperatur-Steuer- und Regelschaltung aufgebaut, die in Abhängigkeit von der Außentemperatur eine Beheizung des entsprechenden Windrichtungs- bzw. Windgeschwindigkeitsaufnehmers vornimmt.

Hierzu muß man wissen, daß die entsprechenden Aufnehmer extremen Umweltbedingungen und Belastungen ausgesetzt sind. Die mechanischen Konstruktionen wurden so ausgeführt, daß sie langfristig wartungsfrei zuverlässig ihren Dienst tun.

Damit der Innenraum, in dem sich die entsprechenden elektronischen Schaltungen befinden, nicht antaut (Luftfeuchtigkeit

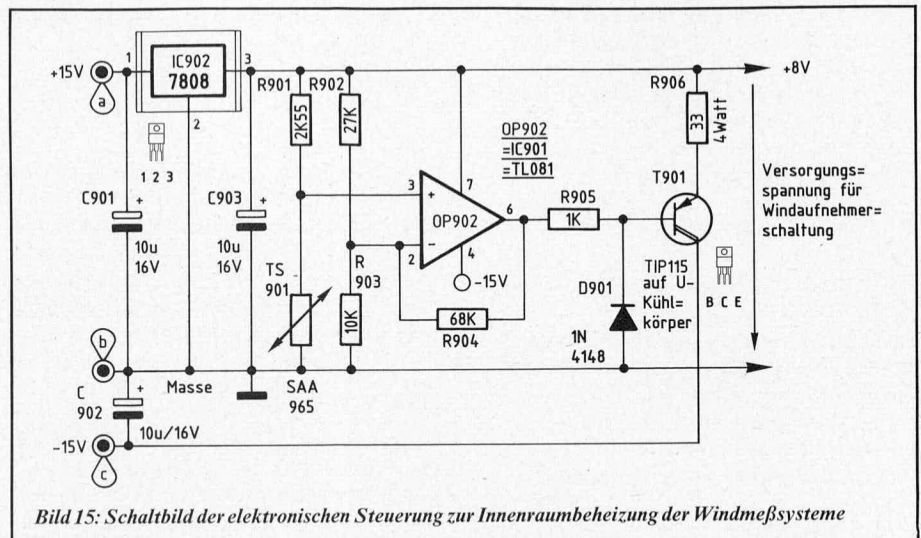


Bild 15: Schaltbild der elektronischen Steuerung zur Innenraumbeheizung der Windmeßsysteme

kondensiert an den Bauteilen), ist eine übliche Methode, die entsprechenden Gehäuse zu belüften. Diese Methode ist jedoch weder sicher noch langfristig erfolgversprechend. Darüber hinaus können Mikroben, Pilze und allerlei Kleintiere die Schaltung beeinträchtigen und die Lebensdauer empfindlich verkürzen. Da wir uns aber nicht mit einer wartungsfreien Lebensdauer, die den Garanzzeitraum nur unwesentlich überschreitet begnügen wollen, haben wir uns für die hier vorgestellte etwas aufwendigere Lösung der elektronischen Beheizung entschieden.

Hierzu wurden die Gehäuse sowohl des Windrichtungs- als auch des Windgeschwindigkeitsaufnehmers so konstruiert, daß sie weitgehend luftdicht, d. h. hermetisch gegenüber der Außenwelt abgeschlossen sind. Lediglich an einer einzigen Stelle kann ein Druckausgleich und somit ein

Luftaustausch stattfinden. Es ist dies der Spalt zwischen Stahlwelle und oberer Spezial-Gleitlagerung, der allerdings nur wenige hundertstel Millimeter beträgt. Das Eindringen von Schmutz, ja selbst feinsten Staubpartikeln sowie von Kleinstlebewesen ist dadurch wirksam unterdrückt.

Jetzt stellt sich aber das Problem der Kondensation, d. h. der Betauung um so mehr. Hier setzt nun die elektronische Übertemperaturregelung ein.

Die Kombination aus Steuerung und Regelung arbeitet so, daß die bereitgestellte Heizleistung und die damit erreichte Übertemperatur um so größer wird, je niedriger die Umgebungstemperaturen sind. Die maximale Heizleistung wird bei ca. -40°C bereitgestellt, die dafür sorgt, daß die Innentemperatur nicht unter 0°C absinkt, während die Heizleistung bei steigenden Tem-

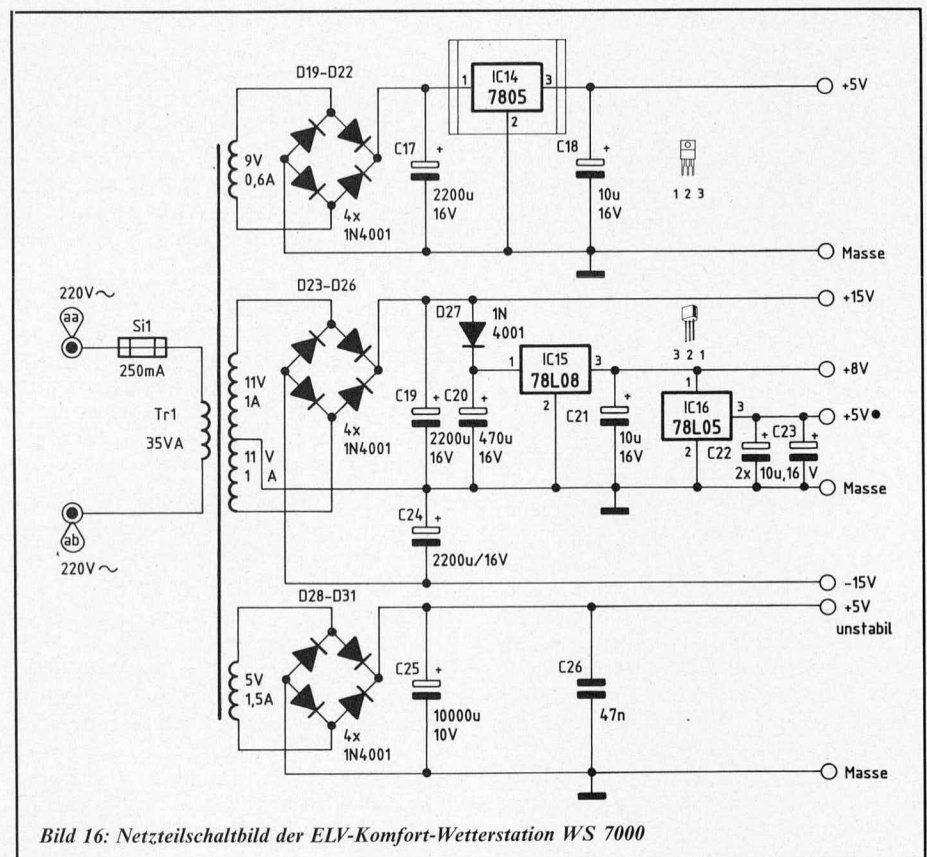


Bild 16: Netzteilsschaltbild der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000

peraturen immer weiter abnimmt und oberhalb 50° C auf 0 zurückfährt. Im mittleren Temperaturbereich wird eine Über-temperatur im Bereich von 10 bis 20 K eingestellt. Dies reicht im allgemeinen zuverlässig aus, um bei allen zu erwartenden Umweltbedingungen, ja selbst bei extremen Temperaturschwankungen den Innenraum der Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitsaufnehmer trocken zu halten. Je größer die Übertemperatur, desto geringer die relative Luftfeuchte.

Allein aus vorstehendem Teilschaltbild ist zu ersehen, daß die Entwickler der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 mit großer Liebe zum Detail und hohem schaltungstechnischen know how eine professionelle Meßstation geschaffen haben.

Das Netzteil

Die Stromversorgung der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 erfolgt über einen Netztransformator mit einer Leistung von 35 VA.

Die Station selbst benötigt hiervon lediglich 10 VA, so daß sich der Stromverbrauch normalerweise in Grenzen hält.

Sinken jedoch die Außentemperaturen deutlich unter den Gefrierpunkt, fordern die beiden Heizungsregler für Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitsaufnehmer mehr Leistung ab, wodurch die Gesamtstromaufnahme entsprechend ansteigt. Im Jahresmittel sollte in unseren Breiten die erforderliche Heizleistung zwischen 5 Watt und 10 Watt liegen, die dann zu der Leistungsaufnahme der Basisstation hinzuzurechnen ist.

Die Versorgung des zentralen Mikroprozessors mit seiner Zusatzbeschaltung erfolgt über den Festspannungsregler IC 14 des Typs 7805 aus der 9 V/0,6 A-Wicklung.

Die beiden 11 V/1 A-Wicklungen (22 V mit Mittelanzapfung) versorgen sowohl den Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitsaufnehmer (einschl. Heizung) als auch über zwei Festspannungsregler die Meßaufnahmerelektronik des Basisgerätes.

IC 15 des Typs 78 L 08 dient hierbei zur Speisung des Spannungs-Frequenz-Umsetzers IC 9 sowie der Schaltung zur Heligkeitsmessung.

Das IC 16 des Typs 78 L 05 versorgt den gesamten analogen Sensorteil, einschl. des Trimmerkalibrierfeldes sowie zusätzlich die beiden Feuchtemeßschaltungen. Letztere sind allerdings nochmals über den Kondensator C 8 entkoppelt.

Die 5 V/1,5 A-Wicklung schließlich dient zur Speisung der 7-Segmentanzeigen. Da zum Betreiben von ca. 200 Digit ein erheblicher Strombedarf (ca. 1 A) erforderlich ist, haben wir hier bewußt auf eine elektronische Stabilisierung verzichtet, um die Verlustleistungen so klein wie möglich zu halten. Eine gewisse Restwelligkeit dieser unstabilisierten Versorgungsspannung (100 Hz Brumm) spielt keine Rolle, da die Wiederholfrequenz zur Digitalsteuerung 1000 Hz: 13 = 77 Hz beträgt und somit in keinem ganzzahligen Verhältnis zur Netzwechselspannung steht. Ein Flackern der

Anzeige durch Schwebungsfrequenzen ist somit ausgeschlossen.

Letztgenannte unstabilisierte Spannung darf ohne weiteres im Bereich von + 5 V bis + 7,5 V schwanken.

Insgesamt wurde die Stromversorgung der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 so ausgelegt, daß Netzspannungsschwankungen von ± 10 % ohne Einfluß auf die einwandfreie Funktionsweise des Gerätes sind. Teilweise können noch größere Schwankungen verkraftet werden.

Zum Nachbau

Nachdem sowohl die Funktionsweise als auch die praktische Schaltung der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 ausführlich und im Detail beschrieben wurde, wollen wir nun an den praktischen Nachbau herangehen.

Beginnen wir hierbei mit dem Temperatursensor.

Der Temperatursensor TS 101 des Typs SAX 1000 befindet sich am Ende einer ca. 2,5 m langen isolierten und abgeschirmten Zuleitung. Der Sensor selbst ist hierbei wasserdicht über einen Schrumpfschlauch mit der Zuleitung verbunden.

Für die Messung der Innenraumtemperatur dürfte die Leitungslänge ausreichen, während für Außentemperaturmessungen eine Verlängerung ohne weiteres auf 10 Meter vorgenommen werden kann. Die Verbindungsstellen der beiden Zuleitungen (Sensorzuleitung und Verlängerungsleitung) müssen sorgfältig isoliert werden und unbedingt vor Kriechströmen geschützt sein.

Der Mittelleiter des Sensors für die Temperaturmeßstelle 1 wird an den Platinenanschlußpunkt „a 1“ und die Abschirmung an den Platinenanschlußpunkt „b 1“ angelötet. Entsprechendes gilt für den Mittelleiter des Temperatursensors 2, der an den Platinenanschlußpunkt „a 2“ und dessen Abschirmung an dem Platinenanschlußpunkt „b 2“ angeschlossen wird.

Die entsprechenden Platinenanschlußpunkte befinden sich auf der Basisplatine der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000.

Der Aufbau der Feuchtemeßschaltungen ist etwas aufwendiger. Da der Feuchtesensor des Typs LFS 10 der Firma VALVO nur verhältnismäßig geringe Kapazitätsänderungen zur Auswertung der relativen Luftfeuchte besitzt, müssen die Zuleitungen vom Sensor zur Oszillatorschaltung so kurz wie möglich gehalten werden.

Aus diesem Grunde wird der Oszillator selbst auf einer kleinen Leiterplatte aufgebaut, die unmittelbar dem eigentlichen Feuchtesensor nachgeschaltet ist.

Die Bestückung der Leiterplatte wird anhand des Bestückungsplanes in gewohnter Weise vorgenommen. Der Feuchtesensor des Typs LFS 10 wird mit seinen beiden nach hinten weisenden Anschlußstiften direkt an die beiden entsprechenden Leiterbahnen auf der Leiterbahnseite der Platine angelötet. Hierbei ist große Vorsicht geboten, da die Anschlußstifte leicht abbrechen können.

Vorher sind die nach links und rechts herausragenden „Kunststoff-Befestigungsschuhe“ am Sensorgehäuse abzukneifen, damit bei fertiggestellter Sensorschaltung das Kunststoff-Schutzröhrchen über die ganze Anordnung einschließlich 5 mm des Sensorfußes geschoben werden kann. Vorher ist noch das Zuleitungskabel an die Platinenanschlußpunkte „a“ (Ausgangsfrequenz), „b“ (+ 5 V) sowie „c“ (Masse) anzulöten.

Hat die Schaltung einige Tage einwandfrei gearbeitet, empfiehlt es sich, die gesamte Anordnung mit Gießharz aufzufüllen. Das Schutzrohr einschließlich ca. 5 mm des Sensorfußes sollte vom Gießharz umschlossen sein. Hierbei muß man allerdings sorgfältig darauf achten, daß keinesfalls auch nur eine kleine Menge Gießharz an die Lüftungsschlitze des Feuchtesensors gelangen kann. Zweckmäßigerweise dichtet man zunächst den Endbereich des Schutzröhrchens (mit dem angelöteten Sensor) zum Beispiel mit Knetmasse ab und vergießt den hinteren Teil. Nachdem das Gießharz ausgehärtet ist, kann die Knetmasse entfernt und der vordere Sensorteil vergossen werden.

Ist man mit dem Umgang mit Gießharz nicht so vertraut, reicht es u. U. auch aus, die Schaltung zunächst mit Löt- oder Schutzlack einzusprühen. Auch hier gilt aber, daß in das Lüftungsgitter des Luftfeuchtesensors keinesfalls Lack eindringen darf, da dies zur Zerstörung des Feuchtesensors führen könnte.

Auch für die Schaltung zur Messung der relativen Luftfeuchte gilt das gleiche wie für die Temperatursensoren hinsichtlich der Verlängerungsmöglichkeit. Im allgemeinen können die entsprechenden Zuleitungen ohne Genauigkeitsverlust bis auf 10 m (teilweise auch noch mehr) verlängert werden.

Der Masseanschluß („c“) der Schaltung für die erste Feuchtemeßstelle wird mit dem Platinenanschlußpunkt „g“ verbunden, während die positive Versorgungsspannung von 5 V („b“) mit dem Platinenanschlußpunkt „e“ und die Ausgangsfrequenz („a“) mit dem Platinenanschlußpunkt „f“ auf der Basisplatine verbunden wird.

Die zweite Feuchtemeßstelle wird an die Platinenanschlußpunkte „k“ (Masse), „h“ (+ 5 Volt) sowie „i“ (Ausgangsfrequenz) angeschlossen.

Damit bei der relativen Luftfeuchtemessung die hohe Genauigkeit von ca. 1 % erreicht werden kann, ist eine Temperaturkompensation der Feuchtemeßschaltung erforderlich. Dies wird auf einfache Weise dadurch möglich, indem jedem Feuchtesensor ein Temperatursensor zugeordnet wird.

Der Temperatursensor TS 101 (erste Temperaturmeßstelle) ist daher in räumlicher Nähe zum Meßwertaufnehmer der ersten Feuchtemeßstelle anzuordnen. Gleiches gilt für die zweite Temperatur- und Feuchtemeßstelle. Auch hier sind die beiden Sensoren (Temperatur und Feuchte) nahe beieinander anzordnen. Hierdurch wird auch bei größeren Temperaturunterschieden der

Feuchtemeßwert im zentralen Mikroprozessor über die tatsächlich herrschende Temperatur korrigiert, wodurch sich eine hochgenaue Anzeige der relativen Luftfeuchte ergibt.

Der Aufbau der Teilschaltung zur Messung des barometrischen Luftdruckes erfolgt mit auf der Basisplatte der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 und wird bei der Beschreibung des entsprechenden Nachbauabschnittes besprochen.

Kommen wir als nächstes zum Aufbau der Teilschaltung zur Helligkeitsmessung.

Zur Vermeidung von Störeinstreuungen wurde auch hier die entsprechende Impulsformerelektronik in direkte Nähe zum Lichtsensor angeordnet. Am Ausgang werden lediglich rein digitale Signale mit hohen Störabständen übertragen.

Die Bestückung der Platine des Hellig-

keitsaufnehmers wird anhand des Bestückungsplanes in gewohnter Weise vorgenommen.

Auch hier empfiehlt sich ein Überziehen mit Schutzlack bzw. ein späteres Vergießen in dem Schutzröhrchen, wie dies auch beim Aufbau der Feuchtesensoren beschrieben wurde. Vorher sollte allerdings die Schaltung über einige Tage getestet werden.

Bei der Schaltung des Helligkeitsaufnehmers ist ein Vergießen jedoch nicht so wichtig, wie bei den Schaltungen zur Messung der relativen Luftfeuchte, so daß man sich u. U. ein Korrigieren der Schaltschwellen bei der Helligkeitsmessung vorbehalten sollte und die Schaltung evtl. nur mit Schutzlack überzieht. Ist die Schaltung erst einmal vergossen, können nachträglich keine Veränderungen mehr vorgenommen werden.

Bei der Feuchtemeßschaltung spielt dies

keine Rolle, da ein Abgleich ohnehin im Basisgerät vorgenommen wird. Ändert sich hingegen der Kennlinienlauf des Helligkeitssensors (LDR 05) kann dem nur dadurch entgegengewirkt werden, indem der Widerstand R 601 angepaßt wird. Ob dies allerdings während der gesamten Lebensdauer der Station erforderlich sein wird, kann nur schwer gesagt werden.

Insgesamt ist auch dieser Schaltungsteil für langfristigen und störungsfreien Betrieb ausgelegt. Größere Verschiebungen der Helligkeitsschaltsschwellen sind auch nach längerer Betriebsdauer nicht zu erwarten.

In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ wird dann der restliche Nachbau, beginnend mit den Aufnehmern für Windrichtung und Windgeschwindigkeit sowie der Basisstation beschrieben. Anschließend folgt ebenfalls im „ELV journal“ Nr. 44 die ausführliche Kalibrieranleitung.

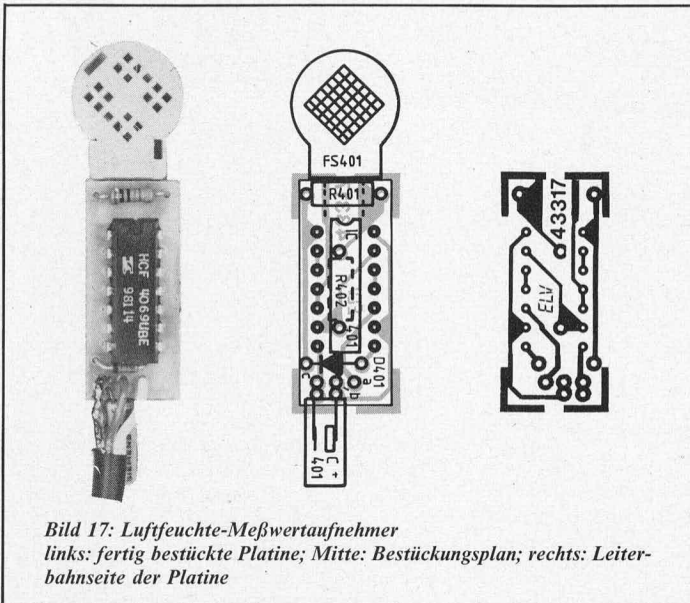


Bild 17: Luftfeuchte-Meßwertaufnehmer
links: fertig bestückte Platine; Mitte: Bestückungsplan; rechts: Leiterbahnseite der Platine

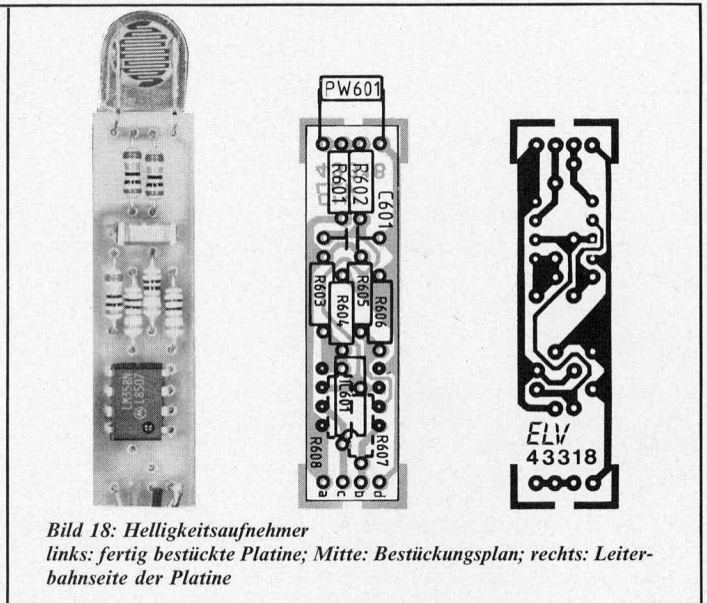


Bild 18: Helligkeitsaufnehmer
links: fertig bestückte Platine; Mitte: Bestückungsplan; rechts: Leiterbahnseite der Platine

ELV-Serie 7000

Kennlinienschreiber KS 7000

Teil 2



Im zweiten und letzten Teil dieses Artikels werden die Schaltung, der Nachbau sowie die Inbetriebnahme und Kalibrierung ausführlich beschrieben.

Zur Schaltung

Nachdem im vorangegangenen ersten Teil dieses zweiteiligen Artikels über den ELV-Kennlinienschreiber KS 7000, neben der ausführlichen Beschreibung der Grundlagen auch die Bedienung und Funktion sowie das Blockschaltbild vorgestellt wurden, wollen wir jetzt mit der detaillierten Erläuterung des Hauptschaltbildes fortfahren.

Im Hauptschaltbild finden wir die einzelnen Funktionsblöcke leicht wieder.

Der Dreieck-Generator besteht aus OP 3 und OP 4 mit Zusatzbeschaltung. OP 3 ist als Integrator geschaltet, dessen Schwellen über OP 4 in Verbindung mit R 27 bis R 29 sowie dem Trimmer R 92 festgelegt werden.

Die Gatter N 1, N 2 mit dem dazwischengeschalteten R/C-Glied R 26/C 14 dienen zur „sauberen“ Pegelanpassung sowie zum Ausgleich von Laufzeitunterschieden. Hierdurch werden die Schaltzeitpunkte zur Umschaltung der einzelnen Kennlinien exakt festgelegt und angepaßt.

Der Sollwert der Dreiecksspannung gelangt über R 21 und R 22 auf einen gemeinsamen Summenpunkt, in den auch der Ist-Wert der zu regelnden Ausgangsspannung über R 20 eingespeist wird. Mit R 20 wird gleichzeitig die Höhe der Ausgangsspannung U_{CE} festgelegt, mit der später die zu prüfenden Transistoren betrieben werden. Hierbei handelt es sich immer um eine Dreiecksspannung, die ihren Ursprung im Dreieck-Generator (OP 3/OP 4) findet.

Über R 3/R 19 gelangt diese Summenspannung, bestehend aus Soll- und Ist-Wert auf

den nichtinvertierenden (+) Eingang des OP 1 (Pin 5).

Der Ausgang des OP 1 stellt sich nun so ein, daß die Endstufentransistoren T 1/T 2 über R 1, R 2 gerade soviel Basisstrom zugeführt bekommen, daß sich die gewünschte dreieckförmige Ausgangsspannung (U_{CE}) an den Ausgangsbuchsen einstellt. Der überschüssige Basisstrom wird über die Leuchtdiode D 13 abgezogen.

Das Aufleuchten dieser Diode ist somit ein Signal für das Arbeiten des Spannungsregler-OP's.

Der Stromshunt, zur Begrenzung des maximalen Ausgangsstromes ist zweifach vorhanden, da zwei Endstufen-Transistoren zur besseren Aufteilung der zu verarbeitenden Ströme eingesetzt wurden. Bei den Stromshunts handelt es sich um die Widerstände R 9 und R 14 sowie um R 10 bis R 13. Letztgenannte 4 Widerstände reduzieren den Widerstandswert auf 1/10, wodurch der maximal einstellbare Strom verzehnfacht wird (wenn das Relais Re 1 anzieht). Dies geschieht durch Betätigen des Schalters S 2.

Der entsprechende Spannungsabfall an den Stromshunts gelangt über R 7, R 8 auf den invertierenden (-) Eingang des OP 2 (Pin 2), während der Vergleichswert mit R 17 eingestellt und auf den nichtinvertierenden (+) Eingang (Pin 3) gegeben wird (über R 93).

Sobald der in den angeschlossenen Prüftransistor hineinfließende Strom unzulässig hohe Werte annimmt, geht der Ausgang des OP 2 in Richtung negativer werdende Spannungen, so daß D 14 leitend wird und zusätzlichen Basisstrom abführt, wodurch

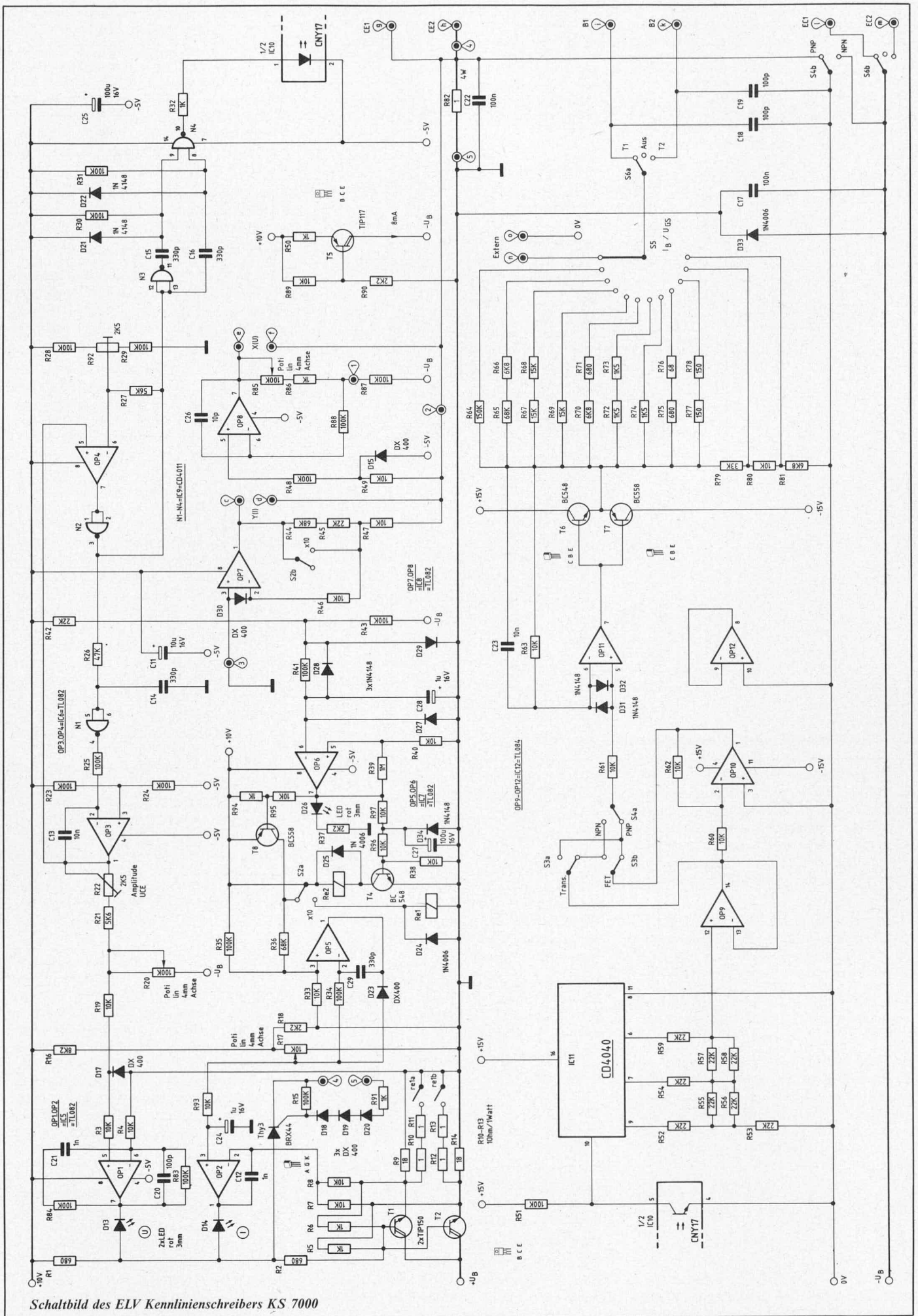
T 1 und T 2 sperren. Signalisiert wird dieser Vorgang durch Aufleuchten der entsprechenden LED D 14.

Zur Vermeidung von Zerstörungen der Endstufentransistoren des KS 7000 bei sehr steilflankigen Stromsprüngen dient der Thyristor Thy 3. Dieser erhält über den Widerstand R 91 sowie die schnellen Schaltdioden D 18 bis D 20 einen Gatestrom, sobald der Ausgangsstrom des KS 7000 einen Wert von ca. 2,5 bis 3 A überschreitet. Daraufhin schaltet Thy 3 durch – die sehr schnell arbeitende zusätzliche Ausgangsstrombegrenzung hat angesprochen, d. h. die Basisanschlüsse der Endstufentransistoren T 1 und T 2 erhalten über R 2 keinen Basisstrom mehr zugeführt, da der gesamte über R 1 kommende Steuerstrom nun über Thy 3 nach Masse abfließt.

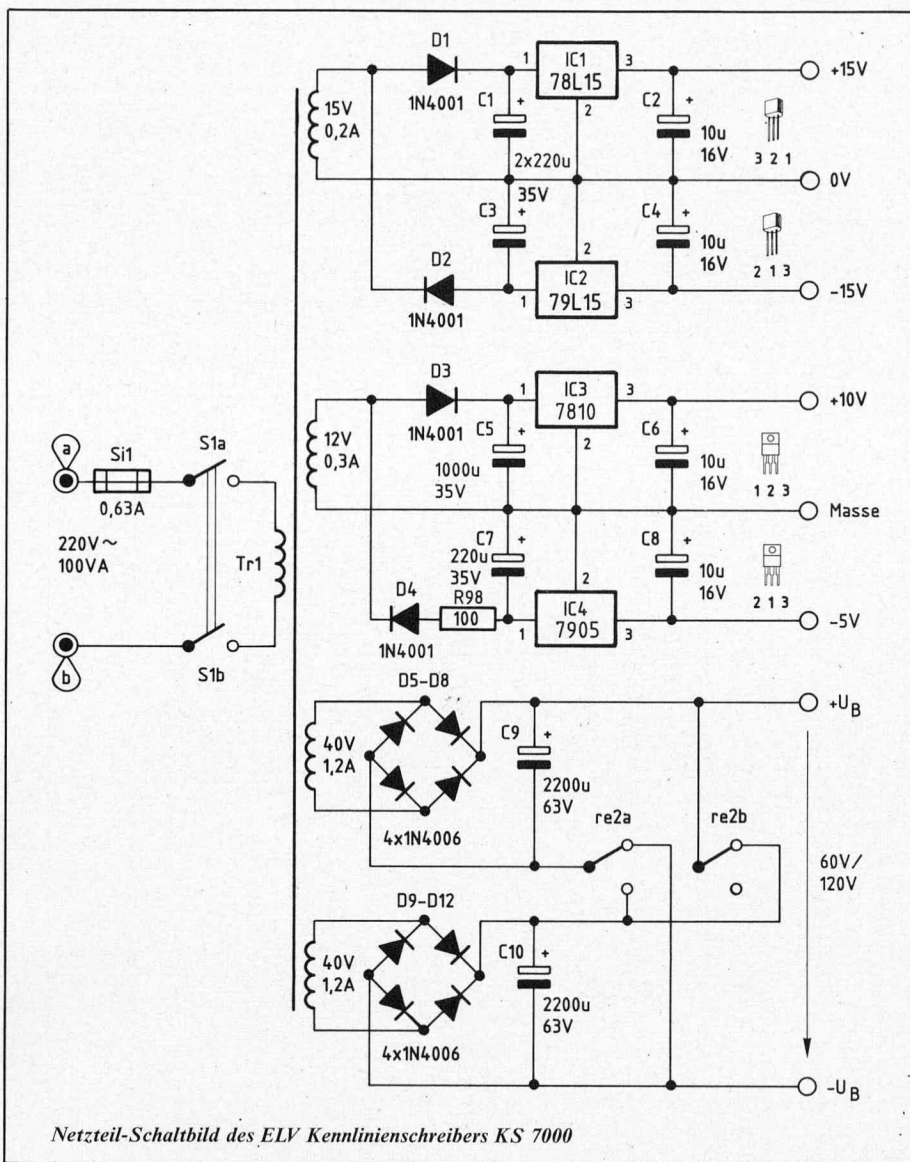
Hat die elektronische Sicherung erst einmal angesprochen, bleibt die Endstufe durch die Selbsthaltefunktion gesperrt. Nach Beseitigen des Kurzschlusses muß das Gerät zunächst für mehrere Sekunden ganz ausgeschaltet werden, um die Selbsthaltefunktion zu löschen. Nach dem Einschalten ist das Gerät wieder betriebsbereit.

Die Basisstromerzeugung erfolgt mit dem Treppenspannungsgenerator, bestehend aus IC 11 sowie R 52 bis R 59. Hierbei handelt es sich um eine 8stufige Treppenspannungserzeugung, die mit einem entsprechenden Widerstandsnetzwerk sehr präzise Spannungsstufen in 1,5 V-Schritten, bei 0 V beginnend, erzeugt.

Der nachgeschaltete OP 9 dient lediglich als Puffer, während OP 10 mit R 60, R 62 als Inverter arbeitet. OP 12 ist ohne Funktion.



Schaltbild des ELV Kennliniensreiber KS 7000



Netzteil-Schaltbild des ELV Kennlinienschreibers KS 7000

OP 11 dient mit seiner Zusatzbeschaltung einschließlich T 6 und T 7 als Leistungsverstärker. Je nachdem, ob die über R 61 zugeführte Treppenspannung vom Ausgang des OP 9 (Pin 14) oder vom Ausgang des OP 10 (Pin 1) zugeführt wird, ergibt sich eine von 0 an steigende oder fallende Treppenspannung.

Da es sich um insgesamt 8 Stufen einschließlich der Stufe 0 handelt, die jeweils um 1,5 V ansteigen bzw. abfallen, liegen die Maximalwerte bei +10,5 V bzw. -10,5 V.

Über die Widerstände R 64 bis R 78 wird daraus ein entsprechender Basisstrom hergeleitet (z. B. $10 \mu\text{A} = 1,5 \text{ V} : 150 \text{ k}\Omega$).

Zur Ansteuerung von Fets werden daraus drei verschiedene Steuerungsgrößen generiert und zwar 1,5 V (ohne Spannungsteiler direkt über R 77, R 78 abgreifbar), 0,5 V (Mittelpunkt zwischen R 79 und R 80) sowie 0,2 V (Mittelpunkt zwischen R 80 und R 81).

Da die Basisströme wahlweise entweder auf die positive oder aber auf die negative Dreieck-Ausgangsspannung geschaltet werden, war es erforderlich, daß dieser gesamte Schaltungsteil vollständig potentialfrei aufgebaut wurde. Als Netzteil steht deshalb auch eine galvanisch getrennte, vollkommen separate $\pm 15 \text{ V}$ Stromversorgung,

aufgebaut mit den IC's 1 und 2 mit Zusatzbeschaltung zur Verfügung.

Die Synchronisierung der Treppenspannungserzeugung mit der übrigen Schaltung, d. h. mit dem Dreieck-Generator, erfolgt über einen Optokoppler (IC 10). Nach Beendigung jeder Dreieck-Halbperiode wird über N 3, C 15, R 30 bzw. C 16, R 31 ein Impuls auf das Gatter N 4 gegeben, dessen Ausgang über R 32 den Eingang des Optokopplers treibt.

Der Ausgang des Optokopplers (Pin 5 des IC 10) steuert wiederum den Eingang (Pin 10) des IC 11, bei dem es sich um einen einfachen Zähler handelt.

Durch vorstehend beschriebene Schaltungstechnik konnte eine vollständige galvanische Trennung der Basisstromerzeugung erreicht werden, bei gleichzeitig synchronem Arbeiten zwischen Dreieck- und Treppenspannungserzeugung.

Die gesamte übrige Elektronik wird von einer zweiten Trafowicklung (12 V/0,3 A) in Verbindung mit den Festspannungsreglern IC 3 und IC 4 mit Zusatzbeschaltung versorgt.

Zwei weitere Wicklungen (jeweils 40 V/1,2 A) dienen zum Betrieb der eigentlichen Stromversorgung, an die später der Prüfling angeschlossen wird.

In der eingezeichneten Kontaktstellung des Relais Re 2 liegen beide Wicklungen parallel, so daß sie den doppelten Strom treiben können. Sobald die Ausgangsspannung mit dem Spannungseinstellpoti R 20 auf Werte größer als 50 V gebracht wird, registriert dies die Komparatorschaltung, bestehend aus OP 6 mit Zusatzbeschaltung und läßt über R 38, R 96, R 97, T 4 das Relais Re 2 anziehen.

Jetzt liegen beide 40 V/1,2 A Wicklungen in Reihe, wodurch sich die doppelte Spannung, jedoch bei einfachem Strom (1,2 A), ergibt.

Auf eine Besonderheit im Zusammenhang mit dem Stromeinstellpoti R 17, das zur Begrenzung des maximal möglichen Ausgangsstromes dient, wollen wir noch etwas näher eingehen.

Mit R 17 kann ein Spannungspotential, bezogen auf die Schaltungsmasse, zwischen 0 V und +1,8 V eingestellt werden. Dies entspricht einem maximal möglichen Ausgangsstrom von 200 mA (Kontakte re 1 a und re 1 b geöffnet ($1,8 \text{ V} : R 9 + 1,8 \text{ V} : R 14 = 200 \text{ mA}$), bzw. 2000 mA (re 1 a und re 1 b geschlossen). Um das Gerät (und zum Teil auch den Prüfling) vor unzulässig hohen Belastungen durch zu große Verlustleistungen zu schützen, wird der maximal mögliche Ausgangsstrom auf 1000 mA begrenzt, sobald die Ausgangsspannung 50 V überschreitet (LED 26 oberhalb des Kollektorstrom-Einstellpotis I_c leuchtet auf und Stromumschalter S 2 steht auf „ $I_{c, \text{max}} = x 10^4$ “). In vorstehend beschriebenem Betriebsfall befindet sich der Schaltkontakt S 2 a in der entgegengesetzten als der eingezeichneten Stellung und T 8 sperrt, da der Ausgang des OP 6 auf ca. +8 V liegt (T 4 ist durchgeschaltet und Re 2 ist angezogen). R 36 liegt nun nicht mehr über S 2 a bzw. T 8 an +10 V, so daß die Spannung am nicht invertierenden (+) Eingang (Pin 3) des OP 5 durch den Spannungsteiler R 33, R 35 bestimmt wird. An Pin 3 des OP 5 stehen somit 0,9 V an. Der Ausgang des OP 5 (Pin 1) stellt sich nun so ein, daß auch die Spannung an seinem invertierenden (-) Eingang (Pin 2) 0,9 V beträgt. Diese an Pin 2 des OP 5 anstehende Spannung wird über R 34 am Schleifer des Stromeinstellpotis R 17 abgefragt.

Solange die mit R 17 eingestellte Spannung unterhalb 0,9 V liegt, befindet sich der Ausgang (Pin 1) des OP 5 auf ca. +8 V und D 23 ist gesperrt. Im selben Moment, in dem mit R 17 Spannungswerte oberhalb 0,9 V eingestellt werden, geht der Ausgang (Pin 1) des OP 5 auf annähernd 0 V, wodurch D 23 leitet und die Spannung am Schleifer von R 17 auf 0,9 V begrenzt wird. Dies entspricht einer Ausgangsstrombegrenzung von maximal 1000 mA. LED 26 leuchtet auf.

Befindet sich der Stromumschalter S 2 a in der eingezeichneten Position (x 1) so leuchtet LED 26 ebenfalls bei Überschreiten der Ausgangsspannung von mehr als 50 V, jedoch kann mit dem Stromeinstellpoti R 17 selbstverständlich der gesamte Bereich von 0 bis 200 mA eingestellt und ausgenutzt werden (in Stellung „ $x 10^4$ “ jedoch nur bis 1000 mA).

Um der Endstufe T 1/T 2 eine gewisse Vorbelastung zu geben, damit sie immer im linearen Bereich arbeitet, wurde dem Ausgang eine Konstantstromquelle angefügt, bestehend aus T 5 sowie R 50, R 89 und R 90. Hier fließt ein Konstantstrom von ca. 8 mA.

Bei den Ausgangsverstärkern zur Ansteuerung des Oszilloskops handelt es sich um zwei Gleichspannungsverstärker, die mit den OP's 7 und 8 mit Zusatzbeschaltung aufgebaut wurden.

Die wesentlichen Funktionsmerkmale der Schaltung, die auch im Blockschaltbild wiederzufinden sind, haben wir damit besprochen. Wir wollen nun zur Beschreibung des Nachbaus übergehen.

Zum Nachbau

Bevor man sich an den Nachbau dieses interessanten und hochwertigen Kennlinienschreibers heranwagt, sollte man bereits einige Erfahrungen im Aufbau von elektronischen Schaltungen gesammelt haben und vor allem mit den einschlägigen VDE- und Sicherheitsbestimmungen hinreichend vertraut sein.

Zunächst wird die Bestückung der Basisplatine in gewohnter Weise vorgenommen. Die niedrigen Bauelemente werden als erstes auf die Leiterplatte gesetzt und verlötet, um anschließend mit den höheren Bauelementen fortzufahren. Der Transformator sollte erst ganz zum Schluß eingebaut werden.

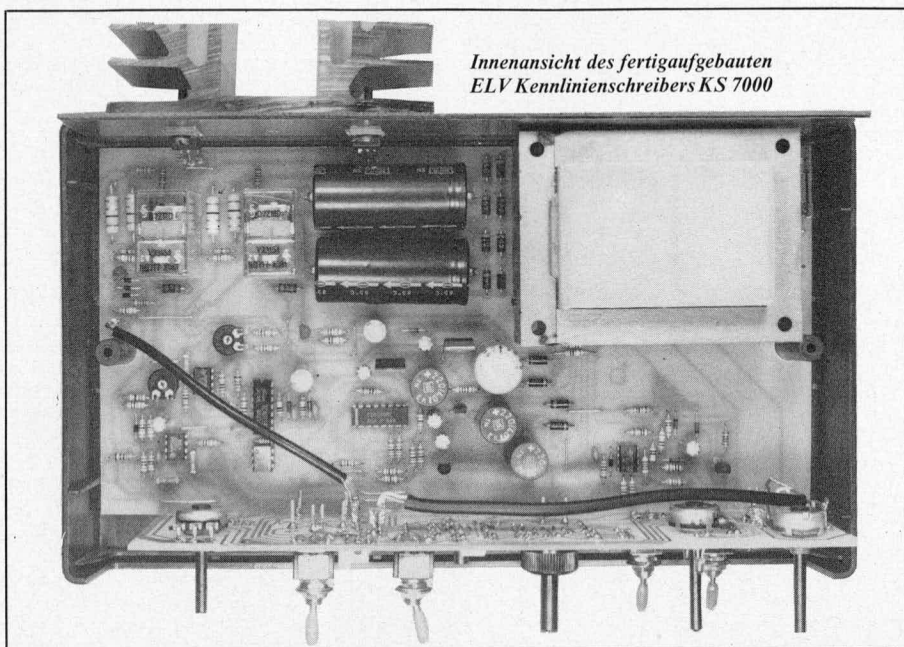
Als nächstes wird die Anzeigenplatine in gleicher Weise bestückt.

Nachdem die Bestückung beider Leiterplatten noch einmal sorgfältig überprüft wurde, kann die Anzeigenplatine im rechten Winkel vor die Basisplatine gesetzt werden und zwar so, daß die Unterkante der Anzeigenplatine ca. 1,5 mm unterhalb der Leiterbahnseite der Basisplatine hervorsteht.

Jetzt werden die entsprechenden Leiterbahnverbindungen zwischen den beiden Platinen zusammengelötet. Sorgfältig sollte man darauf achten, daß sich keine Lötzinnbrücken zwischen den einzelnen Leiterbahnen ergeben.

Auf der Frontplatine sind drei Platinenanschlußpunkte-Paare über flexible isolierte Leitungen miteinander zu verbinden, d. h. die mit gleichen Buchstaben bezeichneten Punkte werden jeweils zusammengelegt. Hierzu verwenden wir eine 2adrige isolierte Leitung mit Abschirmung. Die Abschirmung verbindet die beiden Platinenanschlußpunkte „2“, während der eine Mittelleiter die beiden Platinenanschlußpunkte „3“ und der andere die Punkte „1“ zusammenlegt. Die verwendete Leitung sollte nicht unnötig lang sein (ca. 16 cm).

Damit alle flexiblen isolierten Zuleitungen sauber an die entsprechenden Platinenanschlußpunkte gelötet werden können, empfiehlt es sich, an den auf der Frontplatine befindlichen Punkten „c“ bis „o“ auf der Leiterbahnseite Lötstifte zu setzen, während die auf der Basisplatine angeordneten Punkte „a“ und „b“ auf der Bestückungsseite mit zwei Lötstiften besetzt werden.



Innenansicht des fertig aufgebauten ELV Kennlinienschreibers KS 7000

Zusätzlich sind noch die beiden Punkte „4“ sowie „5“ miteinander zu verbinden, von denen jeweils einer auf der Front- und einer auf der Basisplatine liegt, d. h. Punkt „4“ auf der Frontplatine wird mit Punkt „4“ auf der Basisplatine verbunden usw.

Der Transformator wird mit 4 Schrauben M 4 x 55 mm mit der Platine verschraubt. Hierzu werden die Schrauben von der Leiterbahnseite her durch die Platine gesteckt und auf der Bestückungsseite mit je einer Mutter fest verschraubt. Vier weitere Muttern werden soweit auf die Gewinde der Schrauben gedreht, daß der anschließend darübergesetzte Transformator sowohl mit seiner Unterseite auf der Bestückungsseite der Platine aufliegt als auch mit seinem Blechpaket an die Muttern stößt. Anschließend wird mit 4 weiteren Schrauben der Transformator von oben festgezogen, wobei als letztes die Verlötlung der Trafoanschlüsse auf der Platinenunterseite vorzunehmen ist.

Das 3adrige Netzkabel wird mit seinen beiden spannungsführenden Adern direkt mit dem Netzschalter verbunden, um von dort anschließend an die beiden Platinenanschlußpunkte „a“ und „b“ zu gelangen. Die Netzleitung vom Netz-Kippschalter zur Platine sollte in die Nähe der Gehäuserückwand verlegt werden, um die empfindliche Elektronik vor Störungen zu schützen.

Der Schutzleiter des Netzkabels ist mit sämtlichen von außen berührbaren Metallteilen zu verbinden (Alu-Rückwand, Schrauben, Muttern, Kippschaltherhäse usw.).

Die Endstufentransistoren T 1 und T 2 werden über Glimmerscheiben, Isoliernippel und Befestigungsschrauben so an die Rückwand gesetzt, daß sich ihre Wärme optimal auf den dahinterliegenden Kühlkörper verteilt. Die genaue Position ist aus dem entsprechenden Foto ersichtlich. Die Länge der Anschlußbeinchen, d. h. der Abstand des Transistorgehäuses zur Leiterplatte muß gegebenenfalls noch etwas korrigiert werden, damit die Leiterplatte ein-

wandfrei im Gehäuse liegt und sich keine Verspannungen der Transistoranschlußbeinchen aufgrund der Befestigung an der Rückwand ergeben. Die Isolierung zwischen Transistorgehäuse und Alu-Rückwand ist sehr wesentlich für die einwandfreie Funktion des Gerätes, da die Alu-Rückwand über den Schutzleiter der Netzzuleitung geerdet wird und somit nicht mehr potentialfrei ist, die Kollektoren der Endstufentransistoren jedoch potentialfrei sein müssen, damit das Gerät später einwandfrei arbeiten kann.

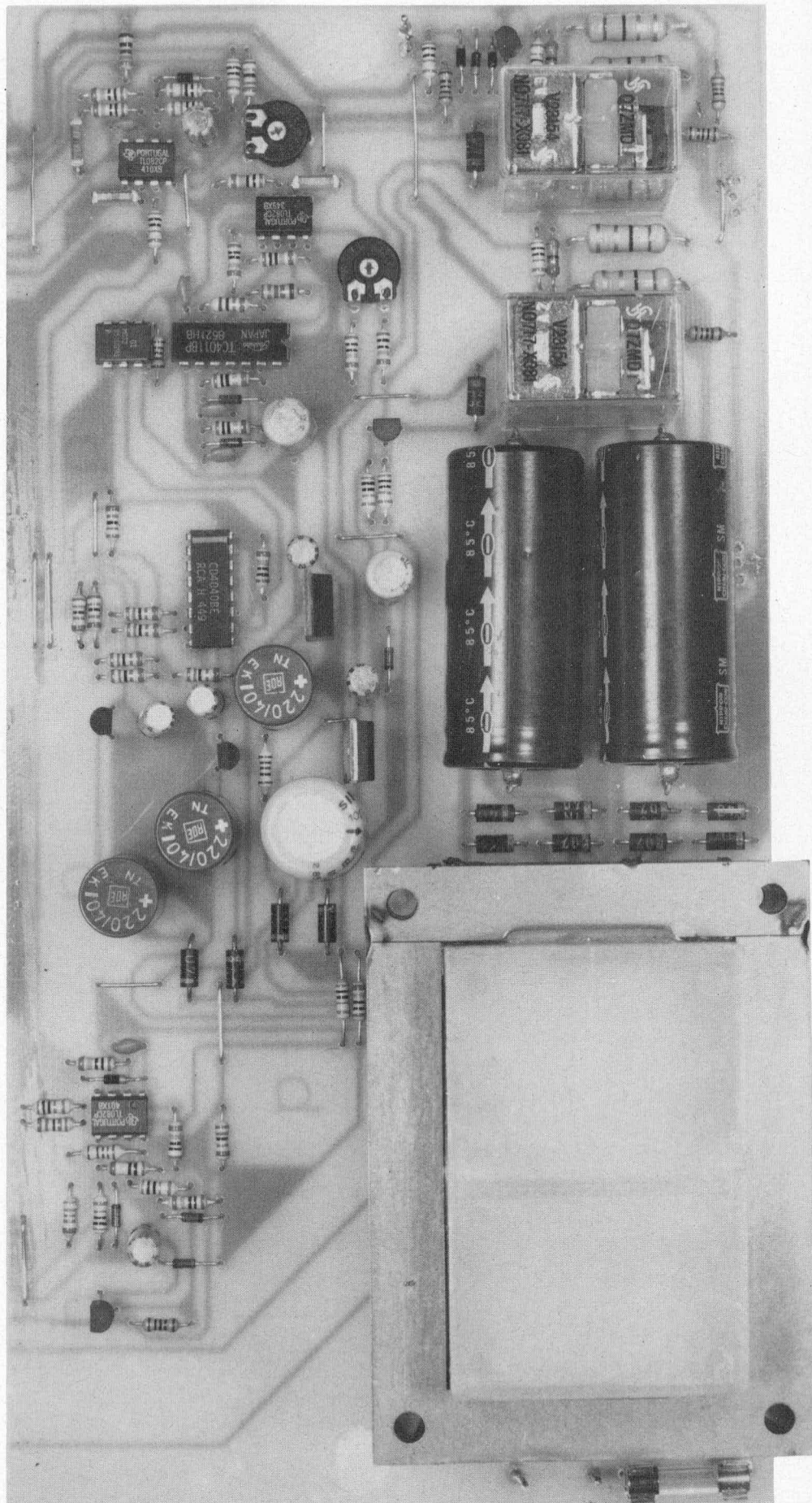
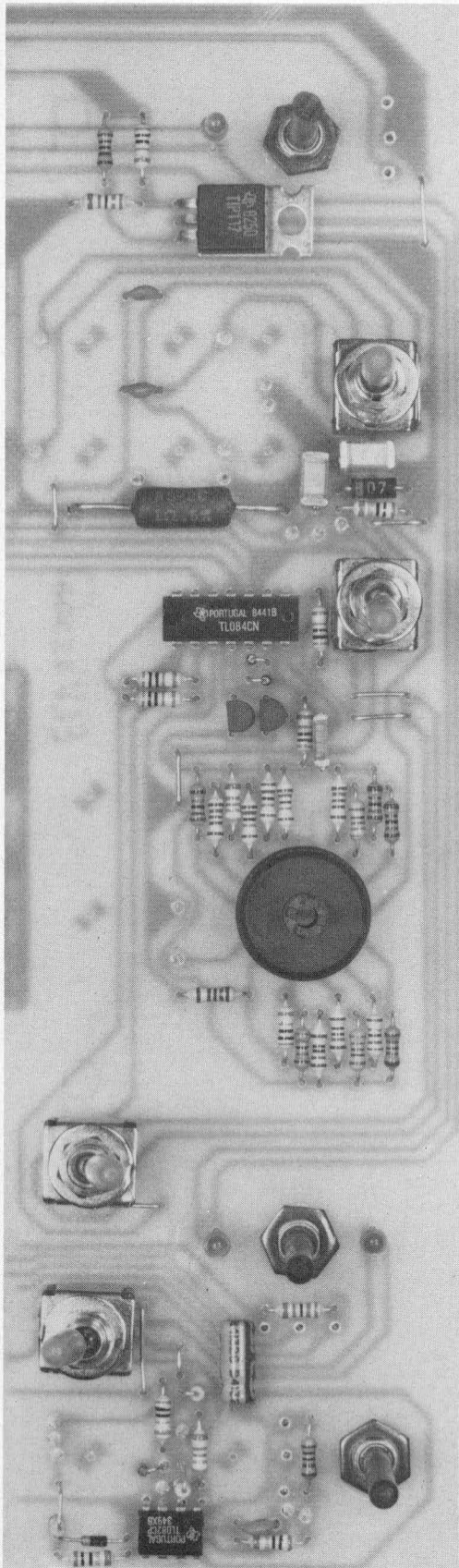
Die Prüf- und Eingangsbuchsen werden mit der Frontplatte verschraubt und anschließend über kurze flexible isolierte Leitungen mit den entsprechenden Punkten der Platinen verbunden.

Hierzu wird an jede Buchse ein ca. 2 cm langes Stück Leitung gelötet, das durch die entsprechende Bohrung der Frontplatine geführt und an den jeweiligen Lötstellen auf der Leiterbahnseite der Frontplatine gelötet wird.

Die Kippschalter S 2, S 3, S 4 und S 6 werden, ebenso wie der 12polige Drehschalter S 5, direkt auf die Frontplatine gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Für die Kippschalter sind die Bohrungen in der Frontplatine etwas größer, da es sich um Universal-Lötanschlüsse handelt, die etwas breiter sind als Lötstifte, die ausschließlich für Printmontage gedacht sind.

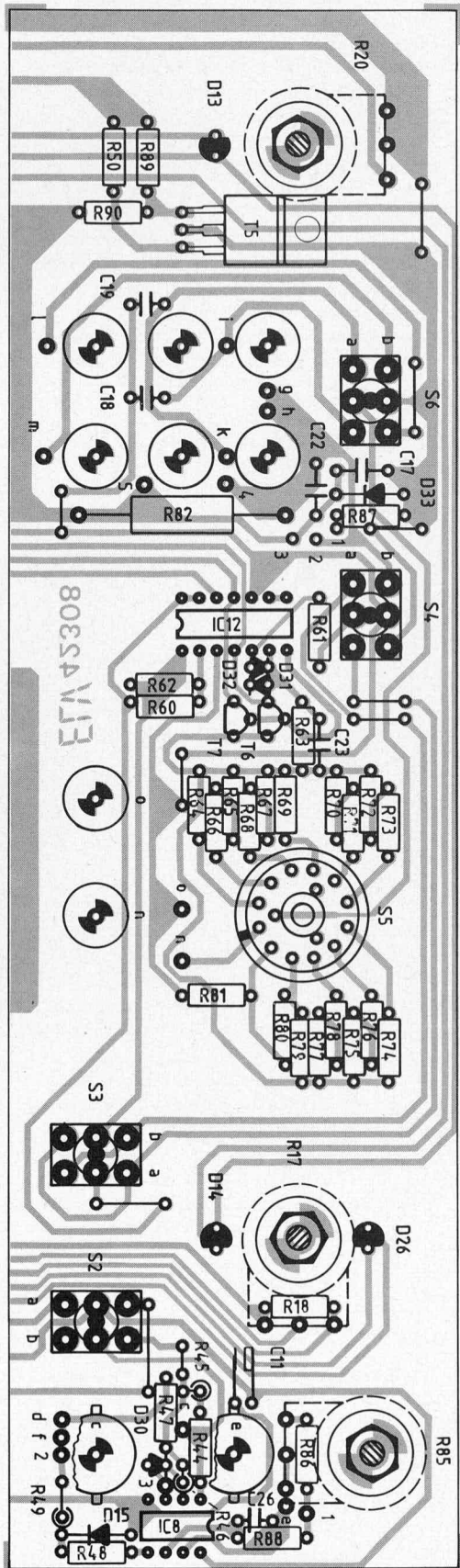
Beim Einsetzen des 12stelligen Drehschalters S 5 ist auf die richtige Einbaulage zu achten. Hierzu wird der Drehschalter vor dem Einbau auf Rechtsanschlag gebracht (Lötanschlüsse mit der einen Hand festhalten und mit der anderen Hand die Achse entgegen dem Uhrzeigersinn bis zum Anschlag drehen). Danach wird der Drehschalter so in die Bohrungen der Frontplatine eingesetzt, daß die kleine „Nase“ auf der Oberseite des Schalters senkrecht nach unten weist (in Richtung Basisplatine).

Damit ist der Nachbau dieses interessanten Gerätes bereits beendet und wir können uns dem verhältnismäßig einfach auszuführenden Abgleich zuwenden.

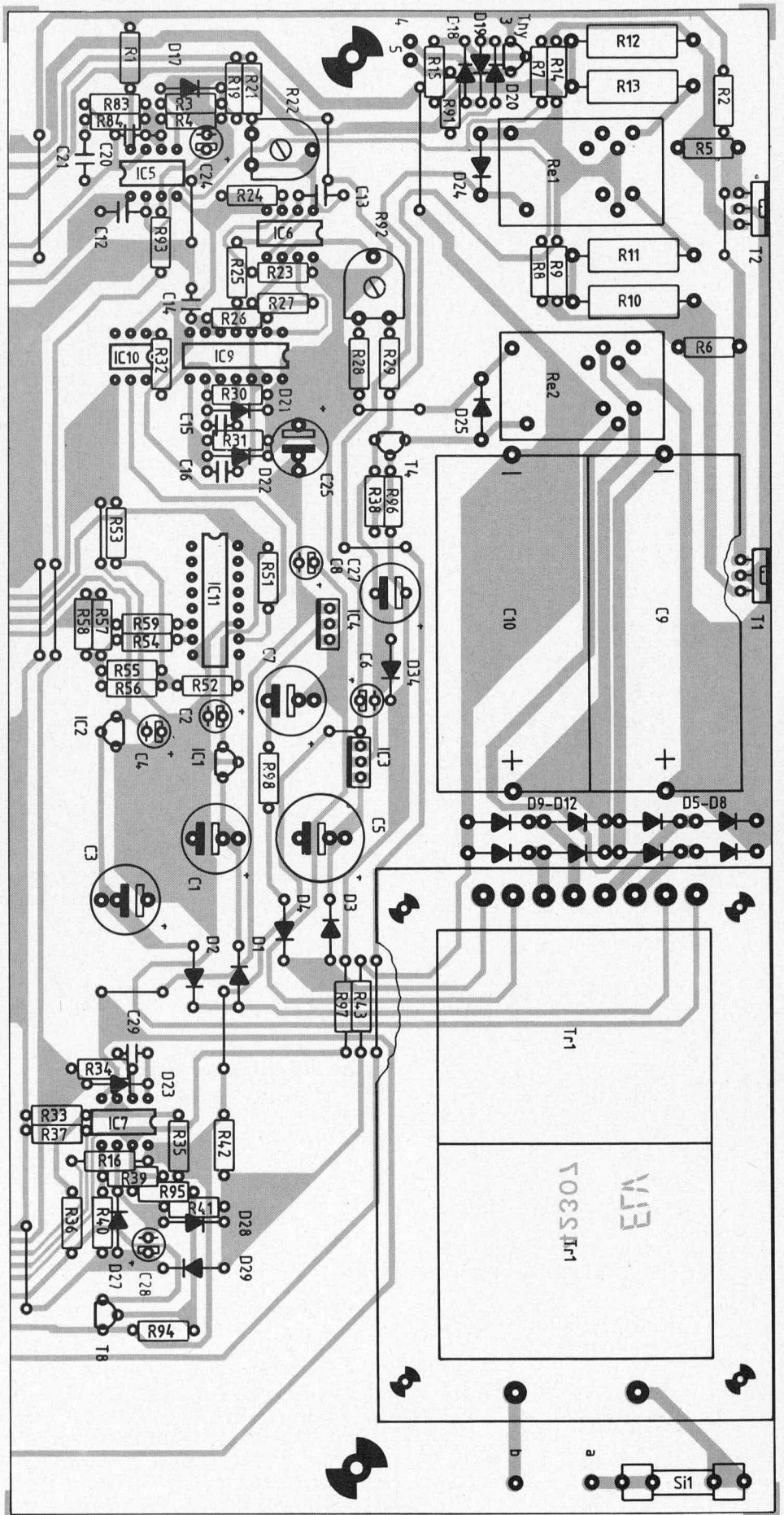


Ansicht der fertig bestückten Frontplatine des ELV Kennlinienschreibers KS 7000

Ansicht der fertig bestückten Basisplatine des ELV Kennlinienschreibers KS 7000



Bestückungsseite der Frontplatine des ELV Kennlinienschreibers KS 7000



Bestückungsseite der Basisplatine des ELV Kennlinienschreibers KS 7000

Stückliste:
Kennlinienschreiber KS 7000
Halbleiter

IC 1	µA 78 L 15
IC 2	µA 79 L 15
IC 3	µA 7810
IC 4	µA 7905
IC 5-IC 8	TL 082
IC 9	CD 4011
IC 10	CNY 17
IC 11	CD 4040
IC 12	TL 084
T 1, T 2	TIP 150
Thy 3	BRX 44
T 4, T 6	BC 548
T 5	TIP 117
T 7, T 8	BC 558
D 1-D 4	1 N 4001
D 5-D 12	1 N 4006
D 13, D 14, D 26	LED 3 mm rot
D 15, D 17-D 20	DX 400
D 21, D 22, D 27-D 29	1 N 4148
D 23, D 30	DX 400
D 24, D 25, D 33	1 N 4006
D 31, D 32, D 34	1 N 4148

Kondensatoren

C 1, C 3, C 7	220 µF/35 V
C 2, C 4, C 6, C 8	10 µF/16 V
C 5	1000 µF/35 V
C 9, C 10	2200 µF/63 V
C 11	10 µF/16 V
C 12, C 21	1 nF
C 13, C 23	10 nF
C 14-C 16, C 29	330 pF
C 18-C 20	100 pF
C 17, C 22	100 nF
C 24, C 28	1 µF/16 V
C 25, C 27	100 µF/16 V
C 26	10 pF

Widerstände

R 1, R 2, R 71, R 75	680 Ω
R 3, R 4, R 7, R 8, R 19	10 kΩ
R 5, R 6, R 32	1 kΩ
R 9, R 14	18 Ω
R 10-R 13	1 Ω/1 Watt
R 15	100 kΩ
R 16	8,2 kΩ
R 17	10 kΩ, Poti 4 mm, lin
R 18, R 90	2,2 kΩ
R 20, R 85	100 kΩ, Poti 4 mm, lin
R 21	5,6 kΩ
R 22	2,5 kΩ, Trimmer, liegend
R 23-R 25, R 28-R 31	100 kΩ
R 26	47 kΩ
R 27	56 kΩ
R 33, R 38, R 40	10 kΩ
R 34, R 35, R 41	100 kΩ
R 36, R 44	68 kΩ
R 37	2,2 kΩ
R 39	1 MΩ
R 42, R 45, R 52-R 59	22 kΩ
R 43, R 48, R 51	100 kΩ
R 46, R 47, R 49	10 kΩ
R 50, R 86, R 91, R 94	1 kΩ
R 60-R 63, R 80	10 kΩ
R 64	150 kΩ
R 65	68 kΩ
R 66, R 70, R 81	6,8 kΩ
R 67-R 69	15 kΩ
R 76	68 Ω
R 72-R 74	1,5 kΩ
R 77, R 78	150 Ω
R 79	33 kΩ
R 82	1 Ω/4 Watt
R 83, R 84, R 87, R 88	100 kΩ
R 89, R 95, R 93, R 96, R 97	10 kΩ
R 90	2,2 Ω
R 91	1 kΩ
R 92	2,5 kΩ, Trimmer, liegend
R 96-97	10 kΩ
R 98	100 Ω

Sonstiges

S 1-S 4	Schalter 2 x um
S 5	Präzisionsdrehgeber 12,1 S
S 6	Schalter 2 x um +0
Tr 1	Trafo prim: 220 V/100 VA sek: 15 V/0,2 A 12 V/0,3 A 2 x 40 V/1,2 A
2 Kammrelais, 2 x um, 4 A		
1 Leistungskühlkörper SK 88		
2 Glimmerscheiben		
2 Isoliernippel		
20 cm 2adrig abgeschirmte Leitung		
15 cm 2adrig flexible Leitung		
1 Lötfläche 3,2 mm		
5 Lötflächen 6,2 mm		
26 Lötstifte		
40 cm Silberdraht		
4 Schrauben M 4 x 55		
2 Schrauben M 3 x 16		
1 Schraube M 3 x 6		
12 Muttern M 4		
3 Muttern M 3		
1 Platinensicherungshalter		
1 Sicherung 0,63 A		

Zum Abgleich

Aufgrund der ausgereiften Konstruktion beschränkt sich der Abgleich im wesentlichen auf die Einstellung der maximalen Ausgangsspannung.

Bevor das Gerät jedoch erstmalig in Betrieb genommen wird, sollte man zunächst den gesamten Aufbau nochmals sorgfältig kontrollieren und besonders den Bereich der Endstufentransistoren und Spannungserzeugung überprüfen (richtige Einbaulage der Gleichrichterdiode und Siebelkos usw.).

Sind alle Überprüfungen zur Zufriedenheit verlaufen, kann das Gerät eingeschaltet werden. Sicherheitshalber dreht man den Spannungsregler U_{CE} (R 20) in Nullstellung und überprüft die verschiedenen Versorgungsspannungen. Hierbei sind die unterschiedlichen Bezugspunkte (Massepotentiale) zu beachten, d. h., der Masseanschluß (Minuspol) des Voltmeters bzw. Oszilloskops muß an den Masseanschluß des entsprechenden Spannungsregler-IC's angeklemt werden.

Anschließend kann das Spannungseinstellpoti langsam aufgedreht werden, wobei man zweckmäßigerweise über ein Oszilloskop die Ausgangsspannung überprüft. Treten keine Unregelmäßigkeiten und Schwingungen auf, kann das Poti bis auf Rechtsanschlag gebracht werden.

Mit dem Trimmer R 22 wird jetzt die maximale Ausgangsspannung auf 100 V gebracht, d. h. das Maximum der Ausgangsdreiecksspannung beträgt 100 V. Sollte der Einstellbereich von R 22 nicht ausreichen, kann R 21 gegebenenfalls etwas verkleinert oder vergrößert werden.

Sobald die Ausgangsspannung über 50 V ansteigt, muß OP 6 schalten und Re 2 anziehen, wodurch die Hauptversorgungsspannungen in Reihe geschaltet werden.

Mit einer Hysterese von ca. 2 V muß Re 2 wieder abfallen, d. h. also 2 V unterhalb der Spannung bei der Re 2 anzog. Die Schwellen können ohne weiteres um 2 bis 3 V schwanken.

Abschließend wird mit dem Trimmer R 92 die Ausgangsspannung so eingestellt, daß das Spannungsminimum (Fußpunkt der Dreieck-Ausgangsspannung) ungefähr bei 0 V liegt (ca. ± 1 V) bei einer eingestellten Ausgangsdreiecksspannung von 30 bis 50 V. Letztgenannte Einstellung des Trimmers R 92 sollte jedoch nochmals korrigiert werden, wenn auf dem Oszilloskop-Bildschirm die Kennlinienfelder von Transistoren dargestellt werden. Bei falscher Einstellung findet entweder im 0-Punkt ein Überschwingen statt oder aber ein Teil der Kennlinien ist im Bereich des linken Bildrandes nicht mehr sichtbar.

Speziell bei sehr hohen Ausgangsspannungen ist es ohne Bedeutung, wenn am linken Bildrand die senkrechten Linien verschwinden. Hervorgerufen wird dies durch das sehr steile Ansteigen des Kollektorstromes innerhalb kurzer Zeit, so daß bei U_{CE} = 2 V bei manchen Transistoren der Anstieg auf maximalen Kollektorstrom bereits vollzogen wurde. Übertragen auf eine maximale Ausgangsspannung von 100 V bedeutet dies einen Anteil von gerade 2%, der dann teilweise nicht mehr im linken

Bildrand sichtbar ist. Bei kleinen Ausgangs-Dreiecksspannungen (U_{CE}) muß der Spannungsverlauf aus dem 0-Punkt heraus einsetzen.

Abschließend wollen wir noch kurz darauf hinweisen, daß bei Transistoren mit verhältnismäßig hoher Eigenkapazität gewisse Kurvenformverzerrungen auftreten können, die sich darin ausdrücken, daß die Kennlinien nicht ganz gleichmäßig gezeichnet werden. Diese Unterschiede beruhen darauf, daß beim Strahlhinlauf (U_{CE} wird größer) parasitäre Kapazitäten aufgeladen und beim Strahlrücklauf (U_{CE} wird kleiner) die gleichen Kapazitäten entladen werden müssen. Dies ergibt eine geringe Verschiebung des Stromhaushaltes im Referenzwiderstand R 82. Bei größer werdenden Strömen ist dieses Phänomen nicht mehr sichtbar, da dann die Lade- und Entladeströme der parasitären Kapazitäten praktisch ohne Einfluß sind.

Vorgenannte Erscheinungen treten jedoch nur in Grenzfällen auf und lassen zusätzliche detaillierte Schlüsse auf die zu prüfenden Transistoren zu, was durch die hohe Auflösung des ELV-Kennlinienschreibers KS 7000 ermöglicht wird.

Power-MOSFET's

Zur Vervollständigung der Anwendungsmöglichkeiten wollen wir noch kurz auf die in jüngster Vergangenheit entwickelten Power-MOSFET's eingehen.

Hierbei handelt es sich um MOSFET's mit hohen Verlust- und Schaltleistungen, die hinsichtlich der zu verarbeitenden Spannungen und Ströme den bekannten Leistungstransistoren vergleichbar sind, in ihrer Ansteuerung jedoch in den meisten Fällen selbstsperrenden MOSFET's entsprechen. Bei einer Gate-Source-Spannung von 0 V ist die Drain-Source-Strecke gesperrt. Bei n-Kanal Power-MOSFET's ist eine positive Gate-Source-Spannung und bei p-Kanal Power-MOSFET's ist eine negative Gate-Source-Spannung zum Durchsteuern erforderlich, deren Höhe in der Größenordnung von 0 bis 20 Volt liegt.

Da der Kennlinienverlauf verhältnismäßig steil ist, werden auf dem Oszilloskopbildschirm meist einige Kennlinien beinandergeschrieben, so daß nicht die volle Anzahl unterschiedlicher Kurvenverläufe sichtbar wird. Die grundsätzliche Funktionsweise der Prüflinge kann jedoch mit dem KS 7000 sichtbar gemacht werden.

Der Anschluß von Power-MOSFET's ist wie folgt vorzunehmen:

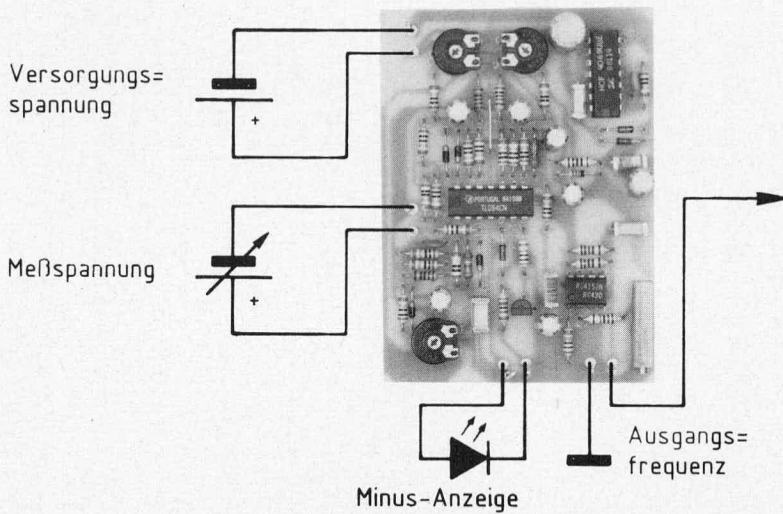
Der Drain-Anschluß wird an die Kollektorbuchse und der Source-Anschluß an die Emitter-Buchse angeschlossen, wobei das Gate der Basis entspricht.

Bei n-Kanal-Typen wird der Schalter „NPN/PNP“ auf „NPN“ gestellt — bei p-Kanal-Typen entsprechend auf „PNP“.

Anders als bei den schon beschriebenen Sperrschichtfets muß jetzt der Schalter „FET/Transistor“ in Schalterstellung „Transistor“ stehen, da die angesprochenen Power-MOSFET's, wie bereits erwähnt, im allgemeinen selbstsperrend sind.

Sicherheitshalber sollte die eingestellte Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} 20 V nicht überschreiten.

Frequenzzähler-Zusatz: Spannungsmeßvorsatz



Durch die Umsetzung einer analogen Eingangsspannung in eine proportionale Ausgangsfrequenz, kann ein Frequenzzähler zu einem Voltmeter aufgerüstet werden.

Mit der hier vorgestellten Zusatzschaltung können Gleichspannungen $\pm 1000\text{ mV}$ sowie Wechselfspannungen von $1000\text{ mV}_{\text{eff}}$ im Frequenzbereich von 10 Hz bis 5 kHz bei einer Genauigkeit von typ $0,5\%$ gemessen werden. Die Ausgangsfrequenz beträgt 1000 Hz bei einer Eingangsspannung von 1000 mV , so daß sich bei einer Frequenzzähler-Torzeit von 1 Sekunde eine Anzeige von „1000“ ergibt.

Allgemeines

Vielfach besteht der Wunsch, mit einem einzigen Meßgerät möglichst viele unterschiedliche Meßmöglichkeiten abzudecken. Sei es, daß zu Servicezwecken außer Haus nicht unnötig viele Geräte mitgenommen werden sollen, oder die optimale Raumnutzung im Elektronik-Hobbylabor. Mit einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer, wie er in diesem Artikel vorgestellt wird, schafft man die Möglichkeit, mit Hilfe eines einfachen Frequenzzählers auch Spannungen messen zu können. Besitzt man bereits ein Multimeter, schafft man sich sogar die Möglichkeit, eine zweite Spannung gleichzeitig und vollkommen unabhängig zu messen.

Durch den extrem hochohmigen Eingang der hier vorgestellten Zusatzschaltung (ca. $10^{12}\ \Omega$) ist außerdem das Vorschalten eines hochohmigen Spannungsteilers zur Erweiterung der Meßbereiche möglich, ohne daß dieser Spannungsteiler durch die Schaltung belastet wird (z. B. Präzisions-Widerstandsvorteiler aus ELV 21).

Zur Schaltung

Mittelpunkt der hier vorgestellten Zusatzschaltung ist das IC 2 des Typs RC 4152. Mit seiner Zusatzbeschaltung R 24 bis R 29 sowie C 7 bis C 9 ist damit ein Spannungs-Frequenz-Umsetzer aufgebaut. Die Ausgangsfrequenz kann je nach Eingangsspannung im Bereich zwischen 10 Hz und 1 kHz liegen.

Für Vollaussteuerung (Ausgangsfrequenz = 1 kHz) ist eine Eingangsspannung an Pin 7 des IC 2 von ca. 7 V erforderlich. Die Verstärkung der vorgeschalteten Operationsverstärker OP 1 bis OP 3 liegt daher bei ungefähr 7fach, damit sich bei einer Eingangsspannung von $1,000\text{ V}$ eben genau die Ausgangsfrequenz von $1,000\text{ kHz}$ an Pin 3 des IC 2 einstellt. Die genaue Kalibrierung auf diesen Wert erfolgt später mit dem Spindeltrimmer R 27.

Doch kommen wir nun zur genauen Beschreibung des Vorverstärker- und Meßgleichrichterteiles, bestehend aus OP 1 bis OP 3 mit Zusatzbeschaltung.

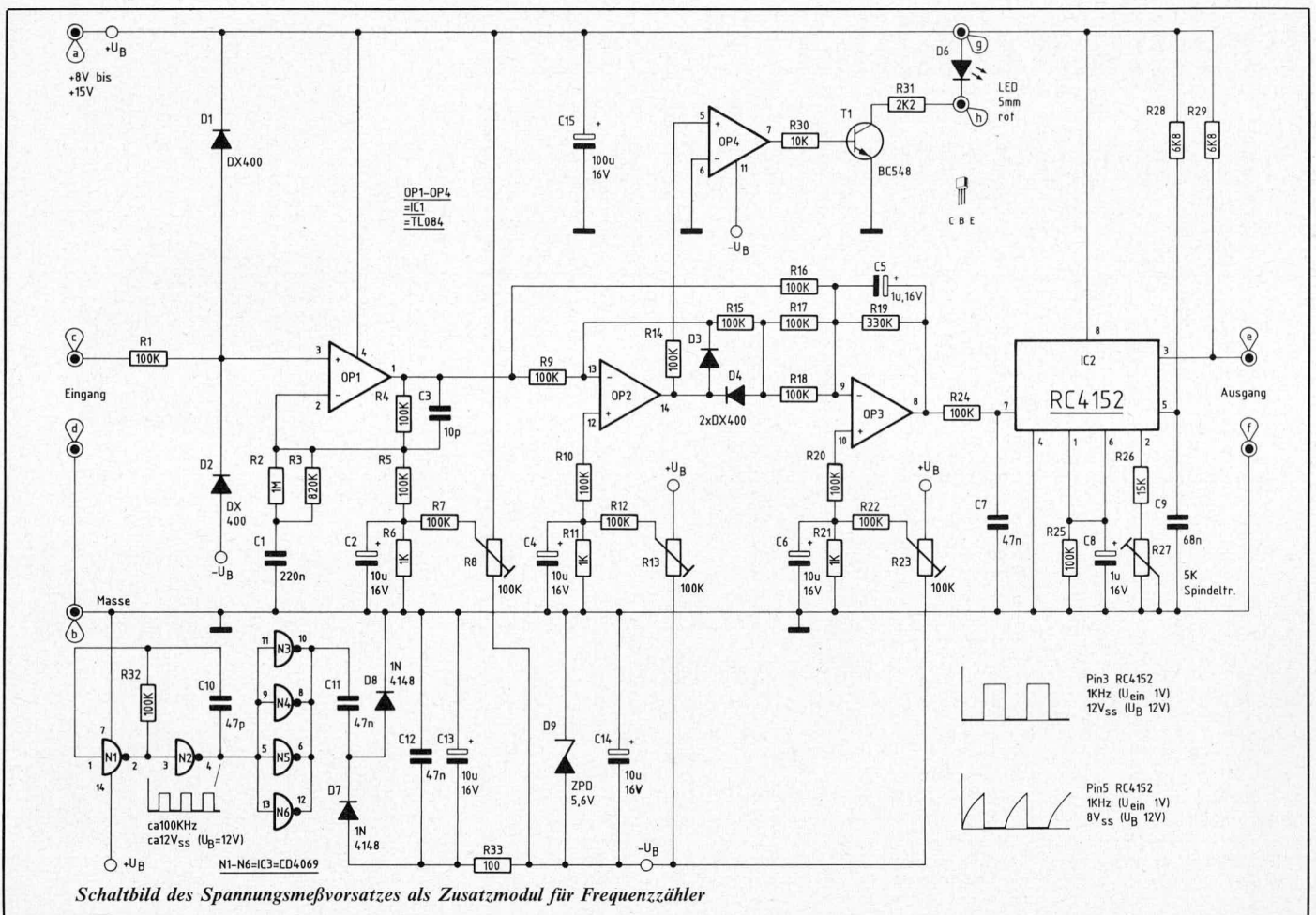


Für Gleichspannungen stellt OP 1 mit seiner Zusatzbeschaltung einen nicht invertierenden Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor

$$\frac{R 4 + R 5 + R 6}{R 5 + R 6} = \text{ca. } 2$$

dar. Die zu R 5 und R 6 parallel geschalteten Widerstände R 2 und R 3 bleiben bei Gleichspannungen wirkungslos, da C 1 für Gleichspannungen eine Unterbrechung darstellt.

Sobald die über den OP 1 verstärkte Frequenz 10 Hz und mehr beträgt, stellt C 1 praktisch einen Kurzschluß für diese Frequenzen bei der vorliegenden Dimensionierung dar. Hierdurch erhöht sich die Verstärkung dieser ersten Stufe soweit, daß die Differenz zwischen arithmetischem Mittelwert und echtem Effektivwert exakt ausgeglichen wird. Am Ausgang des OP 1 (Pin 1) steht nun ein Signal zur Verfügung, das direkt vom darauffolgenden Meßgleichrichter verarbeitet werden kann, und



zwar so, daß an dessen Ausgang (Pin 8 des OP 3) eine dem Effektivwert entsprechende Gleichspannung abgenommen werden kann.

Dieser aus den OP 2 und OP 3 mit Zusatzbeschaltung (R 9 bis R 23, C 4 bis C 6 sowie D 3 und D 4) bestehende Meßgleichrichter nimmt eine Spannungsverstärkung von ca. 3,3fach vor, bei gleichzeitiger Integration des Meßsignals über den Kondensator C 5.

Auf diese Weise wird erreicht, daß, wie bereits weiter vorstehend ausgeführt, eine Eingangsspannung von 1,000 V eine Ausgangsfrequenz von 1,000 kHz bewirkt.

Die Schaltung besitzt eine gute Linearität, die im Bereich zwischen 10 mV und 1000 mV bei typ 0,5% liegt.

Die Trimmer R 8, R 13 sowie R 23 dienen der Offsetkorrektur (Nullpunkt-Einstellung), während der Spindeltrimmer R 27 zur Feineinstellung des Skalenfaktors dient.

Mit dem OP 4 wird über den Puffertransistor T 1 die Leuchtdiode D 6 angesteuert, wodurch negative Eingangsspannungen signalisiert werden. Beim Anliegen einer Wechsellspannung leuchtet diese Diode gleichfalls, jedoch mit etwas verminderter Intensität.

Die Schaltung kommt mit einer einzigen Versorgungsspannung aus, die im Bereich zwischen +8 V und +15 V liegen kann. Es sollte sich hierbei jedoch um eine stabilisierte Gleichspannung handeln, um Nullpunkt-Verschiebungen zu vermeiden.

Da die OP 1 bis 3 auch zur Verarbeitung einer Wechsellspannung herangezogen werden, ist es erforderlich, aus der positiven Versorgungsspannung eine zusätzliche negative Spannung zu erzeugen. Dies wird innerhalb der Schaltung mit den Gattern N 1 bis N 6 mit Zusatzbeschaltung bewirkt. Die Stabilisierung erfolgt mit Hilfe der Z-Diode D 9. Durch diese Hilfsmaßnahme kommt die Gesamtschaltung mit einer einzigen Versorgungsspannung aus. Die Stromaufnahme liegt im Bereich zwischen 25 bis 50 mA.

Zum Nachbau

Zwar sieht die Schaltung auf den ersten Blick etwas kompliziert aus, jedoch gestaltet sich der Nachbau recht einfach. Sämtliche Bauelemente finden auf einer einzigen kleinen Platine Platz.

Zunächst werden die passiven und anschließend die aktiven Bauelemente auf die Leiterplatte gesetzt und verlötet. Bei den Halbleitern sowie den Elkos ist auf die korrekte Einbaulage zu achten.

Ist man mit einer etwas geringeren Genauigkeit zufrieden, kann anstelle des RC 4152 auch der Typ RC 4151 eingesetzt werden, wobei dann zur Einstellung des Skalenfaktors der Widerstand R 26 gegebenenfalls auf 12 kΩ verkleinert werden muß.

Außerdem können die Dioden D 1 und D 2 des Typs DX 400 gegen die Standardtypen 1N 4148 ausgetauscht werden, sofern man keine allzu großen Anforderungen an Überlastsicherheit und Genauigkeit stellt. Aufgrund des dann etwas größer werden-

den Leckstromes sollte R 1 beim Einsatz von 1N 4148 auf 20 kΩ verkleinert werden, um unnötige Meßfehler zu vermeiden. Die Überlastsicherheit ist dann allerdings auf ca. 50 V begrenzt, während bei der im Schaltbild angegebenen Dimensionierung und Einsatz der hochwertigen Dioden des Typs DX 400 (für D 1 und D 2) 150 V Dauerüberlast und 250 V kurzzeitig der Schaltung keinen Schaden zufügen können.

Nachdem die Bestückung der Leiterplatte nochmals sorgfältig kontrolliert wurde, kann die erste Inbetriebnahme und anschließende Kalibrierung vorgenommen werden.

Kalibrierung

Zunächst sind mit den Trimmern R 8, R 13 sowie R 23 die Nullpunkt-Einstellungen der OP's 1 bis 3 vorzunehmen. Hierzu wird der Eingang der Schaltung (Platinenanschlußpunkte „c“ und „d“) kurzgeschlossen und als erstes die Spannung zwischen Schaltungsmasse und Pin 1 des OP 1 gemessen. Mit R 8 wird dann der Ausgang des OP 1 (Pin 1) auf 0 V eingestellt (maximal 1 mV). Anschließend wird die Diode D 3 mit einem kurzen Stück Silberschalteltraht überbrückt und der Ausgang des OP 2 (Pin 14) mit dem Trimmer R 13 ebenfalls auf 0 V gebracht (maximal 1 mV). Die zuletzt durchzuführende Nullpunkteinstellung mit dem Trimmer R 23 unterscheidet sich etwas von den beiden vorstehend beschriebenen Einstellungen. Zur Einstellung des Trimmers R 23 wird hier nicht die Aus-

gangsspannung von OP 3 (Pin 8), sondern die Eingangsspannung des IC 2 (Pin 7) gemessen und mit R 23 auf 0 V (maximal 1 mV) eingestellt. Durch diese Maßnahme wird gleichzeitig der Eingangs-Offsetstrom des IC 2 weitgehend kompensiert.

Danach kann der Kurzschluß über D 3 sowie über den Eingangsbuchsen wieder entfernt werden. Als nächstes wird eine bekannte Eingangsspannung im Bereich von 0,5 V bis 1,0 V an die Schaltung gelegt und die Ausgangsfrequenz mit R 27 auf exakt diesen Wert eingestellt. Bei einer Torzeit von 1 Sekunde und einer Eingangsspannung von z. B. 527 mV, muß der Frequenzzähler 527 Hz anzeigen. Beim Umpolen der Eingangsspannung darf die Abweichung maximal 10 Digit betragen. Ein Ausgleich kann durch nochmalige Überprüfung der Nullpunkt-Einstellung erfolgen, wobei gegebenenfalls der Trimmer R 13 etwas vom idealen Nullpunkt abweichend zu verstellen ist, bis bei Umpolung der Eingangsspannung die Ausgangsfrequenz sowohl bei positiver als auch bei negativer Eingangsspannung den gleichen Wert anzeigt. In jedem Fall sollte die Differenz zwischen den beiden angezeigten Werten unter 10 Hz liegen.

Dem Einsatz dieser interessanten Zusatzschaltung steht nun nichts mehr im Wege.

Stückliste: Spannungsmessvorsatz

Halbleiter

IC 1	TL 084
IC 2	RC 4152
IC 3	CD 4069
T 1	BC 548
D 1-D 4	DX 400
D 7, D 8	1 N 4148
D 6	LED 5 mm rot
D 9	ZPD 5,6 V

Kondensatoren

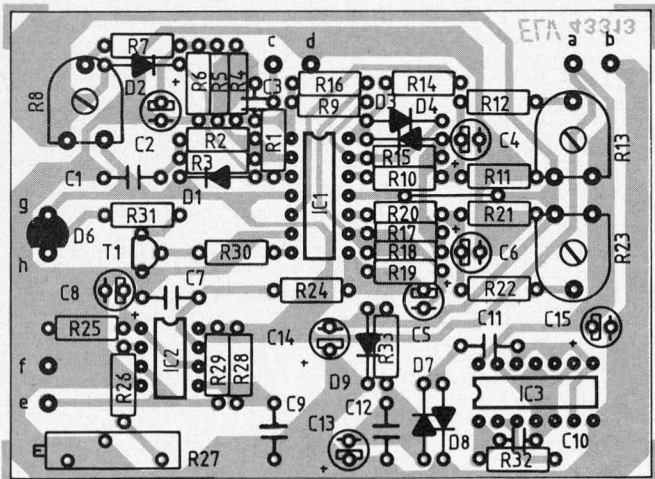
C 1	220 nF
C 2, C 4, C 6	10 µF/16 V
C 3	10 pF
C 5, C 8	1 µF/16 V
C 7, C 11, C 12	47 nF
C 9	68 nF
C 10	47 pF
C 13, C 14	10 µF/16 V
C 15	100 µF/16 V

Widerstände

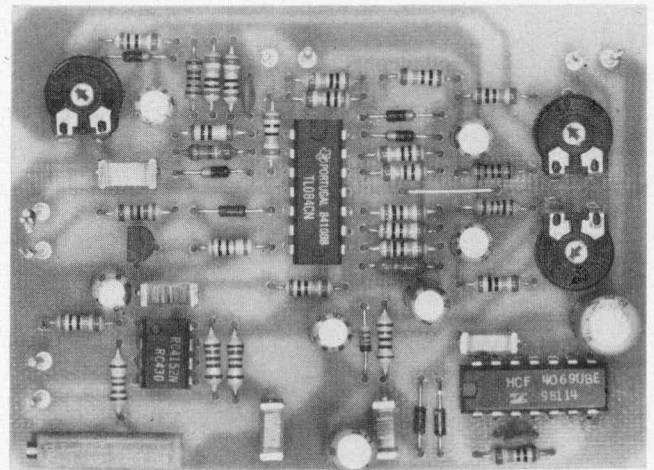
R 1, R 4, R 5	100 kΩ
R 2	1 MΩ
R 3	820 kΩ
R 6, R 11, R 21	1 kΩ
R 7, R 9, R 10	100 kΩ
R 8, R 13	
R 23	100 kΩ Trimmer liegend
R 12, R 14-R 18	100 kΩ
R 19	330 kΩ
R 20, R 22, R 24	100 kΩ
R 25, R 32	100 kΩ
R 26	15 kΩ
R 27	5 kΩ, Spindeltrimmer
R 28, R 29	6,8 kΩ
R 30	10 kΩ
R 31	2,2 kΩ
R 33	100 Ω

Sonstiges

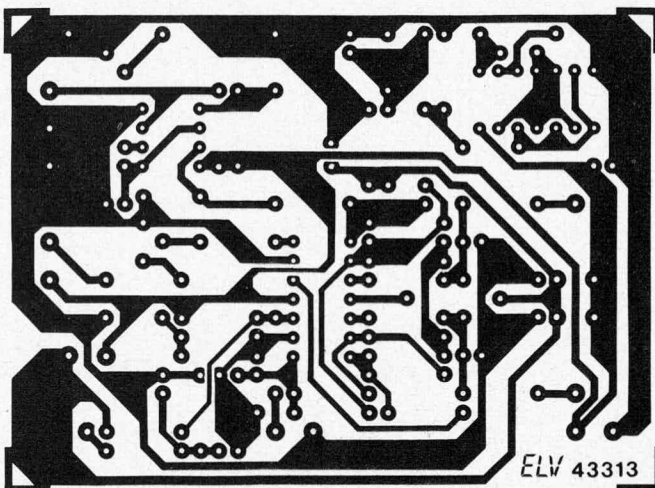
8 Lötstifte
5 cm Silberdraht



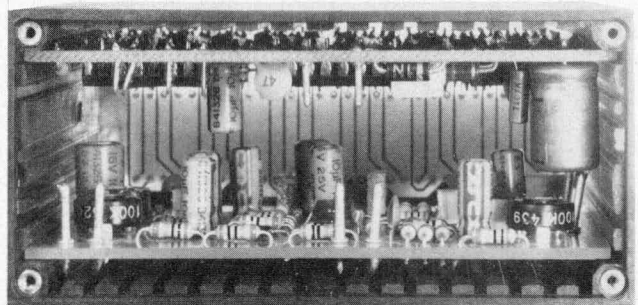
Bestückungsseite der Platine des Spannungsmessvorsatzes



Ansicht der fertig bestückten Platine des Spannungsmessvorsatzes

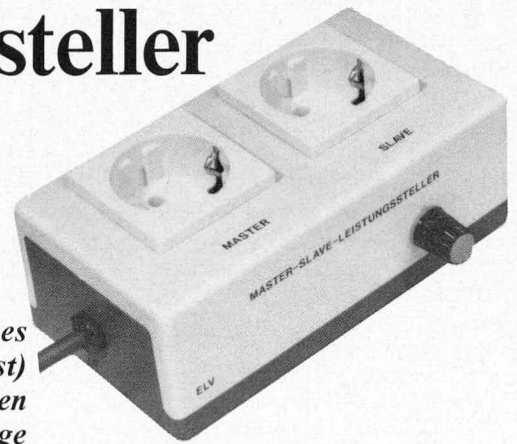


Leiterbahnseite der Platine des Spannungsmessvorsatzes



Ansicht des betriebsfertigen Spannungsmessvorsatzes, eingebaut in ein Gehäuse mit Frequenzzähler des Typs EZ 1. Aus Platzgründen müssen die Elkos des Spannungsmessvorsatzes beim Einbau in das Gehäuse mit dem Frequenzzähler EZ 2 liegend auf die Platine gesetzt werden.

Master-Slave-Leistungssteller



Mit Hilfe dieser interessanten Schaltung wird durch Einschalten eines Verbrauchers (Master-Last) ein weiterer Verbraucher (Slave-Last) automatisch eingeschaltet, der zudem über ein Poti geregelt werden kann. So ist zum Beispiel durch Einschalten einer Bohrmaschine, Säge usw. die gleichzeitige Steuerung eines Staubsaugers o. ä. möglich.

Bedienung und Funktion

An der Oberseite des Kunststoffgehäuses befinden sich zwei Schuko-Steckdosen.

An die mit „Master“ bezeichnete Steckdose kann ein elektrischer Verbraucher mit einer Aufnahmeleistung von 75 bis 2000 Watt angeschlossen werden. Die 220 V Netz-Wechselspannung steht im selben Moment an dieser Steckdose an, sobald die Schaltung ihrerseits über die Zuleitung mit der 220 V Versorgungs-Wechselspannung verbunden wird. Der an vorgenannte Steckdose angeschlossene Verbraucher kann genau so gehandhabt werden, als wenn er direkt, ohne Einfügung dieser Schaltung, betrieben wird.

Der Stromkreis der zweiten mit „Slave“ bezeichneten Steckdose wird erst dann geschlossen, wenn der erste Verbraucher (Master-Last) in Betrieb genommen wird. Zusätzlich kann über ein Poti die der Slave-Last zugeführte Leistung von 0 bis 100 % eingestellt werden.

Zu beachten ist in diesem Zusammenhang allerdings, daß auch in ausgeschaltetem Zustand (kein Master-Last) die Slave-Steckdose volle Netz-Wechselspannung führen kann, da die Unterbrechung des Stromkreises lediglich über ein Halbleiter-

bauelement an einem der beiden Steckdosenpole vorgenommen wird.

Die zulässige Leistungsaufnahme des an die Slave-Steckdose angeschlossenen Verbrauchers kann im Bereich zwischen 40 und 1000 Watt liegen.

Die Gesamtstromaufnahme beider angeschlossenen Verbraucher darf jedoch 10 A, entsprechend 2200 Watt, nicht überschreiten, d. h. wenn die Master-Last bereits 2000 Watt beträgt, bleibt für die Slave-Last lediglich eine Restleistung von 200 Watt übrig.

Zur Schaltung

Die praktische Realisierung der Schaltung ist aufgrund des hoch integrierten IC 1 des Types U 210 B der Firma TELEFUNKEN electronic auf einfache Weise möglich.

Sobald die Master-Last eingeschaltet wird, fließt ein Strom durch den sehr niederohmigen Widerstandsdraht R 1. Je nach Größe des hindurchfließenden Stromes beträgt der Spannungsabfall an R 1 16 mV (bei 75 Watt Last) bis ca. 430 mV (bei 2000 Watt Last). Bereits ab der verhältnismäßig kleinen Master-Last von ca. 75 Watt reicht die an R 1 daraufhin abfallende Spannung aus, um über R 5 den Steuereingang Pin 11 des IC 1 durchzuschalten. An dem zugehö-

rigen Ausgang (Pin 12) dient diese verstärkte Schaltspannung zur Freigabe des nicht invertierenden Einganges (Pin 8) des internen im IC 1 integrierten Regelverstärkers.

Der zweite, invertierende (Pin 7) Eingang dieses Regelverstärkers liegt über R 13 und R 14 auf einer konstanten Spannung, die so bemessen wurde, daß ein zuverlässiges Ein- und Ausschaltverhalten des IC 1 gewährleistet ist. Einschalten bedeutet in unserem Fall, daß an Pin 4 des IC 1 Zündimpulse zur Ansteuerung des Triacs Tc 1 anstehen, wodurch die Slave-Last ihren Versorgungsstrom erhält.

Zusätzlich ist im IC 1 eine Phasenanschnittsteuerung integriert, die mit wenigen externen Bauelementen auskommt. Der Funktionsablauf ist wie folgt:

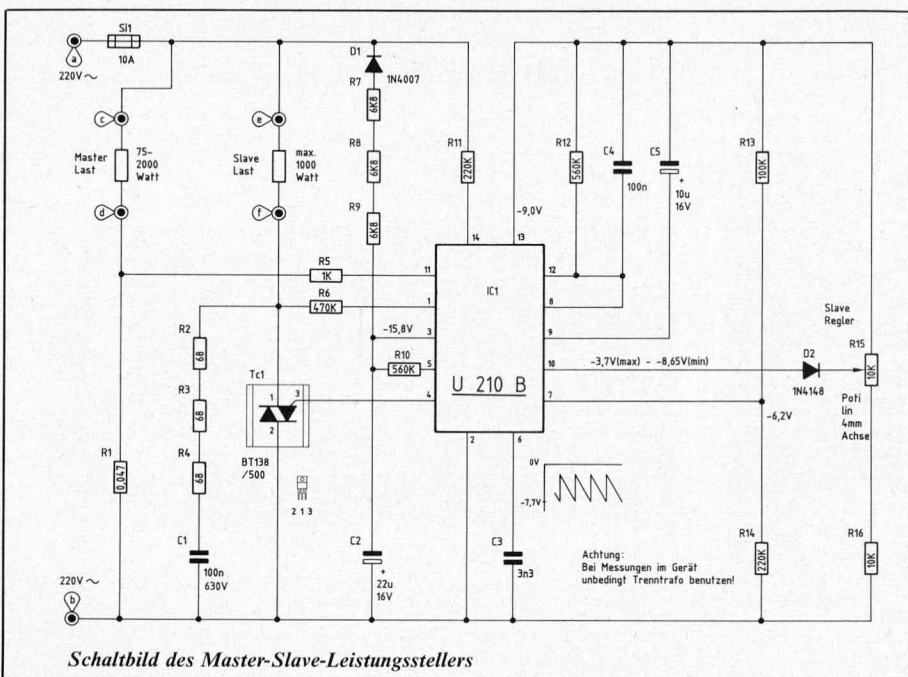
Die Phasenlage des Zündimpulses wird durch Vergleich einer, durch den Spannungsdetektor netzsynchronisierten Rampe mit dem Sollwert am Steuereingang Pin 10 bestimmt. Die Steilheit der Rampe wird von C 3 und dessen Ladestrom vorgegeben. Der Ladestrom selbst wird durch R 10 an Pin 5 festgelegt. Gleichzeitig wird mit R 10 der größte Stromflußwinkel bestimmt.

Erreicht das Potential an Pin 6 den Wert vom Potential an Pin 9 (über Pin 10 gesteuert), so entsteht ein Zündimpuls, dessen Dauer sich aus dem Wert von C 3 ergibt. Gleichzeitig mit dem Ausgangsimpuls wird ein Speicher gesetzt, der bei nicht aktivierter Nachzündautomatik weitere Impulse in dieser Halbwelle verhindert.

Der Stromdetektor an Pin 1 bewirkt, daß beim Betrieb induktiver Lasten in den neuen Halbwellen kein Impuls erzeugt wird, solange noch Strom der vorherigen Halbwellen mit einer der momentanen Netzspannung entgegengesetzten Polarität fließt. „Lücken“ im Laststrom werden somit sicher vermieden.

Mit dem Poti R 15 kann über D 2 die Leistung, die zum Betrieb der Slave-Last bereitgestellt wird, stufenlos eingestellt werden.

Die im IC 1 enthaltene Spannungsbegrenzung ermöglicht eine direkte Versorgung dieses Schaltkreises aus der 220 V Netz-Wechselspannung. Die Versorgungsspannung zwischen Pin 2 und Pin 3 baut sich



Schaltbild des Master-Slave-Leistungsstellers

über D 1 und R 7 bis R 9 auf und wird von C 2 geglättet.

Sowohl für die zur Entstörung dienenden Widerstände R 2 bis R 4 sowie die zur Versorgungsspannungszuführung erforderlichen Vorwiderstände R 7 bis R 9 wurden anstelle eines Leistungswiderstandes 3 „normale“ Metallfilmwiderstände üblicher, d. h. kleiner Baugröße eingesetzt, die in ihrer Kombination (3 Stück in Reihe) den gleichen Zweck erfüllen.

R 2 bis R 4 mit der Reihenschaltung von C 1 dienen zur Unterdrückung von Störspannungsspitzen.

Zum Nachbau

Der Nachbau wird in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes vorgenommen. Zunächst werden die passiven und anschließend die aktiven Bauelemente auf die Leiterplatte gesetzt und verlötet. Der Triac Tc 1 wird über einen U-Kühlkörper zur Vermeidung von Überhitzung gekühlt. Bei Belastungen durch die Slave-Last bis zu 200 Watt ist dieser Kühlkörper entbehrlich. Die beiden Schuko-Steckdosen werden als letztes über jeweils zwei 15 mm lange Abstandsrollchen sowie zwei Schrauben M 3 x 30 mm und zwei Muttern M 3 mit der Leiterplatte fest verschraubt.

Die Schuko-Steckdose zum Anschluß der Master-Last wird über 2 flexible isolierte Zuleitungen mit den Platinenanschlüßpunkten „c“ und „d“ verbunden, während die Schuko-Steckdose für die Slave-Last an

die Platinenanschlüßpunkte „e“ und „f“ anzuschließen ist.

Die Netzspannungszuführung erfolgt über eine 3adrige isolierte flexible Zuleitung. Die beiden Adern R (Phase) und Mp (Null) werden an die Platinenanschlüßpunkte „a“ und „b“ gelötet, während der gelbgrüne Schutzleiter direkt mit den Schutzkontakten beider Schuko-Steckdosen zu verbinden ist.

Die Querschnitte sämtlicher Zuleitungen einschließlich der Verkabelung auf der Platine müssen einen Querschnitt von mindestens 1,5 mm² aufweisen.

Nachdem der Aufbau komplett fertiggestellt wurde, kann die Schaltung in ein berührungssicheres, vollständig isolierendes Kunststoffgehäuse eingebaut werden.

Abschließend wollen wir noch ausdrücklich darauf hinweisen, daß die Schaltung lebensgefährliche Spannungen führt und sowohl der Aufbau als auch die Inbetriebnahme ausschließlich von sachkundigen Elektronikern vorgenommen werden dürfen, die aufgrund ihrer Ausbildung sowohl mit den VDE-, als auch mit den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen hinreichend vertraut sind.

Der Widerstand R 1 besteht aus einem ca. 30 mm langen Widerstandsdraht, der an beiden Enden so abgeknickt wird, daß er in die entsprechenden, ca. 25 mm auseinanderliegenden Bohrungen eingesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet werden kann.

Stückliste: Master-Slave- Leistungssteller

Halbleiter:

IC 1	U 210 B
TC 1	BT 138/500
D 1	1 N 4007
D 2	1 N 4148

Kondensatoren:

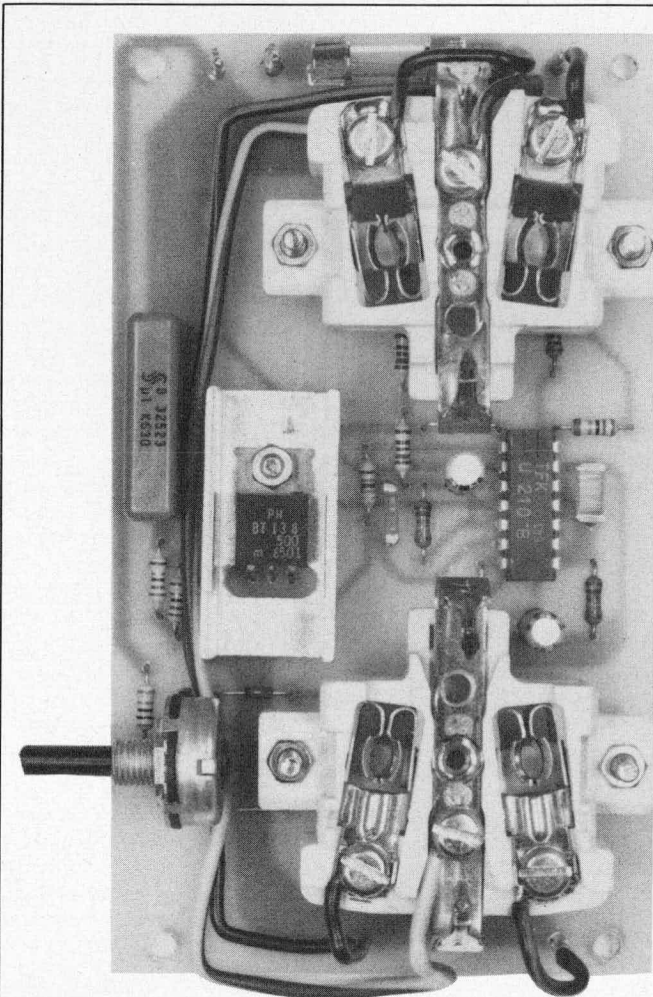
C 1	100 nF/630 V
C 2	22 µF/16 V
C 3	3,3 nF
C 4	100 nF
C 5	10 µF/16 V

Widerstände:

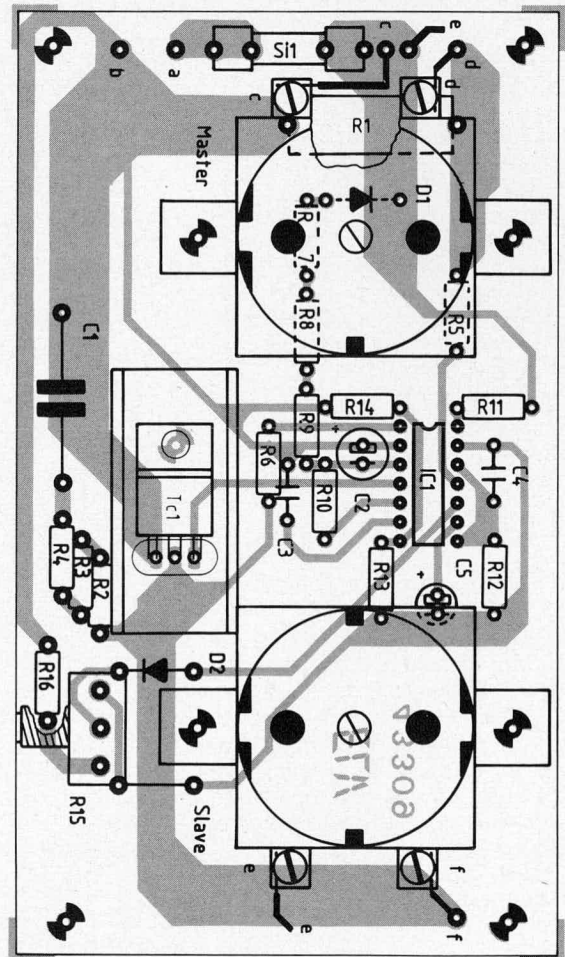
R 1	0,047 Ω, Widerstandsdraht
R 2-R 4	68 Ω
R 5	1 kΩ
R 6	470 kΩ
R 7-R 9	6,8 kΩ
R 10	560 kΩ
R 11	220 kΩ
R 12	560 kΩ
R 13	100 kΩ
R 14	220 kΩ
R 15	10 kΩ, Poti, 4 mm, lin
R 16	10 kΩ

Sonstiges

- Si 1 10 A Sicherung
- 1 Platinensicherungshalter
- 1 U-Kühlkörper SK 13
- 2 Spezial Einbausteckdosen
- 4 Abstandsrollchen 15 mm
- 4 Schrauben M 3 x 30 mm
- 1 Schraube M 3 x 6 mm
- 5 Muttern M 3
- 30 cm flexible Leitung
- 1 3adriges Netzkabel
- 6 Lötstifte
- 10 cm Silberdraht



Ansicht der fertig bestückten Platine des Master-Slave-Leistungsstellers



Bestückungsseite der Platine des Master-Slave-Leistungsstellers

Leuchtstofflampen- Wechselrichter

Zum Betreiben von 220 V/8 Watt Leuchtstofflampen aus einer 12 V Batterie ist diese kleine Schaltung geeignet.

Allgemeines

Wie allgemein bekannt ist, weisen Leuchtstofflampen eine ganz erheblich höhere Lichtausbeute auf als Glühlampen bei gleicher Leistungsaufnahme. Nimmt man noch die hohe Lebensdauer hinzu, so ist es leicht zu verstehen, daß Leuchtstofflampen eine dominierende Bedeutung überall dort erlangt haben, wo es auf eine wirtschaftliche und gute Ausleuchtung ankommt (von Sonderfällen einmal abgesehen).

Im Bereich kleiner Leistungen hingegen (Taschenlampen usw.) werden auch weiterhin überwiegend Glühlampen eingesetzt, obwohl gerade bei batteriegespeisten Lichtquellen der Energiebedarf eine wesentliche Rolle spielt. Letztgenannte Tatsache ist in erster Linie wohl darauf zurückzuführen, daß Leuchtstofflampen zum Betrieb eine Wechselspannung in der Größenordnung von ca. 100 V und eine Zündspannung von mehreren Hundert Volt benötigen. Für den Betrieb aus einer Batterie ist deshalb ein Umformer erforderlich, der folgende Eigenschaften besitzt:

1. Für den Betrieb an einer 12 V Batterie bzw. einem 12 V Akku sollte der Eingangsspannungsbereich 10 bis 15 V betragen, ohne daß sich nennenswerte Veränderungen der Helligkeit der angeschlossenen Leuchtstofflampe ergeben.
2. Der Umformer sollte einen hohen Wirkungsgrad (ca. 90%) aufweisen, damit der Vorteil einer Leuchtstofflampe optimal genutzt werden kann.
3. Die Ausgangs-Leerlaufspannung muß bei nicht gezündeter Leuchtstofflampe mindestens 300 V betragen, um den Zündvorgang auslösen zu können.
4. Nach erfolgter Zündung der Leuchtstofflampe muß die Ausgangsspannung auf Werte zurückgehen, die für den Bereich der verwendeten Leuchtstofflampe günstig sind (ca. 100 V).
5. Bedingt durch die unter 3. beschriebene hohe Zündspannung erweist sich ein Leerlauf-Überspannungsschutz als sinnvoll. Zündet die angeschlossene Leuchtstofflampe nicht bzw. ist eine Unterbrechung der Lampenzuleitung aufgetreten, so steht am Ausgang des Umformers permanent die hohe Leerlauf-Zündspannung an, die unnötig große Verlustleistungen und damit Belastung des Akkus zur Folge haben kann (hier 2 bis 5 Watt). Nach 1 bis 2 Sekunden sollte eine automatische Abschaltung erfolgen.

Vorstehend genannte Forderungen lassen

sich mit Hilfe moderner Elektronik (es müssen nicht immer ICs sein) auf nahezu optimale Weise erfüllen.

Zusätzlich besitzt die hier vorgestellte Schaltung die Möglichkeit, über ein Poti die Helligkeit stufenlos zu verstellen, was besonders beim Einsatz im Campingbereich positiv zu bewerten ist.

Wie sich nun all die vorgenannten Forderungen in der Praxis unter einen Hut bringen lassen, zeigt die nachfolgend beschriebene elektronische Schaltung.

Zur Schaltung

Kernstück des Umformers ist ein Oszillator, bestehend aus dem Leistungstransistor T5, dem Übertrager Tr1 sowie C5, C6, R12 und R15. Die Funktionsweise ist wie folgt:

Im Kollektorkreis von T5 liegt die Primärwicklung L1 des Übertragers, in den die am Kollektor von T5 anstehende Wechselspannung eingespeist wird. Über die Rückkoppelwicklung L2 sowie über C5 und R12 gelangt ein Teilbetrag der in L1 induzierten Spannung zurück auf die Basis von T5. Bei richtiger Polarität von L1 und L2 ist damit die Schwingungsbedingung erfüllt und die Anordnung oszilliert mit einer Frequenz von ca. 40 kHz. Die Einhaltung einer bestimmten Schwingfrequenz ist von untergeordneter Bedeutung, da die Schaltung bei 30 kHz oder 50 kHz gleichermaßen arbeitet.

Da auch Wechselspannungen eine „Polarität“ oder präziser ausgedrückt eine Phasenlage besitzen, ist der Anschluß der einzelnen Wicklungen des Übertragers Tr1 von ausschlaggebender Bedeutung. Das „heiße“ Ende einer jeden Wicklung ist mit einem Punkt gekennzeichnet. Da die Schaltung jedoch genauso gut arbeitet, wenn alle Wicklungen in ihrer Polarität gedreht werden, ist die praktische Ausführung und Inbetriebnahme recht einfach möglich, wie wir später noch sehen werden.

D3 dient dem Schutz des Basisanschlusses von T5 gegenüber zu großen negativen Spannungsspitzen (aus L2 kommend), während R11 einen geringen Basisvorstrom in T5 einspeist, um ein zuverlässiges Anschwingen des Oszillators zu gewährleisten.

Die Sekundärwicklungen L3, L4 und L5 dienen zum Betrieb der angeschlossenen Leuchtstofflampe (220 V/8 Watt). Die Hauptspannung (Brennspannung) stellt L4 bereit, während über L3 und L5 jeweils



eine kleine zusätzliche Heizspannung an die Leuchtstofflampe gelegt wird.

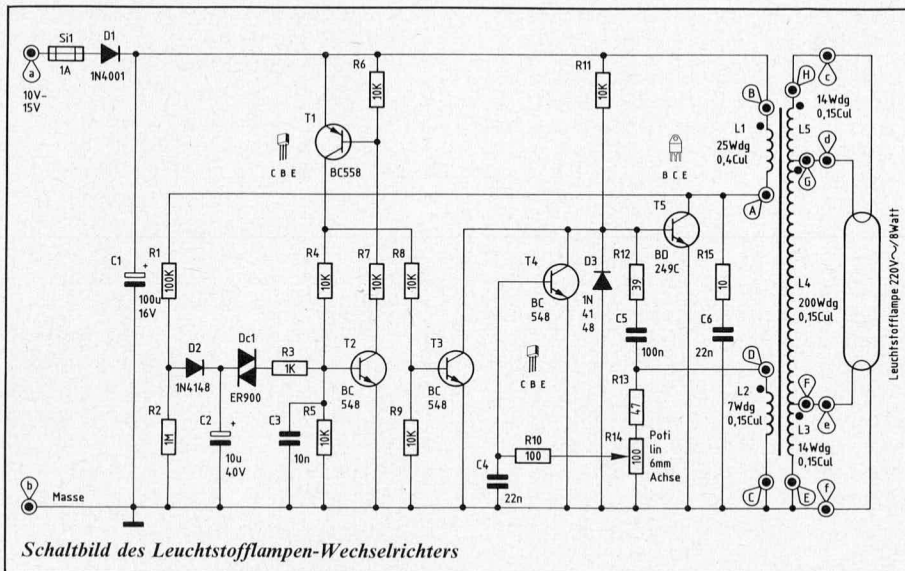
Mit dem Poti R14 wird ein einstellbarer Teilbetrag, der von der Rückkopplungsspule L2 kommenden Spannung, über R10 auf die Basis des Schalttransistors T4 gegeben. Je nach Stellung des zur Helligkeitsregelung eingesetzten Potis R14 schaltet T4 früher oder später einer jeden Schwingungsperiode durch und reduziert somit den Ansteuerstrom für den Schwingungstransistor T5. Auf diese Weise kann wirkungsvoll und effektiv die Helligkeit der angeschlossenen Leuchtstofflampe eingestellt werden.

Obwohl die Helligkeitseinstellung von Leuchtstofflampen nicht ganz unproblematisch ist, konnte mit der hier vorliegenden Schaltung ein weiter Einstellbereich erzielt werden, der so groß ist, daß die Stromaufnahme bei minimaler Helligkeit bis auf ca. 100 mA zurückgeht. Zur Erreichung des hohen Wirkungsgrades von ca. 90% ist neben einer sorgfältig durchdachten und dimensionierten Schaltung auch der Einsatz eines hochwertigen Übertragers erforderlich, um auch hier die Verluste so klein wie möglich zu halten.

Der eingesetzte Leistungstransistor T5 des Typs BD 249 ist hinsichtlich des zu verarbeitenden Stromes und der auftretenden Verlustleistung reichlich überdimensioniert. Er wurde jedoch gewählt, da speziell dieser Typ im Bereich der hier zu verarbeitenden Ströme (ca. 0,5 A) eine hohe Stromverstärkung aufweist. Auch dieser Umstand trägt zum hohen Wirkungsgrad der Schaltung bei. Hierzu muß man wissen, daß die Stromverstärkung bei Transistoren, abhängig von dem tatsächlich fließenden Kollektorstrom, Schwankungen unterworfen ist. Besonders deutlich macht sich dies bei Leistungstransistoren bemerkbar, die im Bereich ihrer Grenzbelastungen teilweise nicht einmal mehr 10% ihres maximalen Stromverstärkungsvermögens aufweisen. Für T5 wurde daher von uns ein Typ gewählt (BD 249), dessen Stromverstärkungsmaximum beim Betriebs-Nennstrom dieser Schaltung liegt.

Als zusätzliche angenehme Begleiterscheinung kann auf den Einsatz eines Kühlkörpers für T5 verzichtet werden, da der eingesetzte Transistor auch ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen bis zu 3 Watt verarbeiten kann (mit Kühlung bis zu 80 Watt).

Die Kombination R15/C6 dient zur Unterdrückung von Schaltimpuls-Störspitzen an der Kollektor-Emitter-Strecke von T5.



Kommen wir als nächstes zur Beschreibung des Leerlauf-Überspannungsschutzes, der mit T1 bis T3 sowie Zusatzbeschaltung aufgebaut ist.

Die am Kollektor von T5 anstehende Wechselspannung ist gleichfalls ein direktes Maß für die entsprechende Ausgangsspannung. Sie wird über den Spannungsteiler R1, R2 abgefragt und mittels D2/C2 gleichgerichtet und geglättet. Im normalen Betriebsfall stellt sich über dem Kondensator C2 eine Gleichspannung von ca. 20 V ein (nur meßbar mit hochohmigem Voltmeter $R_{i, \min} = 10 \text{ M}\Omega$). Wird mit R14 eine geringere Helligkeit eingestellt, sinkt auch die Spannung an C2. Der genaue Wert ist von untergeordneter Bedeutung.

Sobald die Schaltung im Leerlauf arbeitet, d. h. wenn keine Leuchtstofflampe angeschlossen bzw. die Zuleitung zur Leuchtstofflampe unterbrochen wurde, steigt die Spannung an C2 innerhalb von wenigen Sekunden auf 30 V und mehr an. In dem Moment, in dem die Spannung an C2 die Zündspannung der Triggerdiode Dc1 des Typs ER900 überschreitet (ca. 30 V), zündet Dc1 und der Kondensator C2 entlädt sich über Dc1, R3 sowie die Basis-Emitter-Strecke des Schalttransistors T2 (mit dazu parallel liegendem Widerstand R5). T2 und infolgedessen auch T1 und T3 schalten durch, wobei über R4 eine Selbsthaltung erfolgt. Auch wenn C2 entladen wurde, bleibt T2 (jetzt über R4) durchgesteuert.

Der Kollektor von T3 zieht nun die Basis des Schwingungstransistors T5 auf Masse, wodurch der Oszillator gestoppt wird. Die Stromaufnahme der Gesamtschaltung reduziert sich auf weniger als 5 mA.

Die Zeitkonstante $R1/C2$ zur Überspannungsabschaltung ist so gewählt, daß die angeschlossene Leuchtstofflampe zuverlässig zünden kann, ohne daß die Schutzschaltung anspricht. Darüber hinaus spricht die Schaltung ebenfalls nicht an, wenn die Leistungsabgabe mit R14 soweit reduziert wurde, daß die Gesamtleistungsaufnahme auch im Leerlauf die Schaltung nur noch unwesentlich erwärmt (ca. 1 bis 2 Watt).

Hat der Überspannungsschutz angespro-

chen, wird die Schaltung durch Unterbrechung der Betriebsspannung für mehrere Sekunden und erneutes Einschalten wieder aktiviert.

Da die Schaltung insgesamt zuverlässig arbeitet und sicher anschwingt, sollte das Ein- und Ausschalten der Leuchtstofflampe grundsätzlich nur durch einen Schalter in der Batteriespannungszuführung erfolgen. Die Leuchtstofflampe selbst wird fest mit den Platinenanschlußpunkten „c“ bis „f“ verdrahtet.

D1 dient dem Schutz der Schaltung vor Verpolung, während C1 eine Pufferung der Speisespannung vornimmt.

Zum Nachbau

Spulen, Drosseln, Übertrager, kurz alle Arten von Induktivitäten zählen bei den meisten Elektronikern nicht unbedingt zu den beliebtesten Bauelementen. Dies beruht zum einen sicherlich darauf, daß es eine fast unübersehbare, geradezu verwirrende Anzahl von verschiedenen Induktivitäten gibt und zum anderen darauf, daß viele Induktivitäten ihr Verhalten bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen und Anwendungsfällen zum Teil erheblich verändern.

Vom Nachbau der hier vorgestellten interessanten elektronischen Schaltung sollte sich aber niemand abhalten lassen, nur weil ein nicht so geläufiges Bauteil wie der hier verwendete Übertrager ein (unverzichtbares) Bestandteil des Gerätes ist. Das Bewickeln des Spulenkörpers sowie der gesamte Aufbau werden entsprechend ausführlich beschrieben.

Wir wollen daher gleich mit dem schwierigsten Teil bei der Erstellung dieses Leuchtstofflampen-Wechselrichters beginnen:

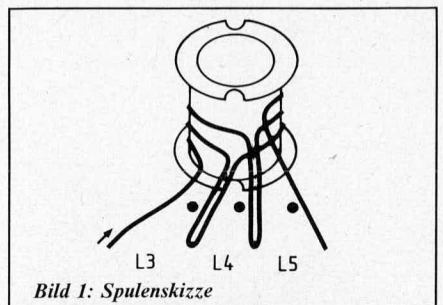
Mit dem Wickeln von L1 bis L5 auf den Spulenkörper des Übertragers Tr1. Insgesamt besteht Tr1 aus dem eben erwähnten Spulenkörper mit den darauf aufgetragenen Wicklungen sowie 2 Schalenkernhälften, die später von oben und unten einfach über den fertig gewickelten Spulenkörper gestülpt werden. Der Außendurchmesser beträgt 18 mm und die Bauhöhe 11 mm. Es handelt sich hierbei um einen Valvo-Schalenkern des Typs P18/11 mit einem A_L -

Wert von 250, bei dem ein Luftspalt zur Erzielung des gewünschten A_L -Wertes gleich eingebracht ist. Es können jedoch auch ähnliche Schalenkerne anderer Firmen eingesetzt werden.

Auf den für diesen Schalenkern-Typ vorgesehenen Wickelkörper werden zuerst 25 Windungen Kupferlackdraht mit einem Durchmesser von 0,4 mm (Abkürzung: CuL 0,4 mm) aufgebracht (L1). Zweckmäßigerweise kennzeichnet man das Ende der Wicklung (entsprechend dem Punkt im Schaltbild) mit einem Klebestreifen o. ä. Zu beachten ist, daß die Windungen sauber nebeneinander angeordnet sind und nicht „wild“ gewickelt werden. Nur durch sorgfältiges Aufbringen der Windungen findet die volle Anzahl sämtlicher Wicklungen auf dem Spulenkörper Platz.

Es folgt das Aufbringen der 7 Windungen (mit gleichen Wicklungssinn) für die Spule L2. Der Drahtdurchmesser hierfür beträgt 0,15 mm. Bei dieser dünnen Drahtstärke ist ein sauberes Nebeneinanderlegen der einzelnen Windungen kaum zu erreichen aber doch anzustreben. Es sollte keinesfalls „kreuz und quer“ gewickelt werden. Auch bei L2 ist das Wicklungsende zu kennzeichnen.

Als nächstes werden die Wicklungen der Spulen L3 bis L5 mit einem Kupferlackdraht (Durchmesser von 0,15 mm) mit gleichem Wicklungssinn aufgebracht. Der für alle 3 Spulen (L3 bis L5) verwendete Wickeldraht wird an keiner Stelle aufgetrennt, sondern es werden lediglich Anzapfungen herausgeführt, d. h. daß am Ende von L3 der Wickeldraht ca. 2 cm aus dem Wickelkörper herausgeführt wird, um anschließend umgeknickt und an derselben Stelle zum Weiterwickeln der nächsten Spule benutzt zu werden. Der Endpunkt von L3 ist somit gleichzeitig der Anfangspunkt von L4 usw. Zur Veranschaulichung ist dies in Form einer Skizze in Bild 1 dargestellt.



Mit „gleichem Wicklungssinn“ ist gemeint, daß alle Windungen in der gleichen Weise gewickelt werden, d. h. daß nicht einmal links herum und einmal rechts herum gewickelt werden darf, sondern grundsätzlich immer in der gleichen Richtung. Welche Richtung dies ist, spielt hierbei überhaupt keine Rolle, wichtig für die Funktion ist nur, daß alle Windungen den gleichen Wickelsinn aufweisen. Sollte dennoch zwischen L1 und den übrigen Wicklungen der Wickelsinn vertauscht worden sein, läßt sich dies zu einem späteren Zeitpunkt dadurch beheben, indem die beiden Anschlüsse von L1 auf der Leiterplatte miteinander vertauscht werden (für den Fall, daß der Oszillator nicht anschwingt).

Nachdem das Ende der letzten Windung (von L 5) mit einem dünnen Streifen Tesafilm festgeheftet wurde, können die beiden Schalenkernhälften über die Spule gestülpt werden und mit einer Schraube M 2 x 20 mm mit der Platine verschraubt werden.

Bei manchen Schalenkernhälften ist zum Einbringen eines im vorliegenden Falle nicht erforderlichen Abgleichstiftes, die Zentralbohrung zur Durchführung der Schraube M 2 x 20 mm mit Kunststoff verengt. Dieser Kunststoff kann mit einem kleinen Bohrer oder auch mit einem Schraubenzieher vorsichtig entfernt werden, wobei zu beachten ist, daß keine zu großen Kräfte auf den Schalenkern ausgeübt werden, damit dieser nicht springt.

Auch beim Festziehen der Mutter auf der Platinenunterseite zur Befestigung des Schalenkerns, ist keine zu große Kraft anzuwenden, da der Schalenkern in der Mitte einen Luftspalt besitzt und somit nur wenig Widerstand einer mechanischen Belastung entgegenzusetzen in der Lage ist, bevor er springt.

Nachdem der Schalenkern auf der Platine festgeschraubt wurde, werden die einzelnen Anschlußdrähte durch die entsprechenden Bohrungen in der Leiterplatte geführt. Der Anfang der Wicklung L 1 wird durch die Bohrung des Platinenanschlußpunktes „A“ gesteckt und das Wicklungsende von L 1 durch die Bohrung des Platinenanschlußpunktes „B“. Als nächstes wird der Anfang der Wicklung L 2 durch die Bohrung des Platinenanschlußpunktes „C“ geführt, während das Ende an „D“ zu legen ist. Dem Platinenanschlußpunkt „E“ ist der Wicklungsanfang von L 3 zugeordnet. Das Wicklungsende von L 3 stellt gleichzeitig den Wicklungsanfang von L 4 dar und besteht aus 2 zusammenhängenden, nebeneinander herausführenden Wicklungsdrähten. Hier sind beide Drähte durch die Bohrung des Platinenanschlußpunktes „F“ zu führen. Gleiches gilt für die Anzapfung „G“, während das Wicklungsende von L 5 wieder als Einzel-Kupferlackdraht durch die

Bohrung des Platinenanschlußpunktes „H“ zu führen ist.

An der Leiterplattenunterseite werden die einzelnen Kupferlackdrähte soweit gekürzt, daß sie ca. 5 mm unterhalb der Leiterbahnseite hervorstehen. Sinnvoll ist es, wenn die einzelnen Drahtenden auf der Leiterplattenoberseite „etwas Luft“ haben, damit keine mechanischen Spannungen auftreten. Die jeweils aus 2 parallel liegenden Drähte bestehenden Anschlüsse, „F“ und „G“ werden beim Kürzen zwangsläufig aufgetrennt. Dies ist jedoch ohne Bedeutung, da durch die anschließend erfolgte Verlötlung mit der Leiterplatte wieder eine leitende Verbindung hergestellt wird. Vor dem eigentlichen Lötvorgang ist allerdings sorgfältig darauf zu achten, daß jeder einzelne Kupferlackdraht an seinem Ende auf einige Millimeter Länge abisoliert wird. Hierzu verwendet man zum Beispiel ein Messer o. ä. Der Kupferlackdraht muß richtig blank sein, bevor gelötet wird. Der Lötvorgang alleine reicht nicht, um die hochwertige Lackisolierung zu entfernen. Ein mechanisches Abschaben der Lackschicht ist unverzichtbar. Damit sich die M 2 Mutter mit der Zeit nicht lösen kann, empfiehlt es sich, diese mit einem Tropfen Klebstoff zu sichern.

Die weiteren Bauelemente werden in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes auf die Platine gesetzt und verlötet. Auf die richtige Polarität der Transistoren, Dioden sowie der Elkos C 1, C 2 ist hierbei zu achten. Die Trigger-Diode Dc 1 ist ungepolt, d. h. die Polarität beim Einbau spielt keine Rolle.

Der Leistungstransistor T 5 erwärmt sich im Betrieb geringfügig. Er sollte daher senkrecht stehend eingebaut werden, damit er gut belüftet wird. Ein zusätzlicher Kühlkörper ist nicht erforderlich.

Damit die Schaltung beim Anlegen der Betriebsspannung einwandfrei anschwingen kann, ist das Poti R 13 auf maximale Helligkeit einzustellen (Rechtsanschlag — im Uhrzeigersinn gedreht — der Potischleifer liegt auf Schaltungsmasse).

Abschließend wollen wir noch darauf hinweisen, daß am Ausgang des Übertragers Tr 1 Leerlaufspitzenspannungen bis zu 600 V auftreten können, die lebensgefährlich sind. Auf die Einhaltung der einschlägigen Sicherheitsbestimmungen ist zu achten. Die Schaltung muß in ein isoliertes, berührungssicheres Gehäuse eingebaut werden. Die Zuleitungen zur Leuchtstofflampe sowie die Anschlüsse selbst an der Leuchtstofflampe müssen ebenfalls absolut berührungssicher ausgeführt werden.

Der Nachbau darf daher nur von Personen durchgeführt werden, die mit den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen aufgrund ihrer Ausbildung hinreichend vertraut sind.

Stückliste: Leuchtstofflampen- Wechselrichter Halbleiter

T 1	BC 558
T 2-T 4	BC 548
T 5	BD 249
D 1	1 N 4001
D 2, D 3	1 N 4148
Dc 1	ER 900

Kondensatoren

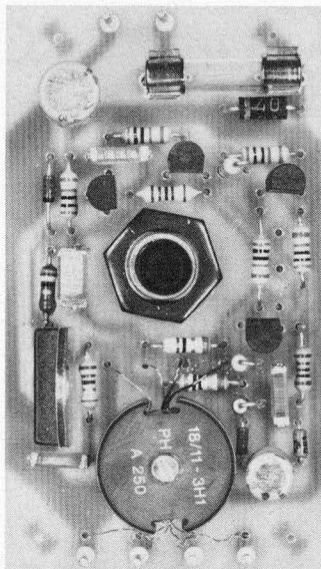
C 1	100 µF/16 V
C 2	10 µF/40 V
C 3	10 nF
C 4, C 6	22 nF
C 5	100 nF

Widerstände

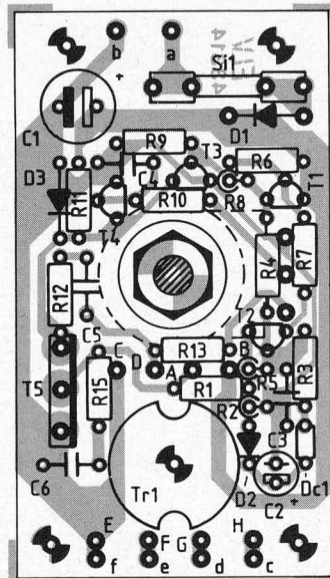
R 1	100 kΩ
R 2	1 MΩ
R 3	1 kΩ
R 4-R 9, R 11	10 kΩ
R 10	100 Ω
R 12	39 Ω
R 13	47 Ω
R 14	100 Ω, Poti, 6 mm Achse
R 15	10 Ω

Sonstiges

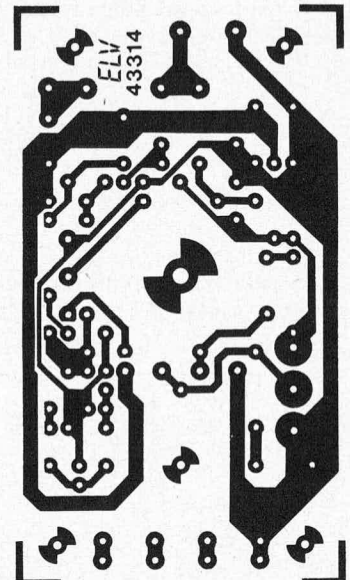
Si 1	Sicherung 1 A
1	Platinensicherungshalter
L 1	1 m CuL Ø 0,4 mm
L 2-L 5	9 m CuL Ø 0,15 mm
1	Valvo Schalenkern, P18/11, Al. 250
6	Lötstifte



Ansicht der fertig bestückten Platine



Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine