

ELV *journal*

Nr. 14

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,50

Die Sensation für Elektroniker!

Mit Platinenfolien

Printentwürfe auf Klarsichtfolie zur problemlosen
Herstellung der Platinen

Kostenloser Reparaturservice

für jeweils eine veröffentlichte Schaltung



Osterreich öS 40, Schweiz sfr 5,20, Niederlande hfl 5,80, Luxemburg lfr 80, Finnland 17 Fmk

Mit
Platinenfolien

In dieser Ausgabe:

Digitales Kapazitätsmeßgerät DCM 7000
Netzteil 0—20V/0—5A
Quarzstabilisierter Wechselrichter 12V~/220V~
Drehzahlüberwachungsautomatik
Elektronische Hofflichtverzögerung
Übertemperatursicherung

Serie ELV-HiFi-Labor

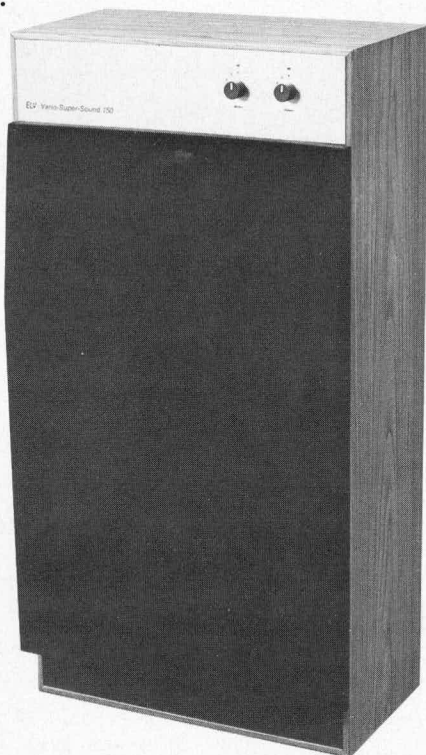
Baubeschreibung einer phasenlinearen
150 Watt HiFi-Lautsprecherbox

ELV
extra

Light 2000
digitales
Lichtsteuergerät

ELV-HiFi-Labor

2. Teil einer Serie, die ausführlich den Nachbau einer kompletten HiFi-Anlage beschreibt.



2. Teil:

Baubeschreibung einer phasenlinearen 150 Watt HiFi-Lautsprecherbox mit Vario-Einschub

Mit diesem Beitrag beginnen wir den praktischen Teil unserer Serie ELV-HiFi-Labor. Wir stellen Ihnen eine phasenlineare 150 Watt HiFi-Lautsprecherbox (Vario-Super-Sound 150-VSS 150) mit Vario-Einschub vor, auf dessen richtungswisende Technik bereits im 1. Teil dieser Serie eingegangen wurde.

In der vorangegangenen Ausgabe ELV Nr. 13 haben wir die wesentlichen theoretischen Grundlagen in Form einer Einführung in die HiFi-Elektroakustik veröffentlicht.

Der hier vorliegende 2. Teil befaßt sich mit dem Selbstbau einer phasenlinearen 150 Watt HiFi-Lautsprecherbox VSS 150 mit Vario-Einschub.

Der nachträglich einzusetzende Vario-Einschub ermöglicht den problemlosen Ausbau der HiFi-Lautsprecherbox von einer passiven in eine aktive Box.

Bevor wir jedoch den Aufbau der Box beschreiben, sollen noch zum besseren Verständnis der Zusammenhänge einige Worte zur Funktionsweise eines Lautsprechers vorangestellt werden.

Stückliste	
<i>Phasenlineare HiFi-Lautsprecherbox Vario-Super-Sound 150</i>	
1	Leergehäuse der HiFi-Lautsprecherbox VSS 150
1	Lausprecherabdeckrahmen mit halbtransparentem schwarzem Stretchgewebe bespannt.
1	Baßlautsprecher SS 300 mit einem Durchmesser von 300 mm, Alu-Druckfußkorb aus Speziallegierung, Sichtrand geschliffen, Übertragungsbereich 25—4000 Hz, Magnet: \varnothing 160 mm/1,4 kg.
1	Mitteltonlautsprecher SS 130 mit einem Durchmesser von 130 mm, Midrange-Squeaker für Frequenzbereich von 600 bis 14 000 Hz, Elastokalotte mit tiefgezogenem Rasterblech abgedeckt.
1	Hochtוןlautsprecher SS 80 mit einem Durchmesser von 80 mm, Aluminium Casting Horn Tweeter für den Frequenzbereich von 5000 bis 20 000 Hz.
8	Kreuzschlitzschrauben zur Befestigung der Mittel- und Hochtוןlautsprecher
4	Kreuzschlitzschrauben zur Befestigung des Baßlautsprechers
ca. 50	Holzschrauben für Rückwandbefestigung
1	Packung Abdeckgaze für Baßlautsprecher
1	Packung Dämmwolle
1	Kartusche Dichtungsmasse mit Dosierdüse
1	Satz farbige Anschlußleitungen
1	Lautsprecher-Klemmleiste, 2polig
1	gebürstete und bedruckte Aluminium-Frontplatte, selbstklebend
2	Drehknöpfe
4	Befestigungsschrauben mit Abstandshaltern für Frequenzweiche
1	Frequenzweiche laut Stückliste Seite 27

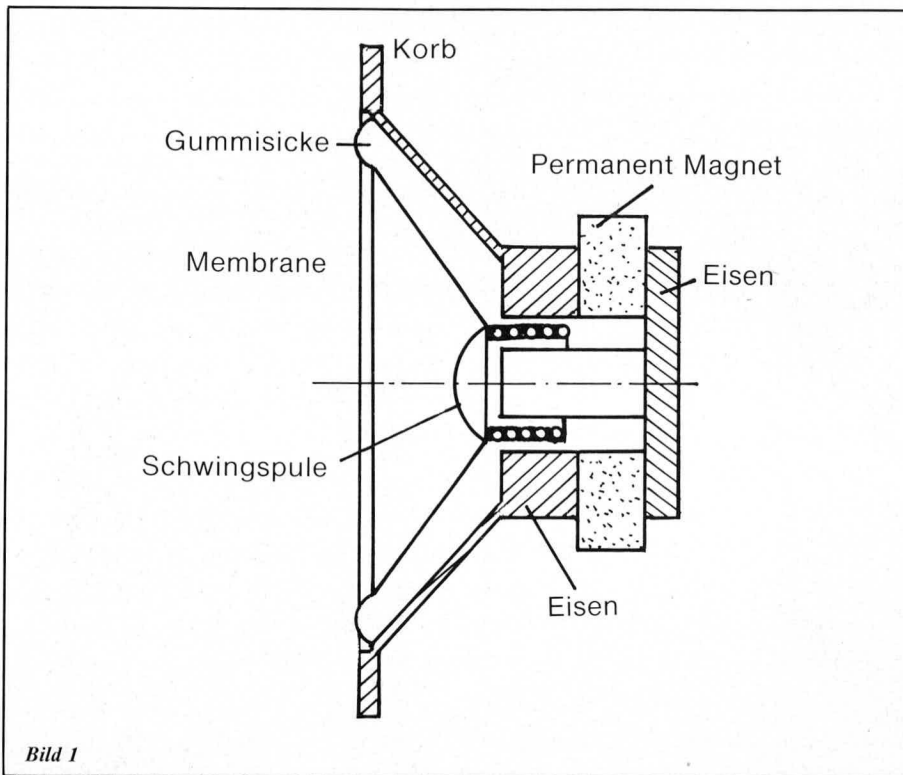


Bild 1

Bild 1 zeigt den Aufbau eines Lautsprechers. In einem Korb wurde eine zentrisch geführte, konische Membrane untergebracht. An der Rückseite des Korbes befindet sich ein ringförmiger Permanent-Magnet, der über Eisenteile ein Magnetfeld im Luftspalt erzeugt. In diesem Luftspalt befindet sich die Schwingspule, die mit der Membrane fest verklebt ist. Die Leitungsenden der Spule sind durch flexible Litzen zu den Anschlußpunkten herausgeführt.

Läßt man durch die Schwingspule Strom fließen, dann baut sich ein Magnetfeld in der Schwingspule auf. Durch das Aufeinanderwirken der Magnetfelder von Schwingspule und Permanent-Magnet wird die zentrisch ge-

führte, elastisch aufgehängte Membrane aus ihrer Grundstellung herausgeschoben. Ob die Membrane sich nach vorne oder nach hinten bewegt, hängt von der Stromrichtung ab. Die Größe der Bewegung wird durch die Größe des Stroms bestimmt. Legt man Wechselspannung an die Lautsprecherklemmen, so fließt Wechselstrom durch die Schwingspule und die Membrane wird sich in der Frequenz der angelegten Spannung hin und her bewegen. Fließt kein Strom mehr durch die Schwingspule, so „pendelt“ die Membrane in ihre Ruhestellung zurück.

Da die Membrane eine „elastisch aufgehängte Masse“ ist, kommt sie nicht einfach in ihre Grundstellung zurück,

sondern bewegt sich ähnlich einem Pendel, das aus seiner Ruhestellung gebracht wurde, mehrere Male hin und her. Die Anzahl der Hin- und Herbewegungen in 1 Sekunde nennt man Resonanzfrequenz (f_0) eines Lautsprechers.

Die Resonanzfrequenz eines Lautsprechers ist deshalb eine sehr wichtige Größe, weil die Abstrahlung von Frequenzen um die Resonanzfrequenz besonders kritisch ist. Die Membrane kommt bei geringster Leistung in Bewegung und verzerrt das Klangbild. So ist praktisch eine Abstrahlung erst oberhalb der Resonanzfrequenz möglich.

Wie bereits im ersten Teil unserer Serie „Einführung in die HiFi-Elektroakustik“ ausführlich erläutert wurde, muß der Druckausgleich zwischen der Vorderseite und der Rückseite des Baßlautsprechers verhindert werden, um tiefe Töne abstrahlen zu können. Dies kann entweder durch eine Schallwand oder durch eine geschlossene Box erfolgen. Berechnet man aus der gewünschten unteren Grenzfrequenz, z. B. 40Hz, und der Schallgeschwindigkeit den erforderlichen Durchmesser einer Schallwand, so ergibt sich ein Wert von vielen Metern. Natürlich kann eine Schallwand dieser Größe nirgendwo zweckmäßig untergebracht werden. So wählt man den zweiten Weg und verhindert den Druckausgleich — der oft auch akustischer Kurzschluß genannt wird — durch eine geschlossene Box.

Eine geschlossene Box wird absolut luftdicht geschlossen, um jeglichen Druckausgleich zu verhindern. Die kleinste Öffnung kann die Wiedergabe der niedrigen Frequenzen erheblich beeinträchtigen.



Ansicht der Box ohne Frontblende

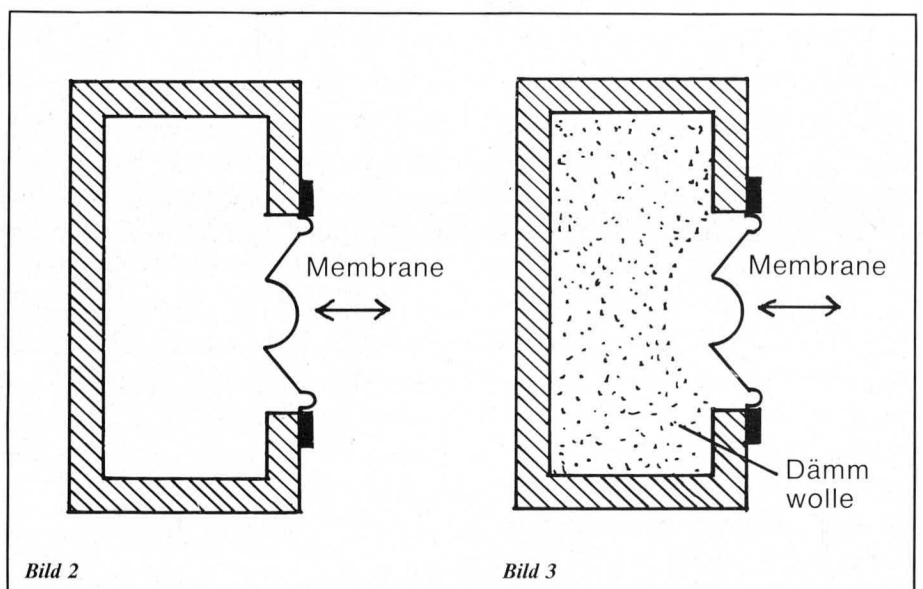


Bild 2

Bild 3

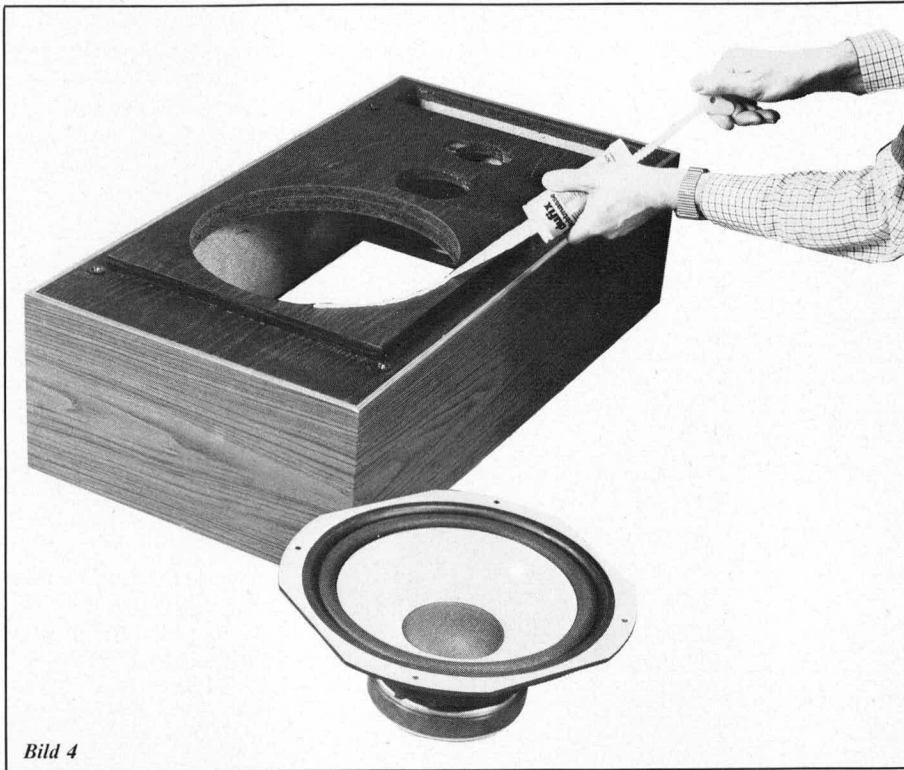


Bild 4

Einen in einer geschlossenen Box montierten Lautsprecher zeigt das Bild 2 in schematischer Form.

Die in der Box eingeschlossene Luft (die bekanntlich genauso elastisch ist wie eine Stahlfeder) erhöht die Rückstellkraft der Membrane und dadurch die Resonanzfrequenz.

Boxen mit großem Volumen erhöhen die Resonanzfrequenzen nur geringfügig, solche mit kleinem Volumen erheblich. So ist es also sehr wichtig, daß geschlossene Boxen ein ausreichendes, auf den Baßlautsprecher abgestimmtes Volumen haben.

Da dadurch die untere Grenzfrequenz des Systems ungünstig verschoben wird, ist es zweckmäßig, für geschlossene Boxen Lautsprecher mit „weich aufgehängter Membrane“ zu wählen, damit die ungünstigerweise erhöhte Resonanzfrequenz des Systems (Lautsprecher + Box) noch genügend tief liegt.

Um die Verzerrung um die Resonanzfrequenz zu unterdrücken, muß die Membrane gedämpft werden. Dies wird durch Ausfüllen des Innenraumes der Lautsprecherbox mit feiner Wolle (Dämmwolle) erreicht (Bild 3). Die feinen Fasern der Dämmwolle verhindern wilde Schwingungen der eingeschlossenen Luft.

Die Abstrahlung der mittleren und hohen Frequenzen ist weniger kritisch. Die Mittel- und Hochtonlautsprecher werden mit rückseitig geschlossenem Korb gefertigt. Dadurch wird der aku-

stische Kurzschluß von vorneherein ausgeschlossen.

Die HiFi-Box VSS 150 verfügt über ein ziemlich großes Volumen und erhöht nur geringfügig die niedrige Resonanzfrequenz von 25Hz des Baßlautsprechers.

Der Zusammenbau des Systems beginnt — nach Abnahme der mit wenigen Schrauben befestigten Rückwände — mit dem Einbau der Lautsprecher. Sämtliche Lautsprecher müssen das Gehäuse luftdicht abschließen. Um dies zu erreichen, wird am Rande der Öffnungen ein lückenloser Streifen von Dichtungsmasse aufgetragen (Bild 4). Danach werden die Lautsprecher eingesetzt und mit Kreuzschlitzschrauben befestigt. Die dabei herausgequetsch-

ten Reste von Dichtungsmasse können mit einem Tuch entfernt werden.

Es muß verhindert werden, daß Dämmwolle zwischen der Membrane und den Korb des Baßlautsprechers gelangt und dessen Funktion stört. So wird die Rückseite des Lautsprechers mit einer Gaze abgedeckt, welche entweder angeheftet oder angeklebt wird.

Die Anschlüsse der Lautsprecher müssen aus der Box herausgeführt werden. Dabei ist es wichtig, daß die Anschlüsse durch farbige Leitungen richtig gekennzeichnet werden. An die Anschlüsse, die mit \oplus oder rotem Punkt gekennzeichnet sind, werden folgende Leitungen angeklemt oder angelötet:

Baßlautsprecher — rot
Mitteltonlautsprecher (Mid range) — gelb
Hochtonlautsprecher (Tweeter) — braun.

Die anderen Anschlüsse sämtlicher Lautsprecher werden einheitlich mit schwarzen Leitungen herausgeführt.

Für die Lautsprecherleitung wird in die Trennwand zum Einschub ein Schlitz gefeilt, damit die Rückwand einwandfrei aufliegt.

Nach Anschluß der Leitungen und nach Abdecken des Baßlautsprechers durch Gaze wird der Innenraum der Lautsprecherbox gleichmäßig mit Dämmwolle ausgefüllt (Bild 5).

Um die Box auch rückseitig luftdicht abschließen zu können, werden die Einfräsung und die Nut für die Leitungen mit Dichtungsmasse versehen.

Die Rückwand wird dann fest angeschraubt (Schraubenabstand 50—70 mm) und ggfs. vorher an den Auflageflächen mit Dichtmasse bestrichen.

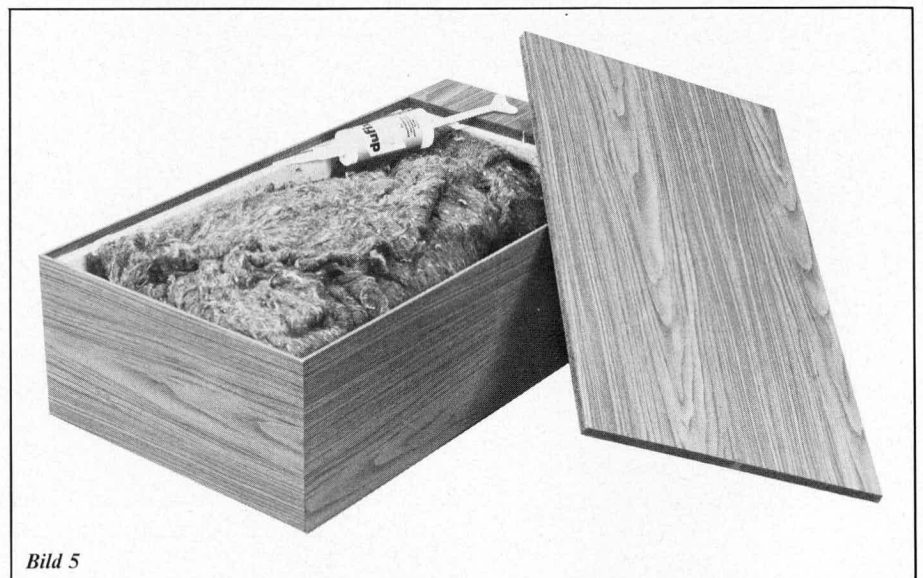
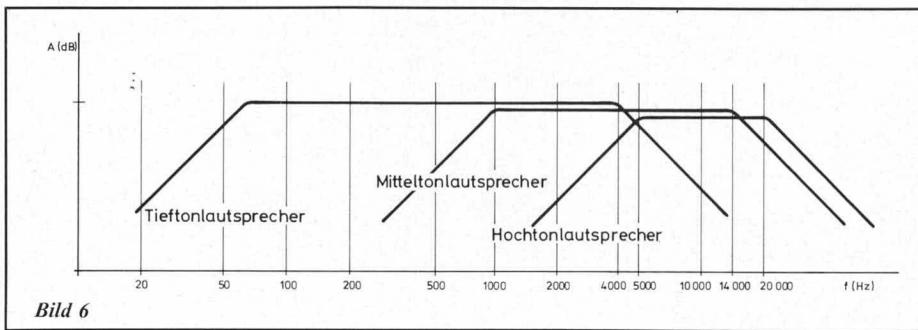


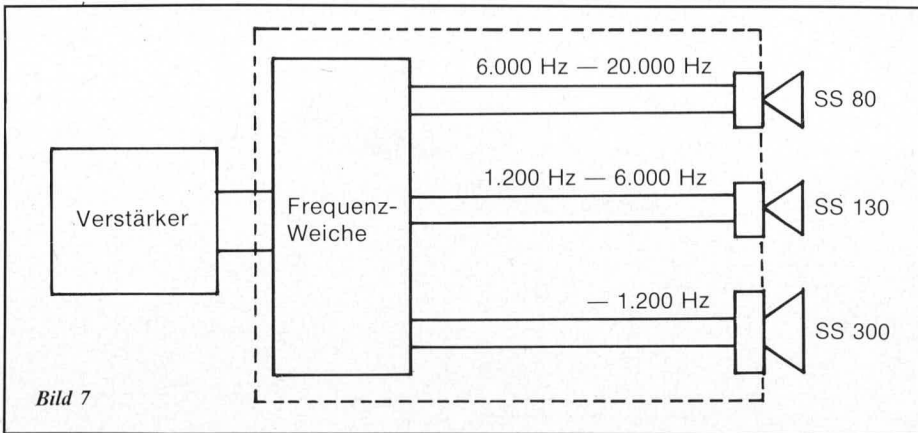
Bild 5



Die Frequenzweiche wird gemäß Bild 10 bestückt. Die Induktivitäten werden mit zentrischen Schrauben an der Leiterplatte befestigt. Die Lautsprecherleitungen werden so angeschlossen, daß die farbigen Leitungen an die entsprechenden \oplus -Punkte, die schwarzen an die \ominus -Punkte der Ausgänge der Frequenzweiche kommen.

Der Eingang der Frequenzweiche wird durch eine rote und eine schwarze Leitung zu der Anschlußklemme geführt. Die Anschlußklemme wird an der kleinen Rückwand befestigt, welche dann mit sechs Schrauben angeschraubt wird. Auch hier ist auf die richtige Polarität zu achten: die rote Leitung verbindet den \oplus -Punkt der Weiche mit der roten Klemme, die schwarze den \ominus -Punkt mit der schwarzen Klemme.

Zum Schluß zieht man das Silicon-Papier von der selbstklebenden Frontplatte ab und klebt diese an die sorgfältig mit Spiritus gereinigte Vorderseite und bringt die Drehknöpfe an.



Damit ist der akustische Teil der phasenlinearen HiFi-Box VSS 150 abgeschlossen. Die einzelnen, eingebauten Lautsprecher können jedoch nur einen Teil des hörbaren Frequenzbereiches abstrahlen (Bild 6).

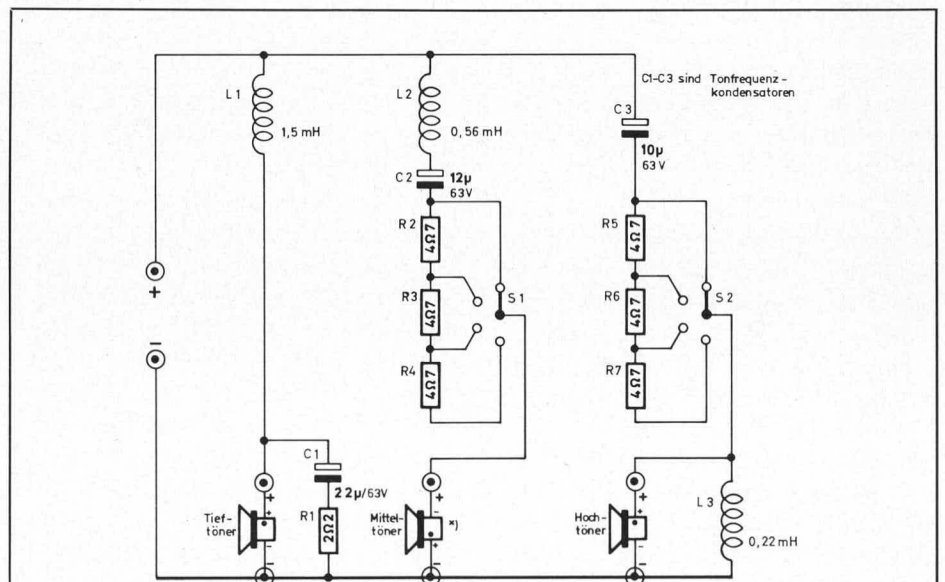
Durch Überlappungen, z. B. zwischen 1000Hz und 4000Hz sowie 5000Hz bis 14 000Hz, können wiederum Frequenzbereiche von zwei Lautsprechern abgestrahlt werden.

Eine Frequenzweiche sorgt für die saubere Verteilung von Frequenzen. Die Frequenzweiche befindet sich zwischen dem Verstärker und den Lautsprechern und sorgt dafür, daß jeder Lautsprecher nur die Frequenzen bekommt, die in seinem Übertragungsbereich liegen, und daß keine Frequenz doppelt, also von zwei Lautsprechern abgestrahlt werden kann (Bild 7).

Die Frequenzweiche wird mit R-, L- und C-Gliedern (Widerstände, Induktivitäten und Kondensatoren) realisiert. Bild 8 zeigt das Schaltbild.

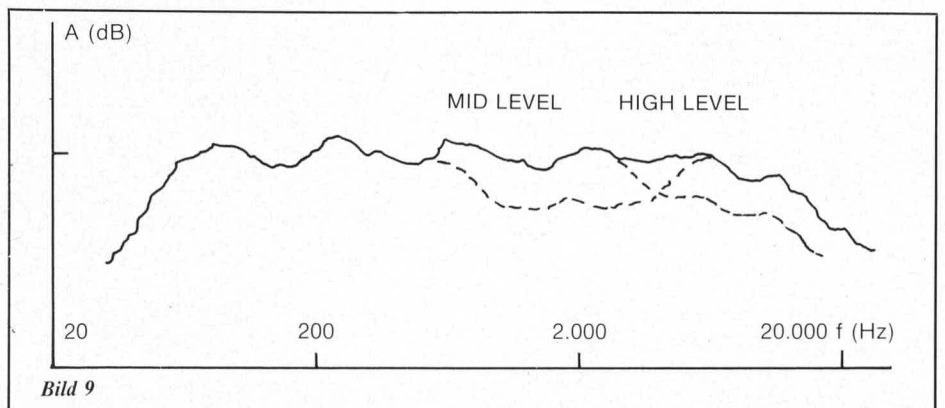
Die Frequenzweiche ist ferner mit 2 Schaltern versehen, die eine stufenweise Absenkung des Schalldrucks im mittleren und hohen Frequenzbereich ermöglichen (Bild 9). Damit ist eine Anpassung an die jeweilige Raumakustik möglich.

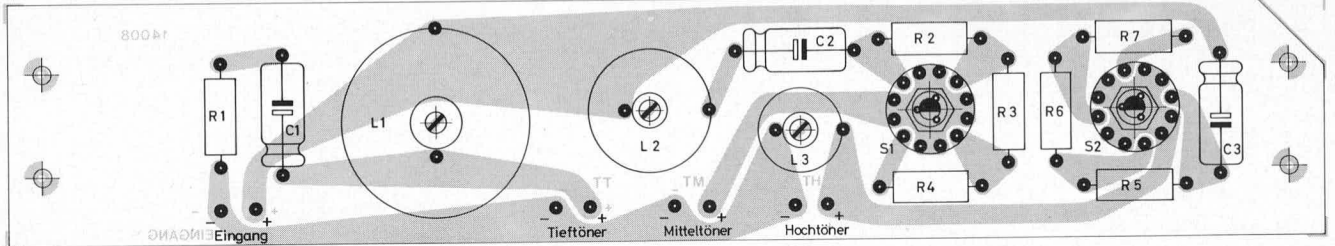
Die Frequenzweiche wird durch 4 Schrauben in der Einschuböffnung von hinten befestigt. Durch Abstandsbolzen wird der genaue Abstand zu der Frontplatte eingestellt.



**) Durch die Reihenschaltung von C2 und L2 mit dem Mitteltonlautsprecher erfolgt eine Phasendrehung gegenüber den anderen Systemen, bei denen jeweils eine Kapazität bzw. Induktivität parallelgeschaltet ist. Durch die beschriebene Phasendrehung ist der Mitteltonlautsprecher im Gegensatz zu den anderen Systemen mit seinem Plusanschluß (roter Punkt) an den Minuspol der Frequenzweiche anzuschließen.*

Bild 8 Schaltbild der Frequenzweiche





Bestückungsseite der Platine (Originalmaße: 380 x 70 mm)

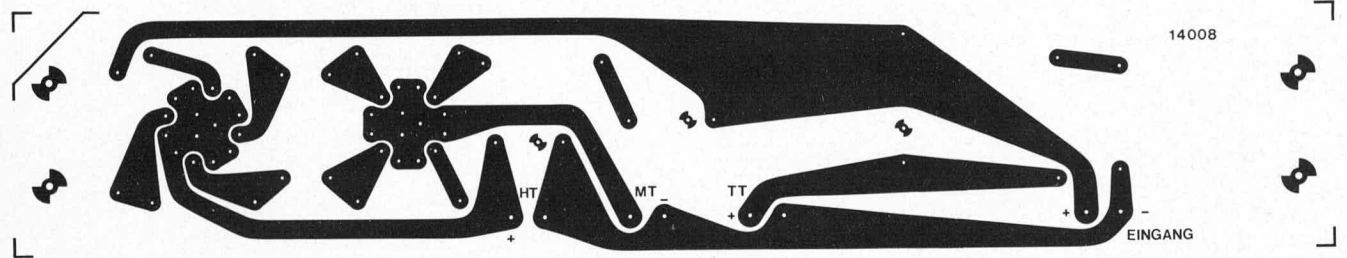


Bild 10 Leiterbahnseite der Platine (verkleinert dargestellt)

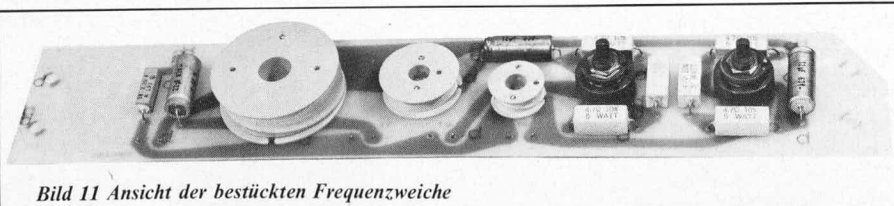


Bild 11 Ansicht der bestückten Frequenzweiche

Damit ist die hochwertige phasenlineare HiFi-Box VSS 150 fertig. Unbeantwortet geblieben ist jedoch die Frage: warum phasenlinear?

Bei der Umwandlung von elektrischer Energie in akustische Energie in Form von Musik und Sprache ist es selten der Fall, daß lediglich eine Frequenz, z. B. 1000Hz, umgewandelt werden muß. Vielmehr werden komplexe Mischungen der einzelnen Frequenzen übertragen. Diese Frequenzkombinationen erstrecken sich auf den gesamten Frequenzbereich und werden von den drei Lautsprechern gleichzeitig abgestrahlt und müssen gleichzeitig auch das menschliche Ohr erreichen — anders gesagt: in der gleichen Phase.

Die Bauweise der einzelnen Lautsprecher ist unterschiedlich: die Membrane des Baßlautsprechers sitzt tief im Korb, die Membrane des Hochtöners ganz vorne. Um eine phasenlineare Abstrahlung zu erreichen, muß der Baßlautsprecher nach vorne verlagert werden. Ferner müssen die Lautsprecher so konstruiert sein, daß die sogenannten „effektiven Abstrahlungsebenen“ in eine Ebene kommen. Bild 12 zeigt die schematische Darstellung dieses Problems.

Bei der hier beschriebenen HiFi-Lautsprecherbox VSS 150 wird die phasenlineare Wiedergabe durch geeignete konstruktive Maßnahmen, wie sie aus

den Fotos ersichtlich sind, erreicht, wodurch das ohnehin ausgewogene Klangbild der Box abgerundet wird.

Im kommenden 3. Teil der Serie ELV-HiFi-Labor wird der Vorteil des Vario-Einschubes besonders deutlich, indem eine passive oder wahlweise eine aktive LED-Leistungs-/Übersteuerungsanzeige sowie je nach Wunsch auch eine Präzisions-Frequenzweiche eingebaut werden kann, ohne daß an der Box selbst Veränderungen vorgenommen zu werden brauchen.

Lediglich der Vario-Einschub ist hierzu auszutauschen. Näheres finden Sie in der kommenden Ausgabe ELV Nr. 15.

Stückliste
Frequenzweiche
Widerstände

R1 bis R7 4,7 Ω, 5 Watt

Kondensatoren

C1 ... 22µF/63V Tonfrequenzkondensator

C2 ... 12µF/63V Tonfrequenzkondensator

C3 ... 10µF/63V Tonfrequenzkondensator

Induktivitäten

L1 1,5 mH

L2 0,56 mH

L3 0,22 mH

Sonstiges

2 Drehschalter mit 3 Stellungen

8 Platinen-Anschlußstifte

1 Leiterplatte für Frequenzweiche

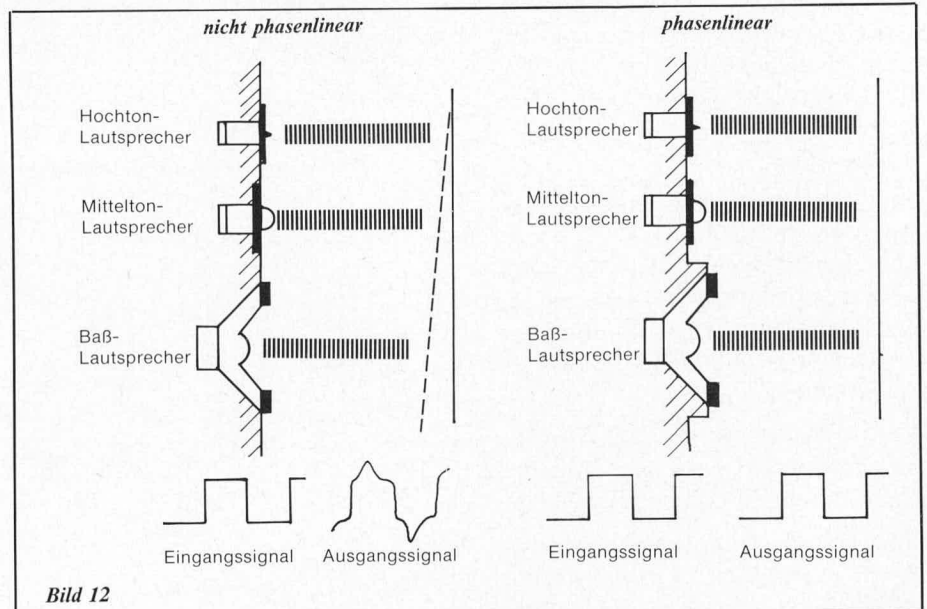
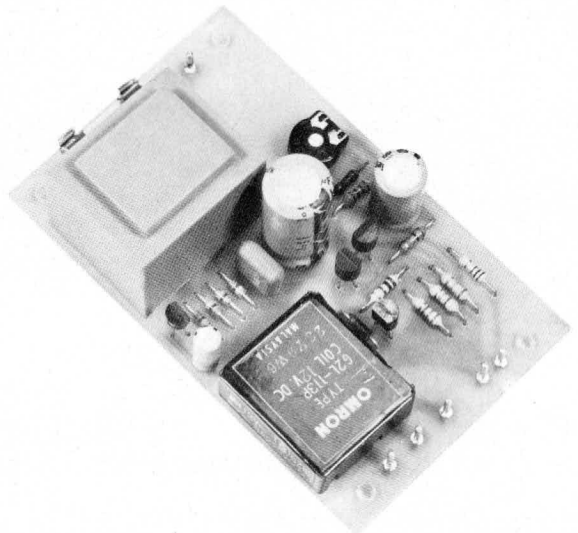


Bild 12

Hoflichtverzögerung



Mit der hier vorgestellten Schaltung läßt sich ein Verbraucher (z. B. eine Lampe) durch kurzes Betätigen eines Tasters einschalten. Das Ausschalten wird von der Schaltung selbsttätig vorgenommen, nach Ablauf einer bestimmten voreinstellbaren Zeit.

Reparaturservice

Allgemeines

Der besondere Vorteil dieser Schaltung liegt zum einen darin, daß nur Kleinspannungen für das Auslösen erforderlich sind und zum andern beliebig viele Taster parallel geschaltet werden können.

Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß die Einschaltdauer durch jedes Betätigen eines Tasters erneut gestartet wird, auch wenn die Lampe noch brennt, so daß sich insgesamt auch eine längere Einschaltdauer ergeben kann.

Zur Schaltung

Bei Betätigen des Tasters Ta 1 wird der Kondensator C 1 über den Vorwiderstand R 1 auf ca. + 12 V aufgeladen. Über die Reihenschaltung von R 2 und R 3 erfolgt eine Entladung, deren Zeitablauf von dem Trimmer R 3 beeinflusst werden kann.

Die an C 1 anliegende Spannung gelangt über R 4 auf die Basis von T 1, die den ersten Eingang der als Differenzverstärker geschalteten Transistoren T 1 und T 2 darstellt. Der zweite Eingang des Differenzverstärkers liegt über R 8 und R 9 auf ca. 3 V.

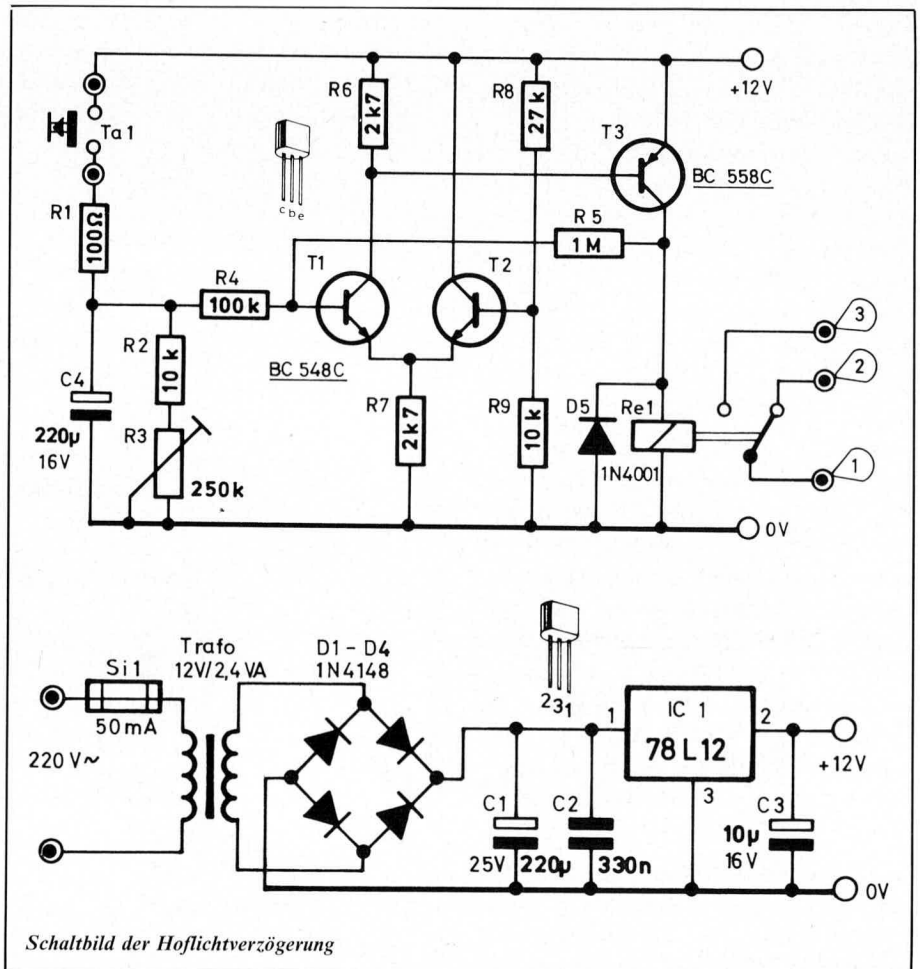
Der Kollektor von T 1 steuert den Transistor T 3 an, der wiederum das Relais Re 1 schalten läßt.

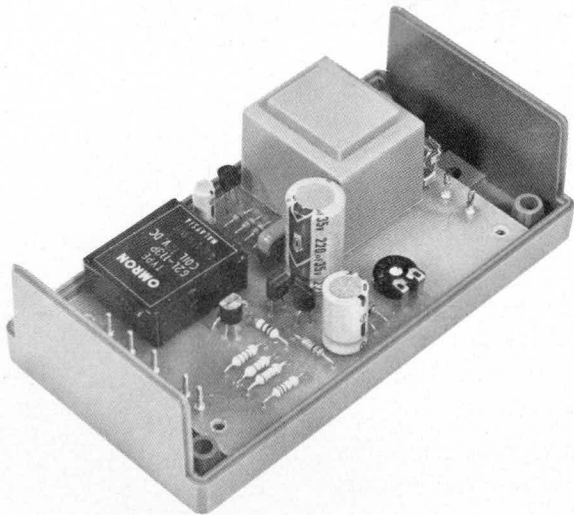
Zum besseren Verständnis wollen wir einen kompletten Funktionszyklus durchspielen.

Wir gehen hierbei zweckmäßigerweise vom Ruhezustand der Schaltung aus, d. h. C 1 ist entladen (ca. 0 V).

T 1 ist somit gesperrt und dadurch auch T 3. Das Relais ist abgefallen.

Wird der Taster Ta 1 betätigt, lädt sich C 1 über R 1 auf ca. 12 V auf. In dem Augenblick, wo die Spannung an der Basis von T 1 die Spannung, die an der Basis von T 2 (ca. 3 V) anliegt, über-





Ansicht der fertig bestückten Platine im Gehäuse (Oberteil des Gehäuses ist nicht mit abgebildet)

schreitet, steuert T 1 durch und T 2 (der vorher leitend war) sperrt.

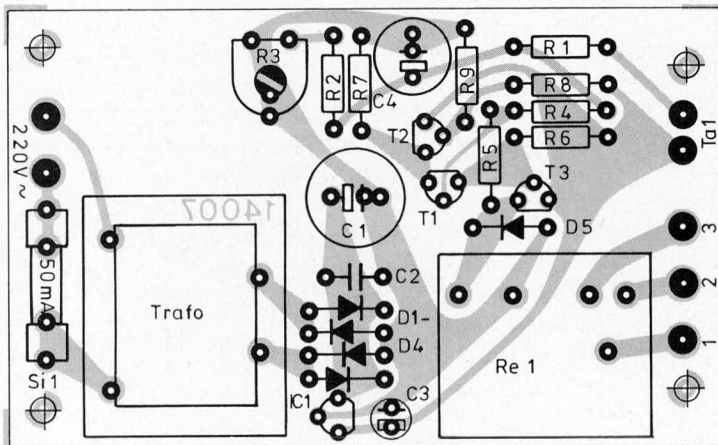
Der Kollektor von T 1 bringt T 3 zum Durchschalten und das Relais Re 1 zieht an.

Mittels R 5 wird eine Mitkopplung hervorgerufen, die ein sauberes Schalten gewährleistet.

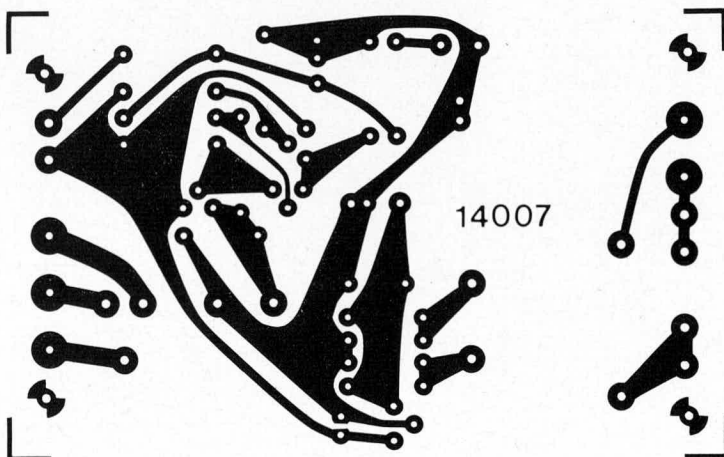
Über R 2, R 3 wird C 1 langsam entladen.

Sinkt die Spannung an C 1 unter ca. 3 V, so sperrt T 1. T 2 steuert durch und übernimmt somit den Emittterstrom, der über R 7 nach Masse abfließt.

Da T 1 sperrt, sperrt auch T 3 und das Relais Re 1 fällt wieder ab.



Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine

Zum Nachbau

In der hier vorliegenden Schaltung sind keine besonders empfindlichen Bauelemente (wie C-MOS-IC's und dergleichen) vorhanden, so daß vom Aufbau her keine Probleme auftreten sollten.

Zu beachten ist allerdings, daß die Schaltung an 220 V Netzspannung angeschlossen wird und deshalb die Inbetriebnahme erst erfolgen darf, nachdem alle Vorsichtsmaßnahmen bezüglich Isolation und Berührungssicherheit getroffen wurden.

Die VDE-Bestimmungen sind zu beachten.

Wir wollen an dieser Stelle, wie schon so oft vorher, noch einmal ausdrücklich auf die Lebensgefahr beim Umgang mit Netzspannungen hinweisen.

Allzuoft wird die Gefahr übersehen. Wir bitten Sie dringend, in Ihrem als auch in unserem Interesse grundsätzlich nicht an eingeschalteten Geräten, die mit Netzspannung betrieben werden, zu arbeiten, damit sie auch weiterhin unser Magazin kaufen und lesen können.

Stückliste Hoflichtverzögerung

Halbleiter

IC1	78 L 12
T1, T2	BC 548 C
T3	BC 558 C
D1-D4	1N 4148
D5	1N 4001

Widerstände

R1	100 Ω
R2	10 k Ω
R3	250 k Ω , Trimmer
R4	100 k Ω
R5	1 M Ω
R6, R7	2,7 k Ω
R8	27 k Ω
R9	10 k Ω

Kapazitäten

C1	220 μ F/25 V
C2	330 nF
C3	10 μ F/16 V
C4	220 μ F/16 V

Diverses

- 1 Kartenrelais 12 V/1 x Um
- 1 Trafo 12 V/2,4 VA
- 1 Platinsicherungshalter
- 1 Sicherung 50 mA
- 7 Lötstifte

Wechselrichter 12 V =/220 V ~

Mit dem hier vorgestellten Wechselrichter entsprechen wir dem verstärkt an uns herangetragenen Wunsch, nach einem leistungsfähigen, zuverlässigen und leicht nachzubauenden Spannungswandler, der aus einer 12 V Batterie 220 V Wechselspannung erzeugt.

Wie es inzwischen von uns schon fast erwartet wird, konnten sich unsere Entwickler wieder einmal nicht beherrschen und haben aus der geplanten Standardversion ein Spitzengerät mit 50 Hz Quarzzeitbasis, Tastlückensteuerung (man staunt, wie einfach so etwas zu machen ist) und Über-/Unterspannungsanzeige auf die Beine gestellt.

Daß so ein Spitzengerät außerordentlich preiswert nachzubauen ist, hat uns genauso erstaunt, wie Sie es vermutlich sein werden, nachdem Sie die Kosten überschlagen haben.

Allgemeines

Wechselrichter — oder auch Spannungswandler genannt — sind sowohl für den mobilen Einsatz, als auch stationär als Notstromversorgung einsetzbar. Aus einer vorhandenen 12 V Batterie (z. B. Autoakku) erzeugen sie eine Wechselspannung von 220 V bei einer Frequenz von 50 Hz — in unserem Fall quarzstabilisiert —.

Der Vorteil von Wechselrichtern gegenüber verbrennungsmotorengetriebenen Notstromaggregaten liegt in der sofortigen Betriebsbereitschaft (kein Anlassen erforderlich), Wartungsfreiheit (von der Batterie einmal abgesehen) sowie Umweltfreundlichkeit (keine Abgase), so daß ein Wechselrichter ohne weiteres auch in selbst kleinen geschlossenen Räumen betrieben werden kann.

Auf einen weiteren besonders vorteilhaften Punkt, nämlich der nahezu völligen Geräuschlosigkeit, sei hier noch hingewiesen.

Nachteilig bei Wechselrichtern ist lediglich die meistens geringere Leistung sowie die normalerweise rechteckförmige Ausgangsspannung, die in unserem Fall jedoch durch eine raffinierte Tastlückensteuerung, auf die in einem späteren Teil dieses Artikels noch näher eingegangen wird, dem angestrebtem Sinusverlauf der Ausgangsspannung erheblich näher kommt, wie dies normalerweise der Fall ist.

Funktionsbeschreibung

Der in unserem Labor entwickelte und hier vorgestellte und beschriebene Wechselrichter zeichnet sich durch mehrere wesentliche Merkmale besonders aus.

1. Die Steuerung des Wechselrichters wird durch eine präzise Quarzzeitbasis vorgenommen, deren Frequenz von 50 Hz durch mehrfache Teilung mittels des IC's des Typs 7038 A aus der Quarzfrequenz von 3,2768 MHz gewonnen wird.

Über R 12 und die Z-Diode D 4 wird die Versorgungsspannung für den Quarzoszillator gewonnen in Verbindung mit den Kondensatoren C 8 bis C 10.

2. Über die beiden als Komperatoren geschalteten Operationsverstärker OP 1 und OP 2 wird in Verbindung

mit der vorgeschalteten R-C-Kombination (R 1, C 3) und dem Spannungsteiler, bestehend aus R 2 bis R 4, eine Tastlückensteuerung erreicht.

Unter Tastlückensteuerung verstehen wir in unserem Falle eine Rechteckschwingung, bei der die Spannung nicht, wie bei einer „normalen“ Rechteckschwingung (Bild 1) von V + direkt nach V - springt, sondern von V + zunächst nach 0 V und danach erst nach V - springt, um dann von V - wieder auf 0 V und dann erst auf V + zu springen (Bild 2).

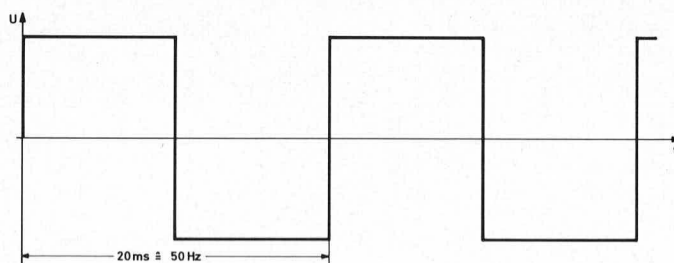


Bild 1

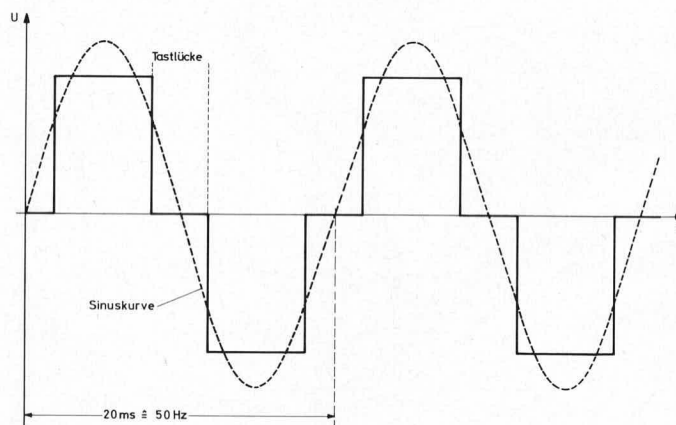
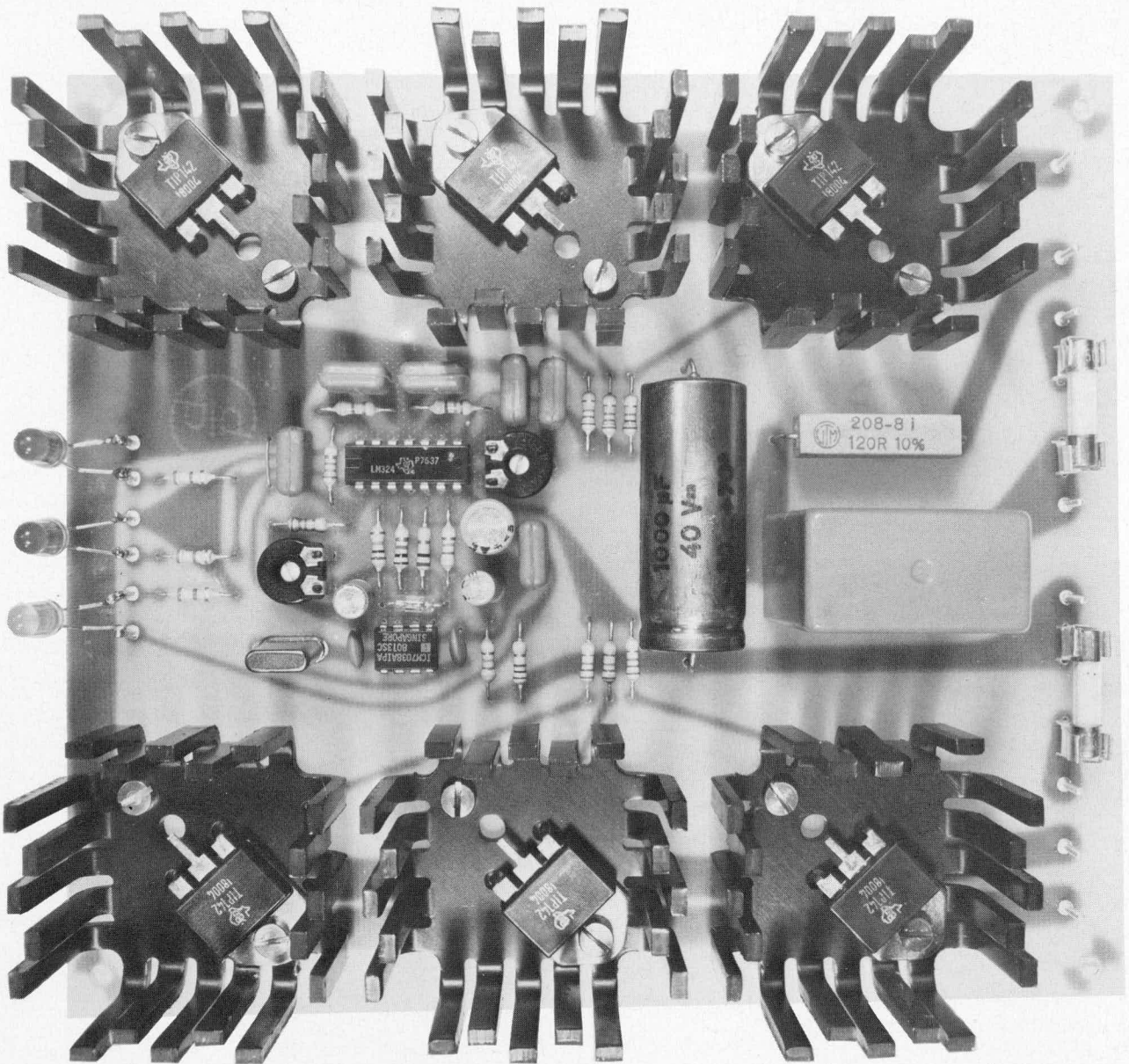


Bild 2



Ansicht der fertig bestückten Platine des quarzstabilisierten Wechselrichters

Anhand der in Bild 2 eingezeichneten Sinuskurve läßt sich leicht erkennen, daß der Spannungsverlauf durch die Tastlückensteuerung dem Sinusverlauf erheblich näherkommt als die reine Rechteckschwingung, ganz davon abgesehen, daß die Tastlückensteuerung eine bessere Trafoausnutzung durch geringeren Oberwellengehalt sowie einen deutlich gesenkten Ruhestrom ermöglicht, was bei Batteriebetrieb besonders vorteilhaft ist.

Durch die vorstehend beschriebene besondere Schaltungstechnik des hier vorgestellten Wechselrichters sowie durch großzügige Auslegung des verwendeten Transformators, konnte die Ruhestromaufnahme, die normalerweise über 5 A liegt, je nach Bauteilsteuerung auf typisch ca. 1 A (!) gesenkt werden.

3. Durch die den Operationsverstärkern (OP 1 und OP 2) nachgeschaltete Endstufe (T 1 bis T 3 sowie T 4 bis T 6) sowie dem hiervon angesteuerten, großzügig ausgelegten Trafo, liefert die Schaltung souverän eine Dauerleistung von über 120 VA, wobei sämtliche Bauelemente reichlich überdimensioniert sind, so daß eine Abgabe von 150 VA und mehr über einen etwas kürzeren Zeitraum durchaus erreicht wird (kurzzeitig bis zu 1 A Ausgangsstrom).

Bei einer Vielzahl von Verbrauchern (Glühlampen, Motoren usw.) sind die Einschaltströme deutlich höher als die Betriebsdauerströme.

Hier kommt nun der Vorteil der großzügigen Schaltungsdimensionierung erneut zum Tragen, da der ELV-Wechselrichter für impulsar-

tige Belastungen (Einschaltmomente von Verbrauchern) eine große Leistungsreserve bereitzustellen in der Lage ist, ohne daß er Schaden nimmt.

4. Durch die pro Wicklungshälfte zur Verfügung stehenden drei Eingangsspannungsabgriffe ist es außerdem möglich, die Schaltung optimal an die zur Verfügung stehende Batterie sowie an die Belastung anzupassen.

Normalerweise wird man die Trafoabgriffe b 1 und b 2 an die Schaltung anschließen.

Bei „ganz voller“ Batterie und kleiner Belastung wählt man die Spannungsabgriffe a 1 und a 2, während bei stärkerer Belastung und schon etwas schwächerer Batterie die Abgriffe c 1 und c 2 vorteilhaft sein werden.

5. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung liegt in der Eingangsspannungs-Zustandsanzeige mittels drei Leuchtdioden. Die gelbe LED macht auf zu niedrige Spannung aufmerksam, während die rote LED Überspannung anzeigt.

Bei Aufleuchten der grünen LED weist die Eingangsspannung die richtigen Werte auf.

Durch die schon erwähnte großzügige Schaltungsdimensionierung, ist eine Überlastreserve gegeben, sowohl in bezug auf die Eingangsspannung als auch auf die Belastung am Ausgang.

Man sollte jedoch trotzdem zu hohe Eingangsspannungen vermeiden, um nicht die angeschlossenen Verbraucher zu gefährden.

Die Über-/Unterspannungsanzeige wird mit den Operationsverstärkern OP 3 und OP 4 realisiert, deren invertierende (-) Eingänge auf einem fest eingestellten Bezugspotential (über die Widerstände R 5 bis R 8) liegen und deren nicht invertierende (+) Eingänge über den Spannungsteiler R 14 und R 15 die zu testende Eingangsspannung abfragen.

Mit R 5 wird nun die Schaltschwelle so eingestellt, daß der Grün-Bereich von ca. 10,0 bis 14,5 V Batteriespannung reicht.

Zum Nachbau

Bis auf den Trafo befinden sich sämtliche Bauelemente auf der Platine, so daß abgesehen vom Trafoanschluß und den beiden Zuleitungen von der Batterie zur Platine keinerlei Verdrahtung erforderlich ist.

Beim Bestücken der Platine hält man sich genau an den abgedruckten Bestückungsplan, wobei zunächst die Brücken, dann die Widerstände, Kondensatoren und zuletzt die Halbleiter eingelötet werden.

Auf die besonders belasteten Leiterbahnen, die zu den Kollektoren bzw. Emittoren der Endstufentransistoren T 1 bis T 6 führen, sollte man zweckmäßigerweise einen möglichst dicken Kupferdraht (ca. 1—2 mm² Querschnitt) auflöten, um die Leitungsverluste so gering wie möglich zu halten.

Inbetriebnahme

Nachdem die Platine bestückt und noch einmal kontrolliert wurde, wird noch bevor der Transformator angeschlossen wird, eine erste Teilinbetriebnahme vorgenommen, indem die Versor-

gungsspannung von ca. 12 V an die Punkte 1 (+ 12 V) und 3 (Masse) angelegt wird.

Hat man vorher die drei Leuchtdioden an die Punkte 9 bis 13 angelötet, so müßte jetzt, je nach angelegter Spannung und Stellung von R 5, eine der drei LED's aufleuchten.

Um diesen Teil der Schaltung abzugleichen, ist ein kleines regelbares Netzgerät erforderlich, das nur einen Strom von weniger als 100 mA zu liefern braucht, da der Trafo noch nicht angeschlossen ist.

Man stellt die Versorgungsspannung auf ca. 10 V ein und dreht R 5 in eine Stellung, bei der gerade ein Wechsel von der grünen auf die gelbe LED (Unterspannungsanzeige) erfolgt ist.

Wird die Versorgungsspannung nun auf ca. 14,5 V erhöht, müßte zunächst die grüne und bei Überschreiten von 14,5 V die rote LED (Überspannungsanzeige) aufleuchten.

Es reicht im allgemeinen, wenn die Einstellung auf 0,2—0,3 V genau erfolgt.

Kommen wir nun zum Abgleich des eigentlichen Wechselrichters. Es ergeben sich hier keine Probleme, da die Frequenz von 50 Hz durch einen Quarz sehr genau festgelegt ist und daher keine Einstellung erforderlich macht.

Mit R 3 ist lediglich die vorstehend bereits beschriebene Tastlückensteuerung einzustellen.

Befindet sich R 3 in Nullstellung (bis zum Anschlag entgegen dem Uhrzeigersinn drehen — von oben gesehen), so ist die Tastlückensteuerung ausgeschaltet und es werden „normale“ Rechteckimpulse erzeugt.

Der günstigste mit R 3 einzustellende Wert ist am besten mit einem Zweikanaloszillographen einstellbar, indem man den 1. Kanal an den Ausgang von OP 1 (Pin 7) und den 2. Kanal an den Ausgang von OP 2 (Pin 8) anschließt, sowie Punkt 3 (Masse) mit der Masse des Oszillographen verbindet und die Nullpositionen der beiden Strahlen direkt übereinander (sich deckend) legt.

R 3 wird nun so verändert, bis aufgrund der aufgezeigten Tastlücken die Impulse der Sinuskurve möglichst nahe kommen, wie dies auch in Bild 2 dargestellt wird.

Steht kein Oszillograph zur Verfügung, ist eine Einstellung auch nach Gehör (im wahrsten Sinne des Wortes) vornehmbar.

Hierzu ist aber zunächst nun der Trafo anzuschließen.

Mißt man die Stromaufnahme, so wird man einen starken Anstieg auf 2 A und mehr feststellen, sofern sich R 3 in Nullposition befindet.

Steht kein geeignetes Meßgerät zur Verfügung, so ist die erhöhte Stromaufnahme auch akustisch wahrzunehmen, da der Trafo bei reinem Rechteck, wie dies bei weniger komfortablen Wechselrichtern normalerweise üblich ist, sehr ungünstig belastet wird und daher erheblich stärker „brummt“.

Sobald man R 3 etwas zur Mitte hin verdreht, wird das Brummen sofort stark reduziert, die Stromaufnahme sinkt erheblich (je nach Trafo auf 1—1,5 A) und das Gerät arbeitet ruhig und „sauber“.

R 3 ist nun soweit aus der Nullposition herauszudrehen, bis das Brummen abrupt schwächer wird (ca. ¼ Drehung).

Wird zu weit gedreht, hört das Brummen ganz auf, da die Tastlücke länger als die Periodendauer geworden ist und somit keine Ansteuerung der Endstufe mehr erfolgt.

Zur Kontrolle ist, nachdem diese Einstellung erfolgte, eine Glühlampe anzuschließen, die bei richtiger Einstellung in der gewohnten Helligkeit leuchtet.

Bei zu großer bzw. zu kleiner Tastlücke brennt die Lampe entweder zu dunkel bzw. zu hell.

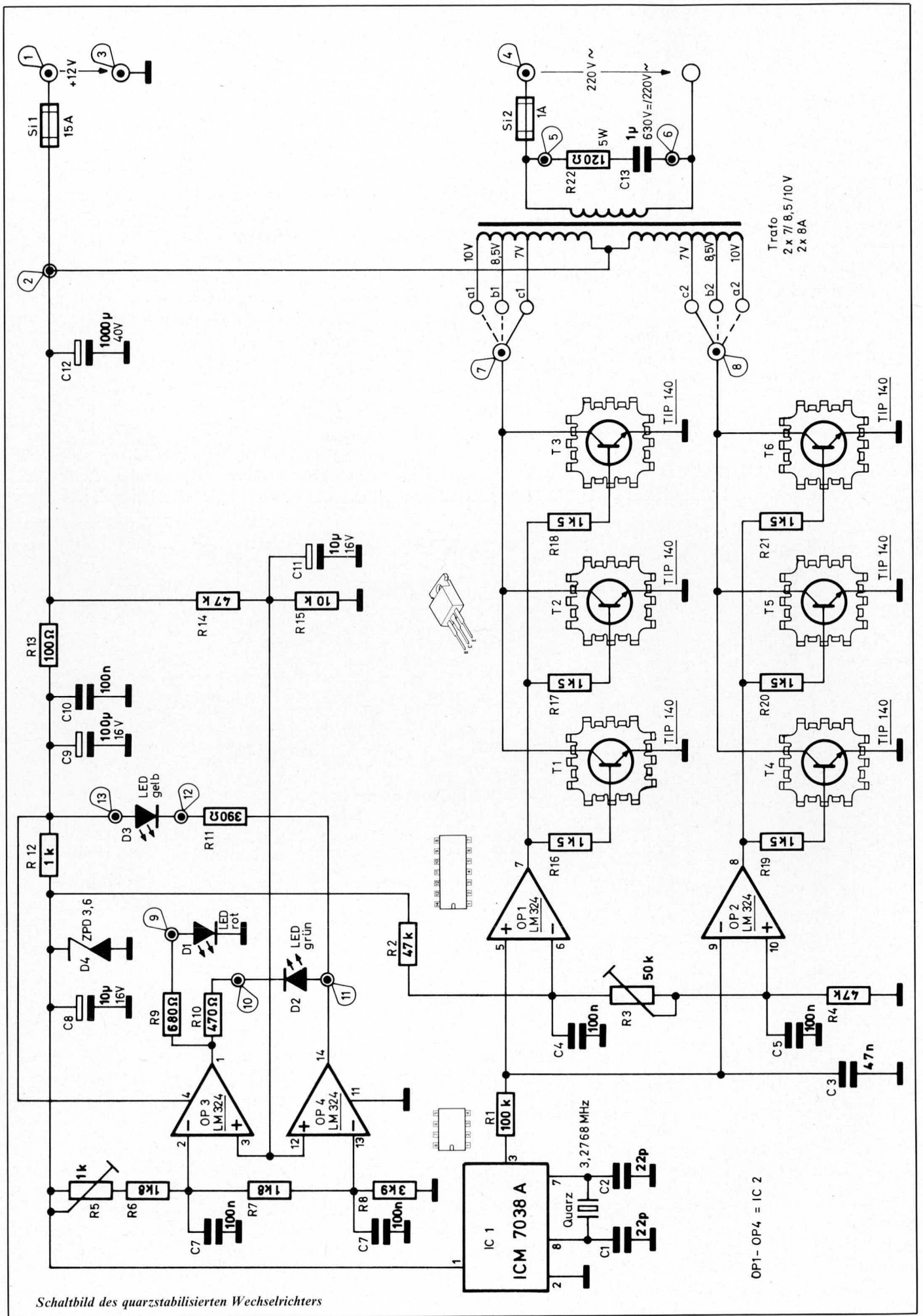
Im letzten Fall wäre dann die Ruhestromaufnahme auch zu groß (über 2 A) und der Trafo müßte im Leerlauf stark brummen.

Aus vorstehenden Erläuterungen ist ersichtlich, daß die Einstellung tatsächlich auch ohne größere Hilfsmittel praktisch nach Gehör leicht vorgenommen werden kann.

Zu beachten ist noch, daß beim Anschließen des Trafos unbedingt sofort auch die R-C-Kombination bestehend aus R 22 und C 13 mit angeschlossen werden muß, da sonst Impulsspitzen, hervorgerufen durch die Rechteckschwingung, die Endstufe zerstören könnten.

Abschließend möchten wir noch darauf hinweisen, daß die Höhe der Ausgangsspannung lebensgefährlich ist und daher entsprechende Vorsichtsmaßnahmen erforderlich sind.

Wir wünschen Ihnen beim Nachbau und späteren Einsatz dieses interessanten Gerätes viel Erfolg.



Schaltbild des quarzstabilisierten Wechselrichters

OP1-OP4 = IC 2

Stückliste quarzstabilisierter Wechselrichter 12 V= / 220 ~

Halbleiter

IC1	ICM 7038 A
IC2	LM 324
T1-T6	TIP 140
D1	LED rot, 5 mm
D2	LED grün, 5 mm
D3	LED gelb, 5 mm
D4	ZPD 3,6

Kondensatoren

C1, C2	22 pF
C2	22 pF
C3	47 nF
C4, C5, C6, C7	100 nF
C8	10 µF/16 V
C9	100 µF/16 V
C10	100 nF

C11	10 µF/16 V
C12	1000 µF/40 V
C13	1 µF-630 V=/220 V~

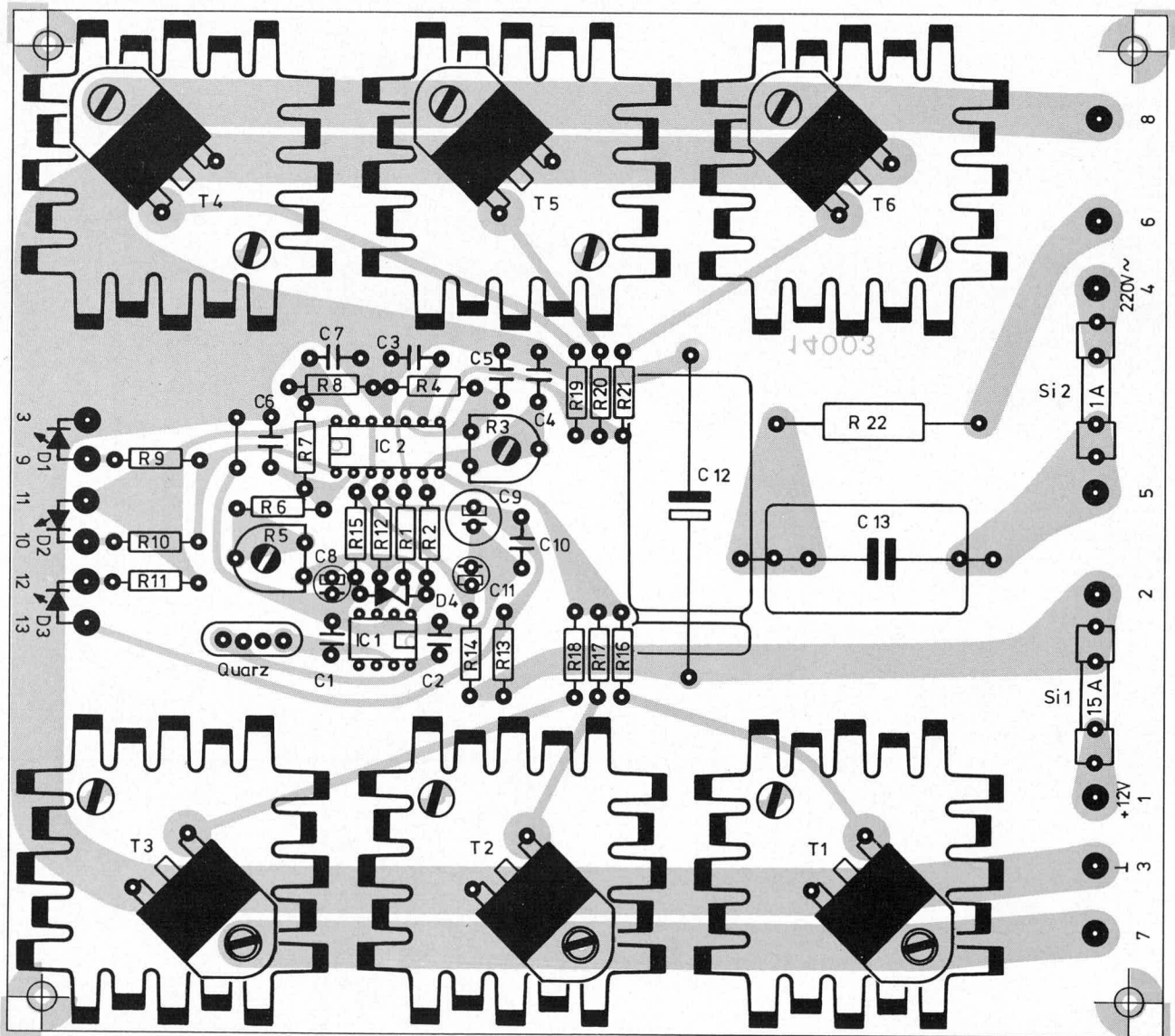
Widerstände

R1	100 kΩ
R2	47 kΩ
R3	50 kΩ, Trimmer
R4	47 kΩ
R5	1 kΩ, Trimmer
R6, R7	1,8 kΩ
R8	3,9 kΩ
R9	680 Ω
R10	470 Ω
R11	390 Ω
R12	1 kΩ
R13	100 Ω

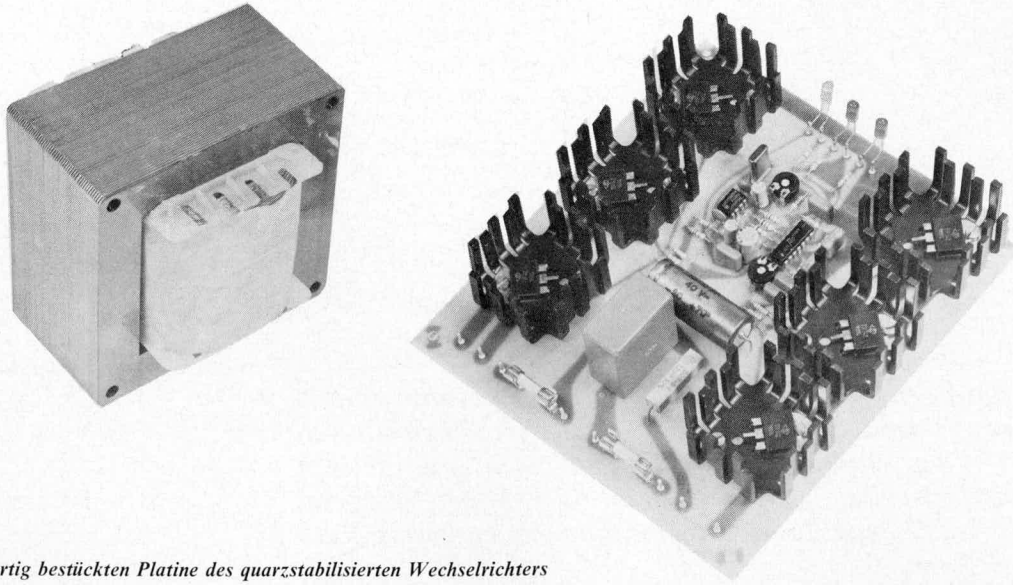
R14	47 kΩ
R15	10 kΩ
R16-R21	1,5 kΩ
R22	120 Ω/5 W

Diverses

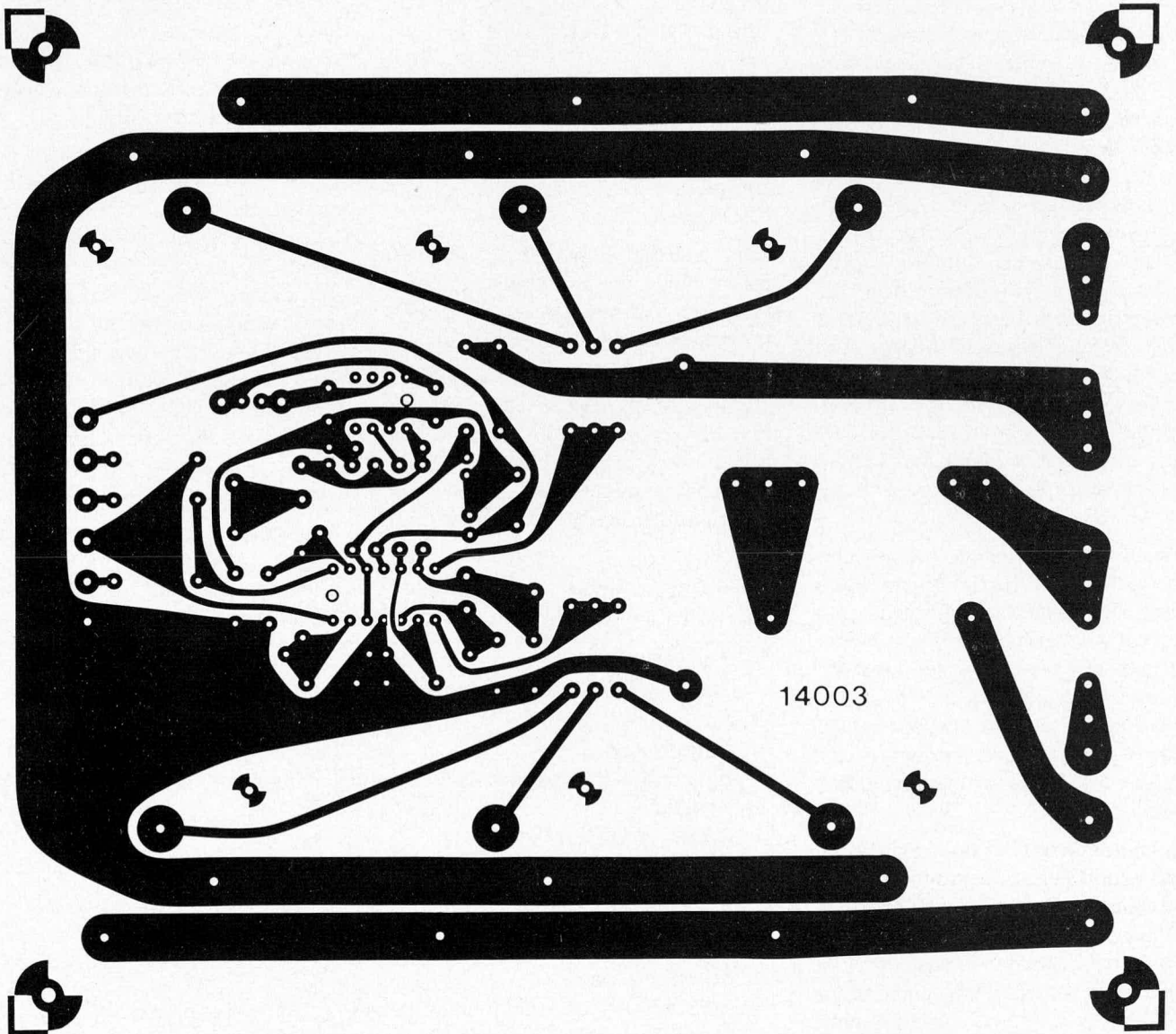
- 1 Trafo 2 x 7/8,5/10 V — 8 A
- 1 x 220 V/0,7 A
- 6 Fingerkühlkörper
- 12 Schrauben M 3 x 10
- 12 Muttern M 3
- 2 Platinensicherungshalter
- 1 Sicherung 50 mA
- 1 Sicherung 16 A
- 8 Lötstifte
- 1 Quarz 3,2768 MHz



Bestückungsseite der Platine des quarzstabilisierten Wechselrichters

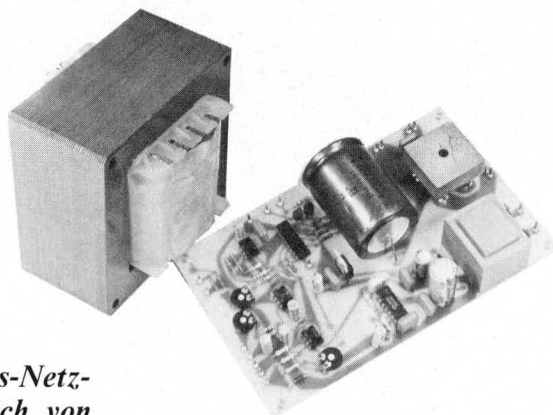


Ansicht der fertig bestückten Platine des quarzstabilisierten Wechselrichters



Leiterbahnseite der Platine des quarzstabilisierten Wechselrichters

ELV-Leistungs-Netzgerät NT 20/5



In dem hier vorliegenden Artikel stellen wir Ihnen ein Leistungs-Netzgerät mit einem einstellbaren Spannungs- und Strombereich von 0–20 V bei 0–5 A vor, dessen Steuerelektronik nach dem gleichen neuartigen Prinzip arbeitet wie bei unserem ELV-Super-Netzgerät NT 7000 (ELV Nr. 12) und das daher ebenfalls mit hervorragenden Daten aufwarten kann.

Allgemeines

Das in unserer Ausgabe ELV Nr. 12 vorgestellte ELV-Super-Netzgerät NT 7000 ist mit seinem Ausgangsstrom von 0–2 A und einer einstellbaren Spannung von 0–60 V (!) reichlich dimensioniert und dürfte in den meisten Fällen mehr als ausreichen. Nur so läßt sich auch die geradezu sagenhafte Resonanz, die dieses Gerät hervorruft, erklären, allerdings, und das sollte nicht unerwähnt bleiben, stellt die aufwendige Elektronik dieses Gerätes mit ihren zahlreichen Extras wie z. B. den 8 Leuchtdioden der PCU (Power Supply Control Unit) für die Betriebszustandsanzeige und vieles andere mehr auch ein Novum auf dem Gebiet der elektronisch stabilisierten Netzgeräte dar.

Zum Antreiben kleiner Bohrmaschinen, wie sie z. B. fürs Platinenbohren zunehmend angeboten werden, zum Laden von Autobatterien sowie verschiedenen weiteren Anwendungsfällen ist manchmal jedoch eine etwas größere Stromstärke wünschenswert, wobei eine maximale Ausgangsspannung von 20 V in den meisten Fällen ausreicht.

Wir stellen Ihnen deshalb ein elektronisch stabilisiertes Leistungs-Netzgerät mit einem Einstellbereich von 0 bis 20 V und 0–5 A vor, das allerdings wegen des großen Transformators (und dessen Gewicht) nicht mehr in ein Gehäuse der ELV Serie 7000 paßt und besser in einem Stahlblechgehäuse untergebracht wird.

Die hervorragenden Daten des hier vorgestellten Leistungs-Netzgerätes sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Zur Schaltung

Das Prinzip der Schaltung geht aus Bild 1 hervor und ist ausführlich in der Ausgabe ELV Nr. 12, Seite 27 bis 36, beschrieben.

Zum besseren Verständnis sollen an dieser Stelle die wesentlichen Merkmale der Funktionsweise der Schaltung noch einmal erläutert werden.

Bei der Konstruktion des Netzgerätes wurde auf eine universelle Anwendbarkeit Wert gelegt. Hierzu trägt nicht zuletzt die getrennte Einstellmöglichkeit von Spannung und Strom über den gesamten Bereich (0 bis 20 V, 0 bis 5 A) bei.

Um dies verwirklichen zu können, sind zwei völlig getrennte Regler (einer für

Spannungs-, der andere für Stromein- stellung) notwendig, mit einer zusätzlichen, nachgeschalteten Auswertlogik, die entscheidet, welcher der beiden Regler nun tatsächlich die Leistungs- endstufe ansteuert (Bild 1).

Über die Regler selbst ist nicht viel zu sagen. Sie bestehen im wesentlichen aus den beiden Operationsverstärkern IC 3 und IC 5, die jeweils den Sollwert mit dem Istwert vergleichen bzw. einen Teil davon (Sollwert ist der Wert, den der Ausgang des Netzteils haben soll, Istwert ist der Wert, den der Ausgang des Netzteils tatsächlich hat, d. h. es wird eine möglichst gute Übereinstimmung von Soll- und Istwert angestrebt).

Kommen wir nun zur Funktion der Auswertlogik. Sie muß, wie vorhin schon erwähnt, die Entscheidung treffen, welcher der beiden Regler tatsächlich im Einsatz ist.

Tabelle 1

Daten des ELV-Leistungs-Netzgerätes NT 20/5

Spannungsbereich:	0 bis 20 Volt
Strombereich:	0 bis 5 A
Spannung und Strom absolut getrennt einstellbar mittels neuartiger Steuerelektronik.	
Brumm und Rauschen:	
Spannungskonstanter:	kleiner 1 m V _{eff}
Stromkonstanter:	kleiner 1 m V _{eff}
Innenwiderstand:	
Spannungskonstanter:	typ. 10 mΩ = 0,01 Ω (!)
Stromkonstanter:	typ. 20 kΩ
Bei sorgfältigem Aufbau und Einbau in ein abgeschirmtes Gehäuse (z. B. Stahlblech) sind die hier angegebenen, ohnehin schon hervorragenden Daten zum Teil noch zu steigern (man glaubt es kaum).	

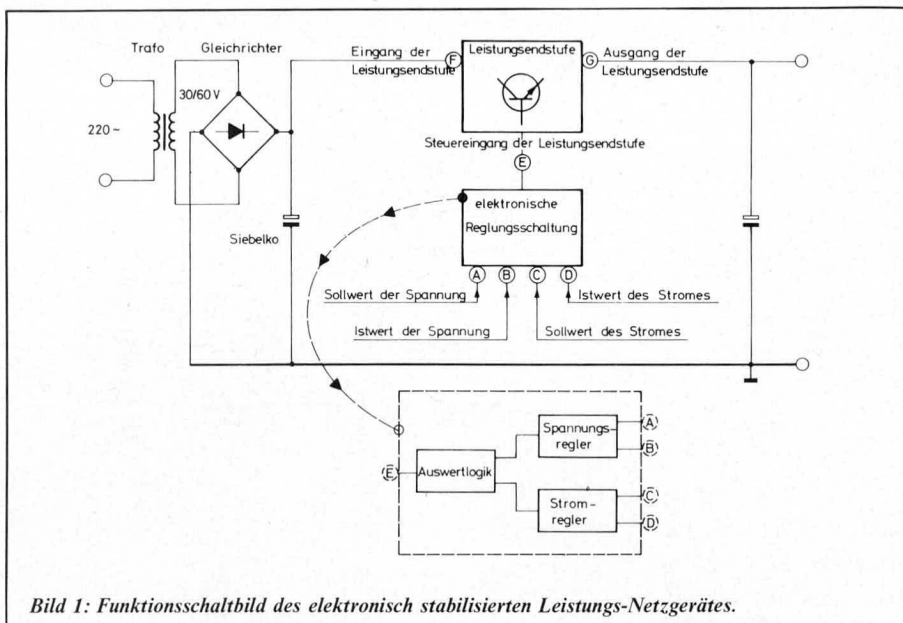


Bild 1: Funktionsschaltbild des elektronisch stabilisierten Leistungs-Netzgerätes.

Die Auswertlogik, die diese Aufgaben übernimmt, wird in der vorliegenden Schaltung in völlig neuartiger Form dargestellt.

Über die beiden Widerstände R10 und R11 werden die Ausgangswerte des Stromreglers (IC 3) bzw. des Spannungsreglers (IC 5) auf die Eingänge des als Komparator geschalteten IC 4 geführt, wobei R 12 zur Erzeugung einer geringen Hysterese dient.

Vom Ausgang des IC 5 gelangt das so ausgewertete Signal auf die Steuereingänge (Pin 9, 10 und 11) des Analogschalters IC 6.

Je nachdem, ob das Steuersignal an den Pins 9 bis 11 „High“ (10 V) oder „Low“ (ca. 0 V) ist, wird entweder der I-Regler (über R9 auf Pin 2 und 12) oder der U-Regler (über R13 auf Pin 1 und 13) nach Pin 14 und 15 durchgeschaltet.

Dementsprechend werden auch die Leuchtdioden für die Spannungs- bzw. Stromregleranzeige von den Transistoren T1 oder T2 angesteuert, die wiederum vom IC6 über dessen Ausgänge 5 und 3 geschaltet werden.

Bevor wir in der Beschreibung des Netzteils fortfahren, soll eine wesentliche Tatsache verdeutlicht werden:

Die Regelungsschaltung „schwimmt“ sozusagen auf der positiven Ausgangsspannung des Netzgerätes, d. h. die Operationsverstärker mit der +10 V/-5 V Versorgungsspannung und allem, was dazugehört, die Referenzspannung sowie die Erzeugung von Soll- und Istwert haben als gemeinsamen Bezugspunkt die positive Ausgangsspannung.

Nach dieser wichtigen Feststellung und nachdem wir die Funktion der Auswertlogik besprochen haben, wenden wir uns der Darlington-Endstufe zu.

Diese besteht im wesentlichen aus der Endstufe selbst, mit den beiden Darlington-Leistungstransistoren T3 und T4, die über Pin 14 und 15 des IC 6 direkt von IC 3 oder IC 5 angesteuert werden, sowie den Emitterwiderständen R26 und R27, die zum Ausgleichen von unterschiedlichen Transistordaten von T3 und T4 dienen. Sie haben aber noch eine weitere Funktion, auf die im nächsten Abschnitt näher eingegangen werden soll.

Erzeugung von Soll- und Istwert von Spannung und Strom

Bis jetzt haben wir uns mit den Reglern, der Auswertlogik und der Endstufe befaßt.

Wo aber bekommen die Regler für Spannung und Strom die Informationen her, die sie zum Ausüben ihrer Funktion benötigen? Hierauf soll im folgenden eingegangen werden.

Wie aus dem Blockschaltbild in Bild 1 hervorgeht, benötigt jeder der Regler zwei Informationen, nämlich die Information über den Sollwert und den Istwert.

Wie zu Beginn dieses Artikels schon einmal erwähnt, ist der Sollwert der Wert, den der Ausgang des Netzgerätes haben soll (bzw. ein Teil davon), oder anders ausgedrückt, ist der Sollwert der Wert, den wir mittels der Einstellpotis (Spannung oder Strom) vorgeben, d. h. einstellen.

Der Istwert ist der Wert (bzw. ein Teil davon), den der Ausgang des Netzgerätes tatsächlich hat, d. h. dieser Wert wird am Ausgang abgegriffen.

Für den Stromregler wird der Sollwert mit dem Potentiometer R 6 vorgegeben. R4 dient zur Festlegung des maximal mit R6 einstellbaren Stromes (hier 5 A). Der Istwert wird als Spannungsabfall über die Widerstände R26 und R27 gemessen. Hier sehen wir die zweite Funktion dieser beiden Widerstände. Soll- und Istwert werden über die Widerstände R7 sowie R24, R25 und R8 auf die beiden Differenzeingänge des Operationsverstärkers IC 3 gegeben, wo sie miteinander verglichen werden. Der Operationsverstärker stellt nun den Ausgangsstrom des Netzteils so ein, daß Soll- und Istwert möglichst gut übereinstimmen, d. h. aber auch so, daß wir den Ausgangsstrom mittels R6 regeln können.

Tritt eine Störung bzw. eine Laständerung am Ausgang des Netzteils auf, so ändert sich auch der Istwert. Der Operationsverstärker stellt dies fest und regelt automatisch den Ausgangsstrom so nach, daß der ursprüngliche Zustand wieder hergestellt ist.

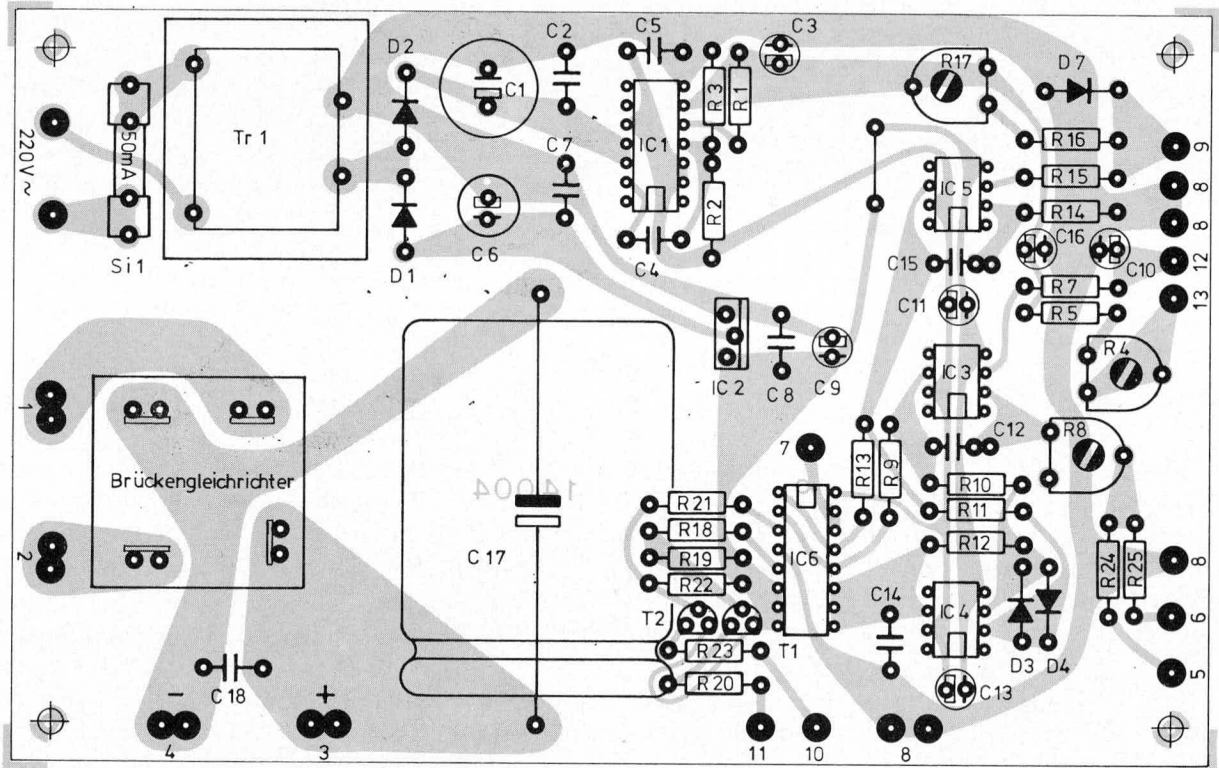
Beim Spannungsregler ist noch eine kleine Abweichung in der Funktionsweise anzumerken. Hier wird zur Spannungseinstellung nicht der Sollwert verändert, sondern der Teil des Istwertes, der vom Ausgang abgegriffen und auf den Eingang zurückgeführt wird, erfährt mittels der Potis R28 (Feineinstellung) und R29 (Grob-einstellung) eine Veränderung. Der Sollwert bleibt immer gleich und wird einmal mittels R17 fest eingestellt, und zwar so, daß bei aufgedrehtem Poti R29 und Mittelstellung von R28 (Fein) die maximale Ausgangsspannung (hier 20 V) erreicht und nicht überschritten wird.

Die Differenz, die von Sollwert und Istwert gebildet wird, steuert den Operationsverstärker IC 5.

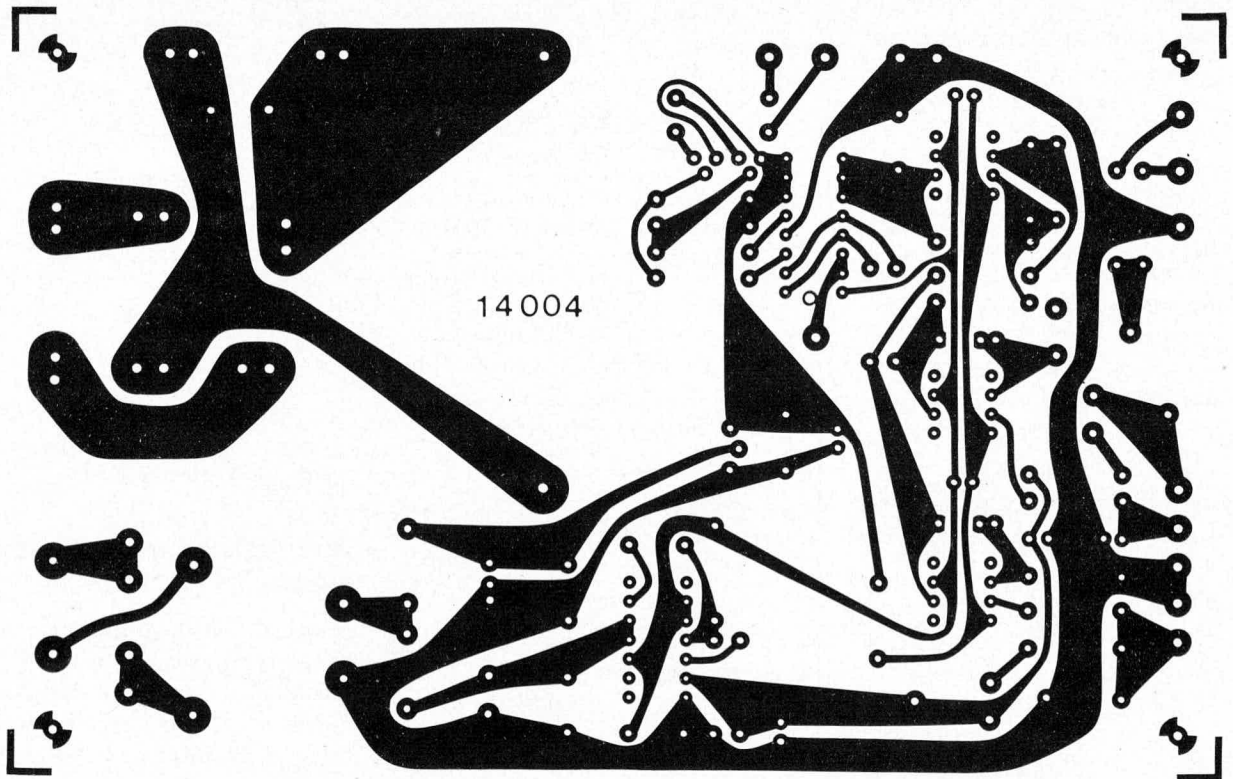
Versorgungsspannung der Steuer-elektronik

Über die Erzeugung der +10 V/-5 V Versorgungsspannung für die Steuer-elektronik ist nicht viel zu sagen. Sie wird mit Hilfe der beiden Einweggleichrichter und der nachgeschalteten Stabilisierungsschaltung realisiert.

Die +10 V werden über den integrierten Spannungsregler 723 stabilisiert,



Bestückungsseite der Platine des ELV-Leistungs-Netzgerätes NT 20/5



Leiterbahnseite der Platine des ELV-Leistungs-Netzgerätes NT 20/5

Stückliste
ELV-Leistungs-Netzgerät
0-20V/0-5A

Halbleiter

- IC1 μ A 723 DIL
- IC2 7905
- IC3, IC4, IC5 CA 3160
- IC6 CD 4053
- T1, T2 BC 548 C
- T3, T4 TIP 140
- D1-D4 1N 4148
- D5, D6 LED rot, 5 mm
- D7, D8 1N 4001
- 1 Brückengleichrichter 10A

Kondensatoren

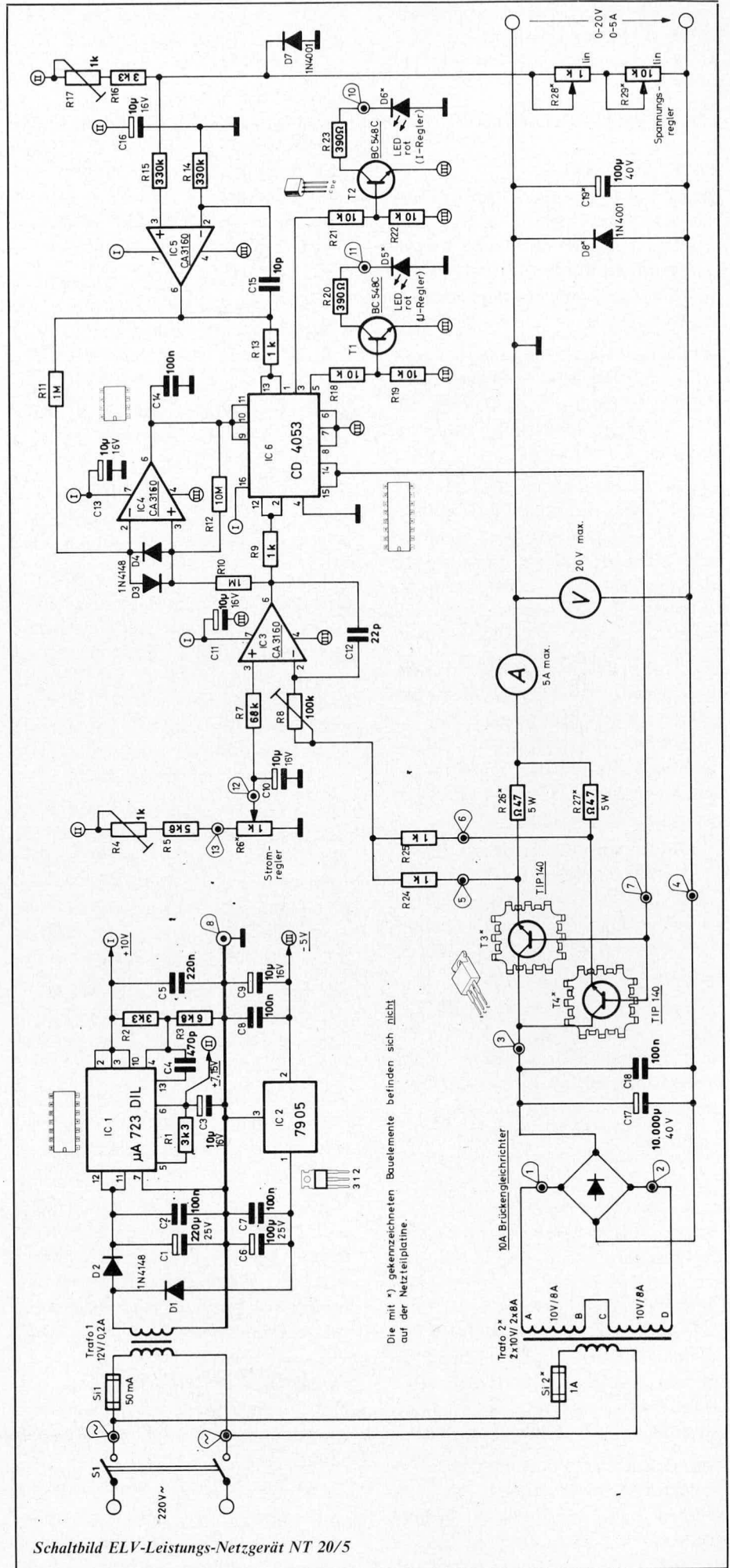
- C1 220 μ F/25 V
- C2 100 nF
- C3 10 μ F/16 V
- C4 470 pF
- C5 220 nF
- C6 100 μ F/25 V
- C7, C8 100 nF
- C9, C10, C11 10 μ F/16 V
- C12 22 pF
- C13 10 μ F/16 V
- C14 100 nF
- C15 10 pF
- C16 10 μ F/16 V
- C17 10 000 μ F/40 V
- C18 100 nF
- C19 100 μ F/40 V

Widerstände

- R1, R2, R16 3,3 k Ω
- R3 6,8 k Ω
- R4, R17 1 k Ω /Trimmer
- R5 5,6 k Ω
- R6 1 k Ω Poti, lin
- R7 68 k Ω
- R8 100 k Ω , Trimmer
- R9, R13, R24, R25 1 k Ω
- R10, R11 1 M Ω
- R12 10 M Ω
- R13 1 k Ω
- R14, R15 330 k Ω
- R18, R19, R21, R22 10 k Ω
- R20, R23 390 Ω
- R 26, R27 0,47 Ω /5 Watt
- R28 1 k Ω , Poti, lin
- R29 10 k Ω , Poti, lin

Diverses

- 1 Trafo 2x10 V/2x8 A
- 1 Trafo 12 V/2,4 VA
- 1 Sicherungshalter
- 1 Sicherung 1 A
- 1 Platinensicherungshalter
- 1 Sicherung 50 mA
- 1 Mammut-Kühlkörper (300 mm lang, für 2 x TIP 140)
- 31 Lötstifte



Schaltbild ELV-Leistungs-Netzgerät NT 20/5

der gleichzeitig die Referenzspannung für die Regelungsschaltung des Netzgerätes sowie für die Stromquelle erzeugt.

Die -5 V stabilisiert das IC 2.

Zum Nachbau

Obwohl das vorstehend beschriebene Netzgerät eine große Leistung hat, befinden sich fast sämtliche Bauelemente auf der Platine, so daß nur sehr wenig Verdrahtungsaufwand erforderlich ist.

Zunächst wird die Platine bestückt, indem die Brücken, dann die Widerstände, Kondensatoren, Dioden usw. in gewohnter Reihenfolge eingelötet werden.

Ist die Bestückung fertiggestellt und noch einmal kontrolliert, kann mit der Verdrahtung der wenigen, nicht auf der Platine befindlichen Bauelemente, wie der Endstufe, dem schweren Haupttransformator usw., begonnen werden.

Die beiden Wicklungen des Haupttransformators werden in Reihe geschaltet (Punkt B und C direkt am Trafo miteinander verbinden) und die Punkte A und D des Trafos (Leerlaufspannung ca. 25 V) an die Punkte 1 und 2 der Platine angelötet.

Die Endstufentransistoren T3 und T4 werden auf den Mammut-Kühlkörper geschraubt (auf gute Wärmeleitung zwischen Transistorgehäuse und Kühlkörper achten — evtl. etwas Wärmeleitpaste einfügen).

Um den Leistungsbereich des Netzgerätes auch voll ausnutzen zu können, ist ein entsprechend großer Kühlkörper von 300 mm Länge und dementsprechend großem Querschnitt erforderlich, der zudem so montiert werden sollte, daß eine gute Belüftung gewährleistet ist, damit im „Ernstfall“ keine Überhitzung der Endstufentransistoren auftritt (kleine Spannung bei großem Strom bedeutet viel Leistungsumsetzung in Wärme für die Endstufe). Da die beiden Kollektoren von T3 und T4 leitend miteinander verbunden sein müssen, ist beim Festschrauben derselben auf eine gute Kontaktgabe zwischen Transistorgehäuse, Befestigungsschrauben und Kühlkörper zu achten.

Von einem der Endstufentransistor-Kollektoren (oder auch von einer anderen Stelle des Kühlkörpers über eine zusätzliche Schraube mit Lötöse) ist eine Verbindung zu Punkt 3 der

Platine zu ziehen, wobei ein Drahtquerschnitt von mindestens 1,5 mm² erforderlich ist.

An die beiden Emittoren von T3 und T4 wird je ein 5-Watt-Leistungswiderstand von 0,47 Ω angelötet, deren freie Enden miteinander verbunden und laut Schaltplan an Punkt 8 geführt werden. In diese Zuleitung ist ggf. ein 5-A-Drehspulmeßwerk einzufügen.

Der Punkt 8, der gleichzeitig den positiven Ausgang darstellt, ist über eine möglichst kurze Leitung (min. 1,5 mm²) mit der +Ausgangsklemme zu verbinden.

Punkt 4 der Platine wird mit der -Ausgangsklemme über eine ebenfalls möglichst kurze Leitung (min. 1,5 mm²) verbunden.

Zwischen die beiden Ausgangsklemmen sind C19 und D8 anzulöten.

An die - Ausgangsklemme wird das eine Bein des Spannungsgrobeinstellers R29 angelegt, der mit dem Spannungseinsteller R28 in Reihe geschaltet ist. Der freie Anschluß von R28 (der andere Anschluß ist mit R29 verbunden) wird mit Punkt 9 der Platine verbunden (möglichst kurzer Draht — kann auch etwas dünner sein).

Für die Abtastung der Stromwerte sind jetzt noch die Punkte 5 und 6 der Platine jeweils mit einem der beiden Emittoren von T3 und T4 zu verbinden. Auch hier können etwas dünnere Leitungen eingesetzt werden, die jedoch sehr kurz zu halten sind.

Die drei Anschlüsse des Stromregler-Potis R6 sind mit den Punkten 12 und 13 sowie Masse (Punkt 8) auf der Platine zu verbinden.

Zuletzt wird noch die Endstufenansteuerung angelötet (Punkt 7 der Platine mit den beiden parallelgeschalteten Basen von T3 und T4 verbinden).

Bevor das Gerät nun eingeschaltet wird, sollten sämtliche Leitungen noch einmal sorgfältig überprüft werden, damit der Bauteileumsatz nicht unnötig angekurbelt und Ihre Brieftasche entsprechend belastet wird.

Abgleich/Einstellung

Das Einstellen der maximalen Ausgangsspannung erfolgt mit Hilfe des Trimmers R17.

Bei Mittelstellung von R28 (fein) und voll aufgedrehtem Poti R29 (grob) wird R17 so eingestellt, daß sich eine Ausgangsspannung von 20 V ergibt

(Ausgangsklemmen offen, d. h. unbelastet).

Analog dazu wird der maximale Strom mit dem Trimmer R4 festgelegt.

Bei kurzgeschlossenem Ausgang und voll aufgedrehtem Poti R6 wird R4 so eingestellt, daß sich ein Ausgangsstrom von 5 A ergibt.

Kommen wir nun zum Abgleich der eigentlichen Regelelektronik.

Sofern kein Oszillograph zur Verfügung steht, sind für die Kompensationskondensatoren C12 bzw. C15 die im Schaltplan angegebenen Werte einzubauen, und Ihr Gerät wird im Normalfall auf Antrieb arbeiten, und dies bei ausgezeichneten Daten.

Da es sich hier bei den in der Regelelektronik eingesetzten Operationsverstärkern um außerordentlich schnelle und präzise arbeitende Typen handelt, können durch „Auskitzeln“ der Beschaltung für die beiden Operationsverstärker IC3 und IC5 die Daten noch weiter verbessert werden.

Beim Spannungsregler-IC (IC5) kann der Kondensator C15 ggf. bis auf 1 pF verkleinert werden, um die Regelung noch schneller zu machen.

Hierzu ist aber unbedingt ein Oszillograph erforderlich, um bei verschiedenen Ausgangsspannungen und Belastungszuständen die Qualität der Ausgangsspannung zu kontrollieren und sicherzustellen, daß das Gerät nicht schwingt.

Die Qualität des Stromreglers kann dadurch optimiert werden, indem man den Trimmer R8 so einstellt, daß bei Betrieb des Stromreglers die Brummspannung ihr Minimum erreicht. Steht kein Oszillograph zur Verfügung, so ist für den Trimmer R8 ein Festwiderstand gleicher Größe wie R7 (68 k Ω) einzubauen.

Die vorstehend beschriebenen Abgleichsmaßnahmen sind jedoch, und das wollen wir hier ausdrücklich betonen, keinesfalls unbedingt erforderlich. Durch eine ausgefeilte Konstruktion ist das Gerät auch ohne diese Maßnahmen im Normalfall bei ausgezeichneten Daten betriebsbereit.

Der Einbau der fertig aufgebauten und getesteten Schaltung erfolgt zweckmäßigerweise in ein stabiles Stahlblechgehäuse, das zum einen eine gute Abschirmung ergibt und zum anderen dem Gerät wegen des großen Transformators die notwendige Stabilität verleiht.

Teil 6: Zeigerbilder und Wechselstromwiderstände

Nach dem vorangegangenen Grundlagen-Teil ist uns die grundsätzliche Erzeugung einer Sinusspannung bekannt. Des weiteren verstehen wir die Begriffe Frequenz und Kreisfrequenz und können sie unterscheiden.

Der Zusammenhang zwischen Scheitelwerten und Effektivwerten soll uns genauso verständlich sein wie die Herleitung und die Bedeutung des Effektivwertes.

Nachfolgend soll uns die Zeigerdarstellung sowie die Wirkung des Wechselstromes auf bereits bekannte Bauelemente beschäftigen.

7.1. Zeigerdarstellung für sinusförmige Wechselgrößen

Um Strom- und Spannungsverläufe zu verdeutlichen, kann man Sinuslinien im rechtwinkligen Koordinatensystem über die Zeit „t“ auftragen. Besonders wenn bei einem Vorgang mehrere Wechselgrößen interessieren, z. B. Strom und Spannung, ist das ein zeichnerisch umständliches Verfahren. Soweit es sich um Sinusverläufe handelt, lassen sich diese in wesentlich einfacherer Weise symbolisch darstellen.

Das ist möglich mit einem rotierend gedachten Zeiger, der in Bild 1 mit „ \hat{u} “, also dem Formelzeichen des Scheitelwertes der Spannung, bezeichnet ist.

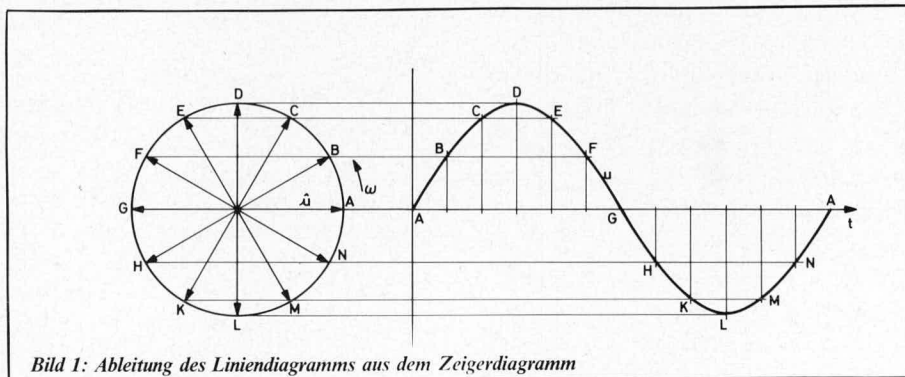


Bild 1: Ableitung des Liniendiagramms aus dem Zeigerdiagramm

Den Zusammenhang zwischen Sinuslinie und Zeigerbild erhält man, wenn man sich den dargestellten Zeiger rotierend denkt. Dreht sich der Zeiger „ \hat{u} “ in Bild 1 mit der Winkelgeschwindigkeit „ ω “ links herum, so stellen die Projektionen des Zeigers die Augenblickswerte des Spannungsverlaufs dar. Die Winkelgeschwindigkeit „ ω “ entspricht der Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ (siehe 6.1.2., Heft Nr. 13) der entstehenden Schwingung.

Ein solcher rotierender Zeiger symbolisiert nun alle Unterscheidungsmerkmale von Sinusschwingungen:

1. Unterschied nach Art und Größe, ge-

kennzeichnet durch das am Zeiger angegebene Formelzeichen, z. B. u, i. Je nach Wahl des Zeitanfangspunktes kann der Zeiger eine Sinus- oder Cosinusschwingung oder jede beliebige andere Sinusfunktion darstellen.

2. Der Betrag der Größe wird durch die Länge des Zeigers ausgedrückt. Dazu ist es erforderlich, einen Maßstab festzulegen, z. B. 1cm $\hat{=}$ 10 Volt usw.

3. Sind mehrere verschiedene Wechselgrößen zu betrachten, so kennzeichnet der Winkel zwischen den Zeigern die gegenseitige Phasenlage. In Bild 2 ist das Zeigerdiagramm und das dazugehörige Liniendiagramm für zwei phasenverschobene Spannungen gezeigt. In wel-

cher Lage man die Zeigerdiagramme zeichnet, ist grundsätzlich beliebig. Gewöhnlich wird mit einem waagerechten oder senkrechten Zeiger als Bezugsgröße begonnen.

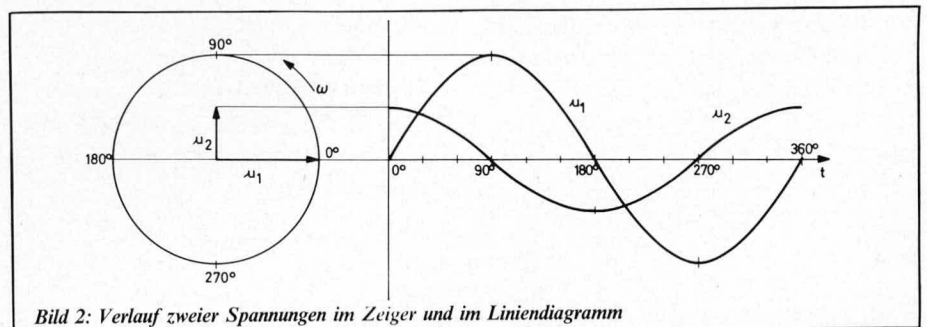


Bild 2: Verlauf zweier Spannungen im Zeiger und im Liniendiagramm

4. Schließlich ist noch die Frequenz „f“ durch die Winkelgeschwindigkeit „ ω “ der Zeigerrotation festgelegt. Die gezeichneten Zeiger stellen also nur Momentaufnahmen der rotierenden Zeiger dar.

Aus dieser Feststellung ergibt sich, daß die Phasenwinkel nur erhalten bleiben, wenn sich alle Zeiger in einem System gleichschnell drehen.

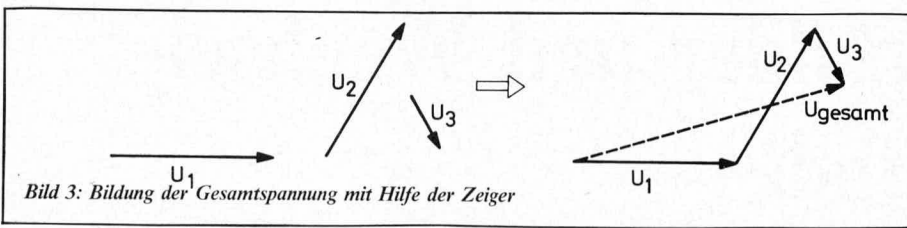
Da die Winkelgeschwindigkeit gleich der Kreisfrequenz „ ω “ ist, gilt das Zeigerdiagramm in der jeweiligen Art nur für Wechselgrößen gleicher Frequenz.

Da die praktische Wechselstromtechnik überwiegend mit Effektivwerten arbeitet, und bei reinen Sinusgrößen der Scheitelwert sich vom Effektivwert durch den Faktor $\sqrt{2}$ unterscheidet, ist es üblich, die Zeiger als Effektivwerte darzustellen.

Zeiger werden durch Aneinanderlegen unter Berücksichtigung der Richtung (Phasenlage) und der Größe addiert bzw. subtrahiert.

7.2. Wechselstromwiderstände

Es soll nun die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung bei angelegter Wechselspannung untersucht werden. Bei dem Gleichstrom war der Strom I nach dem Ohmschen Gesetz $I = U/R$ außer durch die Spannung nur durch den Widerstand bestimmt.



Leistungskurve bleibt hierbei immer positiv, da Spannung und Stromstärke stets gleichzeitig entweder positiv oder negativ sind. Es wird also zu jedem Zeitpunkt elektrische Leistung aufgenommen, wobei die Leistungskurve die doppelte Frequenz wie Strom bzw. Spannung hat.

Bei Wechselgrößen, also zeitlich veränderlicher Spannung „u“ und Stromstärke „i“, ist das aber anders. Mit jedem Strom „i“ ist ja bei der Spule ein magnetisches Feld verkettet, dessen zeitliche Änderung nach dem Induktionsgesetz eine Selbstinduktionsspannung erzeugt, deren Größe von der Induktivität „L“ abhängt.

den, so sind Strom „i“ und Spannung „u“ in jedem Augenblick proportional: $i = u/R$, so daß beide Größen phasengleich sind. Um Wechselgrößen kenntlich zu machen, werden sie mit kleinen Buchstaben bezeichnet (wie z. B. i und u). In Bild 4 ist dieser Zusammenhang als Zeiger- und Liniendiagramm abgebildet.

Die Leistungsberechnung für diese Funktion erfolgt durch:

$$P = I^2 \cdot R \text{ oder } P = U^2 / R$$

Jede Spannung „u“ verursacht beim Kondensator ein elektrisches Verschiebungsfeld, das sich auch zeitlich ändert. Wir wissen, daß der zeitliche Augenblickswert der Kondensatorladung $Q = C \cdot u$ ist. Bei einer Ladungsänderung entsteht aber ein Strom, dessen Größe von der Kapazität „C“ bestimmt ist. Die drei Größen, die den Zusammenhang zwischen Spannung und Strom bestimmen, sind also der Widerstand „R“, die Induktivität „L“ und die Kapazität „C“.

7.2.1.1. Leistung am Wirkwiderstand

Die Leistung bei Wechselstrom errechnet sich zu jedem Zeitpunkt zu: $P = u \cdot i$

Man bezeichnet diese Leistung als Wirkleistung, da sie vollständig nach außen hin wirksam ist, also in andere Energieform, wie z. B. Wärme umgesetzt wird. In einem Wirkwiderstand „R“ steht eine Wirkleistung „P“ zur Verfügung.

7.2.2. Der induktive Widerstand

In diesem Fall setzen wir eine ideale Induktivität voraus, ohne Wirk- und Kapazitätsanteile.

Man behält auch bei Wechselstrom die Form des Ohmschen Gesetzes bei, jedoch bezeichnet man den Wechselstromwiderstand allgemein als Scheinwiderstand „Z“ und den Wechselstromleitwert als Scheinleitwert „Y“, wie wir später noch sehen werden.

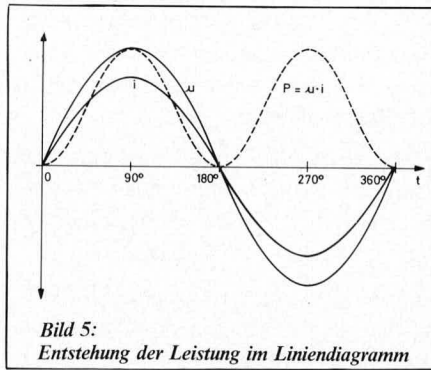


Bild 5 zeigt Strom-, Spannungs- und Leistungsverlauf während einer Periode. Die

Es ergibt sich beim Anlegen einer Wechselspannung für den Strom ein Cosinusverlauf und für die Spannung ein Sinusverlauf. Strom und Spannung sind nicht mehr in jedem Augenblick proportional, sondern haben eine Phasenverschiebung um den Winkel „φ“ (Phi). Der Strom eilt der Spannung um den Phasenwinkel „φ“ = 90° nach.

Das Ohmsche Gesetz für diesen Wechselstromkreis lautet: $U = I \cdot \omega \cdot L$

Im folgenden wollen wir uns nun einzeln mit den drei Einflußgrößen R, L und C beschäftigen.

7.2.1. Der Wirkwiderstand

Bei einem an einer Wechselspannung liegenden Widerstand sei die induktive und die kapazitive Wirkung vernachlässigbar klein.

Das trifft z. B. bei Glühlampen und Heizgeräten recht gut zu. Ist bei Wechselstrom der als Wirkwiderstand bezeichnete Widerstand „R“ allein vorhanden,

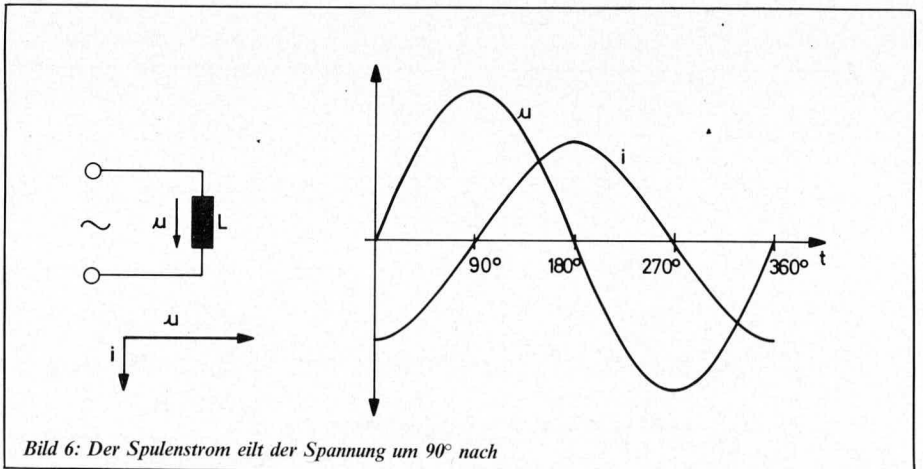


Bild 6: Der Spulenstrom eilt der Spannung um 90° nach

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \text{ (Kreisfrequenz)}$$

L = Induktivität

Der Spulenwiderstand $\omega \cdot L$ wird als induktiver Blindwiderstand bezeichnet. Blindwiderstand deshalb, weil in diesem Blindwiderstand nur Blindleistung umgesetzt wird, wie wir später noch sehen werden. Das allgemeine Formelzeichen für den Blindwiderstand ist „X“, so daß beim induktiven Widerstand (Index L)

$$X_L = \omega \cdot L \text{ ist.}$$

Die Blindgröße X_L ist demnach von der Frequenz und von der Induktivität abhängig.

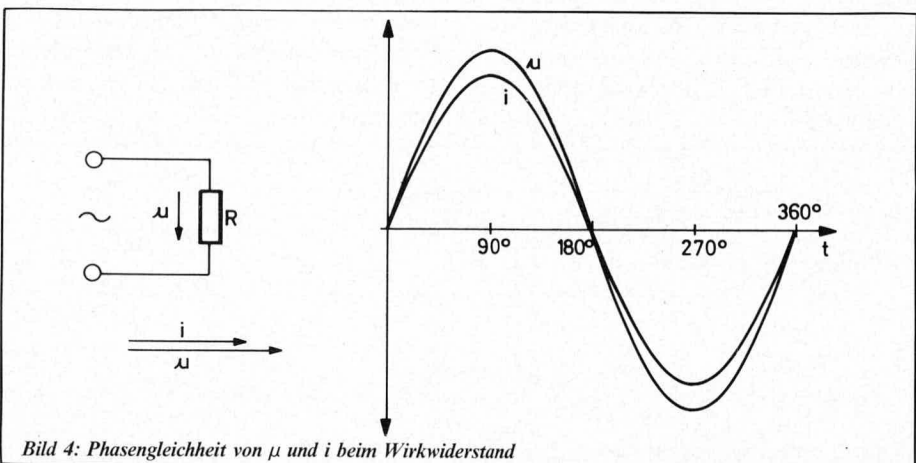


Bild 4: Phasengleichheit von u und i beim Wirkwiderstand

7.2.2.1. Die Leistung am induktiven Blindwiderstand

Betrachtet man auch hier den zeitlichen Verlauf des Produktes „ $u \cdot i$ “, ergibt sich ein völlig anderes Bild als beim Wirkwiderstand. Zwar pendelt der Augenblickswert der Leistung auch mit doppelter Frequenz, aber es wechseln sich positive Energiebeträge mit gleichgroßen negativen Energiebeträgen ab.

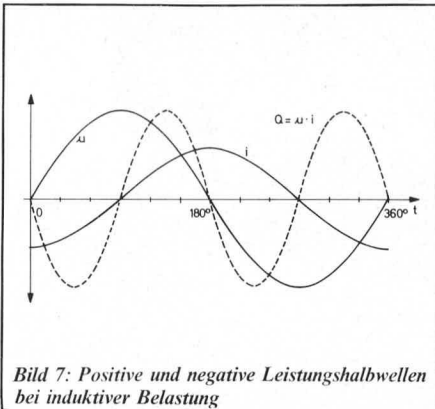


Bild 7: Positive und negative Leistungshalbwellen bei induktiver Belastung

Die Induktivität „ L “ nimmt, wie ersichtlich, in der einen Viertelperiode von Strom und Spannung, Energie auf und gibt sie in der nächsten wieder ab.

Wir erkennen deutlich, daß die mittlere Leistung gleich Null ist.

Eine Energieabgabe nach außen findet nicht statt. Daher wird eine Induktivität als Blindwiderstand und die dazugehörige Leistung als Blindleistung bezeichnet.

$$\text{Blindleistung } Q = I^2 \cdot X_L$$

Um die Blindleistung von der Wirkleistung deutlich unterscheiden zu können, ist die Einheit nicht mit Watt „ W “, sondern mit „ Var “ (Volt-Ampere-reaktiv) festgelegt.

7.2.3. Der kapazitive Widerstand

Wir wollen nun Wechselspannung an einen Kondensator legen, von dem allein die Kapazität zu berücksichtigen ist. Während ein Kondensator an Gleichspannung nach Aufladung praktisch einer Unterbrechung des Stromkreises gleichkommt, werden seine Belege von einer Wechselspannung abwechselnd aufgeladen und wieder entladen. Deshalb fließt in der Zuleitung auch ein meßbarer Wechselstrom.

Durch die sich fortlaufend ändernde Wechselspannung ergibt sich eine ständig ändernde Augenblicksladung des Kondensators, wobei der Lade- bzw. Entladestrom der Spannung um eine Viertelperiode (90°) voraussieht.

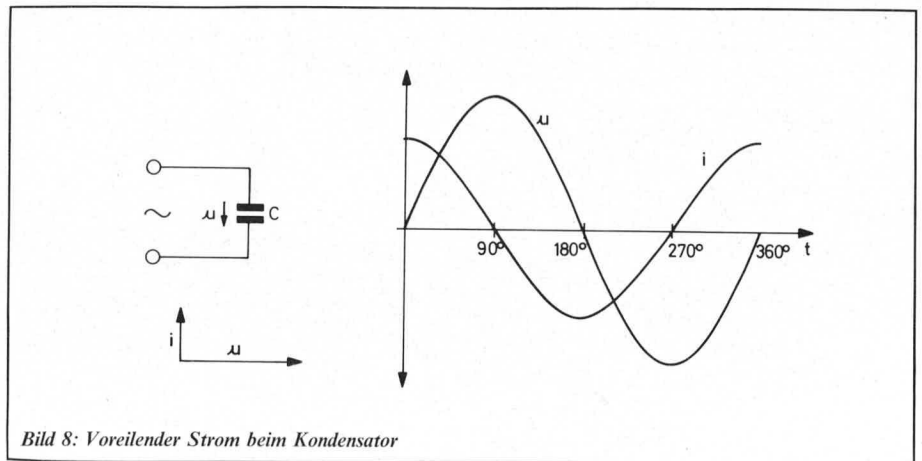


Bild 8: Voreilender Strom beim Kondensator

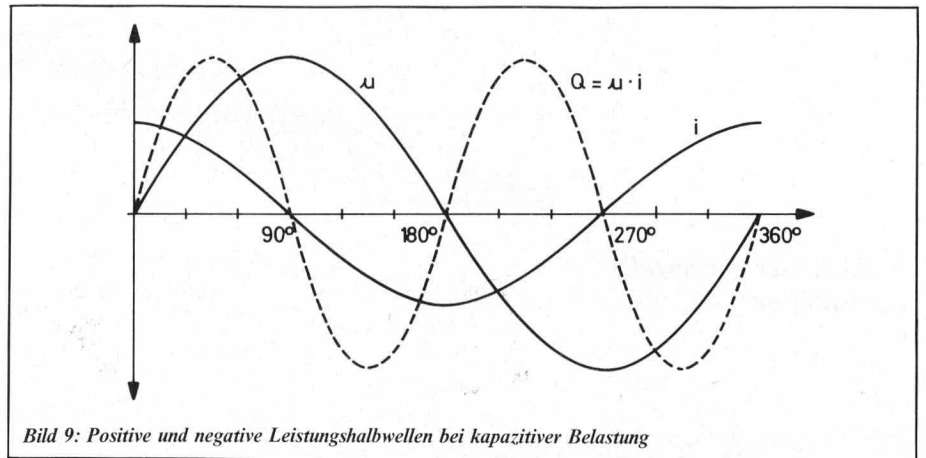


Bild 9: Positive und negative Leistungshalbwellen bei kapazitiver Belastung

Für den Widerstand des Kondensators, dem kapazitiven Blindwiderstand, folgt:

$$X_C = 1/\omega \cdot C$$

Im Gegensatz zur Spule steht hier die Kreisfrequenz im Nenner, wodurch der kapazitive Blindwiderstand mit zunehmender Frequenz abnimmt.

7.2.3.1. Die Leistung am kapazitiven Blindwiderstand

Aus der Darstellung in Bild 9 können wir erkennen, daß das Produkt von Strom und Spannung, ebenso wie bei der Induktivität, ein Hin- und Herpendeln der Energie ergibt.

Im Scheitelpunkt der Spannung ist die gesamte Energie im elektrischen Feld gespeichert und wird in der anschließenden Viertelperiode wieder abgegeben.

Für die Blindleistung an einer Kapazität folgt somit:

$$Q = I^2 \cdot X_C$$

Das entgegengesetzte Verhalten der Blindleistungen bei Induktivität und Kapazität findet z. B. Anwendung bei der Blindstromkompensation und bei Schwingkreisen.

Abschließend können wir feststellen, daß Wirkleistungen abgegeben werden, Blindleistungen dagegen dem Aufbau elektri-

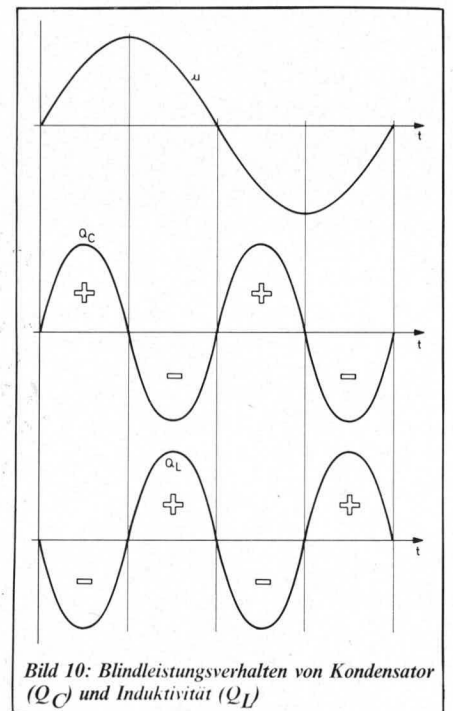


Bild 10: Blindleistungsverhalten von Kondensator (Q_C) und Induktivität (Q_L)

scher bzw. magnetischer Felder dienen und rückgeliefert werden, wenn diese Felder verschwinden.

In der nächsten Folge werden wir uns weiter mit den Größen der Blindwiderstände beschäftigen. Es sollen unter anderem der Begriff der Scheinleistung eingeführt und einige Rechenbeispiele durchgeführt werden.

Digitales Kapazitätsmeßgerät DCM 7000



Auf das hier vorgestellte, in unserem Labor entwickelte Digitale Kapazitätsmeßgerät dürfen wir wohl zu Recht stolz sein, denn es handelt sich um ein echtes Spitzengerät, mit einem Meßumfang von 0,1 pF (!) bis 100 000 μ F (!) sowie einem Nullabgleich, um Streu- bzw. Kabelkapazitäten zu kompensieren.

Der geradezu sagenhafte Meßumfang von 12 (!) Zehnerpotenzen ist durch eine besonders ausgefeilte Schaltungstechnik ermöglicht, bei der zudem auf optimale Leiterbahnführung großer Wert gelegt wurde, so daß trotz der aufwendigen Schaltung eine hohe Nachbausicherheit erreicht wurde.

Die ausgezeichnete Genauigkeit wird zum einen durch Präzisions-Meßwiderstände mit einer Toleranz von 0,5 % und zum anderen durch eine Quarzsteuerung erreicht, so daß auch eine hervorragende Langzeitstabilität gewährleistet ist.

Daß dieses Gerät in ein Gehäuse der ELV Serie 7000 eingebaut wird und dadurch ein ansprechendes Äußeres erhält, wird dem Nachbauwunsch sicher entgegenkommen.

Bei den vielen aufgeführten Vorteilen und der umfangreichen Schaltung wirkt der absolute Niedrigpreis unseres DCM 7000 schon fast unglaublich. Wir demonstrieren damit deutlich, wie preiswert auch hochqualifizierte Meßgeräte gebaut werden können.

Allgemeines

Nachdem Sie unser Vorwort gelesen haben, wird vielleicht manch einer in ungläubiges Staunen geraten.

So geschah es zumindest auf unserem „schwer umlagerten“ Stand auf der Hobbytronic in Dortmund, wo sich aber ein jeder (sofern er überhaupt an den Stand herankam) von den phantastischen Eigenschaften unseres DCM 7000 wirklich überzeugen konnte.

Durch den gewaltigen Meßumfang von 0,1 pF bis 100 000 μ F ist es möglich, vom kleinsten HF-Kondensator

bis zum riesigen Ladeelko alle Kondensatoren auszumessen, die sich bei einem Hobby-Elektroniker im Laufe der Zeit angesammelt haben.

Die hohe Auflösung von 0,1 pF im kleinsten Bereich ist besonders interessant, da die Bezeichnungsvielfalt bei kleinen Kondensatoren derart verwirrend ist, daß selbst Experten ihre liebe Mühe damit haben können und es sicherlich begrüßen, durch einfaches Ausmessen den korrekten Wert angezeit zu bekommen.

Durch den oberen 100 000 μ F-Bereich ist es andererseits auch möglich, die meistens mit großen Toleranzen (-50 % bis +100 %) behafteten Ladeelkos genau auszumessen.

Erwähnenswert ist in diesem Zusammenhang die kurze Meßzeit, die für Kondensatoren bis 10 000 μ F im Schnitt unter 1 Sekunde liegt und nur im 100 000 μ F-Bereich auf ca. 10 Sekunden ansteigt, wenn außergewöhnlich große Kapazitäten von fast 100 000 μ F gemessen werden.

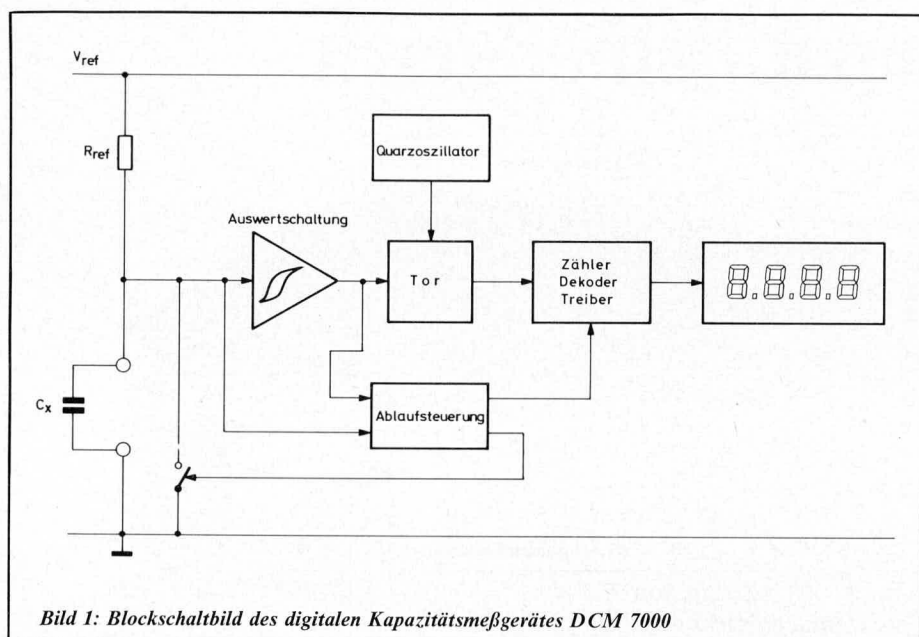


Bild 1: Blockschaltbild des digitalen Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000

Daß solch ein großer Meßbereich durchaus seine Berechtigung hat, wird z. B. an dem 10 000 μF Ladeelko im ELV-Leistungs-Netzteil deutlich, das in dieser Ausgabe auf den Seiten 36—40 beschrieben ist.

Die in unserem Labor eingesetzten Ladeelkos mit einem Aufdruck von 10 000 $\mu\text{F}/40\text{V}$ zeigten Werte zwischen 13 000 μF und 15 000 μF , so daß ein Meßbereichsendwert von 10 000 μF in diesem Fall nicht ausreichend gewesen wäre. Das DCM 7000 macht es jedoch möglich, auch diese Kondensatoren auszumessen.

Funktionsprinzip

Zum besseren Verständnis ist in Bild 1 das Prinzip der Funktionsweise des Digitalen Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000 im Blockschaltbildcharakter dargestellt.

Zweckmäßigerweise beginnen wir bei den nachfolgenden Betrachtungen mit dem ungeladenen Zustand von C_X .

Über einen Widerstand, der an einer hochkonstanten Referenzspannung liegt, wird der auszumessende Kondensator C_X aufgeladen.

Die an C_X anliegende Spannung wird von einer superschnellen, hochpräzisen Auswertschaltung überwacht, die das Tor zum Zähler freigibt, wenn die Kondensatorspannung in einem ganz bestimmten Bereich liegt, d. h., daß zu Beginn des Aufladevorganges, wo die Spannung an C_X noch fast 0 V beträgt, das Tor gesperrt ist.

Wird während des Ladevorganges eine bestimmte Spannung überschritten (z. B. 1 V), so wird das Tor zum Zähler geöffnet.

Bei Überschreiten einer zweiten, höhe-

ren Spannung (z. B. 2 V) wird das Tor von der Auswertschaltung wieder gesperrt.

In der Zeit, in der das Tor geöffnet ist, gelangen die vom Oszillator kommenden Impulse einer hochkonstanten Frequenz auf den Eingang des Zählers.

Die Toröffnungszeit wird von C_X bestimmt.

Hat C_X eine kleine Kapazität, geht der Aufladevorgang schnell, das Tor ist nur kurze Zeit geöffnet, es gelangen wenige Impulse auf den Zähler, der deshalb einen kleinen Wert anzeigt.

Ist C_X größer und das Tor somit länger geöffnet, gelangen auch mehr Impulse aus der Quarzzeitbasis über das Tor auf den Zähler, der dann einen entsprechend größeren Wert anzeigt.

Bemerkenswert ist die Tatsache, daß der auszumessende Kondensator C_X tatsächlich über einen Widerstand (Präzisionswiderstand, 0,5%) aufgeladen wird und nicht etwa über eine Konstantstromquelle, die zusätzliche Fehler in sich bergen kann. Es wird ganz bewußt eine nicht lineare Ladekurve erzeugt.

Da die Form der Kurve immer exakt der mathematischen e-Funktion folgt und sich nur eine Größe, nämlich der Zeitmaßstab, ändert, sind die Zusammenhänge zwischen der zu messenden Kapazität C_X und der Torzeit und dadurch auch dem angezeigten Wert, streng linear.

Der Skalenfaktor wird durch die Oszillatorfrequenz, den Referenzwiderstand sowie die Auswertschaltung (Größe der Spannung, in der das Tor geöffnet ist) festgelegt.

In der hier vorgestellten Schaltung

wurde die Dimensionierung so vorgenommen, daß sich der eingangs erwähnte Meßumfang ergibt, bei direkter Anzeige in pF, nF, μF oder mF. Je nach eingestelltem Bereich leuchtet eine entsprechende LED auf.

Die quasi intelligente Ablaufsteuerung sorgt dafür, daß nach Beendigung des Meßvorganges der gemessene Wert auf der Anzeige gespeichert wird, der Zähler zurückgesetzt (Anzeigewert bleibt erhalten), der Kondensator entladen und der Vorgang erneut gestartet wird.

Quasi intelligent heißt in diesem Fall, daß die Ablaufsteuerung nicht nach einen „sturen“ Zeitplan vorgeht, sondern zusätzliche Informationen, wie Ladezustand von C_X und Torzustand, in ihre Entscheidung mit einbezieht, so muß z. B. die Spannung an C_X u. a. einen entsprechend kleinen Wert aufweisen, damit die Ablaufsteuerung den Ladevorgang freigibt. Außerdem ist eine Minimumverzögerung eingebaut, die ein Flackern der Anzeige bei sehr kurzen Meßzeiten verhindert.

Zur Schaltung

Nachdem die wesentlichen Merkmale des Grundprinzips der Schaltung des DCM 7000 erläutert wurden, soll auf die schaltungstechnische Realisierung näher eingegangen werden, wobei wegen des Umfangs der Schaltung nicht jede Feinheit detailliert besprochen werden kann, sondern nur die Hauptbestandteile hervorgehoben werden sollen.

Um den eingangs erwähnten großen Meßumfang realisieren zu können, ist der in Bild 1 mit R_{ref} dargestellte Ladewiderstand über einen Präzisions-Drehwiderstand auf vier verschiedene Werte (R_6 — R_{10}) umschaltbar.

Jenachdem, welcher Meßbereich mit S2 eingestellt wurde, erhält der auszumessende Kondensator seinen Strom über R_6 , R_7 , R_8 oder R_9 (geschaltet über S2a).

Die Auswertschaltung wird durch die beiden besonders exakt arbeitenden Operationsverstärker OP 1 und OP 2 im Zusammenhang mit den Spannungsteilerwiderständen R_{10} — R_{16} und dem nachgeschalteten Tor, bestehend aus dem Gatter N1 (1/2 IC 9) realisiert.

Die an C_X anliegende Spannung wird über R_4 und R_5 auf die Eingänge der Auswertschaltung geführt (Pin 3 und 6 von IC 3).

Liegt die Spannung an C_X in einem ganz bestimmten Bereich, der dem Spannungsabfall an R 14 entspricht und den wir „Fenster“ der Auswert-schaltung nennen wollen, wird das Tor (Gatter N 1) geöffnet, und die Impulse des Quarzoszillators, bestehend aus dem Quarz, den Gattern N 3 bis N 6 sowie R 35 und C 25, gelangen auf den Eingang des IC 10, das als Teiler durch 4 geschaltet ist.

Die Anzahl der am Ausgang (Pin 9) angelangenden Impulse ist also viermal so niedrig wie die Anzahl der Eingangsimpulse.

Die IC's 11—13 sind als Dezimalteiler (dividiert durch 10) geschaltet.

Je nach eingeschaltetem Meßbereich werden die über das Tor gelangenden Impulse über eines der Gatter N 11 bis N 14 und danach über N 2 auf den Zählereingang des IC 15 (Pin 12) gegeben.

Welches Gatter durchschaltet und welcher dazugehörige Dezimalpunkt der vierstelligen digitalen Anzeige des DCM 7000 aufleuchtet, ist vom eingeschalteten Meßbereich und somit von der Stellung von S 2b abhängig, der über die Diodenmatrix D 17—D 33 die vorgenannte Steuerung ausführt.

Gleichzeitig schaltet S 2a die Referenzwiderstände R 6—R 9 auf den auszumessenden Kondensator C_X .

Da die Toröffnungszeit in streng linearem Zusammenhang mit der Kondensatorgröße steht, kann durch geeignete Schaltungsdimensionierung eine direkte Anzeige in pF, nF, μ F oder mF erzielt werden, wie dies bereits im vorigen Kapitel in der theoretischen Einführung beschrieben wurde.

Die Meßbereichumschaltung erfolgt allerdings in der hier vorliegenden Schaltung nicht ausschließlich durch Umschalten der Referenzwiderstände, sondern, bedingt durch den großen Meßumfang des Gerätes, zusätzlich durch Verändern der Fenstergröße der Auswert-schaltung, indem der Spannungsabfall an R 14, der, wie an anderer Stelle bereits erwähnt, der Spannungsgröße des Fensters entspricht, vergrößert wird.

Dies geschieht, indem die Widerstände R 10 und R 11 über den Transistor T 2 sowie gleichzeitig R 16 über T 3 kurzgeschlossen werden.

Aber auch diese zweite Meßbereichumschaltmöglichkeit reicht bei dem

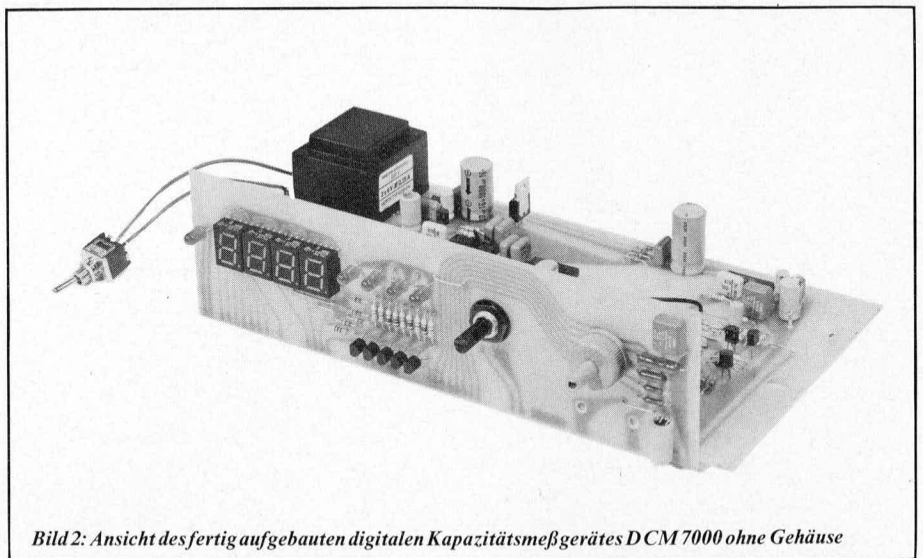


Bild 2: Ansicht des fertig aufgebauten digitalen Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000 ohne Gehäuse

riesigen Meßumfang von 12 Zehnerpotenzen noch nicht aus.

Aus diesem Grund wird zusätzlich über die Dezimalteiler-IC's IC 11 bis IC 13 in Verbindung mit den Gattern N 11—N 14 eine wahlweise Teilung der durch das Tor (N 1) gelangenden Meßimpulse vorgenommen — je nach Stellung von S 2b.

Erst durch die Kombination dieser drei Umschaltmöglichkeiten wird der Meßumfang von 0,1 pF bis 100 000 mF erreicht.

Dies ist um so bemerkenswerter, als hierzu nur ein einziger Drehschalter mit einer Ebene und 2 x 6 Stellungen erforderlich ist.

Die Auswertlogik, das Tor sowie der Quarzoszillator wurden besprochen.

Kommen wir nun zur quasi intelligenten Ablaufsteuerung, die die Speicher und Resetimpulse für den Zähler steuert sowie den Lade-/Entladevorgang von C_X überwacht.

Dieser Schaltungsteil besteht aus dem Speicher (Gatter N 7, N 8), dem als Monoflop geschalteten IC 5a mit dem hiervon angesteuerten und für die Entladung von C_X über R 4 verantwortlichen Transistor T 1 sowie dem als Komperator geschalteten OP 4, der den Ladezustand von C_X über R 29 und R 30 abfragt.

Eine zusätzliche Information, und zwar, ob die obere Schwelle des Fensters der Auswert-schaltung überschritten wurde, gelangt vom Ausgang des OP 1 auf den Speicher (Pin 1 von Gatter N 7) der Ablaufsteuerung.

Die Dioden D 9, D 10 sowie D 14, D 15 dienen in diesem Zusammenhang dem Schutz der Schaltung vor einseitigen Überspannungen, hervorgerufen durch einen noch nicht ganz entladenen Kondensator C_X .

Zum besseren Verständnis wollen wir einen kompletten Funktionsablauf der Schaltung durchspielen.

Wir beginnen mit dem Anlegen eines ungeladenen auszumessenden Kondensators C_X an die Prüfbuchsen.

Die Spannung von C_X beträgt also ca. 0 V.

Die Eingänge der Auswert-schaltung (Pin 3 und 6 von IC 3) sowie der Eingang von OP 4 (Pin 5) liegen auf der gleichen Spannung.

Daraus folgt, daß die Ausgänge von OP 2 (Pin 1) und OP 3 (Pin 1) auf „LOW“ (ca. 0 V) liegen und das Tor (N 1) über den Eingang Pin 1 gesperrt ist.

Der Ausgang von OP 1 liegt auf „HIGH“ und dadurch der Eingang Pin 1 des Speichers (N 7, N 8) ebenfalls.

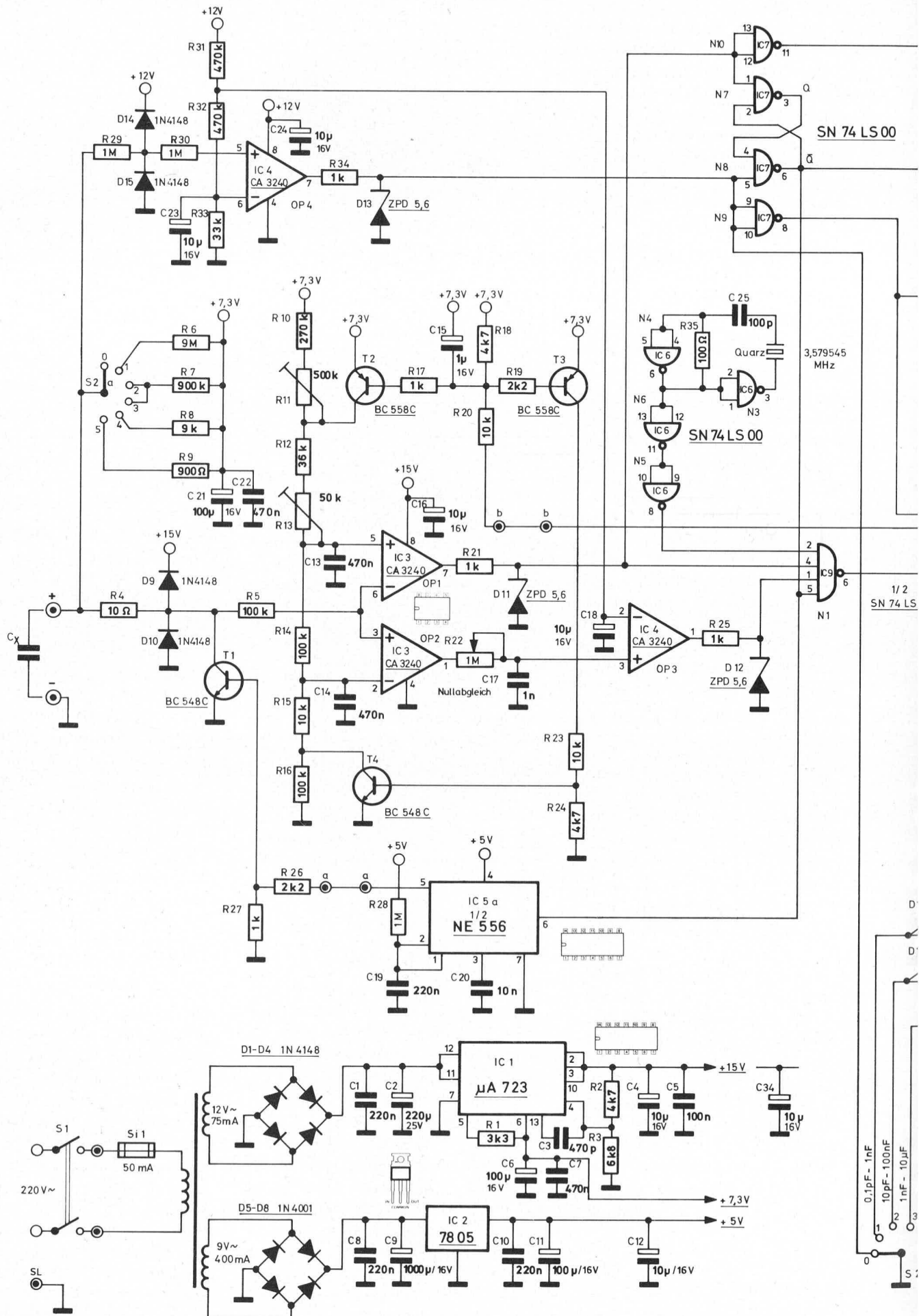
Da der Ausgang des OP 4 auf „0“ liegt und somit der 2. Eingang Pin 5 des Speichers (N 7, N 8) ebenfalls, liegt am Ausgang von N 8 (Pin 6) „HIGH“ (ca. 5 V) und dadurch auch am Eingang IC 5a (Pin 6), dessen Ausgang (Pin 5) deshalb auf ca. 0 V liegt und T 1 sperrt.

Dies hat zur Folge, daß der Aufladevorgang von C_X beginnen kann — die Spannung an C_X steigt also an, dem Verlauf der e-Funktion folgend.

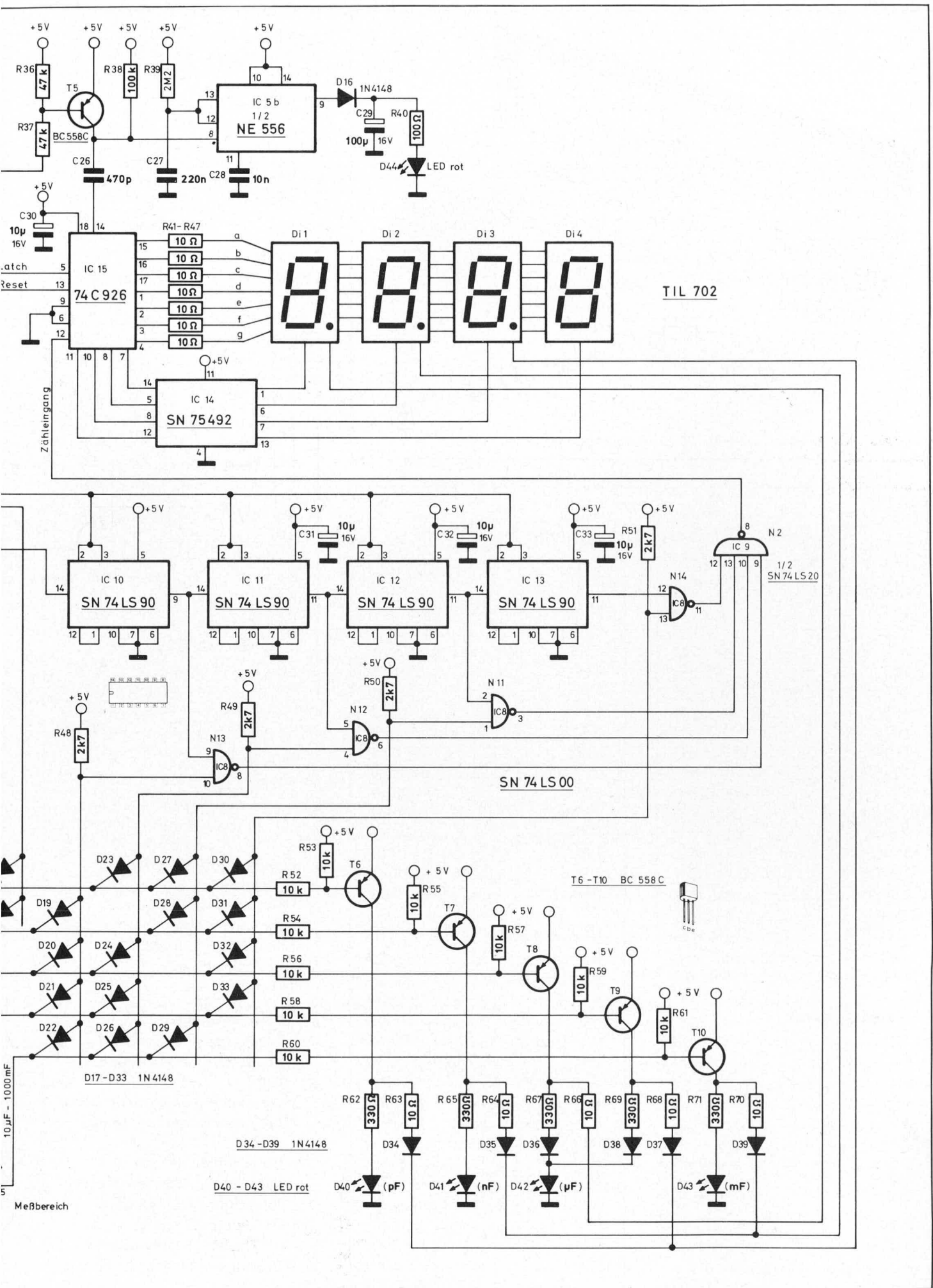
Als erstes schaltet nun der Ausgang von OP 4 von „LOW“ (ca. 0 V) auf „HIGH“, sobald die Spannung von C_X den Wert von 0,4 V, der dem Spannungsabfall an R 33 entspricht, überschreitet.

Durch den Wechsel von „LOW“ nach „HIGH“ des Ausgangs von OP 4 ändert sich zwar der Eingang Pin 5 des Speichers (N 7, N 8), dessen Ausgang durch den Speichervorgang jedoch nicht.

C_X wird ungehindert weiter aufgeladen.



Schaltbild des digitalen Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000



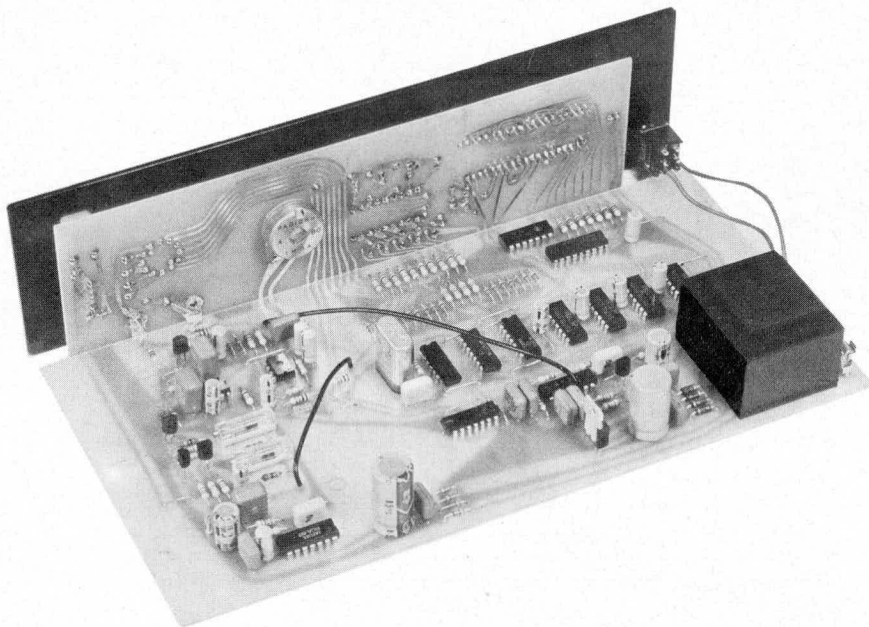


Bild 3: Rückansicht des geöffneten ELV Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000

Stückliste ELV Kapazitätsmeßgerät DCM 7000

Halbleiter

IC1	μ A 723
IC2	7805
IC3, IC4	CA 3240
IC5	NE 556
IC6, IC7, IC8	...	SN 74 LS 00
IC9	SN 74 LS 20
IC10—IC13	SN 74 LS 90
IC14	SN 75 492
IC15	SN 74 C 926
T1	BC 548 C
T2, T3	BC 558 C
T4—T10	BC 548 C
D1-D4	1N 4148
D5-D8	1N 4001
D9-D10	1N 4148
D11-D13	ZPD 5,6
D14-D39	1N 4148
D40-D44	LED rot, 5 mm
Di1-Di4	TIL 702

Kondensatoren

C1	220 nF
C2	220 μ F/25 V
C3	470 pF
C4	10 μ F/16 V
C5	100 nF
C6	100 μ F/16 V
C7	470 nF
C8	220 nF
C9	1000 μ F/16 V
C10	220 nF
C11	100 μ F/16 V
C12	10 μ F/16 V

C13, C14	470 nF
C15	1 μ F/16 V
C16	10 μ F/16 V
C17	1 nF
C18	10 μ F/16 V
C19	220 nF
C20	10 nF
C21	100 μ F/16 V
C22	470 nF
C23, C24	10 μ F/16 V
C25	100 pF
C26	470 pF
C27	220 nF
C28	10 nF
C29	100 μ F/16 V
C30—C34	10 μ F/16 V

Widerstände

R1	3,3 k Ω
R2	4,7 k Ω
R3	6,8 k Ω
R4	10 Ω
R5	100 k Ω
R11	..	5000 k Ω , Wendeltrimmer
R13	...	50 k Ω , Wendeltrimmer
R17	1 k Ω
R18	4,7 k Ω
R19	2,2 k Ω
R20	10 k Ω
R21	1 k Ω
R22	..	1 M Ω , Poti, lin, 6 mm Achse
R23	10 k Ω
R24	4,7 k Ω
R25	1 k Ω

R26	2,2 k Ω
R27	1 k Ω
R28, R29, R30	1 M Ω
R31, R 32	470 k Ω
R33	33 k Ω
R34	1 k Ω
R35	100 Ω
R36, R37	47 k Ω
R38	100 k Ω
R39	2,2 M Ω
R40	100 Ω
R41-R47	10 Ω
R48-R51	2,7 k Ω
R52-R61	10 k Ω
R62	330 Ω
R63, R64	10 Ω
R65	330 Ω
R66	10 Ω
R67	330 Ω
R68	10 Ω
R69	330 Ω
R70	10 Ω
R71	330 Ω

Metallfilmwiderstände 1 %

R10	270 k Ω
R12	36 k Ω
R14	100 k Ω
R15	10 k Ω
R16	100 k Ω

Meßwiderstände 0,5 %

R6	9 M Ω
R7	900 k Ω
R8	9 k Ω
R9	900 Ω

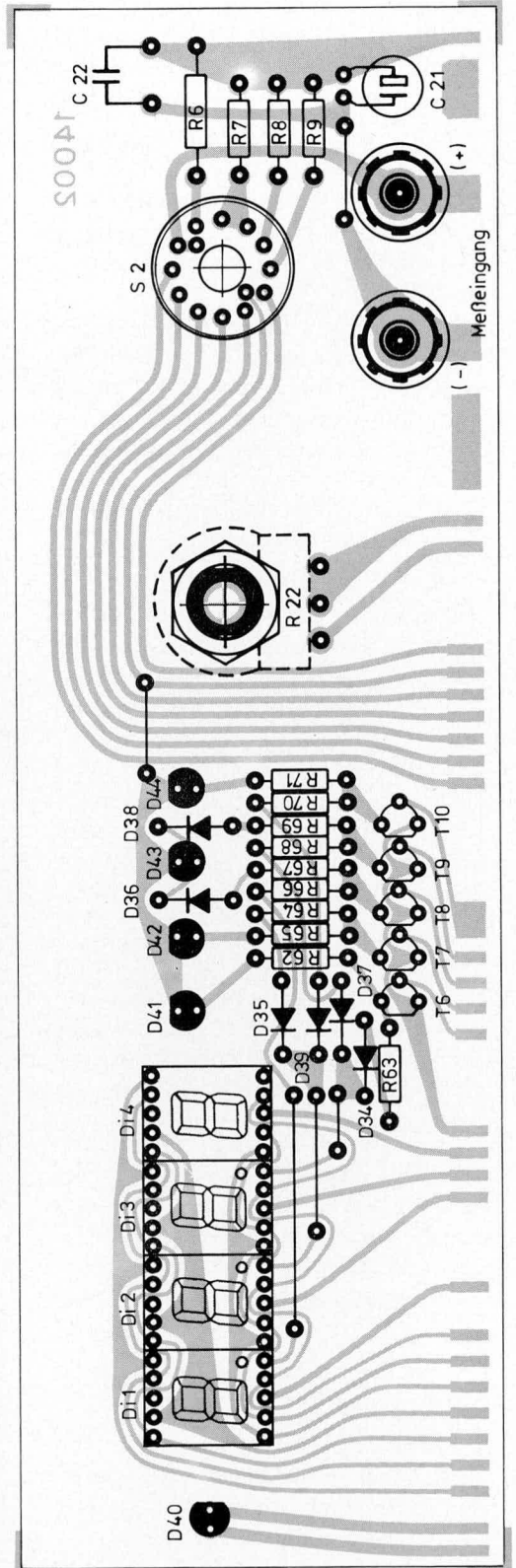
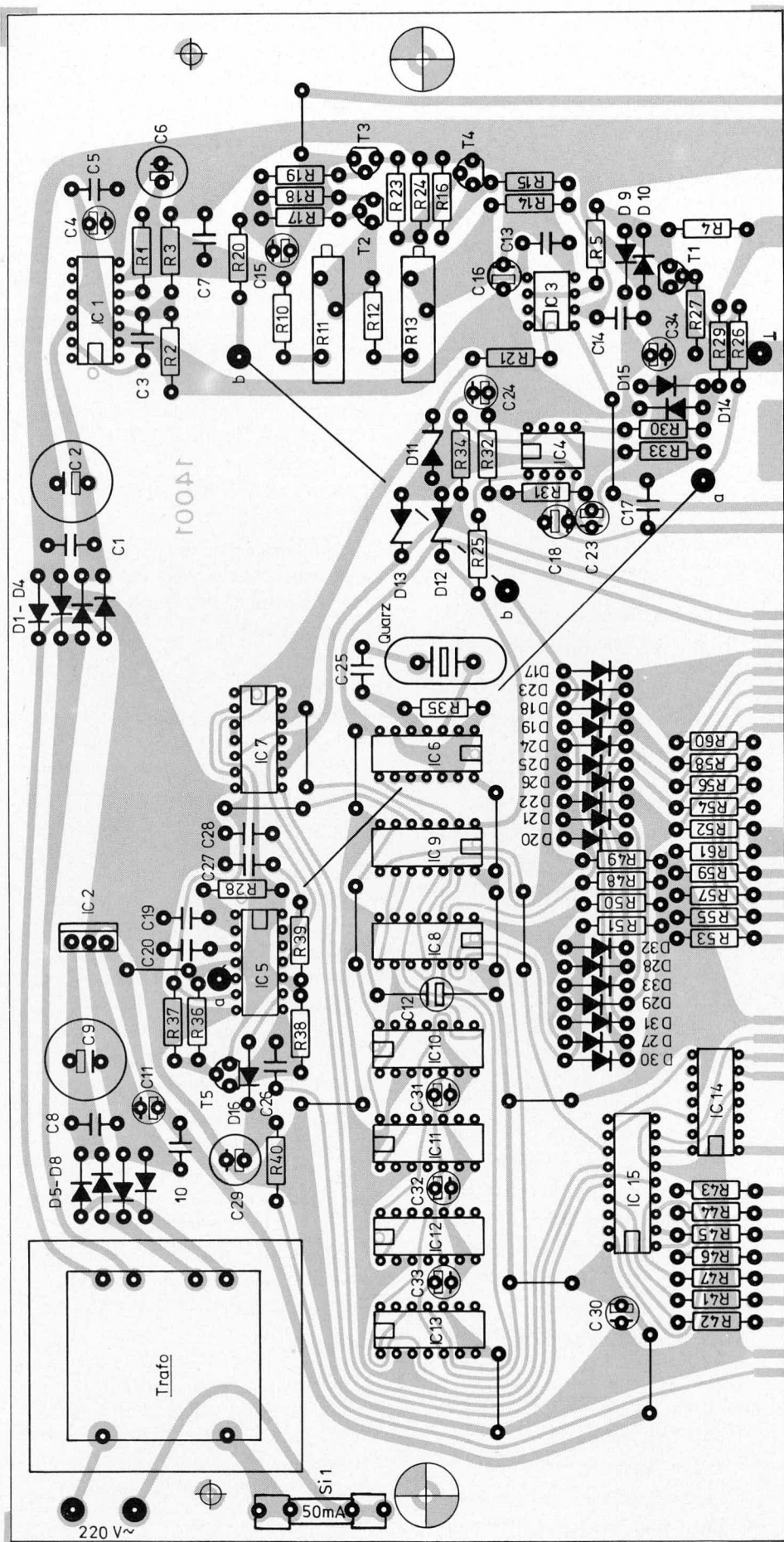
Diverses

1 Trafo Typ 42-071
 prim: 220 V/4,5 VA
 sek.: 1 x 9 V/400 mA
 1 x 12 V/ 75 mA

1 Quarz 3,579 545 MHz
 1 Kippschalter, 2-polig
 1 Präzisions-Drehschalter
 2 x 6 Stellungen
 1 Platinensicherungshalter
 1 Sicherung 50 mA
 7 Lötstifte

Gehäusebausatz

1 Gehäuse aus der Serie 7000
 1 bedruckte und gebohrte Frontplatte
 2 Gehäusebefestigungsschrauben
 2 Platinenbefestigungsschrauben
 M 3 x 15
 6 Muttern M3
 1 3-adriges Netzkabel mit Stecker
 2 Polklemmen (rot/schwarz)
 1 Drehknopf 22 mm \varnothing
 mit Deckel und Pfeilscheibe
 1 Drehknopf 15 mm \varnothing mit Deckel



Bestückungsseite der Basisplatine des ELV Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000

Bestückungsseite der Anzeigenplatine des ELV Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000

Bei Überschreiten einer zweiten Schwelle, nämlich der unteren Fensterspannung der Auswertschaltung, die der Spannung an Pin 2 des OP 2 entspricht, geht der Ausgang (Pin 1) von „LOW“ nach „HIGH“, ebenso der Ausgang (Pin 1) von OP 3.

Demzufolge liegt auch an Pin 1 des Gatters N 1 (Tor „HIGH“ an (Pin 4 und 5 waren schon auf „HIGH“), und die an Pin 2 von N 1 anliegenden Impulse des Quarzoszillators gelangen ungehindert auf den Eingang der Teilerkette (Pin 14 von IC 10).

Je nach eingestelltem Meßbereich (mit S 2) werden die Impulse von einem der Gatter N 11—N 14 auf den Eingang des IC 15 gegeben, das den Zähler, die Speicher sowie die Anzeigensteuerung beinhaltet.

Das IC 14 dient als Digitrtreiber zur Ansteuerung der Anzeige, die im Multiplexbetrieb arbeitet.

Kommen wir nun zu dem Zeitpunkt, in dem die an C_X anliegende Spannung die obere Fensterspannung überschreitet, die der Spannung an Pin 5 von OP 1 entspricht.

Im selben Moment schaltet der Ausgang des OP 1 von „HIGH“ nach „LOW“, und das Tor (N 1) wird über Pin 4 gesperrt — es gelangen keine Impulse mehr auf den Zähler.

Gleichzeitig wird der Speicher (N 7, N 8) über den Eingang Pin 1 gesetzt, so daß der Ausgang Q (Pin 6) auf „HIGH“ und \bar{Q} somit auf „LOW“ (ca. 0 V) geht, wodurch über das Gatter N 10 der Wert des Zählers von IC 15 in dessen Speicher übernommen wird.

Mit dem Zustandswechsel von \bar{Q} auf „LOW“ startet das als Monoflop geschaltete IC 5a, dessen Ausgang (Pin 5) geht auf „HIGH“, T 1 steuert durch und entlädt über R 4 den Prüfling C_X .

Durch den so eingeleiteten Eintladevorgang sinkt die Spannung an C_X .

Als erstes geht der Ausgang von OP 1 (Pin 7) bei Unterschreiten der oberen Fensterspannung wieder auf „HIGH“, was aber keine weiteren Folgen hat, da der vorherige Wert über N 7, N 8 gespeichert wurde und das Tor durch den Ausgang des Speichers (Pin 6 von N 7, N 8) über den Eingang Pin 5 von N 1 gesperrt bleibt.

Wird die untere Fensterspannung unterschritten, gehen auch die Ausgänge von OP 1 und OP 3 auf „LOW“, so daß das Tor nun zusätzlich über

Pin 1 von N 1 gesperrt ist und der Zustand der anderen Eingänge nicht mehr von Bedeutung ist.

Die Spannung an C_X sinkt aber noch weiter.

Bei Unterschreiten der an R 33 anliegenden Spannung von ca. 0,4 V wechselt der Ausgang des OP 4 von „HIGH“ nach „LOW“, und der Speicher (N 7, N 8) wird über dessen Eingang Pin 5 zurückgesetzt.

Der Ausgang Q geht auf „LOW“ und \bar{Q} auf „HIGH“.

Über N 9 erhält der Zähler des IC 15 (Pin 13) den Reset-Impuls und wird somit auf 0 gesetzt.

Der angezeigte Wert bleibt jedoch durch den eingebauten Speicher im IC 15 erhalten, so daß der anschließende erneute Zählvorgang nicht sichtbar wird und erst nach Ablauf der Messung der neue (evtl. gleiche) Wert angezeigt wird.

Da durch den Wechsel von \bar{Q} auf „HIGH“ auch der Eingang des Monoflops IC 5a (Pin 6) wieder auf „HIGH“ gegangen ist, kann nach Ablauf der Monozeit der Ausgang (Pin 5) wieder auf „0“ gehen und T 1 sperren, wodurch automatisch ein neuer Meßzyklus (Ladevorgang) gestartet wird.

Der Vorteil des hier eingesetzten Monoflops liegt darin, daß die Monozeit ein Minimum darstellt, sofern der Eingangsimpuls (Triggerimpuls) kürzer als die Monozeit ist.

Bei längeren Eingangsimpulsen kehrt der Ausgang (Pin 5) erst dann auf „0“ zurück, nachdem der Eingangsimpuls beendet wurde (kommt bei sehr großen Werten von C_X vor), so daß sichergestellt ist, daß der Prüfling C_X auch einwandfrei entladen wurde und eine Fehlmessung somit ausgeschlossen ist.

Über den Ausgang (Pin 8) des Gatters N 9 werden der Zähler des IC 15 und die Zähler IC 10—13 auf „0“ gesetzt, wenn sich Pin 7 von OP 4 auf „LOW“ befindet.

Der Resetimpuls endet, wenn der Ladevorgang des C_X nach Sperren von T 1 erneut beginnt und der Ausgang des OP 4 (Pin 7) wieder auf „HIGH“ geht, rechtzeitig, bevor das Tor (N 1) wieder freigeschaltet werden kann.

Durch die vorstehend beschriebene aufwendige quasi intelligente Ablaufsteuerung ist es möglich, über den gesamten Meßumfang von 12 Zehnerpotenzen dieses Gerätes zuverlässige

Meßergebnisse bei möglichst kurzen Meßzeiten zu erhalten.

Abschließend wollen wir noch kurz auf die Nullpunkteinstellung zur Kompensation von Streu- bzw. Kabelkapazitäten eingehen.

Über die R-C-Kombination, bestehend aus dem Potentiometer R 22 und dem Kondensator C 17, läßt sich eine Verzögerung einstellen, die geeignet ist, in den beiden unteren Meßbereichen das Tor entsprechend später zu öffnen, so daß die ersten Impulse eliminiert werden, wodurch der Effekt der Nullpunkteinstellung realisiert ist.

Eine Überlaufanzeige erfolgt über den Ausgang 14 des IC 15 in Verbindung mit T 5 sowie IC 5b mit Zusatzbeschaltung, so daß bei Meßbereichüberschreitung ein Blinksignal durch die LED D 44 erfolgt.

Nach diese umfangreichen schaltungstechnischen Erläuterungen wollen wir nun den Nachbau des Gerätes in der Praxis beschreiben.

Zum Nachbau

Obwohl das vorstehend beschriebene Digitale Kapazitätsmeßgerät DCM 7000 eine aufwendige Schaltungstechnik besitzt, ist es gelungen, durch eine ausgereifte Konstruktion eine hohe Nachbausicherheit zu erreichen, zu der nicht zuletzt das hochwertige Layout der Leiterplatten beiträgt, auf denen bis auf den Netzschalter sämtliche Bauelemente Platz finden, so daß von zusätzlicher Verdrahtung nicht mehr die Rede sein kann.

Bevor allerdings mit der Bestückung der Platinen begonnen werden kann, sind diese in das Gehäuse einzupassen.

Nachdem ein Probeeinbau der Platinen zur Zufriedenheit verlaufen ist (Platinen sind noch nicht miteinander verlötet), kann mit der Bestückungsarbeit begonnen werden.

Zunächst werden die Brücken, dann die Widerstände, Kondensatoren, Dioden usw. in gewohnter Weise eingelötet.

Ist die Bestückung nach Einsetzen der IC's vollendet, wird die Anzeigenplatine senkrecht an die Basisplatine gelötet, und zwar so, daß sie ca. 5 mm unter ihr hervorragt.

Sind alle Kupferflächen der senkrecht aufeinander liegenden Platinen miteinander verlötet, kann der Einbau ins Gehäuse vorgenommen werden.

Bei Messungen an sehr kleinen Kon-



Bild 4: Ansicht des geöffneten, bereits in ein Gehäuse der ELV Serie 7000 eingebauten digitalen Kapazitätsmeßgerätes DCM 7000

densatoren im pF-Bereich kann die Anzeige leicht springen. Dies ist zu unterdrücken, indem das Gehäuse abgeschirmt wird, wobei es im allgemeinen ausreicht, wenn die untere Gehäusehalbschale mit Graphitspray ausgesprüht wird oder eine Aluminiumfolie (mit einer Isolierschicht, damit keine Kurzschlüsse entstehen) unter die Basisplatte gelegt wird, die dann mit Masse zu verbinden ist, an die wiederum der Schutzleiter (SL) des 3adrigen Netzkabels angeschlossen wird.

Die VDE-Bestimmungen sind zu beachten.

Abgleich

Da die Schaltung mit einem Quarzoszillator sowie mit Präzisions-Meßwiderständen ausgestattet ist, bezieht sich der Abgleich nur auf zwei Punkte, die über einen Referenzkondensator (im Bausatz enthalten) leicht einzustellen sind.

Beim Abgleich geht man folgendermaßen vor:

1. Der Bereichswahlschalter S 2 wird in Stellung 10 pF—100 nF gebracht.
2. Das Nullabgleichpoti wird ganz nach links gedreht, also entgegen dem Uhrzeigersinn.
3. Der Referenzkondensator wird an die Prüfklemmen angeschlossen (möglichst direkt oder mit sehr kurzen Leitungen).
4. Mit R 13 wird der aufgedruckte Wert auf der Anzeige eingestellt.
5. Referenzkondensator wieder entfernen und mit dem Nullabgleich die Anzeige so einstellen, daß gerade 0 oder 0001 angezeigt wird.

6. Referenzkondensator wieder an-klemmen und die Einstellung unter Punkt 4 wiederholen.

Mit Einstellung des 10 pF—100 nF-Bereichs ist der darunter liegende kleinste Bereich gleichzeitig mit kalibriert.

7. Meßbereichsschalter S 2 auf 1 nF bis 10 μ F drehen.
8. Nullabgleichpoti ganz nach links drehen (entgegen dem Uhrzeigersinn).
9. Referenzkondensator an-klemmen und jetzt mit R 11 den aufgedruckten Wert auf der Anzeige einstellen.

Mit dieser Einstellung sind gleichzeitig alle höheren Meßbereiche automatisch mit kalibriert.

Die Genauigkeit der Einstellung kann erhöht werden, indem mehrere (ca. 10) Kondensatoren im 10 pF—100 nF-Bereich nach dessen Einstellung mit R 13 ausgemessen, dann parallel geschaltet und der errechnete Wert (einfache Addition) mit R 11 auf der Anzeige im 1 nF—10 μ F-Bereich eingestellt wird.

Damit ist das Gerät abgeglichen.

Meßgenauigkeit

Durch die eingesetzten Präzisions-Meßwiderstände mit einer Toleranz von max. 0,5 % (typ. 0,1 %) sowie durch Verwendung eines hochstabilen Quarzoszillators liegt die Grundgenauigkeit der Schaltung bei ca. 0,5 %.

Je nach Bauteilestreuung, Aufbau, Abgleich, Abschirmung sowie eingeschaltetem Meßbereich sollte man mit einer Genauigkeit von ca. 1 % zufrieden sein, wobei speziell im kleinsten

Bereich mit einer Auflösung von 0,1 pF einige Digits zusätzlich in Kauf genommen werden müssen, was bei der enormen Auflösung jedoch unwesentlich erscheint.

Bedienungshinweise

Um das vorstehend beschriebene Digitale Kapazitätsmeßgerät DCM 7000 sinnvoll nutzen zu können, sollten einige wesentliche Punkte bei der Messung von Kondensatoren berücksichtigt werden.

1. Die auszumessenden Kondensatoren sollten vor Anschluß an die Prüfklemmen entladen werden. Zwar hat das DCM 7000 einen guten Überlastungsschutz, der jedoch auch seine Grenzen hat.

2. Vor Beginn der Messung ist zu prüfen, ob das Nullabgleichpoti am linken Anschlag steht (entgegen dem Uhrzeigersinn).

3. Soll eine Messung in den beiden unteren Meßbereichen vorgenommen werden, so ist mit Hilfe des Nullabgleichpotis die Anzeige vor Anschluß des Prüfkondensators C_x auf 0000 oder 0001 einzustellen.

Wichtig ist hierbei, daß das Poti nicht zu weit gedreht wird, sondern nur so weit, daß die Anzeige gerade 0000 oder einige Digits (einen sehr kleinen Wert) anzeigt.

Wird das Poti noch weiter gedreht, so kann eine Verfälschung des Meßergebnisses auftreten, indem ein gewisser Betrag von C_x abgezogen wird.

Für die drei oberen Meßbereiche ist kein Nullabgleich erforderlich.

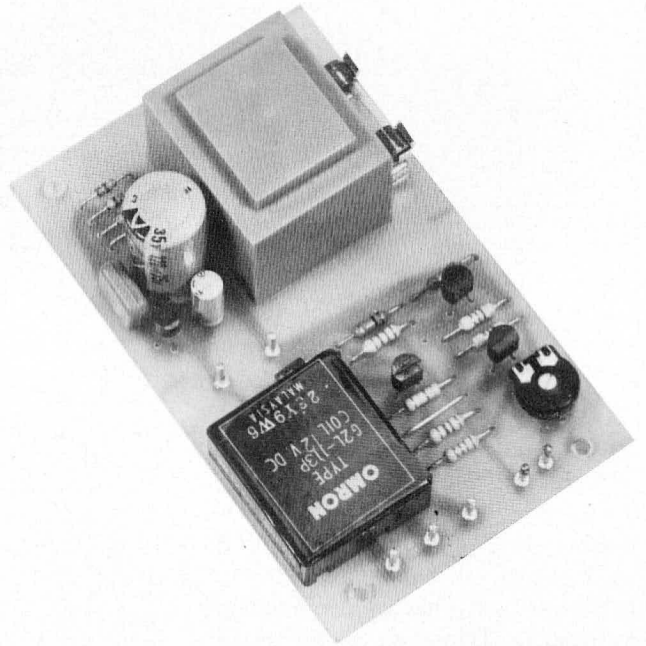
4. Bei Messungen von Elektrolyt-Kondensatoren kann der Meßwert geringfügig schwanken, so auch bei Meßbereichsumschaltung.

Dies liegt keineswegs am Gerät, sondern an der Unzulänglichkeit der Elkos, die zum Teil mit Toleranzen von -50 % bis +100 % behaftet sind und ihren Wert schon in kurzer Zeit geringfügig ändern bzw. etwas unterschiedliche Werte zeigen, jenachdem ob eine etwas kürzere oder längere Meßzeit gewählt wird.

5. Bei gepolten Kondensatoren (Elkos) ist der +Pol an die rote (rechte) Klemme und der -Pol an die schwarze (linke) Klemme anzuschließen.

Wir wünschen Ihnen beim Nachbau und Einsatz dieses hochqualifizierten und interessanten Meßgerätes viel Erfolg.

Übertemperatursicherung



Wie sich mit einfachen Mitteln auch ohne IC eine wirkungsvolle Übertemperatursicherung aufbauen läßt, ist in diesem Beitrag beschrieben.

Allgemeines

Übertemperatursicherungen können oft sehr nützliche Dienste leisten, will man teure Geräte vor unzulässig hohen Temperaturen schützen, die sich aufgrund von Überlastungen oder auch zu hohen Umgebungstemperaturen ergeben können.

Auch kann der Schaden u. U. in Grenzen gehalten werden bei Auftreten eines Defektes, der dann eine Erhitzung nach sich zieht und eine Übertemperatursicherung sodann abschalten würde.

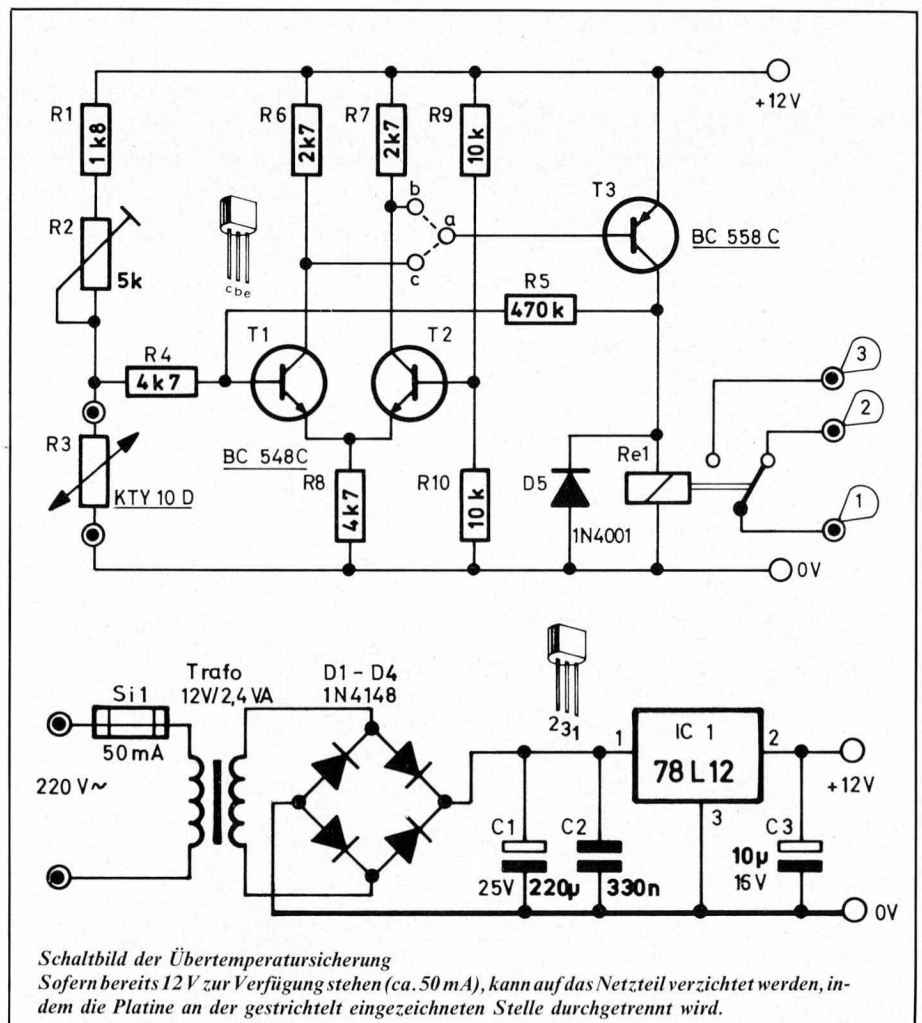
Durch die autarke Arbeitsweise der hier vorliegenden Schaltung (eigenes eingebautes Netzteil mit Trafo) ist dieses Gerät universell einsetzbar.

Zur Schaltung

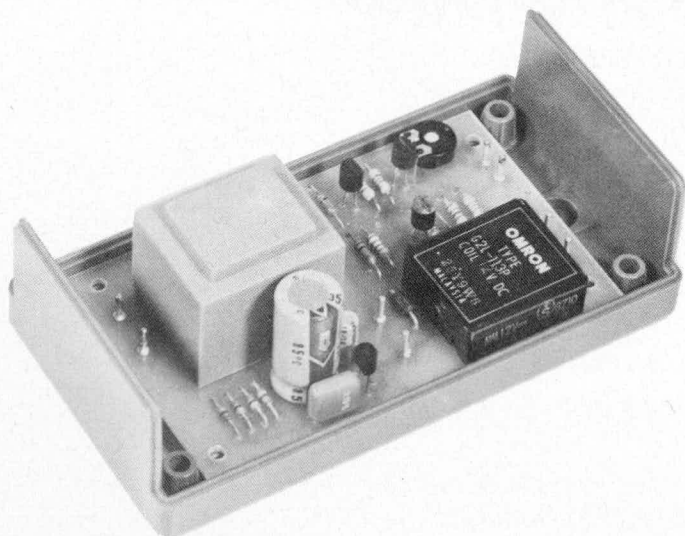
Der Widerstand R 1 und der Trimmer R 2 sind in Zusammenhang mit dem Temperaturfühler R 3 des Typs KTY 10 D als Spannungsteiler geschaltet.

Über R 4 gelangt die Spannung auf den Eingang, der als Differenzverstärker geschalteten Transistoren T 1 und T 2, dessen zweiter Eingang über R 9 und R 10 auf ca. $U_B/2$ gehalten wird.

Der Transistor T 3 kann nun wahlweise vom Kollektor von T 1 oder T 2 ange-



Schaltbild der Übertemperatursicherung
Sofern bereits 12V zur Verfügung stehen (ca. 50 mA), kann auf das Netzteil verzichtet werden, indem die Platine an der gestrichelt eingezeichneten Stelle durchgetrennt wird.



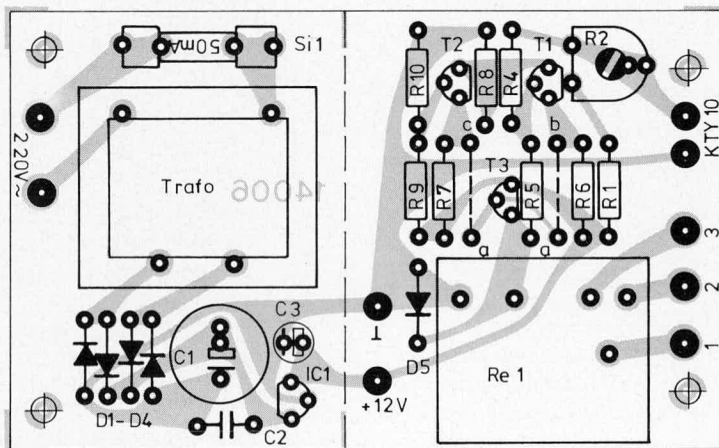
Ansicht der fertig bestückten Platine im Gehäuse (Oberteil des Gehäuses ist nicht mit abgebildet)

steuert werden, je nachdem, ob Re 1 bei zu hohen Temperaturen anziehen (Brücke an T 1) oder abfallen (Brücke an T 2) soll.

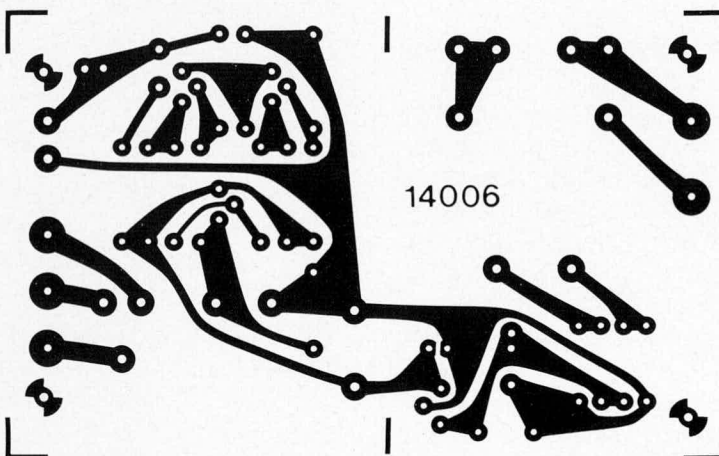
Der Kollektor von T 3 steuert dann das Relais Re 1 an.

Über R 5 wird eine geringe Hysterese erzeugt, die ein Schwingen der Schaltung verhindert.

Das Netzteil ist mit einem 12 V Festspannungsregler in bekannter Weise aufgebaut.



Leiterbahnseite der Platine



Bestückungsseite der Platine

Inbetriebnahme

Der Temperatursensor KTY 10 D wird auf eine Temperatur gebracht, bei der die Übertemperatursicherung ansprechen soll (z. B. heißes Wasser und Temperatur z. B. 60° C mit Thermometer messen).

Mit R 2 wird nun die Einstellung so vorgenommen, daß die Schaltung gerade eben „umkippt“ (schaltet).

Zu beachten ist, daß, bedingt durch die Hysterese, das Gerät bei einer etwas höheren Temperatur einschaltet und erst wieder ausschaltet, nachdem die Temperatur etwas unterhalb der Einschalttemperatur gesunken ist, wobei Anziehen und Abfallen des Relais durch wahlweisen Anschluß der Basis von T 3 an T 1 oder T 2 leicht umgeändert werden kann.

Nachdem die Ansprechtemperatureinstellung vorgenommen wurde, wird der Sensor R 3 in möglichst engen thermischen Kontakt mit dem zu überwachenden Gerät gebracht, ggfs. ist das Auftragen von etwas Wärmeleitpaste zwischen dem Temperatursensor und dem Überwachungsobjekt von Vorteil.

Stückliste Übertemperatursicherung

Halbleiter

IC1	78 L 12
T1, T2	BC 548 C
T3	BC 558 C
D1-D4	1N 4148
D5	1N 4001

Kapazitäten

C1	220 µF/25 V
C2	330 nF
C3	10 µF/16 V

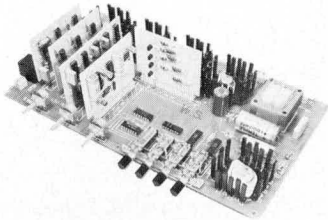
Widerstände

R1	1,8 kΩ
R2	5 kΩ, Trimmer
R3	KTY 10 D
R4	4,7 kΩ
R5	470 kΩ
R6, R7	2,7 kΩ
R8	4,7 kΩ
R9, R10	10 kΩ

Diverses

- 1 Kartenrelais 12 V/1 x Um
- 1 Trafo 12 V/2,4 VA
- 1 Platinensicherungshalter
- 1 Sicherung 50 mA
- 9 Lötstifte

Digitales Lichtsteuergerät „Light 2000“



Der Markt der Lichtsteuergeräte ist in den letzten Jahren, man kann fast sagen, explosionsartig angestiegen.

Unter der Vielzahl der interessanten Geräte ist uns eines besonders aufgefallen, das wir Ihnen nachfolgend mit seinen Möglichkeiten kurz vorstellen wollen.

Prinzip

Im Gegensatz zu den meisten herkömmlichen Lichtorgeln arbeitet dieses Gerät nicht mit Phasenanschnittsteuerung, bei der die Zündung der Triacs in Abhängigkeit von der gewünschten Helligkeit zu definierten Zeitpunkten zwischen den Netzspannungs-Nulldurchgängen erfolgt, sondern mit Nulldurchgangssteuerung. Die Triacs werden immer im Netzspannungs-Nulldurchgang gezündet und bleiben während der darauffolgenden Netzspannungs-Halbwellen leitend. Die Helligkeitssteuerung erfolgt durch periodisches Auslassen einer regelbaren Anzahl von Halbwellen. Daraus resultiert ein für dieses Gerät charakteristisches Flimmern des Lichts, sobald die Lichtintensität unter der maximalen Helligkeit liegt — die Dimmung also einsetzt.

Die Nulldurchgangssteuerung bringt eine Reihe von Vorteilen mit sich:

1. Eine Funkentstörung erübrigt sich, da während des Zündens im Gegensatz zur Phasenanschnittsteuerung nur ein Strom von wenigen mA durch den Triac fließt.
2. Die Lebensdauer der Lampen wird wesentlich erhöht, da die Beanspruchung der Glühfäden beim Einschalten im Netzspannungs-Nulldurchgang minimal ist.
3. Infolge der minimalen Verlustleistung während der Schaltvorgänge der Triacs reduziert sich ihre Gehäusetemperatur drastisch, wodurch sich wiederum eine höhere Kurzschlußbelastbarkeit und damit eine höhere Kurzschluß-Überlebenschance der Triacs ergibt.

Infolge des Auslassens ganzer Netzspannungs-Halbwellen ist natürlich eine stufenlose Dimmung nicht mehr möglich. Der Bereich zwischen Dunkelheit und Maximalhelligkeit wird in 6 feste Intensitätsstufen aufgeteilt: Dunkelheit, Maximalintensität und 4 Zwischenwerte. Bei Verwendung stärkerer Lampen (ab 100 W), deren Glühfäden eine relativ große Trägheit haben, ist mit Ausnahme des Flimmerns kein Unterschied zur Phasenanschnittsteuerung mehr festzustellen.

Betriebsarten

A. Eingangssignal vorhanden

1. Normaler Betrieb (frequenzselektiv):
 - a) Mit Regler „Empfindlichkeit“ Pegel an den Lautsprecher-Ausgang des Verstärkers anpassen.
 - b) Alle Tasten ausrasten.
 - c) Regler „Grundhelligkeit“ zudrehen, bzw. gewünschte Grundhelligkeit einstellen (bei voll aufgedrehtem Regler ist keine Helligkeitssteuerung mehr möglich).
(Flimmerfreier Betrieb ist nicht möglich)
2. Lauflicht im Rhythmus der Musik:
 - a) Taste „Lauflicht“ drücken.
 - b) Alle anderen Tasten ausrasten.
 - c) Regler „Empfindlichkeit“ aufdrehen, bis Lauflicht einsetzt.
 - d) Grundhelligkeit nach Wunsch einstellen (bei voll aufgedrehtem Regler kein Flimmern).
3. Lauflicht im Rhythmus der Musik, invertiert:
wie A. 2., jedoch Taste „Inv“ zusätzlich drücken.

4. Duales Blinklicht im Rhythmus der Musik:
 - a) Taste „Blink“ drücken.
 - b) Alle anderen Tasten ausrasten.
 - c) Regler „Empfindlichkeit“ aufdrehen, bis Blinken einsetzt.
 - d) Grundhelligkeit nach Wunsch einstellen (bei voll aufgedrehtem Regler kein Flimmern).

B. Kein Eingangssignal vorhanden

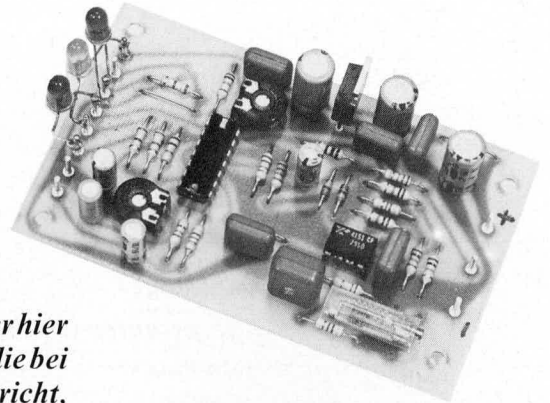
1. Lauflicht:
 - a) Tasten „Lauflicht“ und „Takt int-ext“ drücken.
 - b) Alle anderen Tasten ausrasten.
 - c) Taktfrequenz mit Regler „Takt“ einstellen.
 - d) Grundhelligkeit nach Wunsch einstellen (bei voll aufgedrehtem Regler kein Flimmern).
2. Lauflicht invertiert:
wie B. 1., jedoch Taste „Inv“ zusätzlich drücken.
3. Duales Blinklicht:
 - a) Tasten „Blink“ und „Takt int-ext“ drücken.
 - b) Alle anderen Tasten ausrasten.
 - c) Taktfrequenz mit Regler „Takt“ einstellen.
 - d) Grundhelligkeit nach Wunsch einstellen (bei voll aufgedrehtem Regler kein Flimmern).
4. Volles Licht:
 - a) Alle Tasten ausrasten.
 - b) Regler „Grundhelligkeit“ voll aufdrehen.

Die Vielzahl der vorstehend beschriebenen Möglichkeiten setzen dem Einsatz dieses Lichtsteuergerätes kaum Grenzen.

Gesehen bei der Firma Schubert electronic, Postfach 260, 8660 Münchberg.

Drehzahlüberwachungsautomatik

mit Analog-Drehzahlmesser und Über-/Unterdrehzahlanzeige



Ein Drehzahlmesser leistet gute Dienste, besonders wenn er, wie der hier vorgestellte, über eine Drehzahlüberwachungsautomatik verfügt, die bei kritischen Drehzahlen automatisch die Zündung kurzzeitig unterbricht, so daß ein Überdrehen ausgeschlossen ist.

Drehzahlmesser gibt es wie Sand am Meer, deshalb haben wir uns etwas Besonderes einfallen lassen, damit die hier vorgestellte Schaltung entsprechend attraktiv und lohnenswert nachzubauen ist.

Die Vorteile wurden eingangs schon kurz erwähnt, zum Punkt der Drehzahlüberwachungsautomatik wollen wir jedoch vorab noch einige allgemeine Bemerkungen machen.

Zwar hat die Zündstromunterbrechung bei zu hohen Drehzahlen den Vorteil, daß der Motor geschützt wird, es ist jedoch zu überlegen, ob eine Anzeige über die rote LED ausreicht und man auf die Zündstromunterbrechung verzichtet, da Situationen denkbar sind (z. B. beim Überholmanöver), wo ein kurzzeitiges Überdrehen in Ausnahmefällen gestattet sein sollte.

Aus vorgenanntem Grund empfehlen wir auf eine automatische Unterbrechung zu verzichten.

Zur Schaltung

Die Versorgung der Schaltung wird über R 1 und den Sieb und Entstörkondensatoren C 1 bis C 5 sowie dem Festspannungsregler IC 1 aus der Batteriespannung gewonnen.

Über R 2 gelangen die vom Unterbrecherkontakt kommenden Impulse auf den nicht invertierenden (+) Eingang (Pin 12) des Operationsverstärkers OP 1, dessen invertierender (-) Eingang (Pin 13) auf ca. 4 V liegt. C 6 dient zur Störunterdrückung. Die Z-Diode D 1 schützt den Eingang der Schaltung vor Spannungsspitzen, während C 14 Störimpulse unterdrückt.

Im allgemeinen wird für C 14 der angegebene Wert von 6,8 nF günstig sein. Soll die Schaltung jedoch sehr hohe Drehzahlen bei evtl. sogar 8-zylindrigen Motoren auswerten, so daß die Eingangsfrequenz sehr hoch liegt, ist C 14 ggfs. auf 2,2 nF zu verkleinern, entsprechend gilt für 1-zylindrige Motoren und etwas geringeren Höchstdrehzahlen, daß C 14 unter Umständen auf 15 nF und mehr vergrößert werden kann.

R 5 dient zur Erzeugung einer Hysterese, die bei der angegebenen Dimensionierung ($R 5 = 1 \text{ M}\Omega$) sehr gering ist.

Sollten die Eingangsimpulse stark „verschmutzt“ sein, so ist durch Verkleinern von R 5 auf Werte bis hinunter zu 100 k Ω die Störempfindlichkeit zu verbessern.

Dem als Komparator arbeitenden OP 1 ist ein Differenzierglied, bestehend aus C 7/R 7 nachgeschaltet, das die Impulse aufbereitet für den Frequenzspannungs-Umsetzer, der mit dem IC 2 des Typs 4151 aufgebaut wurde.

Dieses IC beinhaltet bis auf wenige extern anzuschließende Bauelemente, alle Komponenten, die zur Realisierung eines präzisen U/f-Wandlers erforderlich sind.

Die Dimensionierung der externen Bauelemente ist so ausgelegt, daß von 1-zylindrigen Motoren mit 3000 Upm bis hin zum großen 8-Zylinder mit über 10 000 Upm alle Motoren angeschlossen werden können.

Die Einstellung des Skalenfaktors erfolgt mit dem Wendeltrimmer R 12. Näheres hierzu im Abschnitt „Einstellung.“

Am Ausgang des IC 2 (Pin 1) steht die der Eingangsfrequenz proportionale Spannung an, deren Größe und Restwelligkeit u. a. von C 9 und R 13 bestimmt wird.

Über R 14 und C 10 wird diese Spannung gefiltert und auf den nicht invertierenden (+) Eingang von OP 2 geführt, der als Impedanzwandler geschaltet ist und an seinem Ausgang (Pin 8) einen ausreichend großen Strom liefern kann, um das über R 15 angeschlossene Drehspulinstrument von 1 mA Vollausschlag sicher zu betreiben. C 11 dient auch hier zur Störunterdrückung.

Über R 16 gelangt die Ausgangsspannung auf die nicht invertierenden (+) Eingänge der beiden als Komparatoren arbeitenden Operationsverstärker OP 3 und OP 4, deren invertierende (-) Eingänge über den Spannungsteiler, bestehend aus R 17 bis R 20 auf einer festen Referenzspannung liegen.

Die beiden Ausgänge (Pin 1 und Pin 7) steuern die drei Leuchtdioden, D 2, D 3 und D 4 so an, daß jeweils eine von Ihnen aufleuchtet, je nach Spannung an Pin 8.

Im Leerlauf und bei sehr niedrigen Drehzahlen leuchtet die gelbe LED auf. Steigt die Drehzahl an, so daß sie im „normalen“ Betriebsbereich des Motors liegt, erfolgt ein Wechsel von gelb nach grün.

Bei Überschreiten der max. zulässigen Motordrehzahl beginnt die rote LED zu leuchten. Der Strom fließt dann über D 3, R 21 und die Basis-Emitter-Strecke von T 1 (parallel dazu R 24). Dies hat zur Folge, daß T 1 durchsteuert.

Erlischt die rote LED, so sperrt auch T 1. Am offenen Kollektor dieses Transistors (Punkt 3) steht somit ein Schaltsignal zur Verfügung, mit dessen Hilfe die Zündung unterbrochen werden kann.

Steht eine elektronische Zündung, wie z. B. die ELV-High-Speed-Transistorzündung zur Verfügung, so reicht ein kleiner Transistor des Typs BC 548 aus (Anschluß von Punkt 3 an die Basis von T 1 der High-Speed-Transistorzündung — Schaltbild ELV Nr. 12, Seite 38 —).

Steht keine entsprechende Transistorzündung zur Verfügung, so sollte T 1 ein entsprechendes Relais (z. B. Siemens Kartenrelais 12 V) ansteuern, dessen Spulenwicklung an den Kollektor sowie an + 12 V angeschlossen wird und dessen Kontakt parallel zum Unterbrecherkontakt geschaltet wird. Es braucht wohl nicht extra darauf hingewiesen zu werden, daß die Lösung mit der Transistorzündung eleganter und sicherer ist, da hier keine mechanischen Schalter vorhanden sind.

Wird, wie wir empfehlen, auf die automatische Zündstromunterbrechung verzichtet, entfällt T 1 und R 24 wird durch eine Brücke ersetzt.

Zum Nachbau

Beim Nachbau hält man sich genau an den Bestückungsplan.

Zuerst werden die Brücken, dann die passiven Bauteile wie Widerstände und Kondensatoren und zuletzt die aktiven Bauelemente wie Dioden, Transistoren und IC's eingelötet.

Da alle eingesetzten Bauelemente — einschließlich der drei IC's — recht unempfindlich sind (soweit man dies bei IC's überhaupt sagen kann), sind beim Zusammenbau keine Probleme zu erwarten.

Einstellung

Zunächst wird mit R 12 der Skalenfaktor eingestellt, das ist das Verhältnis von Eingangsfrequenz zu Ausgangsspannung.

Dies läßt sich mit der vorhandenen 50 Hz-Wechselspannung, gewonnen aus einem Trafo mit einer Sekundärspannung von ca. 5—40 V mit nachgeschaltetem Brückengleichrichter und Lastwiderstand realisieren, dessen Ausgangsspannung dann auf den Unterbrecherkontakteingang gegeben wird.

Wichtig bei dieser Meßschaltung ist, daß auf keinen Fall ein Kondensa-

tor parallel zum Ausgang geschaltet werden darf, da sonst keine Impulse, sondern eine Gleichspannung anliegt.

R 12 wird nun folgendermaßen eingestellt:

Bei Viertakt-Motoren erfolgt eine Zündung (also ein Impuls) bei jeder zweiten Umdrehung.

Bei 2-Zylinder-Motoren wird vom Unterbrecherkontakt also 1 Impuls pro Umdrehung erzeugt.

Bei 4-Zylinder-Motoren werden dementsprechend zwei Impulse und bei 8-Zylinder-Motoren 4 Impulse pro Umdrehung abgegeben.

Eine Drehzahl von 3000 Upm entspricht bei 4-Zylinder-Viertaktmotoren, also 6000 Impulsen pro Minute, gleich 100 Impulsen pro Sekunde.

Da unsere Schaltung nach Bild 1 ebenfalls 100 Impulse pro Sekunde erzeugt, ist mit R 12 also eine Drehzahl von 3000 Upm einzustellen (für 4-Zylinder-Viertaktmotoren).

Da bei 8-Zylinder-Motoren doppelt so viel Impulse pro Umdrehung anfallen, wäre hierfür bei Anlegen der Referenzfrequenz aus unserer Meßschaltung mit R 12 nur eine Drehzahl von 1500 Upm einzustellen — bei 2-Zylinder-Motoren entsprechend 6000 Upm.

R 15 ist so bemessen, daß ein Drehspulmeßwerk von 1 mA angesteuert werden kann.

Steht ein Meßwerk mit anderer Empfindlichkeit zur Verfügung, ist R 15 zu verändern (bei 0,5 mA auf 10 k Ω , bei 5 mA auf 1k Ω , bei 10 mA auf 470 Ω — letzteres ist jedoch nicht sehr empfehlenswert, da bei einem Ausgangsstrom von 10 mA der OP2 im Normalfall noch einwandfrei arbeitet, jedoch schon langsam an seine Grenze stößt).

Als letztes wird mit den Trimmern R 17 und R 20 die Über-/Unterdrehzahlanzeige kalibriert.

Dies kann am einfachsten durchgeführt werden, wenn die Schaltung bereits an den Unterbrecherkontakt angeschlossen wurde und der Motor mit entsprechenden Drehzahlen läuft, die auf dem inzwischen kalibrierten Meßwerk abgelesen werden können.

Die Einstellung mit R 17 und R 20 ist mehrmals zu wiederholen, da bei Verändern der Überdrehzahlanzeige mit R 17 auch die Unterdrehzahlanzeige, die mit R 18 eingestellt wird, gerinfügig beeinflusst wird.

Stückliste Drehzahlüberwachungs- automatik

Halbleiter

IC1	7808
IC2	4151
IC3	LM 324
D1	ZPD 8,2
D2	LED rot, 5 mm
D3	LED grün, 5 mm
D4	LED gelb, 5 mm
T1	BC 548 C

Kapazitäten

C1, C3, C5	100 μ F/16 V
C2, C4, C10	220 nF
C6, C11	10 μ F/16 V
C7	22 nF
C8	100 nF
C9	470 nF
C12, C13	1 μ F/16 V
C14*	6,8 nF

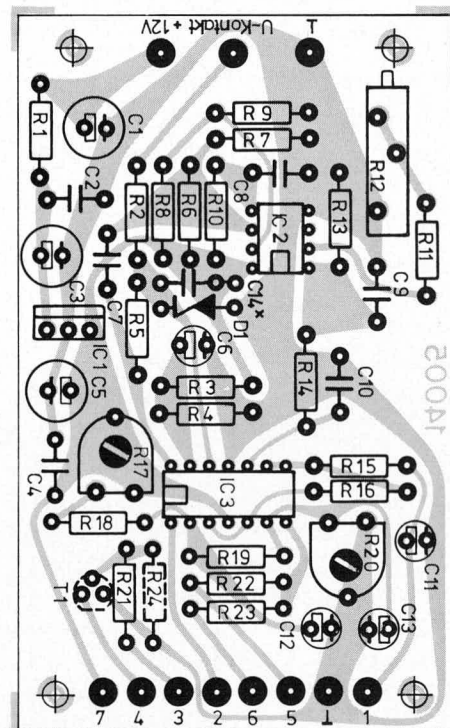
Widerstände

R1	100 Ω
R2, R3, R4	22 k Ω
R5	1 M Ω
R6, R11, R15	4,7 k Ω
R7-R10, R18	10 k Ω
R12	...	50 k Ω , Wendeltrimmer
R13	180 k Ω
R14, R19	100 k Ω
R16	47 k Ω
R17, R 20	...	50 k Ω , Trimmer
R21, R22, R23	390 Ω
R24	1 k Ω

Diverses

11 Lötlifte

* siehe Text



Bestückungsseite der Platine

