

ELV *journal*

Nr. 55

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,80

Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000



ELV micro-line

Telefonzentrale TZ 1000

In dieser Ausgabe:

ELV-Serie 7000:
250 VA-Wechselspannungs-
Netzteil WSN 7001
ELV-Serie
Modellbahn-Elektronik:
Mikroprozessor-Fahr- und Schalt-
system Monolith 16, Teil 3

Komfort-Mini- Telefonzentrale TZ 1000

Niedervolt-Licht-
orgel NVL 1000
Funkuhrensysteem
für C 64/128 und
IBM-PC-XT/AT, Teil 2

Laser-Signal- Übertragung, Teil 3

Supraleitung - Strom
ohne Widerstand

Grundlagen der
Empfangstechnik,
Teil 4

Laser-Signal-Übertragung

Informationsübertragung per Laserstrahl

Teil 2

Im zweiten Teil dieser Artikelserie wird zunächst die „Direkte Modulation“ eines Lasers und anschließend die Strahlausbreitung durch die Atmosphäre sowie der Signalempfang beschrieben. Im dritten Teil folgen dann praktische Anwendungsbeispiele.

Gernot Stoffel
Bonn

Direkte Modulation

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, einen Gaslaserstrahl bereits bei seiner Entstehung, durch Verändern der Pumpleistung, in seiner Intensität zu beeinflussen und damit zu modulieren. Wegen einer gewissen Trägheit der atomaren Laserprozesse ist die hierbei mögliche Modulationsfrequenz beim HeNe-Laser auf maximal etwa 10 MHz begrenzt. (Die genaue Analyse der zugrundeliegenden Vorgänge ergibt eine Grenzfrequenz von 27 MHz.) Nach unten hin gibt es ebenfalls eine Grenze. Da innerhalb einer Gaslaserröhre mehrere komplexe rückgekoppelte Prozesse ineinandergreifen, emittiert diese selbst bei exakt stabilisierter Eingangsleistung und Röhrentemperatur kein völlig zeitkonstantes Laserlicht. Sie stellt vielmehr ein Paradebeispiel eines derzeit in der mathematisch-physikalischen Forschung hochaktuellen sogenannten chaotischen Prozesses dar. Die Einschwingvorgänge von Lasern waren sogar einer der Anlässe, die diese Forschung begründet haben.

Die Ausgangsleistung vollführt also gewisse Kapriolen. Die hierbei auftretende Schwankung liegt bei maximal etwa $\pm 5\%$ vom Mittelwert, die typische Schwingungswellenlänge bei etwa 10 Sekunden.

Berücksichtigt man weiterhin, daß bei innerer Modulation maximal nur etwa 30% der gesamten Ausgangsleistung zur Übertragung dienen können und die Kennlinie Röhrenstrom/Ausgangsleistung außerdem nicht linear verläuft, ergibt sich eine klare Überlegenheit der frequenzmodulierten Übertragungsart, vorzugsweise digitalisierter Signale. Diese sind dann auch weitgehend unanfällig gegen Störeinflüsse der Übertragungstrecke, worauf noch eingegangen wird.

HeNe-Laser werden durch eine elektrische Gasentladung angetrieben (Fachdeutsch: gepumpt). Wie alle Gasentladungen besitzt sie eine negative I/U-Kennlinie und damit die Tendenz, bei allmählich zusammenbrechender Versorgungsspannung zu immer höheren Brennströmen zu enteilen – über die Glimmentladung zur Bogenentladung und zum blitzartigen „Röhrentod“.

Damit dieser Prozeß aufgehalten wird, macht man die Versorgungsspannung über Vorwiderstände genügend nachgiebig. Bild 2 zeigt schematisch die Kennlinie einer HeNe-Laserröhre mit eingezeichneter Netzteilkennlinie (ohne Berücksichtigung der Zündschaltung). Man erkennt zwei Schnittpunkte. Ein stabiler Betrieb ist nur im rechten Kreuzungspunkt möglich. Denn da die

Röhrenkennlinie im linken Schnittpunkt noch steiler verläuft als die der Versorgungsquelle, fände der nie völlig gleichförmige Röhrenstrom im Falle eines zufälligen Mehrbedarfs an Spannung diese auch vor. Hierauf schließt sich ein rascher dynamischer Vorgang des Zusammenbruchs an, bei dem die überschüssige Versorgungsspannung für induktive und kapazitive Prozesse herhält, bis sich der Arbeitspunkt am rechten Schnittpunkt befindet.

Durch Vergrößern des Vorwiderstandes lassen sich beide Schnittpunkte aufeinanderzuschieben. Der Röhrenstrom läßt sich also drosseln. Es leuchtet aber ein, daß dies nur so weit fortsetzbar ist, wie sich überhaupt noch Schnittpunkte ergeben (gestrichelte Linie). In der Praxis muß man um etliches über diesem Wert bleiben, da beide Kurven, infolge Eingangsspannungsschwankungen/Netzverunreinigungen sowie Röhrenfluktuationen/thermischer Drift, jeweils einige Schwankungsbreite besitzen. Dies ist auch der Grund für die meist hohe Empfindlichkeit von HeNe-Lasern gegen Netzspannungsimpulse (Resultat: Aussetzer). Es ist nahezu unmöglich, diese Geräte über handelsübliche Wechselrichter zu betreiben, da deren Ausgangsspannung nicht

homogen genug ist. In manchen Fällen muß sogar bei normalem Netzbetrieb das Vorschalten eines Netzfilters erwogen werden, wenn zu viele Störsignale auftreten.

Will man den Röhrenstrom über die im Schaubild gezeigte Grenze hinaus verringern, bleibt nur die Möglichkeit einer Erhöhung der Grundspannung. Der Aufwand hierzu rechtfertigt aber in keiner Weise den Nutzen. Edelgaslaser besitzen ohnehin schon einen extrem schlechten Wirkungsgrad.

Durch Verkleinern des Vorwiderstandes ist im Prinzip auch eine Vergrößerung des Röhrenstroms erzielbar. Hiervor wird jedoch ausdrücklich gewarnt, da Überströme die Lebensdauer der Röhre rapide mindern. Außerdem geht der Laserprozeß oberhalb des Sollstromes sehr bald in Sättigung, d. h. man erreicht nur eine stark unterproportionale Zunahme der Ausgangsleistung. Daher sollte ein Sollstrom von 5 mA um höchstens 0,2 mA überschritten werden! (Ein warnendes Beispiel aus der Praxis: die Aufnahme der I/U-Kennlinie der ELV-Laserröhre bedingte für wenige Sekunden einen Betrieb mit ca. 7,5 mA; seither strahlt die mißhandelte Röhre nur-

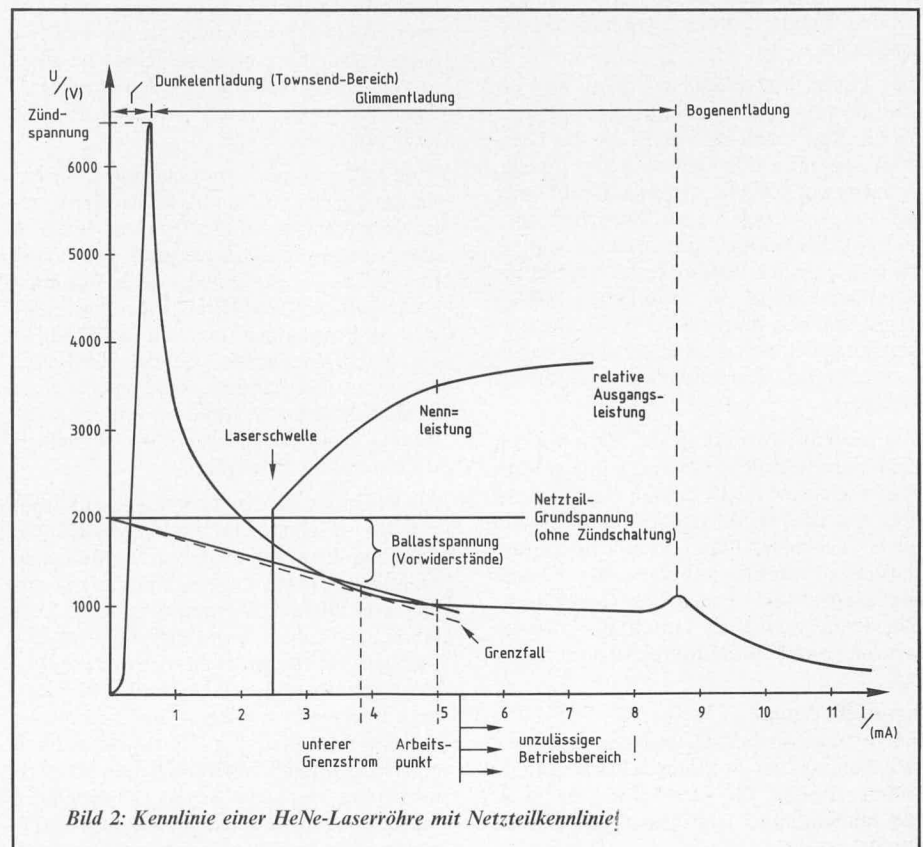


Bild 2: Kennlinie einer HeNe-Laserröhre mit Netzteilkennlinie!

mehr mit 70% ihrer ursprünglichen Leistung, was einer Alterung von etwa 10 000 Stunden entspricht.)

Für die innere Modulierbarkeit entscheidend ist, daß man einen Teil der Ballastspannung statt an Widerständen über einen geeigneten Hochvolt-Transistor steuern kann. Hierdurch ist zum einen eine sehr wirksame Stromstabilisierung und Röhrenzündhilfe realisierbar, und zum anderen läßt sich wegen der relativ flach abfallenden Röhrenkennlinie außerdem praktisch der gesamte überhaupt stabile Betriebsstrombereich der Röhre abdecken. Hierdurch ergibt sich bei geeigneter Beschaltung eine rasche und wirksame Modulierbarkeit.

Die Netzteilplatine des ELV-Lasers ist für eine derartige Schaltung bereits ausgelegt. Sie wird im weiteren Verlauf dieser Artikelserie ausführlich erörtert.

Strahlausbreitung durch die Atmosphäre

Sollen mit einem Lichtstrahl größere Strecken überbrückt werden, taucht sofort die Frage nach der möglichen Reichweite des Gerätes auf. Eine derartige Reichweite müßte demnach definiert werden, auf jeden Fall aber kann man sie in hohem Maße günstig beeinflussen. Hierzu im folgenden näheres.

Die Justierung

Zuallererst: Es ist durchaus kein triviales Problem, mit einem Laser ein Objekt in größerer Entfernung, also etwa einen Empfänger, punktgenau und zeitkonstant zu treffen. Ist eine Distanz von mehreren Kilometern zu überwinden, kommt man zur Justierung um einen Helfer und ein Paar Sprechfunkgeräte kaum herum. Anderenfalls benötigt man eine ruckfreie und kalkulierbare Einstellmöglichkeit sowie aufreißenden Pendelverkehr zwischen „Start“ und „Ziel“.

Der Laser muß möglichst drift- und erschütterungsfrei aufgestellt werden. Besser als ein Stativ bewährt sich hier die Dreipunktlagerung des Gerätes selbst (harte, unnachgiebige Füße verwenden!) auf einer soliden Unterlage. Das Zwischenfügen eines Stückes Schreibmaschinenpapiers vorne würde den Aufpunkt in 1 km Entfernung dann um ca. 30 cm anheben. Wer es besser machen will, stellt sich eine Justierplattform her, deren Dreipunktlagerung in vorn abgerundeten Feingewindeschrauben besteht.

Die seitliche Justierung ist hiermit noch nicht ausreichend zu bewerkstelligen. Man warte also eine leicht diesige Nacht ab, in der man den Strahl nachblickend gerade noch ausmachen kann, und besorge die seitliche Positionierung dann mit Ticken des Fingernagels gegen das Geräteheck. Der letzte Schliff ist durch die Justierschrauben der Dreipunktplattform erzielbar.

Strahldivergenz

Einen wesentlichen Beitrag zur Lichtabschwächung bei größeren Übertragungswegen „leistet“ die Strahldivergenz, d. h. das allmähliche Anwachsen des Strahldurchmessers.

Gaslaser strahlen in aller Regel Licht von einer Parallelität ab, die nur wenig über der physikalisch überhaupt erreichbaren Minimaldivergenz liegt. Diese Untergrenze beruht auf Beugung, ist lediglich abhängig von Anfangsdurchmesser und Wellenlänge und kann, etwa durch Sammellinsen, nicht weiter reduziert werden, ja hat in der Tat mit geometrischer Optik nicht das mindeste zu tun. Die Berechnungsformel lautet: $\varphi = 1,22 \cdot \lambda / d_{\text{Blende}}$, wobei φ = Beugungswinkel = $\frac{1}{2}$ Kegelwinkel (in Radiant), λ die Lichtwellenlänge und d_{Blende} der Anfangsdurchmesser ist (beides in derselben Einheit!). Die ungewohnte Einheit Radiant trägt dabei wesentlich zur Vereinfachung der Rechnung und Anschauung bei, da man hier bei sehr kleinen Winkeln (um nichts anderes geht es aber!) bestimmte trigonometrische Funktionen mit ihren Argumenten gleichsetzen kann. Ein Milliradian bedeutet nichts anderes als eine Zunahme von 1/1000 pro Längeneinheit.

Der ELV-Laser strahlt mit einer Divergenz von etwa 1,5 mrad; er hat in 100 m Entfernung also bereits etwa 15 cm \varnothing , in 1 km entsprechend 1,50 m.

Da die spezifische Bestrahlungsleistung im Quadrat mit dem Durchmesser sinkt, geht sie rapide zurück. In 10 m Entfernung vom Laser beträgt sie etwa 1/200, in 1 km Entfernung dagegen nurmehr 1/2 000 000 der Strahlungsdichte am Geräteausgang.

Der dargestellten Intensitätsabnahme läßt sich zum Glück auf zweierlei Weise wirksam begegnen.

Zum einen ist es sehr einfach möglich, die am Zielort zum Empfänger gelangende Lichtmenge beträchtlich zu steigern, nämlich durch Vorschalten einer möglichst großen Sammellinse, in deren Brennpunkt der Detektor plaziert wird. Man nehme also eine große Leselupe (ist z. B. für die bekannte Löthilfe „die dritte Hand“ preiswert erhältlich) oder noch besser eine mit einer Fresnellinsenfolie beklebte Glasplatte, und einer Aufbesserung der Empfangssignalstärke um einige Dutzend dB steht nichts mehr im Wege.

Zum anderen kann man den Strahldurchmesser bereits am Sender kontrolliert vergrößern; gemäß obiger Formel sinkt in gleichem Maße die Divergenz. Es dienen hierzu die sogenannten teleskopischen Strahlaufweitungssysteme. Eine erste, meist winzige Präzisionslinse formt den Strahl in ein stark divergentes Bündel, und eine zweite, größere Sammellinse parallelisiert es nach einigem Abstand (= Linsenbrennweite, gemessen vom [teils virtuellen] Brennpunkt aus) wieder.

Ein Selbstbau derartiger Systeme ist grundsätzlich möglich. Doch ist zu bedenken, daß angesichts der extremen Richtungsgenauigkeit, die bei Laserstrahlempfang aus größerer Distanz Bedingung ist (s. o.), erhebliche mechanische Präzision und Robustheit walten müssen. Aufweitungslinsen, speziell auf die HeNe-Wellenlänge hin berechnet und entspiegelt, sind hierzu von einigen renommierten Optikfirmen auch einzeln erhältlich. Verwendet man unspezifische Linsen, kann wegen Linsenfehlern nur ein Bruchteil der theoretischen Divergenzverminderung realisiert werden.

Ein weiteres Problem wäre die Brennweitenjustierung. Erst bei etwa 1/100 mm Genauigkeit kommt man der OptimalEinstellung nahe. Profisysteme besitzen hierzu Differenzgewinde, bei denen sich der Fokussierbereich von 10 m bis ∞ z. B. auf zehn Umdrehungen verteilt. Da die Linsen hierbei nicht gedreht, sondern lediglich verschoben werden, ergibt sich beim Nachjustieren auch kein Auswandern des Strahls. Dies wäre anderenfalls wegen nie ganz exakter Linsenzentrierung und -ausrichtung kaum vermeidbar.

Der Fachhandel bietet Aufweiter von etwa 3x bis 50x. Die letzteren sind wahre „Kanonen“, besitzen mehrlinsige, zentrierbare Optiken und eine spezielle „Reinigungsblende“ für den Eintrittsstrahl (sogenannter Raumfilter). Die Aufweiter werden an die Geräte durch Normschraubgewinde angeflanscht.

Wenn man die gegenüber Fotoobjektiven bestehenden Präzisionsforderungen bedenkt, kann man die Preise für fertige Systeme eigentlich nicht überhöht finden (ca. DM 400,— bis DM 5000,—), lassen sich damit Laserstrahlen nach zwei Kilometern Laufweite immerhin zum Teil auf weniger als 35 mm Durchmesser (!!!) bündeln.

Atmosphärische Lichtdämpfung

Wie unterschiedlich die Lichtdurchlässigkeit der Atmosphäre sein kann, ist aus eigenem Augenschein bekannt. Da der HeNe-Laser gerade in diesem Spektralbereich strahlt – übrigens ein Gebiet besonders hoher atmosphärischer Durchlässigkeit, ein sogenanntes optisches Fenster –, kann man seine Ausbreitungschancen, zumindest tagsüber, schon recht gut abschätzen. (Ein noch erheblich besseres optisches Fenster besitzt der CO₂-Laser (etwa Faktor 3). Er strahlt jedoch bei einer weit im Infrarot liegenden Wellenlänge (10,6 μ m), wodurch sich die beugungsbedingte Divergenz stark erhöht und den Ausbreitungsvorteil überwiegt.)

Atmosphärische Strahldämpfung gehorcht einer e-Funktion, d. h. gleiche Distanzen ergeben Abschwächungen um jeweils den gleichen Faktor. Als Einheit verwendet man daher dB/km. Die hierbei wesentlichen Phänomene sind Streuung, Brechung und Absorption.

Absorption verursachen vor allem H₂O-, CO₂- und O₃-Moleküle. Dem Strahl gehen hierdurch zwischen 0,5 und 10 dB/km verloren (Umwandlung in Molekularbewegung, d. h. Wärme).

Der **Streuung** ist zu verdanken, daß man den Laserstrahl im Dunkeln „so schön sehen“ kann: kleinste Partikel in der Luft lenken Teile des Strahls aus ihrer Richtung ab und entziehen ihm damit fortwährend Leistung. Da Streuung bevorzugt um geringe Winkel zur ursprünglichen Strahlrichtung erfolgt, „sieht“ man entgegenkommende Laserstrahlen ungleich besser, als wenn man etwa seitlich steht. Bei stärker dunstiger oder rauchiger Luft ist außerdem feststellbar, daß man den Strahl auch bei achsnahem Nachblicken erkennen kann, während er bei seitlicher Ansicht (noch) nicht sichtbar ist. Dies ist kein Widerspruch. Es wird in der Tat das allerwe-

ngste Licht nach hinten, um 180° also, gestreut, doch erscheinen dem Auge diese wenigen Streuprozesse bei achsnahem Nachblicken auch in einem besonders kleinen Raumwinkel konzentriert und überschreiten daher die Sichtbarkeitsgrenze.

Nächtliche Laserversuche geraten bei Nebel leicht zu ästhetischen Leckerbissen. Aber je mehr man von diesem Licht sieht, desto stärker sinkt natürlich dessen Reichweite. Es empfiehlt sich bei ganz leichtem Dunst zu arbeiten. Die Sichtbarkeit ist für alle Belange (einschließlich Ästhetik) ausreichend, die Dämpfung hingegen, verglichen mit der Intensitätsabnahme durch Divergenz, noch gering.

Der Physiker unterscheidet zwei Arten von Streuung:

1. Die streuenden Teilchen können klein sein gegen die Wellenlänge oder
2. von deren Größenordnung an aufwärts angesiedelt sein.

Im ersten Fall tritt Rayleigh-Streuung auf. Bei HeNe-Licht sind hierfür vor allem Moleküle verantwortlich. Die Rayleigh-Streuung der freien Atmosphäre ist im allgemeinen vernachlässigbar gering.

Anders bei der sogenannten Mie-Streuung: Staub, Nebel, Zigarettenqualm, Schnee und Regen fallen unter diese Kategorie. Die Verluste liegen bei Dunst um 1,5 dB/km, bei Nebel und Regen bei $4/9 > 20$ dB/km, bei Schnee um $6/14 > 30$ dB/km, unterschieden jeweils nach leicht/mittel/stark.

Die Gesamtdämpfung eines HeNe-Strahls unterschreitet hierzulande in etwa 40% aller Fälle 1,5 dB/km, ist in 90% aller Fälle besser als 3,5 dB/km, in etwa 1% aller Fälle schlechter als 35 dB/km.

Laserlicht ist aufgrund seiner Kohärenz in hohem Maße interferenzfähig, d.h. verschiedene Wellenzüge können sich je nach Phasenlage entweder addieren oder auch auslöschen. Hauptsächlich deshalb spielt auch die **Lichtbrechung** bei atmosphärischer Lasersignalübertragung eine wichtige Rolle.

Schon bei geringer Projektionsweite erkennt man im Strahlauflaufpunkt eine Art „Wabern“ (nicht mit dem so faszinierenden Granulationseffekt zu verwechseln!), das von Brechungsschwankungen der Luftstrecke herrührt (thermische Turbulenz) und insbesondere bei bodennaher Strahlführung auftritt. Hierbei entsteht sowohl eine geringe räumliche Schwankung des Aufpunkts (im allgemeinen wenige Prozent von dessen Durchmesser) als auch ein steter Wechsel seiner inneren Helligkeitsverteilung. Die „Frequenzen“ gehen bis einige zig Hertz.

Bei großen Projektionsweiten nimmt der Effekt zu. Weil es dann normalerweise nicht mehr gelingt, das gesamte ankommende Licht auf den Empfänger zu bündeln und die Fluktuationen somit auszumitteln, erhält man eine unfreiwillige, niederfrequente Modulation. Die Größe der verantwortlichen Luftturbulenzzellen liegt bei etwa 15 cm. Daher wird es auch normalerweise nicht möglich sein, einen statistisch ausreichend großen Teilbereich des Bündels aufzufangen. (Beispiel: das altbekannte Flim-

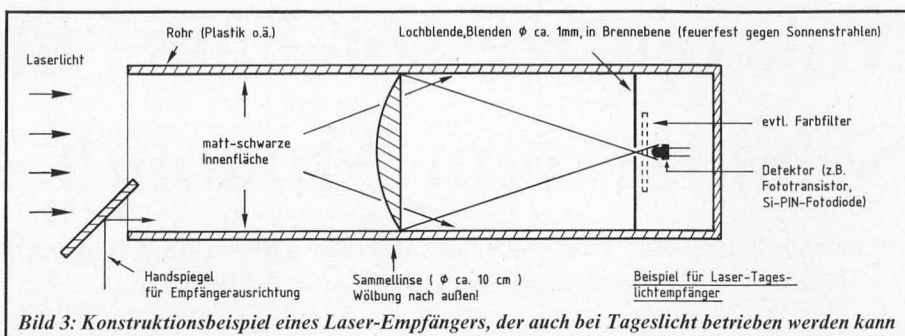


Bild 3: Konstruktionsbeispiel eines Laser-Empfängers, der auch bei Tageslicht betrieben werden kann

mern der Sterne am Nachthimmel verschwindet, sobald man Beobachtungsgeräte mit mehr als 30 cm Eintrittsöffnung benutzt.)

Als Ratschlag bleibt, den Lichtstrahl möglichst mehr als 5 m oberhalb der Erdoberfläche zu führen, da „unten“ die Temperaturdifferenzen erfahrungsgemäß am stärksten sind, und im übrigen digitalisierte Signale (PCM) zu übertragen. Bei Verwendung einer 10 cm großen Empfängerlinse dürften dann kaum noch brechungsbedingte Blackouts auftreten.

Signalempfang

Da es im Hobbybereich, wie oben angedeutet, kaum um Signalnachweise in Grenzbereichen gehen kann, erübrigt sich eine Abhandlung der zahlreichen hochspezifischen und -empfindlichen Empfängertypen für Laserlicht. Wichtig ist hier eher die richtige optische Konfiguration des Empfängers. Hinweise hierzu wurden bereits gegeben.

Zu berücksichtigen ist die vergleichsweise kurze Wellenlänge der zu empfangenden Strahlung. Ein Großteil der handelsüblichen Strahlungsdetektoren besitzt seine Vorzugsfrequenz erst im infraroten Bereich. Die Siliziumtechnik fällt hier zum Glück aus dem Rahmen. Es sind sehr schnelle und empfindliche Silizium-Fotodioden (aktiv oder passiv betrieben) ohne weiteres erhältlich. Da die mit innerer Modulation übertragbare Frequenz nicht allzu hoch liegt, können auch die mit einer Anstiegszeit von etwa $1 \mu s$ recht trägen Silizium-Fototransistoren Verwendung finden. Hierbei erfolgt bereits eine Signalverstärkung um den Faktor 50–100.

Auch „ganz normale“ Fotowiderstände sind für geringe Strahlweiten und Frequenzen unter 10 kHz problemlos einsetzbar. Die einfachste Laser-Lichtschranke benutzt nichts anderes als einen Fotowiderstand, ein in Reihe geschaltetes hochohmiges Miniaturrelais und eine Spannungsquelle. Sorgt man durch geeignete Blenden dafür, daß diese Anordnung wirklich nur aus Richtung des Lasers Licht empfangen kann, ist sie, etwa durch eine Taschenlampe, praktisch nicht manipulierbar, ohne zumindest kurzzeitig auszulösen.

Tageslichtbetrieb

Obwohl es ein bißchen witzlos ist, spricht nichts dagegen, Signalübertragung per Laserstrahl auch im hellen Sonnenschein zu praktizieren. Denn durch geeignete einfache Maßnahmen läßt sich das Störlicht ohne nennenswerte Schwächung des Nutzsinalns sehr weitgehend ausblenden, so daß der Detektor quasi unter Neumondbedingungen arbeiten kann. Ein Beispiel hierfür

gibt Bild 3. Eine Erklärung erübrigt sich weitgehend. Ein bißchen schwierig ist allerdings die Ausrichtung eines solchen Empfängers, d.h. das Justieren des Linse nbrennpunktes genau auf die Blendenöffnung. Man kann hierzu entweder eine verschließbare „Peilklappe“ anbringen oder einen kleinen Handspiegel benutzen, der von vorn, ohne nennenswerte Verdunklung des Eingangsstrahls, Einblick in die Anordnung gewährt.

Eine ganz erhebliche Verbesserung des Störsignalabstandes kann man mit geeigneten Farbfiltern herbeiführen. Einfaches dunkelrotes Glas leistet bereits Beachtliches. Für schwierigere Fälle sind auch sehr schmalbandige Spezialfilter erhältlich. Sie lassen etwa 50% ihrer Auslegungswellenlänge durch, sperren dagegen mehr als 99,9% des sonstigen (sichtbaren) Spektrums.

Risiken und Handikaps

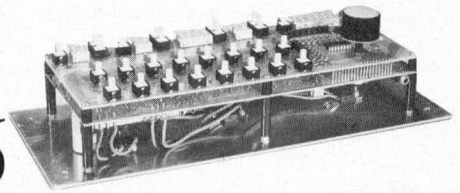
Abschließend noch ein Wort zu rechtlichen und sonstigen Bedenken.

Bitte beachten Sie: Die Strahlstärke darf an keinem einseharen Ort größer als $5 \mu W/cm^2$ sein. Als physiologisch unbedenklich gilt das direkte Hineinsehen in einen HeNe-Laserstrahl von 2 mW daher, wenn er einen Durchmesser von ca. 25 cm erreicht hat (DIN 58215). Selbst unter diesen Bedingungen werden Sie aber immer noch eine beträchtliche, ja verblüffende Blendwirkung konstatieren (sie verschwindet bei kohärentem Licht eigentlich nie so ganz). Es leuchtet ein, daß derartige Blendung im Dunkeln mitunter zu Gefährdung führen kann. Seien Sie sich dessen stets bewußt.

Der Betrieb von Laseranlagen durch nicht sachkundige Personen ist derzeit noch ein ziemliches juristisches Vakuum. Das Problem stellte sich bislang ja kaum. Damit hier aber nicht in Kürze unerfreulicher Handlungsbedarf entsteht, kann nur nachdrücklich empfohlen werden, die dadurch existierenden Freiräume verantwortungsvoll zu nutzen und keinesfalls überzustrapazieren. Mit 2 mW kann man schon eine Menge gefährlichen oder zumindest ärgerisierender Unfug treiben.

Die Laser-Hobbygemeinde ist noch klein, aber das wird sich wohl ändern. Daß dabei alle Beteiligten verantwortlich und informiert handeln, ist, außer mit der juristischen Planierraupe, schwerlich garantierbar; seien Sie also umsichtig. Der Rest der „Fans“ wird es Ihnen danken. In der kommenden Ausgabe des „ELV journals“ stellen wir Ihnen die Sende- und Empfangschaltungen vor.

Mikroprozessor-Fahr- und Schaltsystem Monolith 16



Teil 3

Im dritten Teil dieser Artikelserie beschreiben wir den Empfänger für die Weichen- und Signalansteuerung sowie den Nachbau.

Die Empfängerschaltung

Zur Steuerung der Weichen und Signale dient der Empfänger-Decoder-Treiber, dessen Schaltung in Abbildung 4 dargestellt ist.

Die Verbindung zum Fahrpult erfolgt über eine Zweidrahtleitung. Die Schaltungsmasse des EDT (-) wird an die Signalspannungsmasse des Fahrpultes und die Plusleitung des EDT an den Signalausgang des Fahrpultes gelegt. Eine Verpolung der beiden Anschlüsse schadet dem Baustein durch die eingebauten Schutzdioden nicht. Der einwandfreie Betrieb wird aufgenommen, sobald die korrekte Anschlußpolarität vorliegt.

Die vom Fahrpult kommenden Signalsteuerimpulse gelangen über die Schmelzsicherungs Si 1 und die Entkoppeldiode D 2 auf den 5 V-Festspannungsregler IC 2. Hier wird eine Stabilisierung und Pufferung in Verbindung mit den beiden Kondensatoren C 5 und C 6 vorgenommen. Am Ausgang (Pin 3) des IC 2 steht eine „saubere“, von den Steuersignalen entkoppelte Versorgungsgleichspannung zum Betrieb des IC 1 an.

Die Versorgungsspannung zum Schalten der Signale und Weichen sowie zum Betrieb der zusätzlichen statischen Ausgänge gelangt über die Leistungs-Gleichrichterdiode D 1 auf den Pufferelko C 1, mit dem

eine hinreichende Siebung erfolgt. Zwar ist die dort anstehende Gleichspannung in Abhängigkeit von der angeschlossenen Belastung immer noch etwas wellig, jedoch von vollkommen ausreichender Qualität.

Damit unmittelbar nach dem ersten Einschalten, d. h. bis das Prozessorsystem nach ca. 0,1 s seinen Betrieb aufgenommen hat, keine unkontrollierten Schaltvorgänge ausgelöst werden können, sind T 2 und damit T 1 zunächst noch gesperrt. In knapp einer Sekunde lädt sich unmittelbar nach dem ersten Einschalten der Kondensator C 2 über R 4 so weit auf, daß T 2 und damit auch T 1 durchsteuern – die Schaltausgänge können ihren Betrieb aufnehmen.

Die Information zur Aktivierung eines bestimmten Schaltausganges wird dem Prozessor an Pin 6 (IC 1) mitgeteilt, wobei R 8 bis R 12 sowie C 7 und C 8 eine Impulsaufbereitung und Filterung vornehmen. D 3 und D 4 dienen dem Schutz des Prozessors vor Überspannungen.

D 5, C 9 und R 13 sorgen unmittelbar nach dem ersten Einschalten für einen Generalreset des Prozessorsystems.

Mit den Dioden D 6, D 7, D 8 kann entsprechend Tabelle I die Ansteuerzeit für Signale und Weichen festgelegt werden. „0“ bedeutet hierbei, daß an der entsprechenden Position die Diode nicht eingelötet ist, während „1“ den Einbau einer Diode an dieser Stelle symbolisiert. In den meisten Fällen wird eine Ansteuerzeit von 100 ms günstig sein, d. h. D 8 ist eingebaut und D 6 und D 7 entfallen.

Tabelle I			
D 6	D 7	D 8	Schaltzeit (ca.)
0	0	0	50 ms
0	0	1	100 ms
0	1	0	200 ms
0	1	1	400 ms
1	0	0	800 ms
1	0	1	1,6 sec.
1	1	0	3,2 sec.
1	1	1	6,4 sec.

„0“ = Diode entfällt, „1“ = Diode eingebaut

Mit der Diode 9 wird festgelegt, ob der Baustein für die Weichen 1 bis 8 oder 9 bis 16 eingesetzt werden soll. Ist D 9 eingebaut, spricht der Baustein auf Steuersignale für die Weichen 1 bis 8 an, andernfalls, d. h. wenn D 9 entfallen ist, für die Weichen 9 bis 16.

Darüber hinaus bietet der EDT als Besonderheit noch eine weitere Einsatzmöglichkeit, die darin besteht, daß ein Baustein 16 statische Ausgänge steuern kann. In diesem Fall ist die Brücke Br 1 einzubauen. (Bei Änderung der Codierung muß das Gerät unbedingt ausgeschaltet sein). Die Funk-

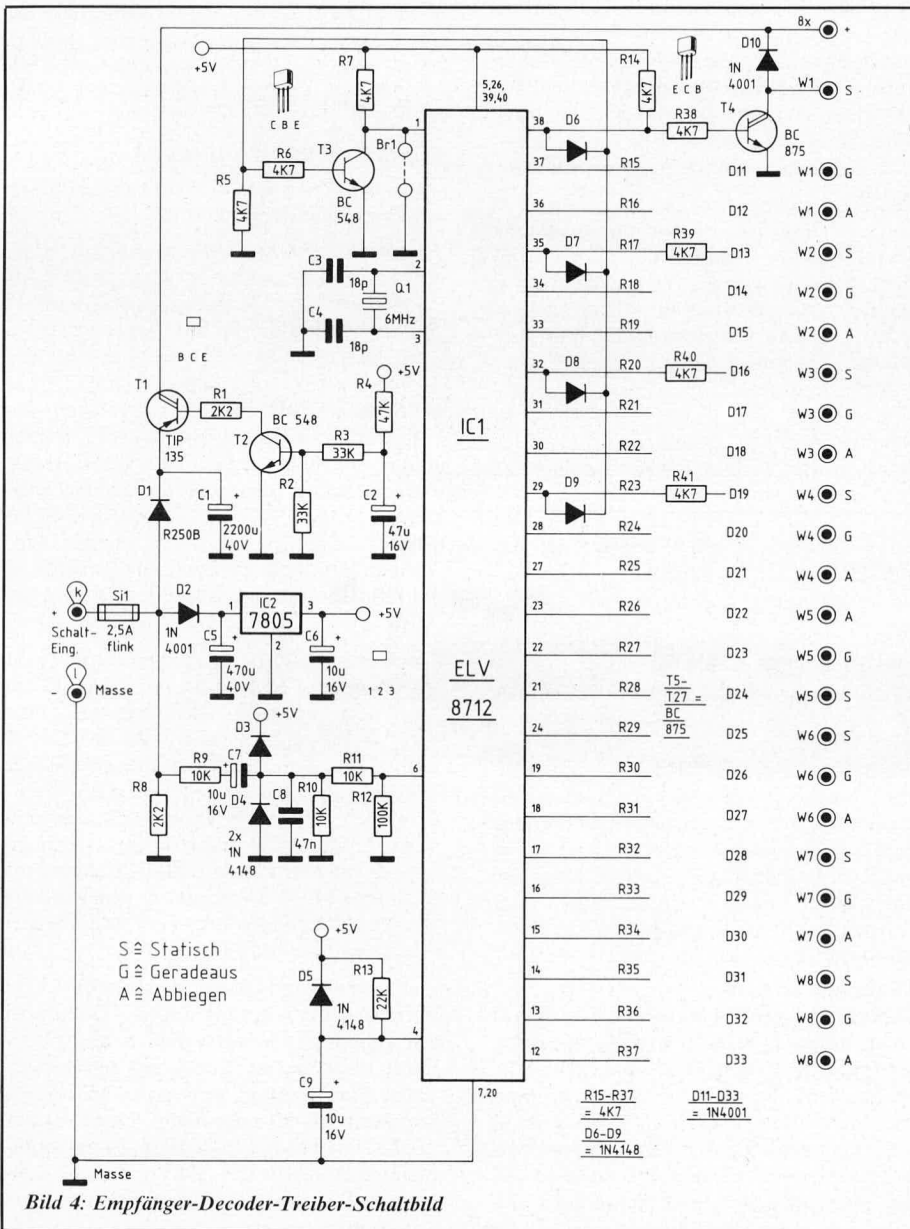


Bild 4: Empfänger-Decoder-Treiber-Schaltbild

**Stückliste:
Monolith Empfänger
für Weichen- und
Signalansteuerung**

Widerstände

2,2 k Ω	R 1, R 8
4,7 k Ω	R 5-R 7, R 14-R 41
10 k Ω	R 9-R 11
22 k Ω	R 13
33 k Ω	R 2, R 3
47 k Ω	R 4
100 k Ω	R 12

Kondensatoren

18 pF	C 3, C 4
47 nF	C 8
10 μ F/16 V	C 6, C 7, C 9
47 μ F/16 V	C 2
470 μ F/40 V	C 5
2200 μ F/40 V	C 1

Halbleiter

7805	IC 2
ELV 8712	IC 1
TIP 135	T 1
BC 548	T 2, T 3
BC 875	T 4-T 27
R250B	D 1
1N4001	D 2, D 10-D 33
1N4148	D 3-D 9

Sonstiges

6 MHz Quarz	Q 1
Sicherung 2,5 A	Si 1
1 Platinensicherungshalter	
34 Miniaturbuchsen 2,6 mm	
1 40pol. IC-Sockel	

Zunächst werden alle niedrigen und anschließend die höheren Bauelemente anhand des Bestückungsplanes auf die Platine gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet. Zuletzt wird der Single-Chip-CMOS-Mikroprozessor in die Fassung gesetzt.

Grundsätzlich besteht auch die Möglichkeit, den Baustein in ein Gehäuse zu setzen. Dies ist jedoch nicht unbedingt erforderlich, und der fertige und überprüfte Baustein kann an geeigneter Position, z. B. unterhalb der Modellbahnanlage eingebaut werden.

Das Fahrpult

Obwohl es sich bei der Schaltung des Fahrpultes um eine verhältnismäßig aufwendige Konstruktion handelt, ist doch der Aufbau recht einfach, etwas Praxis im Umgang und Aufbau mit elektronischen Schaltungen vorausgesetzt. Hierzu tragen nicht zuletzt die übersichtlich gehaltenen Leiterplattenlayouts bei. Auch konnte der zusätzliche Verdrahtungsaufwand angesichts der komplexen Schaltung sehr gering gehalten werden.

Bei der Bestückung hält man sich genau an die beiden Bestückungspläne. Zuerst werden die niedrigsten und anschließend die höheren Bauelemente auf die Platinen gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet.

Die beiden Widerstände R 88 und R 103 bestehen aus Widerstandsdraht mit einem Innenwiderstand von 1,95 Ω pro Meter. Jeweils 80 mm davon werden auf einen 4 mm Bohrer eng aufgewickelt (ca. 6 Win-

dungen) und anschließend leicht auseinandergezogen, damit die einzelnen Windungen sich nicht berühren. So vorbereitet werden diese beiden Widerstände in die entsprechenden Bohrungen der Relaisplatine gesteckt und auf der Leiterbahnseite verlötet.

Vorstehend beschriebene Widerstandsdimensionierung läßt die Strombegrenzung bei ca. 5 A ansprechen. Damit können auch große Modellzüge (z. B. Spur 1 und Spur G) zuverlässig gefahren werden. Versorgungstrafos, besonders der kleineren Spurgößen liefern teilweise nur Ausgangsströme, die selbst im Kurzschlußfall weniger als 5 A liefern und dadurch die elektronische Sicherung des Monolith 16 nicht ansprechen läßt. Hier empfiehlt es sich R 88 und 103 größer zu wählen (z. B. 0,30 Ω) und dadurch die Ansprechschwelle auf ca. 2,5 A herabzusetzen. Die Länge der Widerstandsdrähte ist dann auf jeweils 160 mm (ca. 12 Windungen) zu erhöhen.

Ist die Bestückung fertiggestellt und nochmals überprüft, werden die beiden Platinen mit ihren Leiterbahnseiten zueinanderhinweisend mechanisch miteinander verschraubt. Hierzu werden 6 Schrauben M 3 x 50 mm von der Bestückungsseite aus durch die entsprechenden Bohrungen der Anzeigen- und Tastenplatine gesteckt, je eine 10 mm lange Distanzhülse darübergesetzt, um anschließend die Relais- und Endstufenplatine aufzusetzen. Danach werden über jede der 6 Schrauben 2 15 mm Distanzhülsen geführt, um mit je einer Mutter M 3 fixiert zu werden.

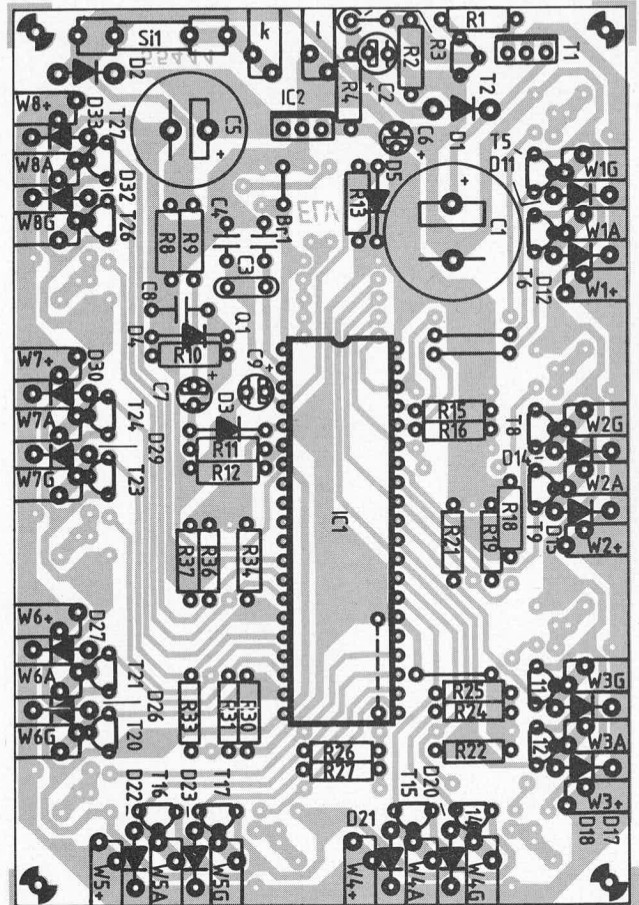
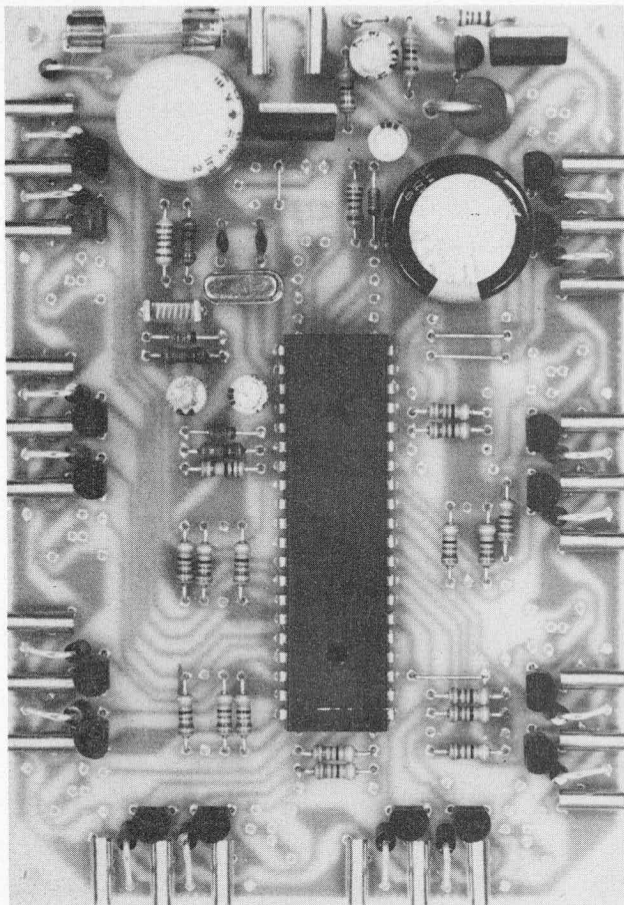
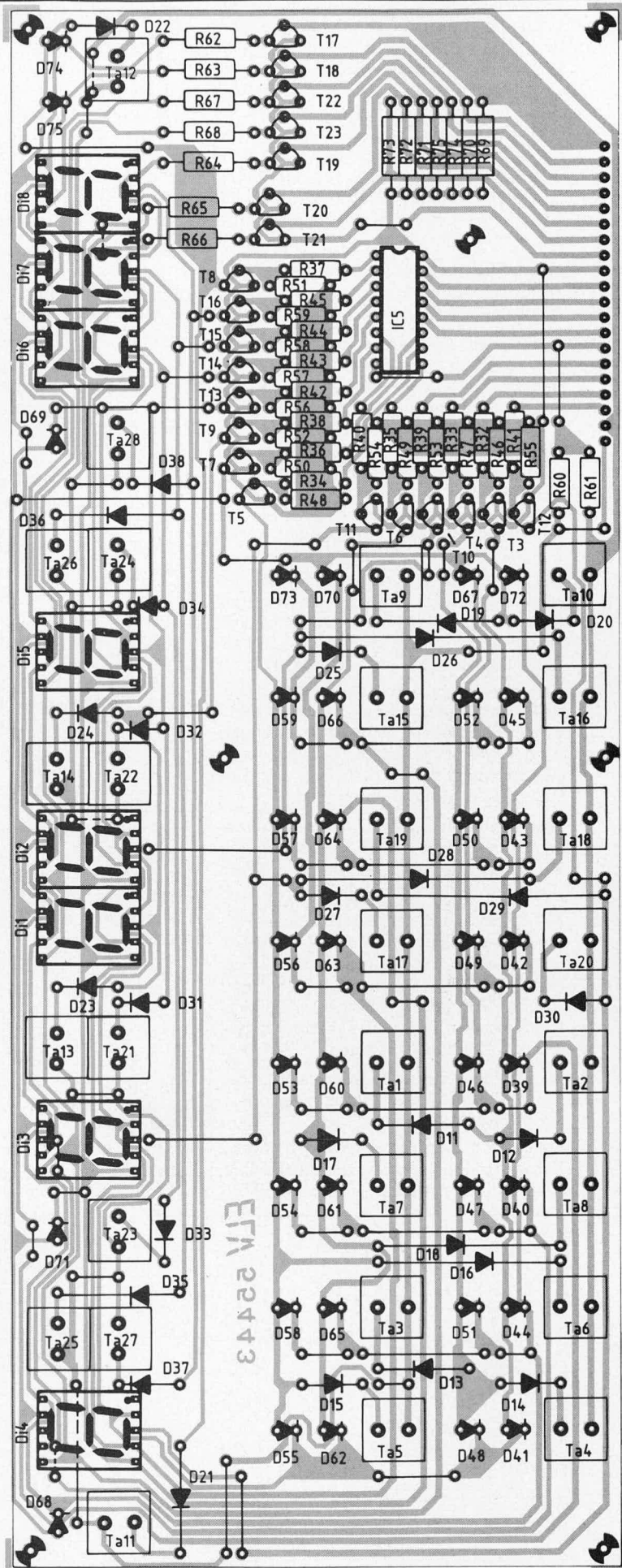
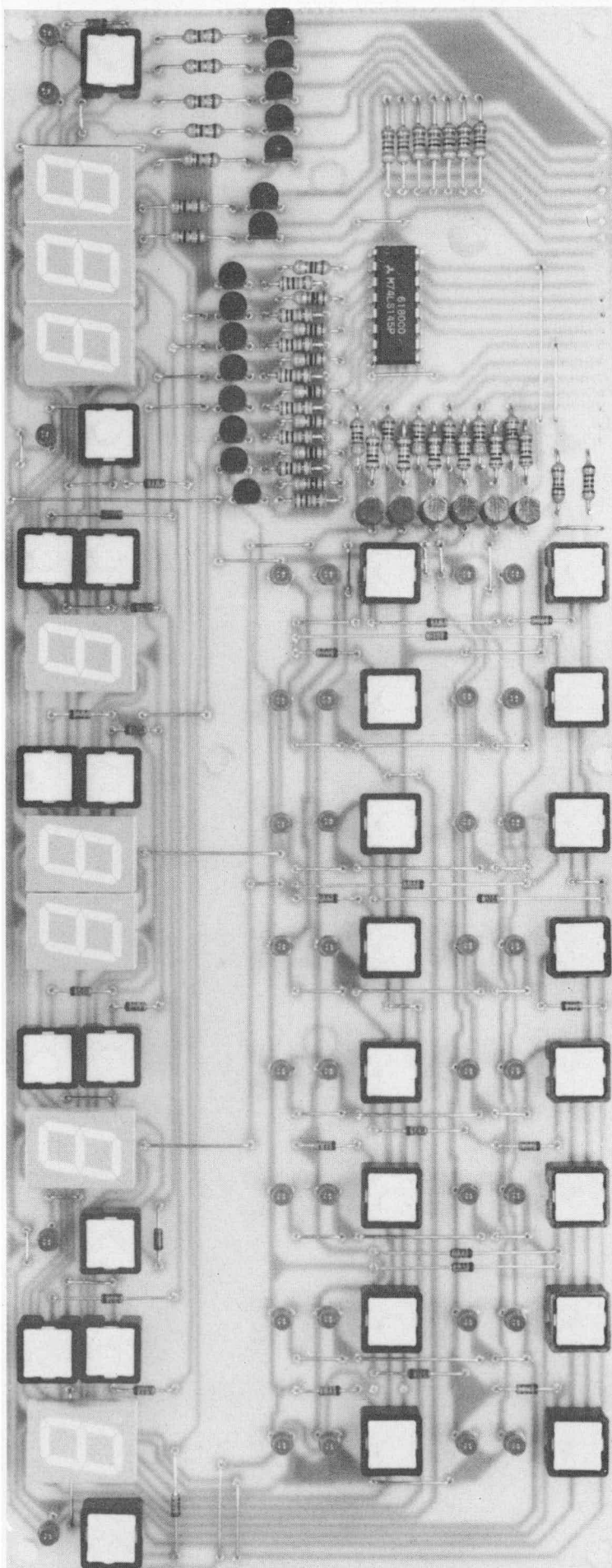


Bild 7: Bestückungsplan sowie Ansicht des fertig aufgebauten Empfänger-Decoder-Treiber-Bausteins für den Einsatz als statischer Schalter mit 16 Ausgängen



Ansicht der fertig aufgebauten Anzeigenplatine des Mikroprozessor-Fahr- und Schaltsystems Monolith 16

Bestückungsplan des Mikroprozessor-Fahr- und Schaltsystems Monolith 16

Die elektrische Verbindung der beiden Platinen untereinander erfolgt über 20 Silberdrahtabschnitte, die am unteren Platinenrand im Bereich des Geschwindigkeitseinstellpotentiometers angeordnet sind. Wenn die mechanische Fixierung beider Platinen erfolgt ist, werden 20 ca. 15 mm lange Silberdrahtabschnitte durch die entsprechenden Bohrungen senkrecht von der oberen zur unteren Platine gesteckt und auf den Leiterbahnseiten der beiden Platinen verlötet.

Nun wird die Alu-Trägerplatte entsprechend Abbildung 8 mit den erforderlichen Bohrungen versehen.

Die beiden Endstufentransistoren sowie der Leistungstransistor für den Spannungsregler werden unter Zwischenfügen von Isoliernippeln und Glimmerscheiben fest an die Rückwand geschraubt und mit möglichst kurzen, flexiblen isolierten Leitungen mit einem Querschnitt von mindestens 0,4 mm² mit der Relaisplatte verbunden. Danach können die 6 Schrauben, mit denen, die beiden Leiterplatten verbunden wurden, durch die zugehörigen Bohrungen in der Alu-Trägerplatte gesteckt werden. Die bereits zur Fixierung dienenden Muttern bleiben hierzu fest aufgeschraubt. 6 weitere Muttern sind von außen aufzuschrauben und festzuziehen.

Bereits zu diesem Zeitpunkt empfiehlt es sich, einen ersten Funktionstest vorzunehmen, nachdem man sich nochmals sorgfältig von der korrekten Bestückung einschließlich der Verkabelung der Leistungstransistoren überzeugt hat.

Hierzu wird die Schaltung mit einer Wechselspannung von ca. 15 V versorgt. Die Stromaufnahme wird im Bereich zwischen ca. 150 mA und 300 mA liegen.

Mit einem Voltmeter, dessen Minusklemme mit der Schaltungsmasse zu verbinden ist, werden die Versorgungsspannungen der einzelnen ICs einzeln überprüft. Zuerst wird die Ausgangsspannung an Pin 3 des IC 1 gemessen. Sie muß im Bereich zwischen 4,75 und 5,25 V liegen.

Anschließend ist die Funktion der einzelnen Tasten sowie des Einstellpotentiometers zu testen.

Sind alle Überprüfungen bis zu diesem Punkt zur Zufriedenheit verlaufen, kann das Fahrpult zunächst probeweise an die

Modellbahnanlage angeschlossen werden und die erste Probefahrt eines Modellzuges beginnen. Hierbei sind sämtliche vom Fahrpult zur Verfügung gestellte Features möglichst eingehend auszuprobieren. Auch die beiden EDT-Bausteine sind, falls ein Betrieb gewünscht ist, anzuschließen und deren Funktion in Verbindung mit dem Fahrpult zu prüfen. Erst nach Abschluß aller Tests erfolgt der endgültige Einbau in die Modellbahnanlage.

Hierzu wird ein Ausschnitt von 260 mm x 105 mm an der Stelle in die Trägerplatte der Modellbahnanlage (oder eines anderen Gehäuses) eingebracht, an der das Fahrpult seinen Dienst aufnehmen soll.

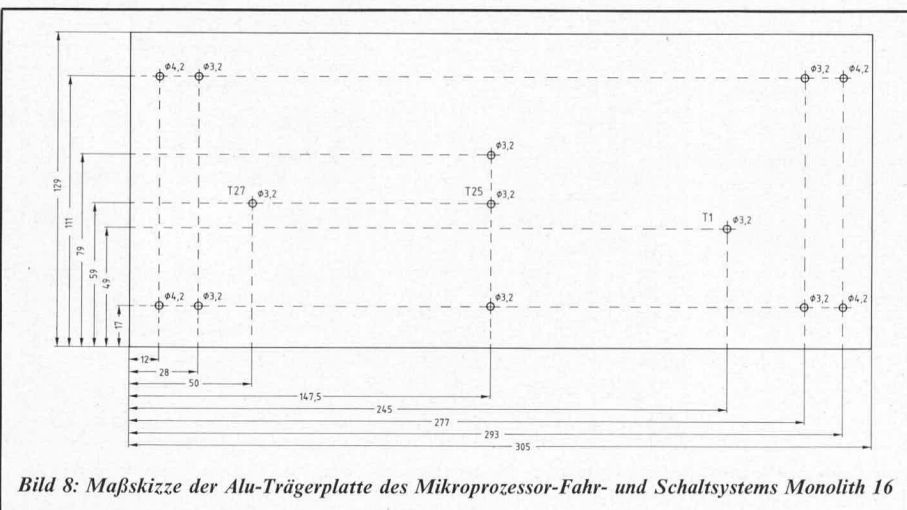
Die mechanische Konstruktion ist so universell ausgelegt, daß der Einbau sowohl in sehr dünne Platten als auch in dickere Platten bis zu max. 50 mm Stärke erfolgen kann.

Anschließend werden in den 4 Ecken Bohrungen in einem Abstand von 94 mm bzw. 281 mm eingebracht, wobei als Bohrschablone auch die Alu-Trägerplatte dienen kann. (Bild 8)

Nun wird die Frontplatte aufgesetzt und die 4 Senkkopfschrauben M 4 x 70 mm werden durch die Frontplatte und anschließend durch die Modellbahnträgerplatte gesteckt. Auf der Unterseite wird je eine Unterlegscheibe und anschließend eine Mutter M 4 aufgesetzt und fest verschraubt. Es folgt je eine Mutter M 4, die so weit aufgeschraubt wird, daß bei anschließendem Darübersetzen der Alu-Trägerplatte diese an den Muttern anliegt und gleichzeitig die Bedienelemente des Fahrpultes (Taster und Potiachse) im gewünschten Abstand aus der Frontplatte herausragen. Alsdann sind 4 Muttern M 4 zur Befestigung der Alu-Trägerplatte von der Unterseite her aufzuschrauben.

Zuletzt wird der große Spannzangendrehknopf auf die Potiachse gesetzt, die zuvor auf die erforderliche Länge gekürzt wurde (die Achse muß ca. 10 mm aus der Frontplatte herausragen).

Damit ist der Nachbau dieses interessanten Fahrpultes bereits beendet. In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ werden wir in einem separaten Artikel ausführlich auf die vielfältigen Möglichkeiten des Monolith 16 eingehen.



Stückliste: Mikroprozessor-Fahr- und Schaltssystem Monolith 16

Widerstände

10 Ω/5 W	R 1
47 Ω	R 62-R 68
100 Ω	R 81, R 96
220 Ω	R 90, R 91
330 Ω	R 2a, R 2b
470 Ω	R 3, R 32-R 45
680 Ω	R 76
1 kΩ	R 17, R 60, R 61, R 77, R 83, R 85, R 87, R 98, R 100, R 102
1,5 kΩ	R 16
2,2 kΩ	R 12
4,7 kΩ	R 9, R 13, R 18-R 21, R 25, R 26, R 69-R 75, R 104-R 120
10 kΩ	R 6, R 7, R 11, R 14, R 27-R 30, R 46-R 59, R 79, R 80, R 86, R 92, R 95
27 kΩ	R 31
47 kΩ	R 10
100 kΩ	R 5, R 78, R 82, R 89, R 93, R 94, R 97
120 kΩ	R 4*
1 MΩ	R 8, R 84, R 99
2,2 MΩ	R 101**
10 kΩ Poti, 6 mm, lin	R 15
10 kΩ Trimmer, stehend	R 22-R 24
17 cm Widerstandsdraht 1,95 Ω/m	R 88, R 103

Kondensatoren

18 pF	C 11, C 12
47 pF	C 15
47 nF	C 16, C 18, C 22**
100 nF	C 7, C 8, C 13, C 14
330 nF	C 20
1 µF/16 V	C 9, C 10, C 21
10 µF/16 V	C 4-C 6, C 19
10 µF/40 V	C 3
1000 µF/40 V	C 2
4700 µF/40 V	C 1, C 17

Halbleiter

LM 324	IC 13
LM 358	IC 2
CD 4011	IC 12
CD 4040	IC 6
CD 4042	IC 9
CD 4526	IC 7, IC 8
µPD 7001	IC 4
7805	IC 1
ELV 8712	IC 3
74LS145	IC 5
74LS147	IC 11
74LS244	IC 10
TIP 145	T 25, T 27
BC 327	T 3-T 16
BC 548	T 2, T 17-T 24, T 26, T 28, T 29
TIP 2955	T 1
R 250 B	D 1-D 4
IN4001	D 5, D 81-D 83, D 89-D 92
IN4148	D 6-D 38, D 76-D 80, D 84-D 88, D 93**
LED, 3mm, rot	D 39-D 75
DJ 700A	Di 1-Di 8

* gegenüber Schaltbild geändert
** im Schaltbild nicht angegeben

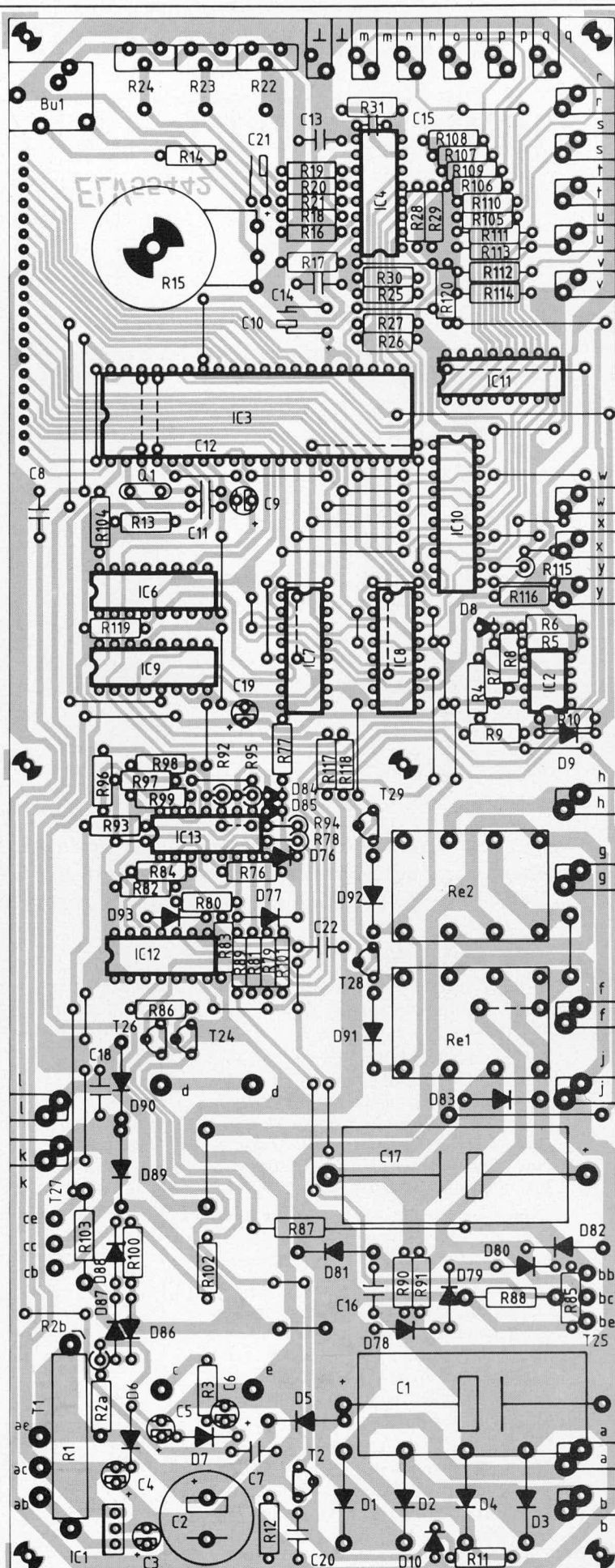
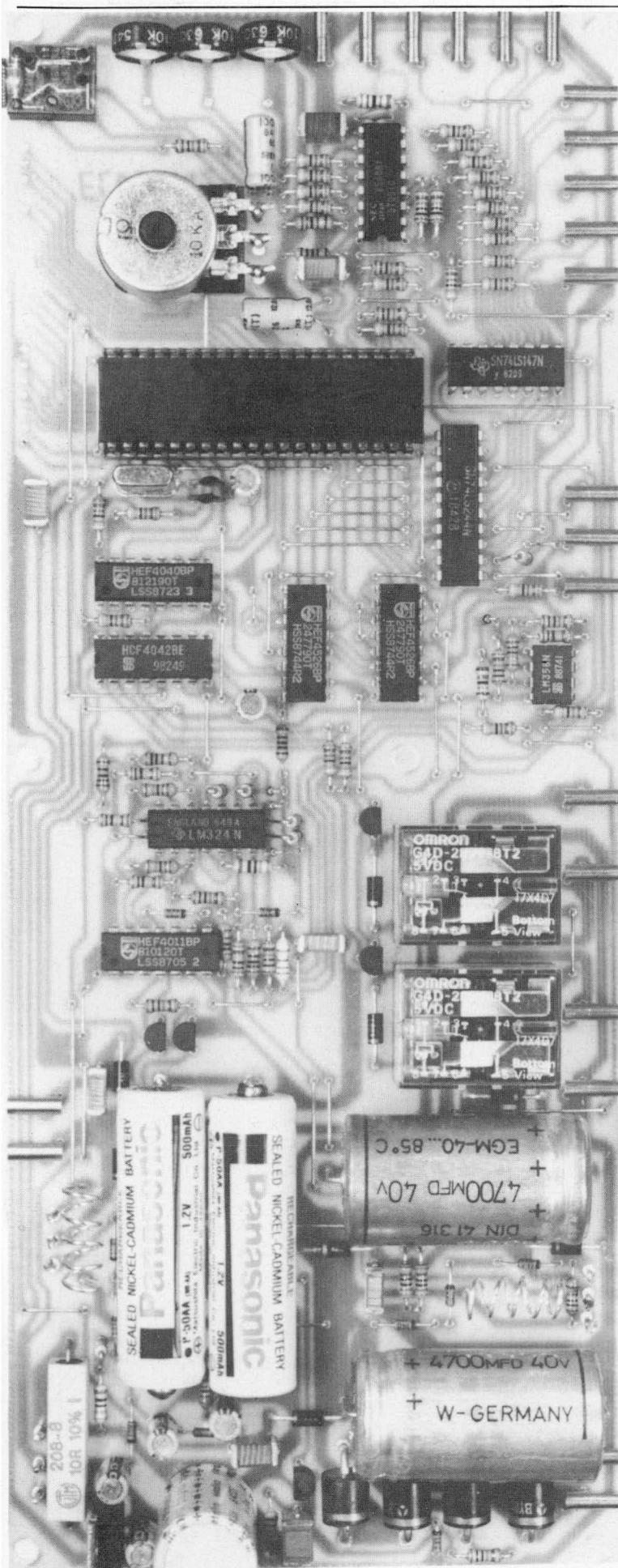
Sonstiges

6 MHz Quarz	Q 1
Printtaster	Ta 1-Ta 28
Stereo-Klinkenbuchse	Bu 1
Omron Relais 5 V/10 A	Re 1, Re 2 (Es wird nur ein Relais bestückt: Re 1 für Wechselstrombetrieb, Re 2 für Gleichstrombetrieb)

- 17 Lötstifte
- 22 Miniaturbuchsen 2,6 mm
- 1 40pol. IC-Sockel
- 140 cm flexible Leitung 0,75 mm²
- 3 Glimmerscheiben TO 3 P
- 3 Isoliernippel TO 3 P
- 200 cm Silberdraht
- 2 Mignon-NC-Akkus

Mechanikbausatz

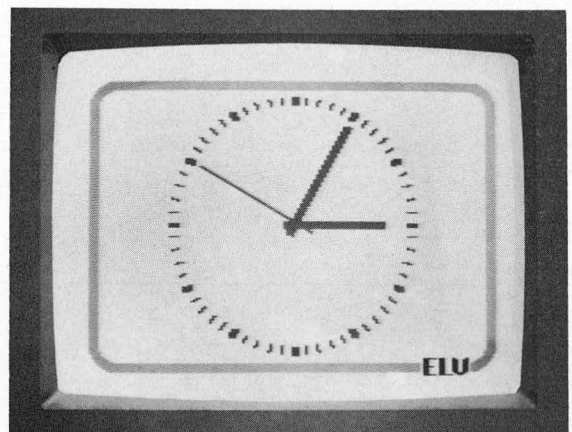
- 4 Senkkopfschrauben M 4 x 70
- 6 Schrauben M 3 x 50
- 3 Schrauben M 3 x 6
- 21 Muttern M 3
- 12 Muttern M 4
- 4 Unterlegscheiben 4 mm
- 12 Abstandsrollchen 15 mm
- 6 Abstandsrollchen 10 mm
- 1 Alu-Trägerplatte
- 1 21er Spannzangendrehknopf
- 1 21er Pfeilscheibe
- 1 21er Deckel



Ansicht der fertig aufgebauten Basisplatine des Mikroprozessor-Fahr- und Schaltsystems Monolith 16

Bestückungsplan der Basisplatine des Mikroprozessor-Fahr- und Schaltsystems Monolith 16

Funkuhrensystem für C 64/128 und IBM-PC-XT/AT



Im zweiten Teil dieses Artikels stellen wir Ihnen den Schaltungsteil zur Ankopplung des Funkuhrensystems an den C 64/128 sowie IBM-PC-XT/AT vor. Es folgt die Beschreibung des Nachbaus.

Teil 2

Ankoppelschaltung für C 64/128

In Bild 2 ist die Ankoppelschaltung des ELV Funkuhrensystems für den C 64/128 dargestellt.

Der Anschluß erfolgt am Expansions-Port des C 64/128 (Bu 401). In Bild 3 ist die Anschlußbelegung gezeigt. Die Anschlußpins A und Z sowie 1 und 22 führen Massepotential (GND), während an den Anschlußpins 2 und 3 die positive 5 V-Versorgungsspannung zur Verfügung steht.

Kehren wir zu Bild 2 zurück. Über Si 401 wird dem ELV-Funkuhrensystem die vom Rechner kommende +5 V-Versorgungsspannung zugeführt.

Damit der Rechner die Zeitinformation, die an den Datenleitungen D0 bis D7 zur Verfügung gestellt wird, abrufen kann, muß der Rechner auf eine ganz bestimmte Adresse zugreifen, nämlich die Adresse, die dem Funkuhrensystem zugeordnet ist.

Eine Vorauswahl der Adressen erfolgt durch Einlöten einer der beiden Brücken Br 1 oder Br 2. Wird Br 1 eingelötet (I/02), können die Adressen DE00_H (= Dezimalzahl: 56832) bis DEFF_H (= Dezimalzahl: 57087) ausgewählt werden, während beim Einlöten der Brücke Br 2 (I/01) die Adressen DFO0_H (= Dezimalzahl: 57088) bis DFFF_H (= Dezimalzahl: 57343) ansprech-

bar sind. Die weitere Festlegung auf eine ganz bestimmte Adresse aus den beiden vorstehend beschriebenen Adressenbereiche erfolgt durch Codierung über die Brücken Br 5 bis Br 12.

Beim IC 401 des Typs 74 LS 688 handelt es sich um einen 8 Bit-Vergleicher, dessen Ausgang (Pin 19) dann „Low“-Potential (ca. 0 V) annimmt, wenn die Pegel der Eingänge $\overline{A0}$ und $\overline{B0}$, $\overline{A1}$ und $\overline{B1}$ bis $\overline{A7}$ und $\overline{B7}$ übereinstimmen. Da vor den Eingängen $\overline{A0}$ bis $\overline{A7}$ Inverter geschaltet sind (N 4

bis N 11), sind die Eingangsinformationen vom Rechner zur Einstellung der Adresse zum Ansprechen des Funkuhrensystems im Pegel genau umgekehrt, wie es die Codierung über die Brücken Br 5 bis Br 12 beschreibt.

Soll z. B. das Funkuhrensystem unter der Teiladresse „00000000“ angesprochen werden, muß der Rechner zur Aktivierung der Datenleitungen D0 bis D7 zunächst die eben erwähnte Adresse an die Adreßleitungen „R, S, T, U, V, W, X, Y“ anlegen. Steht

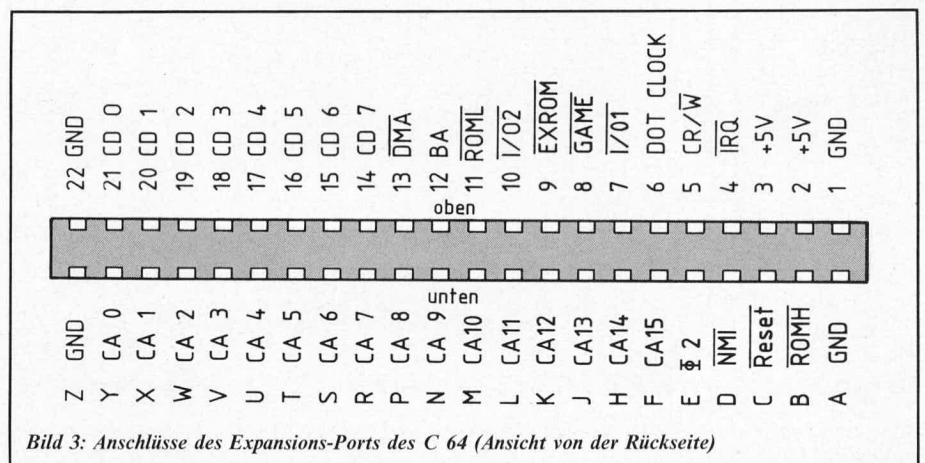


Bild 3: Anschlüsse des Expansions-Ports des C 64 (Ansicht von der Rückseite)

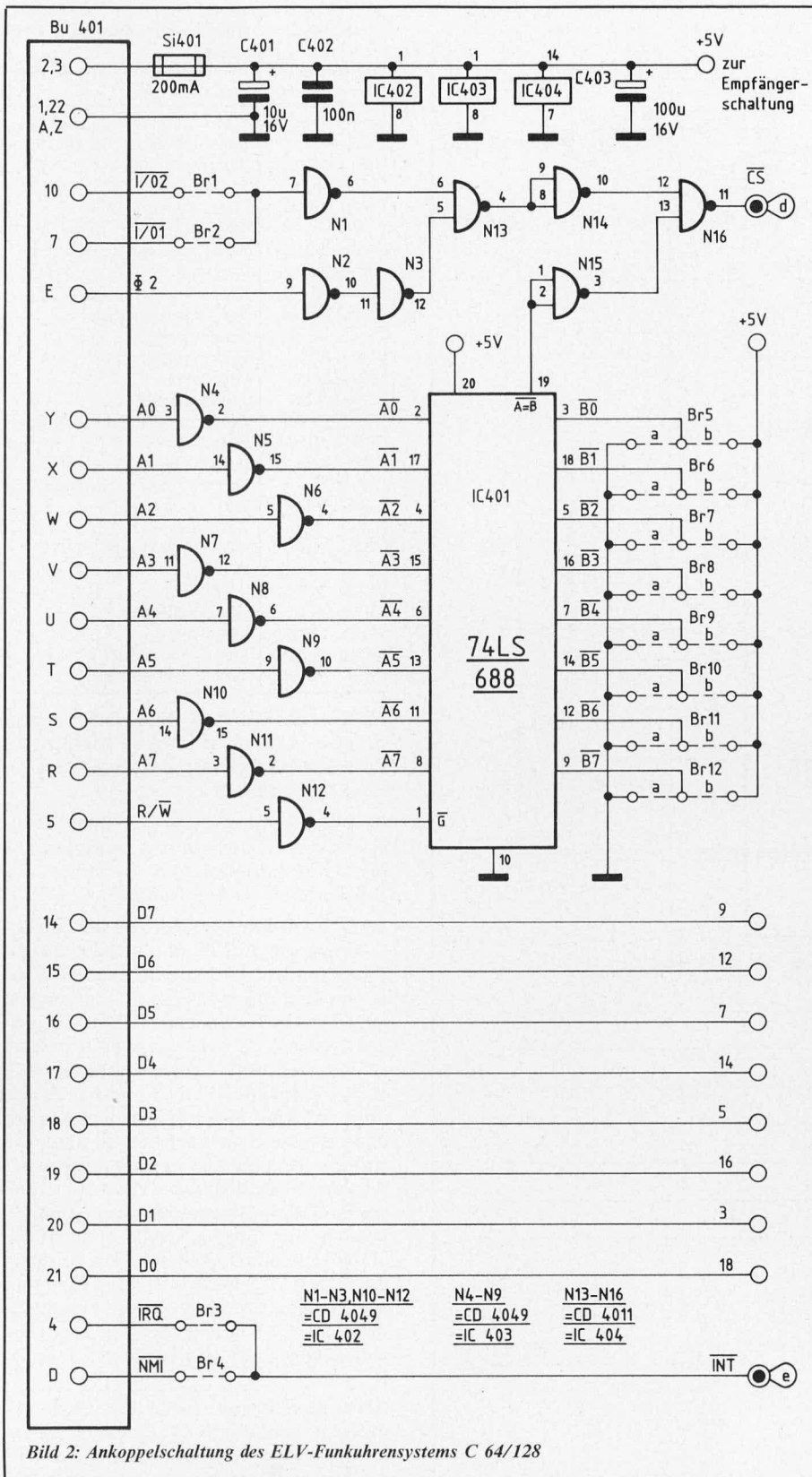


Bild 2: Ankopplung des ELV-Funkuhrensystems C 64/128

hier also die Information „00000000“ an, ergibt sich durch die Invertierung über die Gatter N 4 bis N 11 an den Eingängen A 0 bis A 7 des IC 401 die Information „11111111“. Sind die Brücken Br 5 bis Br 12 alle in Stellung „b“ entsprechend „1“ eingelötet, erscheint an Pin 19 des IC 401 der logische Pegel „0“, der über N 15 invertiert das Gatter N 16 an Pin 13 freigibt. Damit das IC 401 den Ausgangspegel an Pin 19 auf „Low“ schalten kann ist zusätzlich die generelle Freigabe dieses Vergleichers über die Leitung R/W (Pin 5, Bu 401) er-

forderlich, indem der Rechner auf diese Leitung „High“-Potential schaltet (beim Leszugriff).

Ist zusätzlich die Information zur Adressenvorauswahl an Pin 7 von N 1 „Low“ und der Pegel am Anschluß „E“ von Bu 401 „High“, sind alle Voraussetzungen zur Auswahl der korrekten Adresse und damit zur Aktivierung des Ausgangs CS erfüllt, d. h. der Ausgang CS geht ebenfalls auf „Low“ als Startzeichen für das Funkuhrensysteem die Zeitinformation an die Datenleitungen D 0 bis D 7 anzulegen.

Die Adressen- und Steuerleitungen sind alle über CMOS-Gatter bzw. Inverter gepuffert, um den C 64/128-Bus möglichst wenig zu belasten.

Eine weitere Möglichkeit, die Uhrzeit automatisch über ein Interrupt-Service-Programm abfragen zu lassen und z. B. in einem Speicher abzulegen, stellt ein weiteres Feature des ELV-Funkuhrensystems dar. Hierzu ist eine der beiden Brücken Br 3 oder Br 4 einzusetzen. Dadurch kann der Rechner über ein eigenes Programm auf die Zeitdaten zugreifen. Näheres hierzu werden wir unter dem Kapitel der Anwendungssoftware beschreiben, die besonders anwenderfreundlich auf einfachste Weise installiert werden kann.

Ankopplung für IBM-PC-XT/AT

In Bild 4 ist die Ankopplung des ELV-Funkuhrensystems an IBM-PC-XT/AT und kompatible Rechner dargestellt.

Die Basisplatine des Funkuhrensystems, auf der sich sowohl der zentrale Single-Chip-CMOS-Mikroprozessor als auch die in Bild 4 gezeigte Ankopplung befindet, wird in einem Slot des Rechners gesteckt, so daß keine Rechnerschnittstelle belegt wird. In Tabelle 1 ist die Anschlußbelegung der Slots, d. h. der Erweiterungssteckplätze im Rechner gezeigt.

Über die Anschlußstifte B 01 und B 31 wird die Masseverbindung (GND) hergestellt, während an B 03 und B 29 dem Funkuhrensysteem vom Rechner die +5 V-Versorgungsspannung zur Verfügung gestellt wird.

Wenden wir uns im folgenden wieder der in Bild 4 gezeigten Ankopplung zu.

Signalname	Stiftbezeichnung		Signalname
	Leiterbahnseite	Bestückungsseite	
GND	B01	A01	I/O CHCK
Reset	B02	A02	D7
+5V	B03	A03	D6
IRQ2	B04	A04	D5
-5V	B05	A05	D4
DREQ2	B06	A06	D3
-12V	B07	A07	D2
reserviert	B08	A08	D1
+12V	B09	A09	D0
GND	B10	A10	I/O CHRDY
MEMW	B11	A11	AEN
MEMR	B12	A12	A19
IOWC	B13	A13	A18
IORC	B14	A14	A17
DACK3	B15	A15	A16
DREQ3	B16	A16	A15
DACKT	B17	A17	A14
DREQ1	B18	A18	A13
DACK0	B19	A19	A12
CLK	B20	A20	A11
IRQ7	B21	A21	A10
IRQ6	B22	A22	A9
IRQ5	B23	A23	A8
IRQ4	B24	A24	A7
IRQ3	B25	A25	A6
DACK2	B26	A26	A5
TC	B27	A27	A4
ALE	B28	A28	A3
+5V	B29	A29	A2
OSC	B30	A30	A1
GND	B31	A31	A0

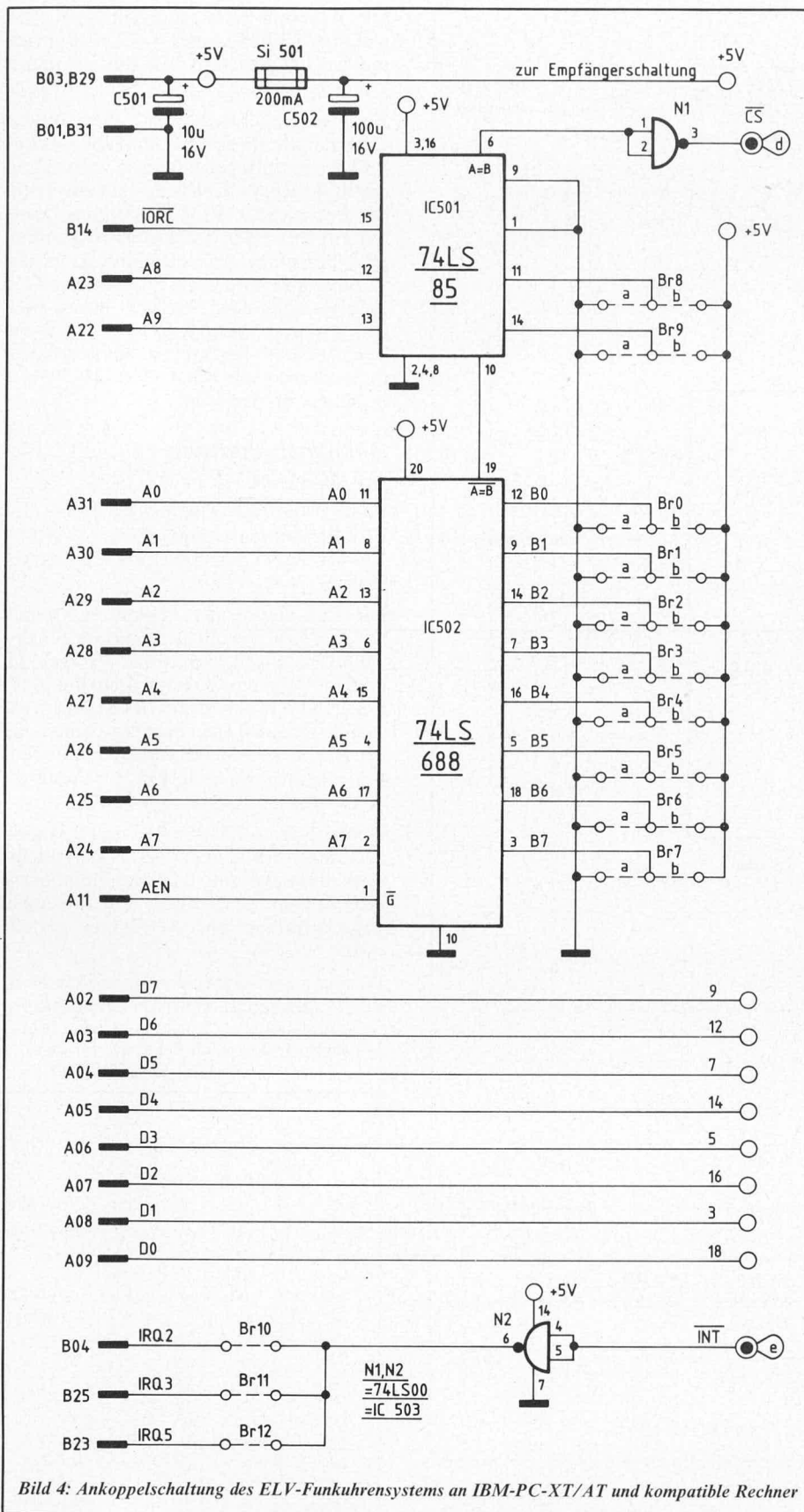


Bild 4: Ankoppelschaltung des ELV-Funkuhrensystems an IBM-PC-XT/AT und kompatible Rechner

Die vom Rechner kommende +5 V-Versorgungsspannung gelangt direkt zum ELV-Funkuhrensysteem, wobei zur Versorgung von Aktiv-Antenne und Empfänger die Sicherung Si 501 zwischengeschaltet ist. Damit die Zeitinformation vom ELV-Funkuhrensysteem dem Rechner an den Datenleitungen D 0 bis D 7 zur Verfügung gestellt werden kann, muß der Rechner auf eine ganz bestimmte Adresse zugreifen, und

zwar auf diejenige, die dem Funkuhrensysteem zugeordnet ist. Insgesamt besitzt der IBM-PC-XT/AT einen I/O-Adressenbereich von 16 Bit. Hiervon sind aber „nur“ 10 Bit, d. h. 400_H dekodiert. Bei einem Zugriff auf höhere Adressen würden diese in 400_H-Schritten gespiegelt werden. In Tabelle 2 ist eine Aufstellung der teilweise bereits belegten Adressen gegeben, wodurch sich eine weitere Einschränkung der möglichen

Tabelle 2: Der E/A-Adressbereich des IBM-PC	
E/A-Adresse	Funktion
000 _H ..00F _H	DMA-Controller (8237A-5)
020 _H ..021 _H	Interrupt-Controller (8259-5)
040 _H ..043 _H	Zeitgeber/Zähler (8253-5)
060 _H ..063 _H	Systemregister (8255A-5)
080 _H ..083 _H	DMA-Seitenregister (74 LS 670)
0A0 _H ..0BF _H	NMI-Interrupt-Register
0C0 _H ..0FF _H	Reserviert
100 _H ..1FF _H	Frontplattencontroller
200 _H ..20F _H	Für Computerspiele (Game Port)
210 _H ..217 _H	Erweiterungseinheit
220 _H ..24F _H	Reserviert
278 _H ..27F _H	Zweiter Drucker
2F8 _H ..2FF _H	Zweite serielle Schnittstelle
300 _H ..31F _H	Prototypkarte
320 _H ..32F _H	Festplatten-Controller
378 _H ..37F _H	Druckerschnittstelle (parallel)
380 _H ..38F _H	SDLC-Schnittstelle
3A0 _H ..3AF _H	Reserviert
3B0 _H ..3BF _H	Monochromadapter und Drucker
3C0 _H ..3CF _H	Reserviert
3D0 _H ..3DF _H	Farbgrafikkarte
3E0 _H ..3E7 _H	Reserviert
3F0 _H ..3F7 _H	Floppy-Controller
3F8 _H ..3FF _H	Serielle Schnittstelle

Adresse für das Funkuhrensysteem ergibt. Bei der Auswahl ist Sorgfalt geboten, da sich beim Doppelbelegen einer Adresse ein Bus-Crash ergeben kann.

Bei welcher Adresse das ELV-Funkuhrensysteem seine Daten an den Leitungen D 0 bis D 7 bereitstellen soll, wird durch die Brücken Br 0 bis Br 9 festgelegt.

Soll z. B. die Adresse „0000000000“ zur Aktivierung des ELV-Funkuhrensystems gewählt werden, sind die Brücken Br 0 bis Br 9 in die Position „a“ („Low“) zu bringen. Legt jetzt der Rechner an die Adressleitungen A 0 bis A 9 jeweils den logischen Pegel „0“ an, stellen die beiden Vergleichs-ICs IC 501 des Typs 74 LS 85 und IC 502 des Typs 74 LS 688 eine Übereinstimmung mit den logischen Zuständen fest, die durch die Brücken Br 0 bis Br 9 programmiert sind. Als zusätzliche Bedingung zur Aktivierung des Funkuhrensystems über die Leitung CS, müssen die Eingänge AEN und IORC „Low“-Potential annehmen. Am Ausgang Pin 6 des IC 501 erscheint dann „High“ und am Ausgang CS, „Low“-Pegel. Hierdurch wird das Funkuhrensysteem aktiviert zur Datenausgabe an den Leitungen D 0 bis D 7.

Als weiteres Feature bietet das ELV-Funkuhrensysteem in Verbindung mit einem Interrupt-Service-Programm die Möglichkeit, die Zeitinformation automatisch abzufragen und z. B. im Speicher abzulegen. Hierzu muß vom Rechner (über das Interrupt-Service-Programm) ein Interrupt-Signal auf einen der Kanäle IRQ 2, IRQ 3 oder IRQ 5 gegeben werden (je nachdem, welche der Brücken Br 10, 11, 12 eingelötet wurde). Die anderen IRQ-Kanäle können nicht angesteuert werden, da diese vom System bereits belegt sind.

Im dritten Teil dieses Artikels wird der Nachbau beschrieben. Anschließend gehen wir auf die besonders einfach zu installierenden Anwenderprogramme ein.

Supraleitung – Strom ohne Widerstand

Teil 1

Die Verleihung des Physik-Nobelpreises 1987 für die Entdeckung der sogenannten Hochtemperatur-Supraleitung sowie der rapide Fortschritt beim Auffinden von weiteren supraleitenden Materialien, die bei immer höheren Temperaturen das Phänomen der Supraleitung zeigen, haben ein selten breites Interesse gefunden. Ein Indiz dafür ist die Tatsache, daß sich sogar die internationale Tagespresse dieses Themas angenommen hat.

„Superconductivity! The startling breakthrough that could change our world“, Time, 11. Mai 1987 bzw. „Elektrisches Perpetuum Mobile im Tiefkühlfach“, Frankfurter Rundschau, 4. Juli 1987, um nur zwei Beispiele zu nennen.

Supraleitung ist nicht allein dadurch gegeben, daß bei ausreichend tiefen Temperaturen der elektrische Widerstand entsprechender Materialien verschwindet, sondern es treten eine Reihe von weiteren Erscheinungen auf. Daher ist das Gebiet der Supraleitung zwar relativ komplex, aber gerade wegen dieser Komplexität ergibt sich ein vielschichtiges Anwendungsspektrum dieser Erscheinung. Im nachfolgenden Beitrag werden dementsprechend nicht nur die neuen Hochtemperatur-Supraleiter vorgestellt, sondern es werden auch die geschichtliche Entwicklung, die grundlegenden Erscheinungen, die physikalische Deutung und Anwendungsaspekte der Supraleitung aufgezeigt. Auch Anregungen zum eigenen Experimentieren werden gegeben.

1. Einführung

Im Jahre 1986 konnte die 75jährige Wiederkehr der Entdeckung der Supraleitung gewürdigt werden. Bis dahin war dieses Phänomen nur einem vergleichsweise geringen Bevölkerungskreis bekannt. Zwar beherrscht man grundsätzlich die Supraleitungstechnik bei Metallen, jedoch ist wegen der relativ teuren Heliumkühlung der Einsatzbereich der Supraleitung auf ziemlich exotische Gebiete beschränkt. Überwiegend sind dies Forschungsgebiete wie die Hochenergiephysik, Kernfusionsanlagen und Kernspintomographie sowie extrem empfindliche Magnetfeldmesser in der medizinischen Forschung und Diagnostik.

Mit der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleiter in den Jahren 1986/87 eröffnen sich völlig neue Perspektiven. Diese Materialien werden bereits oberhalb der Siedetemperatur des flüssigen Stickstoffs supraleitend. Da die Kühlung mit flüssigem Stickstoff um ein Vielfaches billiger ist als diejenige mit flüssigem Helium, sind die Chancen für eine breite technische

Anwendung dieses Supraleitungstyps erheblich größer. Es darf jedoch nicht verschwiegen werden, daß dazu noch viel technologische Entwicklungsarbeit nötig ist. Andererseits kann jedoch gesagt werden, daß mit der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleiter der Grundstein für eine technologische Revolution gelegt ist wie diejenige, die von der Halbleitertechnologie ausgelöst wurde. Daher ist es nicht übertrieben, von einer Jahrhundert-Innovation zu sprechen, die mit den sprunghaften Umwälzungen in der Mikroelektronik verglichen werden kann. Diese begann mit der Entdeckung des Transistors im Jahre 1948 durch Bardeen und Brattain, für dessen Erfindung sie gemeinsam mit Shockley im Jahre 1956 mit dem Nobelpreis ausgezeichnet wurden. Der rapide Fortschritt auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie während der letzten 40 Jahre hat bereits zu einschneidenden Veränderungen in der Struktur der Gesellschaft geführt. Es bleibt abzuwarten, ob die Supraleitungstechnologie in den nächsten Jahren eine ähnliche Bedeutung erlangt. Aus jetziger Sicht sind die Aussichten dafür jedenfalls gut.

2. Geschichtliche Entwicklung

Dem niederländischen Physiker Heike Kamerlingh Onnes gelang im Jahre 1908 die Verflüssigung des Heliums, des letzten noch nicht verflüssigbaren Edelgases. Das Edelgas Helium geht bei ca. -269°C ($4,2$ Kelvin) in den flüssigen Zustand über. Mit zusätzlichen Maßnahmen – Verwendung eines Gemisches aus den He-Isotopen He-3 und He-4 – können heute Temperaturen von einigen 10^{-3} K realisiert werden. Tiefere Temperaturen als $-273,16^{\circ}\text{C}$ sind nicht erreichbar. Dieser Temperaturwert ist daher der Nullpunkt der absoluten Temperaturskala. Die Einheit der absoluten Temperatur ist das Kelvin (K). Zwischen der in Kelvin gemessenen absoluten Temperatur T und der Celsius-Temperatur ϑ bestehen folgende Beziehungen $0^{\circ}\text{C} \triangleq 273,16$ K und 0 K $\triangleq -273,16^{\circ}\text{C}$.

Für die Umrechnung zwischen den physikalischen Größen T und ϑ gilt dabei

$$T = 1 \frac{\text{K}}{^{\circ}\text{C}} \cdot \vartheta + 273,16 \text{ K} \quad \text{bzw.}$$

$$\vartheta = 1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{K}} (T - 273,16 \text{ K}).$$

von
Prof. Dr. rer. nat. Siegfried Fellmann
Fachbereich Naturwissenschaftliche Technik
Fachhochschule Ostfriesland
2970 Emden

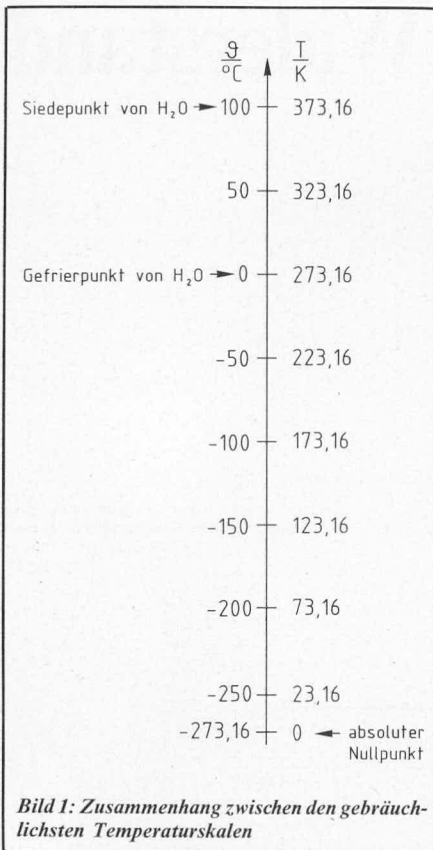


Bild 1: Zusammenhang zwischen den gebräuchlichsten Temperaturskalen

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 1 dargestellt.

In dem neuerschlossenen Temperaturbereich um 4,2 K führte Kamerlingh Onnes ab 1908 systematische Untersuchungen zur elektrischen Leitfähigkeit von Widerständen durch. Zum damaligen Zeitpunkt war das Verhalten des elektrischen Widerstandes von Metallen bei extrem tiefen Temperaturen ein noch offenes Problem. Zwar war bekannt, daß der Widerstand mit sinkender Temperatur ebenfalls abnahm, jedoch konnte über das Widerstandsverhalten im Bereich des absoluten Nullpunktes nichts ausgesagt werden.

Im Prinzip wurden drei Möglichkeiten diskutiert, die in Abbildung 2 skizziert sind. Zum einen konnte vermutet werden, daß der Widerstand mit sinkender Temperatur entsprechend dem Verhalten bei höheren Temperaturen gegen Null geht (Abbildung 2, Kurvenast I). Zum anderen war nicht auszuschließen, daß der Widerstand mit sinkender Temperatur einem Grenzwert mit einem von Null verschiedenen Restwiderstand zustrebt (Abbildung 2, Kurvenast II). Schließlich bestand noch die Möglichkeit, daß die freien Elektronen eines Metalls bei tiefen Temperaturen wegen zu starker Bindung an ihre Atome für die Elektrizitätsleitung nicht mehr zur Verfügung standen. Damit wäre das Verhalten eines Isolators mit entsprechend großem Widerstand gegeben (Abbildung 2, Kurvenast III).

Zur Klärung dieser Frage untersuchte Kamerlingh Onnes den Widerstand von Gold- und Platindrähten in der Nähe des absoluten Nullpunktes. Dabei zeigte sich, daß diese Metalle einen endlichen Restwiderstand besaßen, der um so niedriger war, je reiner die verwendeten Metalle

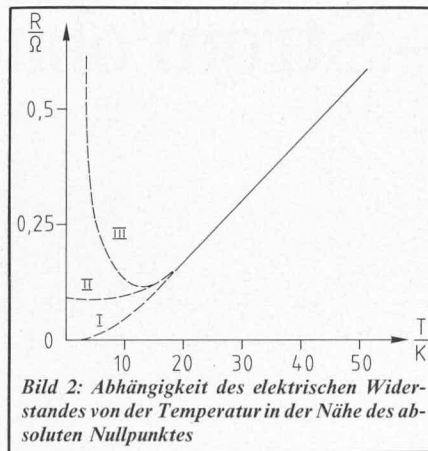


Bild 2: Abhängigkeit des elektrischen Widerstandes von der Temperatur in der Nähe des absoluten Nullpunktes

waren. Damit konnte die Isolatorvorstellung (Abbildung 2, Kurvenast III) ausgeschlossen werden. Es verblieb noch abzuklären, ob auch bei extrem reinen Metallen ein Restwiderstand in der Nähe des absoluten Nullpunktes vorlag, oder aber ob der Widerstand bei Annäherung an den absoluten Nullpunkt doch den Wert Null annimmt.

Daher dehnte Kamerlingh Onnes seine Untersuchungen auf das Metall Quecksilber aus, das durch mehrfache Destillation mit einer Reinheit herstellbar war, die für andere Metalle zum damaligen Zeitpunkt nicht zu erreichen war. Das Element Quecksilber ist zwar bei Raumtemperatur flüssig, geht aber bei der Temperatur von -39°C in die feste Phase über.

Diese Untersuchungen führten zu einem überraschenden Ergebnis. Bei 4,15 K verliert Quecksilber (Hg) schlagartig seinen Widerstand und nicht allmählich, wie man es gemäß Abbildung 2, Kurvenast I erwartet hätte. Das Ergebnis dieser Untersuchungen von Kamerlingh Onnes am Hg ist in Abbildung 3 dargestellt. Kamerlingh Onnes erkannte die Bedeutung dieser Beobachtung sofort und nannte das Phänomen Supraleitung. Das sprunghafte Verschwinden des Widerstandes ist ein Charakteristikum der Supraleitung. Daher bezeichnet man die Temperatur, bei der die Supraleitung eintritt, als Sprungtemperatur, Übergangtemperatur oder auch kritische Temperatur (critical temperature) T_c . Für diese Entdeckung wurde Kamerlingh

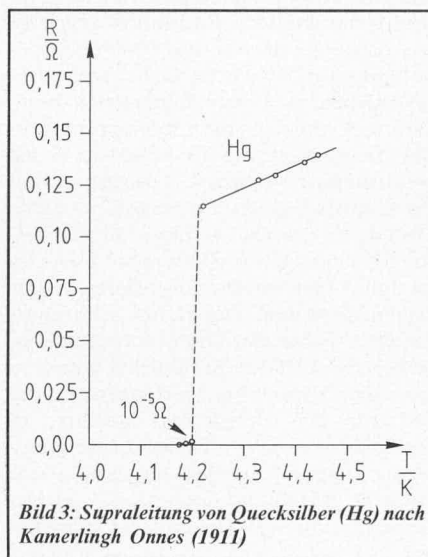


Bild 3: Supraleitung von Quecksilber (Hg) nach Kamerlingh Onnes (1911)

Onnes im Jahre 1913 mit dem Nobelpreis ausgezeichnet.

Dem großtechnischen Einsatz der Supraleitung standen allerdings im Wege, daß die Supraleitung zum einen erst bei den extrem tiefen Temperaturen in der Nähe des absoluten Nullpunktes auftrat und zum anderen durch relativ kleine magnetische Feldstärken bzw. magnetische Kraftflußdichten B zerstört wurde. Dementsprechend bestand seit diesem Zeitpunkt an die Materialforschung die Herausforderung, supraleitende Materialien mit höheren Übergangstemperaturen zu finden.

Die weltweiten Anstrengungen auf diesem Gebiet führten zwar in den folgenden Jahren zum Erfolg, jedoch gelang das Auffinden von Materialien mit höheren kritischen Temperaturen nur sehr langsam. Diesen Sachverhalt zeigt Abbildung 4. In dieser Abbildung sind nur die jeweiligen Rekordsubstanzen wiedergegeben. Anhand der gestrichelten Geraden erkennt man, daß bis 1986 mit einer Steigung von etwa 0,3 K pro Jahr ein nahezu linearer Verlauf für das Auffinden von Materialien mit höherer Sprungtemperatur vorlag. Extrapoliert man diese Gerade über 1986 hinaus, so hätte man eine kritische Temperatur von 30 K erst nach der Jahrtausendwende erwarten dürfen.

Dagegen zeigt die Darstellung in Abbildung 5 einen ganz anderen Verlauf. Seit Mitte 1986 gab es einen abrupten Anstieg der Entdeckung von Materialien mit Sprungtemperaturen von 30 K und deutlich höheren Werten, was für die Supraleitungstechnologie einen wissenschaftlichen bzw. technischen Durchbruch darstellt, dessen Auswirkungen z. Z. nicht absehbar sind.

Eingeleitet wurde dieser Durchbruch bei der Entdeckung von supraleitenden Materialien mit höherer Sprungtemperatur durch die Arbeit von J. G. Bednorz und K. A. Müller aus dem IBM-Forschungslaboratorium in Rüschlikon bei Zürich, die im Septemberheft 1986 der Zeitschrift für Physik B erschien. Dort wird eine mögliche Hochtemperatur-Supraleitung in einem Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid-System (La-Ba-Cu-O-System) beschrieben. In einer folgenden Arbeit, die bereits im Oktober 1986 bei den Europhysics Letters eingereicht wurde, berichten diese Autoren über eine Bestätigung der Hochtemperatur-Supraleitung in einem Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid-System. Zusätzlich wird über eine weitere für die Supraleitung charakteristische Erscheinung berichtet, nämlich den Nachweis des Meißner-Ochsenfeld-Effektes. Dieser Effekt heißt auch Verdrängungseffekt, da bei einem Supraleiter ein unterkritisches Magnetfeld aus diesem verdrängt wird. Dazu werden im Abschnitt 4.2 weitere Erläuterungen gegeben. Die Sprungtemperatur des von Bednorz und Müller untersuchten Materials lag bei ca. 35 K, so daß damit nicht nur ein neuer Höchstwert der Sprungtemperatur gefunden, sondern eine ganz neue Klasse von Materialien entdeckt war, bei denen Supraleitung auftrat. Es handelt sich hier um metallische Oxide, die als Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid oder als Lanthan-Strontium-Kupfer-Oxid-Ke-

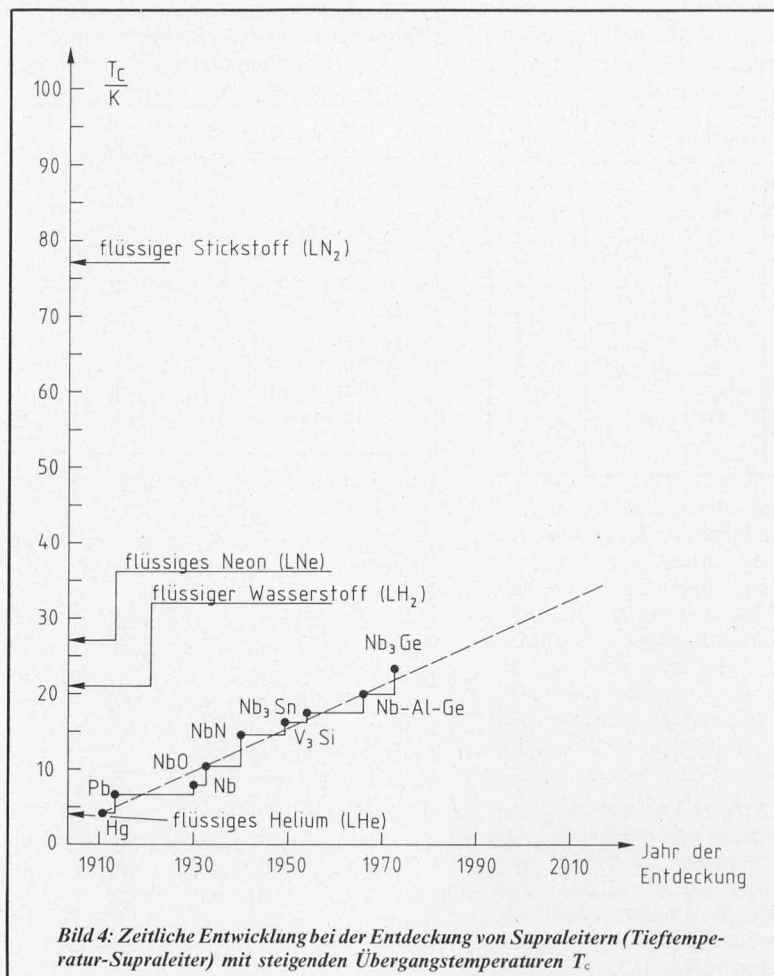


Bild 4: Zeitliche Entwicklung bei der Entdeckung von Supraleitern (Tiefemperatur-Supraleiter) mit steigenden Übergangstemperaturen T_c .

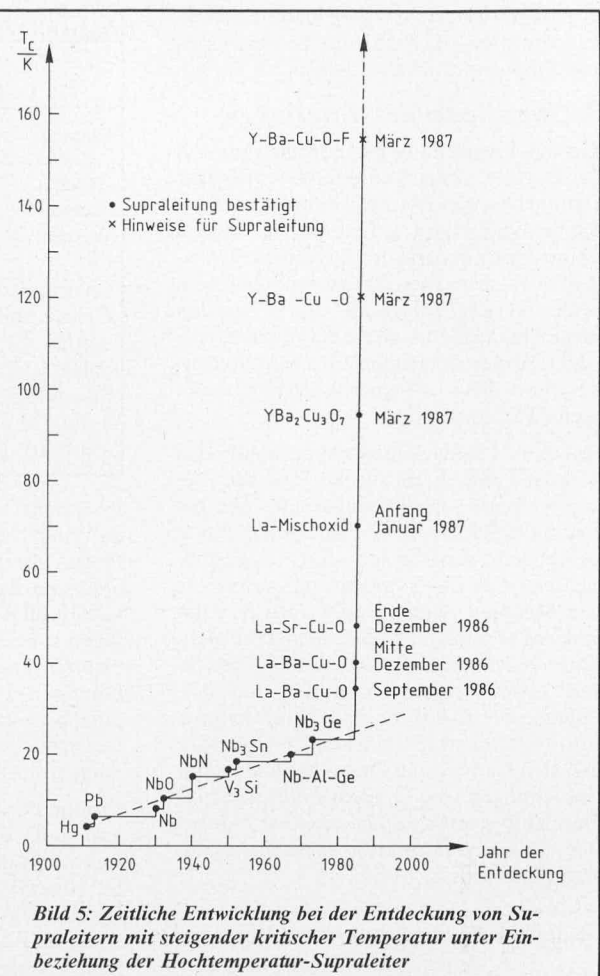


Bild 5: Zeitliche Entwicklung bei der Entdeckung von Supraleitern mit steigender kritischer Temperatur unter Einbeziehung der Hochtemperatur-Supraleiter

ramiken bei Temperaturen von 35 bis 40 K supraleitend werden. Damit war der Existenzbereich der Supraleitung erheblich über den seit 1973 geltenden Höchstwert von 23,2 K bei Niob-Germanium hinausgetrieben. Dieser hohe Wert der Sprungtemperatur stellte in einschlägigen Kreisen eine Sensation dar. Folgerichtig erhielten Bednorz und Müller für ihre Entdeckung den Physik-Nobelpreis 1987.

Zunächst stieß diese Entdeckung auf erhebliche Skepsis. Dies änderte sich mit einer Tagung der Materials Research Society in Boston im Dezember 1986. Spätestens seit diesem Zeitpunkt begann eine intensive Periode physikalischer Festkörperforschung. Die dabei erzielten Ergebnisse überstürzten sich, so daß man zu deren Mitteilung von dem üblichen Weg der Verbreitung über wissenschaftliche Zeitschriften auf Tageszeitungen auswich. Die New York Times berichtete z.B. am 31. 12. 1986 über Sprungtemperaturen von 40 K bei $12 \cdot 10^8$ Pa ($1 \text{ bar} = 10^5 \text{ Pa}$) in einer Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid-Verbindung. Auf den Tagungen der Deutschen Physikalischen Gesellschaft vom 9. bis 13. 3. 1987 in Münster und der Amerikanischen Physikalischen Gesellschaft vom 16. bis 20. 3. 1987 in New York mußten Sondersitzungen eingerichtet werden, um dem riesigen Interesse nachzukommen.

In weiteren Experimenten wurde in der Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid-Verbindung das Barium durch Strontium ersetzt. Für dieses System erhielt man bereits Ende Dezember 1986 Sprungtemperaturen zwischen 48 und 49 K. Schon am 2. 3. 1987 be-

richteten M. K. Wu u. a. in den Physical Review Letters über Hinweise für Supraleitung in einer Yttrium-Barium-Kupfer-Oxid-Keramik mit einer Sprungtemperatur von 93 K. Gegenüber der von Bednorz und Müller benutzten Lanthan-Barium-Kupfer-Oxid-Verbindung war hier also das Lanthan durch Yttrium ersetzt worden. Bei der Variation der Herstellungsparameter zur Erzeugung von Yttrium-Barium-Kupfer-Oxid-Keramiken erhielt man schon kurze Zeit später auch Supraleiter, deren Sprungtemperaturen bei 100 K und leicht darüber lagen. Diese neue Klasse der 100 K-Supraleiter darf heute als international abgesichert gelten.

Man kann davon ausgehen, daß eine weitere Erhöhung der Sprungtemperatur gelingen wird. So gibt es bereits Hinweise dafür, daß bei einer Yttrium-Barium-Kupfer-Fluorid-Oxid ($\text{Y} - \text{Ba}_2 - \text{Cu}_3 - \text{F}_2 - \text{O}_9$)-Verbindung eine Sprungtemperatur von 155 K vorliegt. An anderer Stelle wird von einem Y-Ba-Cu-O-System berichtet, dessen Sprungtemperatur sogar bei 240 K liegen soll. Diese hohen Werte für T_c können z. Z. jedoch noch nicht als bestätigt gelten. Entsprechendes gilt auch für erste Anzeichen, daß supraleitende Materialien oberhalb von 0°C gefunden worden sind. Die derzeitige Entwicklung läßt allerdings erwarten, daß Raumtemperatursupraleiter in den nächsten Jahren realisiert werden.

Für die Anwendung ist es zunächst einmal weniger wichtig, ob sich die Hinweise für Supraleiter mit Sprungtemperaturen deutlich oberhalb von 100 K bestätigen lassen.

Von Bedeutung ist dagegen, daß die Existenz von Supraleitern mit kritischen Temperaturen von 92–93 K abgesichert ist, so daß sich für den großtechnischen Einsatz der Supraleitung ganz neue Aspekte ergeben. Bei diesen Supraleitern kann der supraleitende Zustand durch Kühlung mit flüssigem Stickstoff gewährleistet werden, da dessen Siedepunkt von 77,3 K etwa 15 K unter der kritischen Temperatur dieser neuen Supraleiter liegt. Die Kühlung mit flüssigem Stickstoff ist deutlich einfacher und billiger als die Kühlung mit flüssigem Helium.

So kostet die Herstellung von 1 l flüssigem Stickstoff ca. 0,70 DM, während zur Erzeugung von 1 l flüssigem Helium etwa 25,— DM anzusetzen sind. Dazu kommt noch, daß Helium selten und teuer ist und darüber hinaus eine geringe spezifische Verdampfungswärme besitzt, so daß viel Helium zum Abkühlen erforderlich ist. Auch hier besitzt Stickstoff mit seiner recht großen spezifischen Verdampfungswärme einen Vorteil. Außerdem ist der Unterschied zwischen Umgebungstemperatur und 90–100 K deutlich geringer als die Differenz zwischen Umgebungstemperatur und 4 K, so daß bei Verwendung von Hochtemperatursupraleitern erheblich weniger Kälteverluste auszugleichen sind. Für die Einkühlung von Niob-Germanium mit der bis 1986 höchsten Sprungtemperatur von 23,3 K läßt sich zwar im Prinzip auch flüssiger Wasserstoff einsetzen. Dem steht jedoch entgegen, daß Wasserstoff hochexplosiv ist. Daher ist einsichtig, welcher große Fortschritt mit der Entwicklung von

Supraleitern erreicht wurde, deren Sprungtemperaturen oberhalb des Siedepunktes von flüssigem Stickstoff liegen.

3. Supraleitende Materialien

Mit der Entdeckung der Supraleitung am Quecksilber durch Kamerlingh Onnes war erstmals ein elektrischer Leiter ohne ohmschen Widerstand gefunden, bei dessen Verwendung der absolut verlustfreie Transport des elektrischen Stromes möglich war. Während der folgenden Jahre wurden mehr als tausend weitere Supraleiter entdeckt. Außer einigen metallischen Elementen waren dies v. a. Legierungen und metallische Verbindungen.

In Tabelle 1 sind die meisten supraleitenden Elemente mit ihren zugehörigen Sprungtemperaturen zusammengestellt, die bei Normaldruck in die supraleitende Phase übergehen. Zum einen darf festgestellt werden, daß die Supraleitung gerade bei den Metallen relativ häufig auftritt. Zum anderen fällt auf, daß die Edelmetalle nicht unter den Supraleitern zu finden sind. So zeigt etwa hochreines Gold bei einer Abkühlung bis zu 0,01 K keine Supraleitung. Insoweit war es ein glücklicher Umstand, daß sich Kamerlingh Onnes bei seinen Untersuchungen vom Gold abwandte und auf Quecksilber umstieg. Letzteres war, wie bereits erwähnt, leichter in hochreinem Zustand darstellbar.

Tabelle 1: Elemente, die unter Normaldruck Supraleitung zeigen

Element	Symbol	T_c K
Aluminium	Al	1,19
Beryllium	Be	0,026
Cadmium	Cd	0,55
Gallium	Ga	1,09
Quecksilber	Hg	4,15
Indium	In	3,40
Iridium	Ir	0,14
Lanthan	La	4,8
Molybdän	Mo	0,92
Niob	Nb	9,2
Osmium	Os	0,65
Protactinium	Pa	1,3
Blei	Pb	7,2
Rhenium	Re	1,7
Rutenium	Ru	0,5
Zinn	Sn	3,72
Tantal	Ta	4,39
Technetium	Tc	7,8
Thorium	Th	1,37
Titan	Ti	0,39
Thallium	Tl	2,39
Vanadin	V	5,3
Wolfram	W	0,012
Zink	Zn	0,9
Zirkon	Zr	0,55

Es gibt allerdings Hinweise dafür, daß auch reines Gold Supraleitung zeigt, und zwar bei 0,2 mK. Dazu wurden Untersuchungen an extrem verdünnten Legierungen der Edelmetalle durchgeführt. Ähnlich liegen die Verhältnisse für Kupfer und Silber, bei denen unter diesen Bedingungen Sprungtemperaturen von ca. 10^{-6} mK gefunden wurden. Alle Sprungtemperaturen der in Tabelle 1 genannten Elemente liegen jedenfalls unterhalb von etwa 10 K.

Tabelle 2: Elemente, die unter großem Druck in die supraleitende Phase übergehen

Element	Symbol	T_c K	p kbar
Arsen	As	0,5	120
Barium	Ba	5,1	> 140
Wismut	Bi	8,5	> 78
Cer.	Ce	1,7	> 50
Caesium	Cs	1,5	100
Germanium	Ge	5,4	> 110
Antimon	Sb	3,6	> 85
Selen	Se	6,9	> 130
Silicium	Si	6,7	> 120
Tellur	Te	4,5	> 43
Yttrium	Y	1,5-2,7	120-160

In Tabelle 2 sind solche Elemente genannt, die unter hohem Druck in die supraleitende Phase übergehen. Auch hier liegen die höchsten Sprungtemperaturen unterhalb von 10 K. Auf das in dieser Tabelle aufgeführte typisch einwertige Metall Cäsium sei explizit hingewiesen. Es ist auffällig, daß unter den einwertigen Metallen (Alkalimetalle) bis heute nur das Cäsium als Supraleiter nachgewiesen werden konnte, allerdings nur unter hohem Druck.

Cäsium besitzt wie alle Alkalimetalle ein relativ großes Atomvolumen. Darunter versteht man das Volumen, das einem Atom im Metallverband zur Verfügung steht. Eine entsprechende Untersuchung zeigt auch, daß nahezu alle Supraleiter im Bereich kleiner Atomvolumina liegen. Durch hohen Druck läßt sich das Atomvolumen merkbar verkleinern, so daß verständlich wird, wenn Elemente, die unter Normaldruck nicht supraleitend sind, unter hohem Druck in den supraleitenden Zustand übergehen. Unter hohen Drücken können bei den jeweiligen Substanzen allerdings Phasenumwandlungen auftreten, wobei sich möglicherweise wichtige Parameter für die Supraleitung ändern. Die Abhängigkeit der Supraleitung vom Atomvolumen kann daher noch nicht als endgültig geklärt gelten.

Supraleitung tritt bei metallischen Elementen nur auf, wenn die Zahl der Valenzelektronen zwischen 2 und 8 liegt. Diese Regel gilt im wesentlichen auch für Verbindungen, wobei gewisse Einschränkungen zu beachten sind. So kann die durchschnittliche Anzahl der Valenzelektronen sowohl etwas kleiner als 2 als auch etwas größer als 8 sein.

Ferromagnetische Materialien – Eisen, Kobalt und Nickel – können übrigens wegen ihres starken Magnetismus nicht supraleitend werden.

Erheblich größer ist die Zahl der supraleitenden Legierungen und Verbindungen, deren Zahl deutlich über 1000 liegt. Einen Ausschnitt aus dieser Gruppe der Supraleiter zeigt Tabelle 3. Zum einen erkennt man, daß unter diesem Supraleitungstyp erstmals Vertreter auftauchen, deren Sprungtemperaturen oberhalb von 10 K liegen. Zum anderen findet man hier Verbindungen, bei denen beide Komponenten keine Supraleitung zeigen. Ein Vertreter dieses letztgenannten Typs ist z. B. Kupfersulfid

Tabelle 3: Beispiele für Verbindungen, die unter Normaldruck Supraleitung zeigen

Substanz	T_c K
CuS	1,6
Bi ₂ Cs	4,75
BiNa	2,25
V ₃ Ge	6,0
V ₃ Ga	14,2
V ₃ Si	17,1
Nb ₃ Au	11,0
Nb ₃ Sn	18,0
Nb ₃ Ge	23,2

(CuS) mit einer Sprungtemperatur von $T_c = 1,6$ K.

Für Legierungen spielt das seltene Metall Niob (Nb) seit 1930 eine wichtige Rolle. Insbesondere die Niob-Zinn-, Niob-Zirkon- und Niob-Tantal-Legierungen eignen sich besonders gut für technische Anwendungen. Die höchste Sprungtemperatur wurde 1973 für die Legierung Niob-Germanium erreicht, und zwar mit einer kritischen Temperatur von $T_c = 23,3$ K. Dieser höchste Wert einer kritischen Temperatur hatte bis 1986 Bestand.

Trotz intensiver Forschung gelang es in den Jahren nach 1973 zunächst nicht, Materialien zu finden, die eine höhere kritische Temperatur besitzen. Erst die Abkehr von bis dahin gültigen Vorstellungen führte aus der Situation heraus, daß bei $T_c = 23,3$ K eine obere Grenze der Sprungtemperatur vorzuliegen schien. So war man ungefähr 75 Jahre davon ausgegangen, Supraleiter nur unter solchen Materialien zu suchen, die auch bei Normaltemperatur besonders gute Leiter sind. Der Durchbruch gelang Mitte 1986 mit der Berücksichtigung von Oxiden, die bei Normaltemperatur weniger gute Leiter sind. Damit konnten die sog. Hochtemperatur-Supraleiter realisiert werden. Im Gegensatz zu diesen neuen Supraleitern bezeichnet man die in den Tabellen 1-3 aufgeführten Supraleiter mit Sprungtemperaturen bis ca. 23 K als klassische Supraleiter.

Alle während der letzten Monate bekanntgewordenen oxidischen Hochtemperatur-Supraleiter sind Keramiken, wovon einige Beispiele in Tab. 4 zusammengestellt sind.

Tabelle 4: Beispiele für keramische Mischoxide, die Hochtemperatursupraleitung zeigen

Nr.	Substanz	T_c /K
1	La _{0,2} Ba _{1,0} Cu O _{1,4}	20
2	La _{1,9} Ba _{0,1} Cu O ₄	33
3	La _{0,8} Ba _{0,2} Cu O _{2,7}	34
4	La _{1,7} Ba _{0,3} Cu O _{3,7}	35
5	La _{1,85} Ba _{0,15} Cu O ₄	35
6	La _{1,8} Sr _{0,1} Ba _{0,1} Cu O ₄	35
7	La _{1,925} Sr _{0,075} Cu O ₄	36
8	La _{1,9} Sr _{0,1} Cu O ₄	38
9	La _{1,8} Sr _{0,2} Cu O ₄	42
10	YBa ₂ Cu ₃ O ₇	92
11	YBa ₂ Cu ₃ O _{6,5}	105
12	YBa ₂ Cu ₃ O ₅ F ₂	90
13	YBa ₂ Cu ₃ O ₆ F ₁	100

Dabei ist die unter der laufenden Nr. 1 genannte Substanz nicht den Hochtemperatursupraleitern zuzurechnen. Diese Substanz wurde bei den ersten 5 Proben der Tab. 4 lediglich berücksichtigt, um aufzuzeigen, wie empfindlich die kritische Temperatur T_c von der Zusammensetzung der beteiligten gleichen Elemente abhängt. Die ersten 5 Substanzen gehören alle dem La-Ba-Cu-O-System an. Entsprechendes gilt auch für die folgenden Substanzen des La-Sr-Cu-O-Systems (Nr. 6–9), des Y-Ba-Cu-O-Systems (Nr. 10–11) und des Y-Ba-Cu-O-F-Systems (Nr. 12–13).

Als Ausgangssubstanzen für die Herstellung dieser Supraleiter sind extrem reine und getrocknete Oxide bzw. Carbonate folgender Materialien zu benutzen: Lanthan-Oxid (La_2O_3), Yttrium-Oxid (Y_2O_3), Kupfer-Oxid (CuO), Barium-Oxid (BaO), Barium-Carbonat (BaCO_3), Barium-Oxid (BaO_2), Strontium-Oxid (SrO) und Strontium-Carbonat (SrCO_3). Die Forderungen an die Reinheit dieser Ausgangssubstanzen liegen bei 99,9 % und höher. Diese Substanzen werden im erforderlichen Verhältnis in einem Mörser gleichmäßig zerkleinert. Anschließend wird dieses Pulver in Tablettenform (pellet) gepreßt (einige kbar Druck). Dann werden diese Tabletten an Luft ca. 40 h auf einer Temperatur von etwa 1000°C gehalten. Nach diesem Sinterungsprozeß werden die Tabletten erneut zerkleinert, zerrieben, gepreßt und gesintert. Die so erhaltenen Proben werden schließlich unter reinem Sauerstoff bei ca. 900°C geblüht.

Zur Herstellung eines Hochtemperatur-Supraleiters in der Zusammensetzung $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ mit einer Sprungtemperatur von ca. 92 K in Tablettenform ($r \approx 6$ mm, Dicke ≈ 2 mm) kann man auch folgenden vereinfachten Herstellungsprozeß verwenden – allerdings ohne Gewähr. Die Ausgangssubstanzen Y_2O_3 , BaO , CuO werden im Verhältnis der oben angegebenen Stöchiometrie in einem Mörser gut zerrieben und anschließend etwa 10–12 Stunden auf einer Temperatur um 950°C gehalten. Danach wird die Probe langsam abgekühlt. Dabei sollte sich ein anthrazitfarbenes Pulver gebildet haben, das bereits Supraleitungseigenschaften besitzt. Wenn dagegen zu schnell abgekühlt wird, sieht das Pulver grün aus und ist dann ein Halbleiter (Y_2BaCuO_5). Zur Verbesserung der Supraleitungseigenschaften kann in einem zweiten Schritt das Pulver erneut zerrieben, in Tablettenform gepreßt und nochmals mehrere Stunden bei 950°C geheizt werden. Der Heizungsprozeß sollte möglichst in einer reinen Sauerstoffatmosphäre erfolgen. Anschließend ist die Probe wieder langsam abzukühlen. Auf die exakten Werte der Zeiten und Temperaturen scheint es nicht anzukommen. Anstelle von BaO kann auch BaCO_3 als Ausgangsmaterial verwendet werden.

Im Moment kennt man im wesentlichen zwei Klassen keramischer Hochtemperatur-Supraleiter. Die erste Gruppe besitzt die Zusammensetzung $(\text{La}, \text{X})_2\text{CuO}_4$. Für X kann dabei Calcium (Ca), Strontium (Sr) oder Barium (Ba) eingesetzt werden. Ein Repräsentant dieser Gruppe ist die Verbindung $(\text{La}, \text{Ba})_2\text{CuO}_4$, an der Bednorz und

Müller erstmalig das Phänomen der Supraleitung bei einer Temperatur von etwa 30 K entdeckten. Die höchste kritische Temperatur für einen Repräsentanten dieser Klasse wurde für die Verbindung $\text{La}_{1,8}\text{Sr}_{0,2}\text{CuO}_4$ mit $T_c = 42$ K gemessen.

In der anderen Gruppe sind alle Verbindungen mit der Beziehung $\text{XBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ zusammengefaßt. X steht dabei für Yttrium (Y) sowie für fast alle Seltenen Erden (Lanthaniden). Mehrere dieser Verbindungen besitzen Sprungtemperaturen von ca. 90 K, darunter auch die von Wu u. a. gefundene Verbindung $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ mit $T_c = 92$ K. Die Gitterstruktur der neuen keramischen Hochtemperatur-Supraleiter beider Gruppen ist derjenigen des Minerals Perowskit (CaTiO_3) ähnlich.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß Hochtemperatur-Supraleitung oberhalb des Siedepunktes von flüssigem Stickstoff im La-Ba (Sr)-Cu-O- und im Y-Ba-Cu-O-System beobachtet wird. Dabei können sowohl Lanthan als auch Yttrium durch die meisten Elemente der Seltenen Erden ersetzt werden. Dies sind vor allem Neodym (Nd), Samarium (Sm), Europium (Eu), Gadolinium (Gd), Dysprosium (Dy), Holmium (Ho), Erbium (Er), Ytterbium (Yb) und Lutetium (Lu). Die vielfachen Hinweise über die Beobachtung von Sprungtemperaturen mit Werten deutlich oberhalb von 100 K müssen z. Z. dahingehend relativiert werden, daß zwar Widerstandsanomalien, nicht aber die Erzeugung von Dauerströmen bzw. die Beobachtung des Meißner-Ochsenfeld-Effektes nachgewiesen wurden (vgl. die folgenden Ausführungen unter 4.2). Erst der Nachweis der letztgenannten Effekte darf als eindeutige Bestätigung der Supraleitung gesehen werden.

Der qualitative Nachweis der Supraleitung eines Hochtemperatur-Supraleiters aus $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ läßt sich sehr einfach, aber eindrucksvoll zeigen. Man benötigt dazu lediglich ein Dewargefäß mit flüssigem Stickstoff, eine supraleitende Probe aus Yttrium-Barium-Kupfer-Oxid, deren Herstellung weiter oben beschrieben wurde, sowie einen Ring-Permanentmagneten. Dieser Ringmagnet kann z. B. von der Firma Permag, 8033 Planegg-Steinkirchen, Robert-Koch-Str. 2, zum Stückpreis von ca. 50,— DM bezogen werden. Er besteht aus Vakomax 145 (SmCo_5) und hat folgende Daten: $R = 14$ mm, $r = 5,5$ mm und $H = 5,5$ mm. Innerhalb des Ringmagneten sollte sich nach Möglichkeit ein Eisenkern befinden.

Mit Hilfe von Abb. 6 soll nun der qualitative Nachweis der Supraleitung eines Hoch-

temperatursupraleiters diskutiert werden.

Wird eine $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ -Probe, für deren Temperatur $T_{\text{Probe}} > T_c$ gilt, auf den Pol des Ringmagneten gesenkt, so bleibt sie auf diesem liegen. Dieses Verhalten ist in der linken Hälfte der Abb. 6 dargestellt. Taucht man dagegen diese Probe mit Hilfe einer Plastikpinzette in flüssigen Stickstoff und kühlt sie dabei auf 77 bis 80 K ab, ergibt sich ein anderes Bild. Beim Absenken der kalten Probe auf den Pol des Permanentmagneten werden in der Probe Wirbelströme induziert. Solange die Proben temperatur kleiner als die kritische Temperatur T_c ist, fließen die induzierten Ströme als Dauerströme weiter, da dann $R = 0$ gilt und die Probe supraleitend ist. Diese supraleitenden Abschirmströme erzeugen nach der Lenz'schen Regel eine abstoßende Kraft. Dadurch wird die Probe so weit nach oben getrieben, bis sich die abstoßende Kraft und die Gewichtskraft der Probe das Gleichgewicht halten. Die Probe schwebt! Dieser Zustand ist in der rechten Hälfte der Abb. 6 gezeigt.

Solange die Proben temperatur kleiner als die kritische Temperatur ist, schwebt die Probe über dem Pol des Ringmagneten. Bei zunehmender Erwärmung der Probe sinkt diese wieder langsam ab, bis sie sich für $T_{\text{Probe}} \geq T_c$ auf den Pol des Ringmagneten absetzt. Dann gilt wieder $R \neq 0$, so daß die induzierten Supraströme schnell abklingen. Für eine $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ -Probe mit einer Masse von etwa 1 g läßt sich der schwebende Zustand über dem Pol eines Ringmagneten mit einer Kraftflußdichte B von ungefähr 0,3 Tesla ca. 30 s aufrechterhalten.

Das Kernforschungszentrum Karlsruhe hat auf seinem Technologietransferstand während der Internationalen Industriemesse in Hannover im April 1987 einen schwebenden Supraleiter aus $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ über zwei Wochen ununterbrochen demonstriert. Dazu wurde der Pol des Ringmagneten mit einem Schwimmer aus Styropor einige mm oberhalb der Oberfläche von flüssigem Stickstoff fixiert. Die supraleitende Probe schwebte dann 9–10 mm über der Oberfläche des flüssigen Stickstoffs.

Im weiteren Verlauf dieser mehrteiligen Artikelserie werden die Grunderscheinungen der Supraleitung (Messung von Widerstandsanomalien, das Verhalten von Supraleitern in Magnetfeldern sowie die Existenz kritischer Ströme), die physikalische Deutung des Phänomens Supraleitung und praktische Anwendungsbeispiele beschrieben.

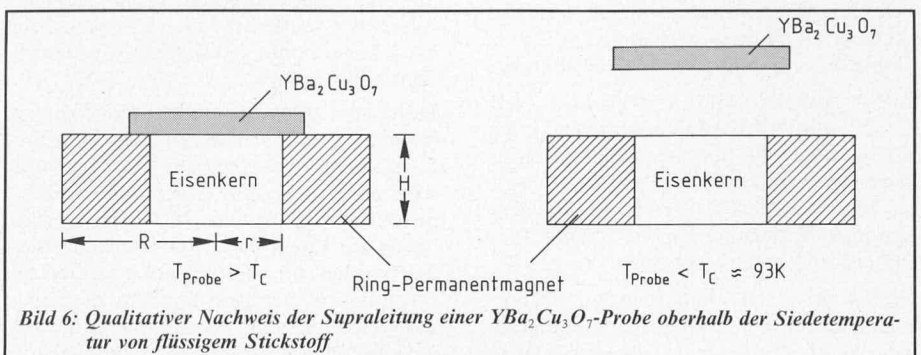


Bild 6: Qualitativer Nachweis der Supraleitung einer $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ -Probe oberhalb der Siedetemperatur von flüssigem Stickstoff

Grundlagen der Empfangstechnik

Teil 4

Im vierten Teil dieser Artikelserie stellen wir Ihnen die komplette Schaltung eines FM-UKW-Empfängers vor. Die ausgereifte Konstruktion dieses qualitativ guten Radios ist in der modernen SMD-Technik durchgeführt. Für den interessierten Leser besteht somit die Möglichkeit, ein hochwertiges UKW-Radio in SMD-Technik selbst zu erstellen — etwas Praxis im Aufbau elektronischer Schaltungen vorausgesetzt.

Dipl.-Phys. Wolfgang Zetzmann
im Hause Valvo, Hamburg

Allgemeines

Nach der Vorstellung des ersten Ein-Chip-FM-Empfängers TDA 7000, der mit einem gänzlich neuen Empfangskonzept realisiert wurde, hat Valvo an diesem Konzept weitergearbeitet. Es folgte der Ein-Chip-Empfänger TDA 7021 T mit höherem Integrationsgrad und neuen Möglichkeiten. Parallel zu diesem Empfänger wurden auch peripherielose Endstufen entwickelt, von denen der kleinste, der TDA 7050 T für Kopfhörer, sogar im SMD 8-Pin-Gehäuse hergestellt wird.

Mit diesen ICs und konsequentem Einsatz der SMD-Technik ist es möglich geworden, ein UKW-Radio hoher Empfangsleistung auf einer minimalen Fläche unterzubringen. Insbesondere ist eine extrem niedrige Bauhöhe erreichbar.

Vor der ausführlichen Beschreibung des Nachbaues soll zunächst die Funktion der ICs beschrieben werden.

Der Ein-Chip-FM-Empfänger TDA 7021 T

Für die Leser, die sich bisher noch nicht mit dem Innenleben des TDA 7000 beschäftigt haben, wollen wir an dieser Stelle die Funktionen des TDA 7021 T am Blockschaltbild, wie von Valvo publiziert, besprechen.

Die Antennenspannung wird über ein Bandfilter, zur Aussiebung von nicht im UKW-Band gelegenen Sendern, an Pin 12 und 13 der Mischerstufe zugeführt. An dem Mischer wird das HF-Signal mit der Oszillatorspannung, deren Frequenz durch den Schwingkreis an den Pins 4 und 5 bestimmt wird, multipliziert. Hierdurch werden Summen- und Differenz-Frequenz am Mischerausgang erzeugt.

Da der Oszillator nur 76 kHz neben (unterhalb) der Eingangsfrequenz schwingt, setzt sich das Mischerausgangssignal aus den Frequenzen 76 kHz und ungefähr $2 \times f_c$ (doppelte Empfangsfrequenz) zusammen.

Dieser große Abstand ermöglicht es, daß die ZF von 76 kHz durch einfache aktive Tiefpaßfilter mit nur drei externen Kondensatoren an den Pins 7, 8, 10 und 11 ausreichend selektiert werden kann. Die notwendigen Widerstände sowie einige Kapazitäten, sind bereits integriert.

Hinter dieser Selektion folgt ein Begrenzerverstärker mit zusätzlichem Pegeldetektor, der an Pin 9 einen pegelabhängigen

Strom liefert. Der Ausgangsstrom ist bei fehlendem Sender hoch (ca. 0,16 mA) und nimmt mit zunehmendem Pegel ab. Dieser ungewöhnliche Verlauf wurde gewählt, um bei Empfangsbetrieb eine geringstmögliche Stromaufnahme zu erreichen.

Nach der Begrenzung wird das ZF-Signal zwei Demodulatoren zugeführt.

Der eine, im Blockschaltbild als Demodulator bezeichnet, ist ein Quadraturdemodulator, der aus der Frequenzmodulation der ZF das Niederfrequenzsignal zurückgewinnt und zusätzlich eine AFC erzeugt. Diese Signale sind an Pin 1 über einen internen Widerstand meßbar, der zusammen mit einem externen Kondensator einen Tiefpaß zur ZF-Unterdrückung darstellt.

Der zweite Demodulator, im Blockschaltbild als Mute-Detektor bezeichnet, ist ein Koinzidenz- oder Korrelations-Detektor, der eine Information über die Signalqualität liefert, z. B. Rauschanteil oder Spiegelpflicht. Mit dieser Information, einer Steuerspannung, wird wie im Schaltbild angedeutet, die Amplitude des NF-Signales eingestellt. Bei „schlechtem“ Signal erfolgt eine NF-Abschwächung um etwa 20 dB.

Nach diesem Steller gelangt das Signal über einen Impedanzwandler auf den Ausgangsverstärker, der als gegengekoppelter Operationsverstärker ausgeführt ist. Da die Gegenkopplung extern zugänglich ist, kann dieser Verstärker auch mit einer frequenzabhängigen Verstärkung versehen werden, wie im Blockdiagramm angedeutet. Diese Möglichkeit wird benötigt, wenn die Schaltung für Stereoempfang vorgesehen ist.

Wäre dies alles, was in dem IC TDA 7021 T integriert ist, so wird deutlich, daß mit dieser Schaltung bei dem nominalen FM-Hub von ± 75 kHz und damit einer notwendigen ZF-Bandbreite von etwa 150 kHz ein vernünftiger FM-Empfang nicht möglich wäre. Hier wurde von Valvo ein besonderer Trick angewendet, nämlich die sogenannte Hubreduzierung.

Durch die Rückführung des NF-Signales (wie an Pin 1 der Schaltung aus dem FM-Demodulator geliefert) zur Oszillatorstufe wird eine Mitkopplung der Oszillatorfrequenz bewirkt. Diese Modulation wird durch die Integration von Kapazitätsdioden parallel zum externen Schwingkreis erreicht. Die Kapazitätswerte bzw. die Spannungsrückführung wurden so ausgelegt, daß sich mit einer externen Induktivität

von etwa $L = 56$ nH für UKW eine Hubreduzierung um 1:5, also ± 15 kHz, ergibt. Dieser Hub liegt damit deutlich unter der ZF-Bandbreite und kann mit minimalem Klirrgrad demoduliert werden.

Durch diese Rückführung wird auch eine AFC erreicht, wie sie bei mechanischer Abstimmung notwendig ist.

Die Unterschiede zum TDA 7000 sind hiermit klar:

- Die ZF wurde von 70 kHz auf 76 kHz angehoben
- Die Stell- oder Mutestufe wurde geändert
- Ein Teil der Selektion wurde integriert
- Ein zusätzlicher Ausgangsverstärker ist integriert
- Eine Pegel- oder Feldstärkeanzeige ist verfügbar
- Der Betriebsspannungsbereich ist auf 1,8–6 V erniedrigt.

Der NF-Verstärker TDA 7050 T

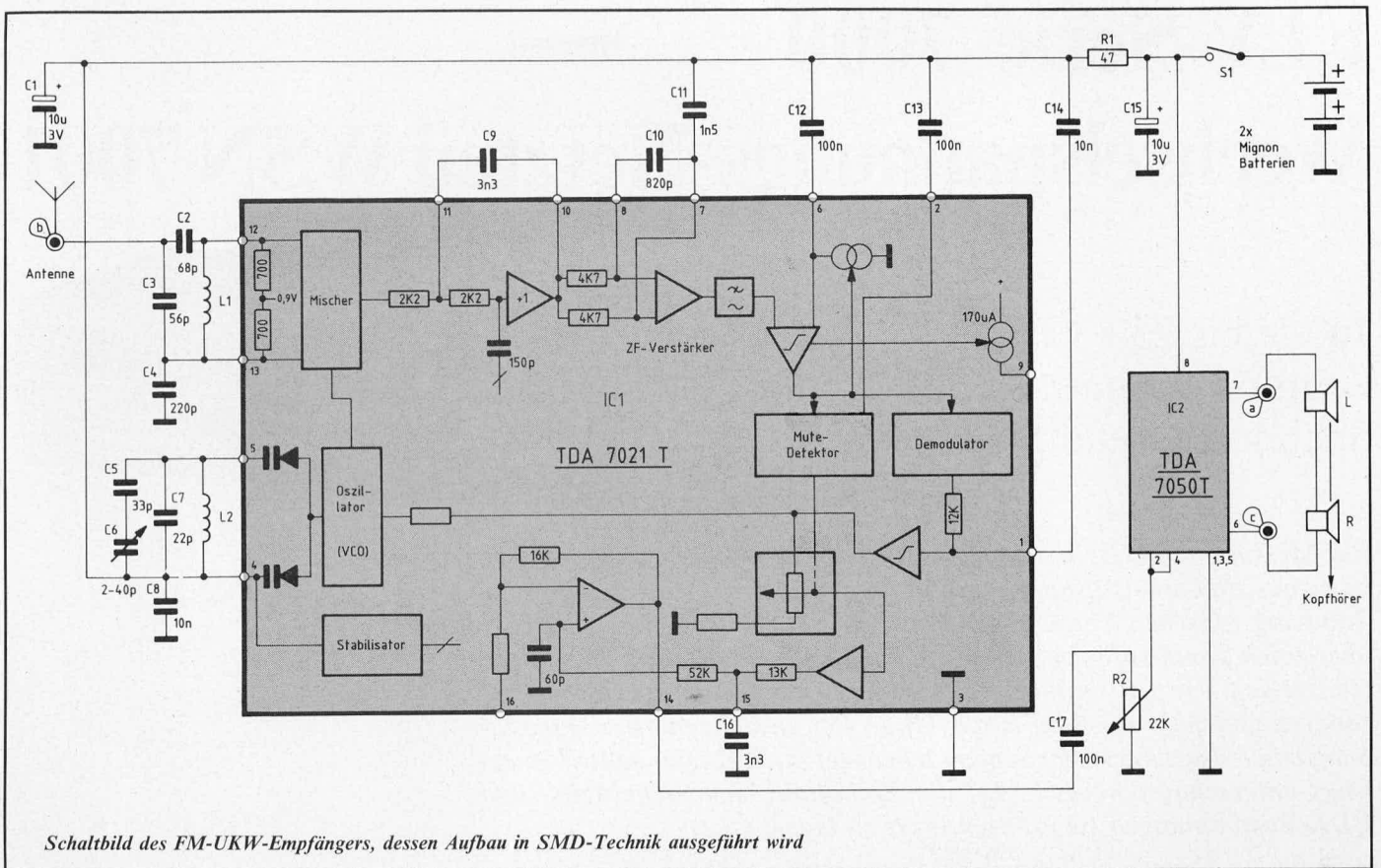
In diesem Verstärker-IC wurde der Traum aller Verstärkerbauer realisiert, eine hochwertige Endstufe (wahlweise für Mono oder Stereo) ohne zusätzliche Bauteile für Frequenzgang etc. aufzubauen.

Dies geht soweit, daß in der Mono-Brückenschaltung nicht einmal Ausgangskondensatoren benötigt werden.

Da die komplett herausgeführten Differenzeingänge Massepotential haben, werden auch hier (vom Lautstärkepoti her) keine Trennkondensatoren oder Vorspannungswiderstände gebraucht. An dieser Stelle sei verraten, daß Valvo bereits weitere Endstufenschaltungen in diesem Prinzip auch für höhere Leistungsklassen entwickelt hat.

Der Betriebsspannungsbereich des TDA 7050 T liegt bei 1,6 bis 6 V. Die maximale Ausgangsleistung beträgt in Brückenschaltung an einem Lastwiderstand von 32Ω $N = 135$ mW bei 3 V Betriebsspannung. Für einen Kopfhörer stellt dies eine durchaus respektable Leistung und damit Lautstärke dar.

In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ folgt die ausführliche Beschreibung des Nachbaues. Hierbei handelt es sich um die erste im „ELV journal“ veröffentlichte Schaltung, die mit SMD-Bauelementen realisiert wird und ohne weiteres für den Aufbau im Hobbylabor geeignet ist.



Schaltbild des FM-UKW-Empfängers, dessen Aufbau in SMD-Technik ausgeführt wird

ELV-Serie 7000

Wechselspannungs-Netzteil WSN 7001

100 V bis 250 V/1 A
Komfort-Trenntrafo mit digitaler
Spannungs- und Stromanzeige



Für Messungen an Geräten, die mit der Netzspannung versorgt werden, ist es aus Sicherheitsgründen unbedingt erforderlich, eine galvanische Trennung zwischen Netzkreis und an dem zu arbeitenden Verbraucher über einen Trenntrafo vorzunehmen. Dies ist nicht nur im professionellen Bereich, wie z. B. in Werkstätten oder in der Industrie erforderlich, sondern gleichermaßen im Hobbylabor. Bei unsachgemäßer Handhabung ist die Netzwechselspannung lebensgefährlich. Dies sollte keineswegs unterschätzt werden. Auf die Einhaltung der Sicherheits- und VDE-Bestimmungen ist größter Wert zu legen.

Aus diesem Grunde stellen wir an dieser Stelle ein besonders komfortables Wechselspannungs-Netzteil vor.

Das WSN 7001 besitzt einen Trenntrafo sowie 2 umschaltbare Spezial-Steckdosen ohne Schutzleiter, wodurch eine absolute Trennung zum Netzkreis erfolgt. Die Ausgangsspannung des Gerätes ist über Taster in 10 V-Stufen von 100 V bis 250 V einstellbar. Zusätzlich werden sowohl die Ausgangsspannung als auch der Ausgangsstrom auf einem 3stelligen LED-Display angezeigt.

In diesem Zusammenhang ist es wichtig zu wissen, daß immer nur ein Gerät, und zwar das, an dem gerade gearbeitet (repariert) wird, angeschlossen ist – alle übrigen Geräte (z. B. Meß- und Prüfgeräte) bleiben direkt an den Netzkreis angeschlossen.

Allgemeines

Beim Entwickeln, Nachbauen, Testen und Reparieren von elektronischen Geräten ist es häufig erforderlich, am geöffneten, eingeschalteten, d. h. unter Spannung stehenden Gerät Messungen vornehmen zu müssen. Problemlos ist dies an Geräten, die im Niederspannungsbereich durch Batterien oder Akkus versorgt werden, durchführbar. Vielfach kommen jedoch auch mit Netzspannung zu betreibende Geräte ins Elektronik-Labor, sei es im Industriebereich, in der Radio- und Fernsehwerkstatt oder im Hobby-Labor. Hier ist es von geradezu lebenswichtigem Interesse, daß mit größter Sorgfalt gearbeitet wird und alle entsprechenden Sicherheits- und VDE-Bestimmungen eingehalten werden. Unter anderem zählt hierzu der Einsatz eines Trenntransformators, der zwischen Netzkreis und dem angeschlossenen Verbraucher (Gerät, an dem gearbeitet wird) geschaltet wird.

In diesem Zusammenhang ist es wichtig zu wissen, daß nicht jeder Transformator ein Trenntransformator ist. Abgesehen von

den sog. Autotrafos, die überhaupt keine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärkreis vornehmen, werden an Trenntransformatoren, die auch tatsächlich diese Bezeichnung verdienen, besondere Anforderungen gestellt, die längst nicht von jedem „normalen“ Transformator erfüllt werden. In unserem Fall wird ein besonders hochwertiger Zweischenkel-Transformator mit UI-Kern und 2 vollkommen getrennten Einkammerwicklungen eingesetzt, d. h. die Primärwicklung befindet sich auf dem ersten Einkammer-Spulenkörper des einen Schenkels und die Sekundärwicklung auf dem zweiten Einkammer-Spulenkörper des anderen Transformatorschenkels. Auf diese Weise ist eine zuverlässige galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärkreis gewährleistet. Der Transformator entspricht den Richtlinien VDE 0550.

Nachdem wir einige grundsätzliche, jedoch wesentliche Punkte im Zusammenhang mit Trenntransformatoren besprochen haben, wenden wir uns im folgenden dem WSN 7001 im Detail zu.

Bedienung und Funktion

Mit dem auf der Rückseite des WSN 7001 angeordneten Netzschalter wird das Gerät eingeschaltet.

Auf der Frontplatte befindet sich links eine Spezial-Steckdose ohne Schutzkontakt zum Anschluß von Schuko-Steckern. Daneben ist eine Euro-Steckdose angeordnet, die ohnehin keinen Schutzkontakt besitzt. Beide Steckdosen sind über den Trenntrafo galvanisch vom Netz getrennt.

Mit dem über der Euro-Steckdose angeordneten Umschalter kann gewählt werden, welche der beiden Steckdosen Spannung führen soll. Aus Sicherheitsgründen darf nur ein angeschlossener Verbraucher vom Trenntrafo gespeist werden, weshalb eine Umschaltung der beiden Steckdosen des WSN 7001 vorgesehen ist. Je eine Leuchtdiode signalisiert die Betriebsbereitschaft.

Das WSN 7001 ist durch insgesamt 4 Sicherungen geschützt. Die beiden Schmelzsicherungen für die Primär- und Sekundärseite des Trenntrafos befinden sich auf der

Rückseite des Gerätes und sind von außen zugänglich (Einschraubversicherungshalter). Im normalen Betrieb sowie selbst bei häufiger auftretenden Kurzschlüssen werden diese beiden Sicherungen üblicherweise nicht ansprechen.

Als Besonderheit bietet das WSN 7001 eine vollelektronisch arbeitende Überstromsicherung, die ohne jegliche mechanisch arbeitenden Teile auskommt und daher absolut verschleißfrei arbeitet. Selbst bei häufig auftretenden direkten Kurzschlüssen nimmt das Gerät keinen Schaden. Darüber hinaus bietet diese Art der Absicherung die Gewähr für eine exakte und nahezu verzögerungsfreie Abschaltung bei Strömen über 2 A.

Auf der Frontplatte befindet sich oberhalb des Kippschalters zur Auswahl der beiden Netzbuchsen ein Taster mit links daneben angeordneter Kontroll-LED. Hat die Sicherung angesprochen, leuchtet diese LED auf, und der Ausgangsstrom ist unterbrochen. Durch Betätigen des entsprechenden Tasters erfolgt ein Rücksetzen und das Gerät ist wieder betriebsbereit. Nimmt ein Verbraucher besonders im Einschaltmoment einen geringfügig über 2 A liegenden Strom auf, spricht die elektronische Sicherung unmittelbar an, auch wenn kein direkter Kurzschluß vorliegt. In diesem Fall kann der Sicherungstaster für 1 bis 2 Sekunden festgehalten werden, um den erhöhten Anlaufstromimpuls zu überbrücken. Hierzu sollte man allerdings sicher sein, daß kein direkter Kurzschluß vorliegt, da ansonsten die auf der Rückseite angeordneten Schmelzsicherungen ansprechen können.

Eine vierte von außen nicht zu erkennende und auch nicht zu bedienende Sicherung stellt die eingebaute elektronische Temperatursicherung dar. Steigt aufgrund einer Überlastung des Transformators die Innentemperatur im Trafobereich auf über 90°C, wird die elektronische Sicherung aktiviert, d. h. die entsprechende LED auf der Frontplatte leuchtet auf (wie bei einer Stromüberlastung), und der Ausgangsstrom wird unterbrochen. Sobald das Gerät hinreichend abgekühlt ist, erfolgt eine automatische Freigabe, d. h. in diesem Fall braucht der entsprechende Taster nicht betätigt zu werden.

Die Einstellung der Temperatursicherung ist werkseitig so dimensioniert, daß bei Raumtemperaturen ein Dauerstrom von ca. 1 A entnommen werden kann, der sich bei nicht optimalen Lüftungsbedingungen etwas reduzieren kann. Bei Umgebungstemperaturen von ca. 30°C reduziert sich der Dauer-Ausgangsstrom auf ca. 0,7 bis 0,8 A, wobei jedoch auch hier ohne weiteres der volle 1 A-Strom für mehrere Stunden entnommen werden kann (bei vorher kaltem, ausgeschalteten Gerät).

Ein Ausgangsstrom von 2 A (entspricht einer 100%igen Überlastung) ist bei vorher abgekühltem Gerät für ca. 2 Minuten möglich, ohne daß das Gerät Schaden nimmt.

Zur Überwachung des fließenden Ausgangsstromes besitzt das WSN 7001 rechts auf der Frontplatte eine 3stellige digitale Stromanzeige, die zwischen 0 und 1,99 A arbeitet mit einer Auflösung von 0,01 A.

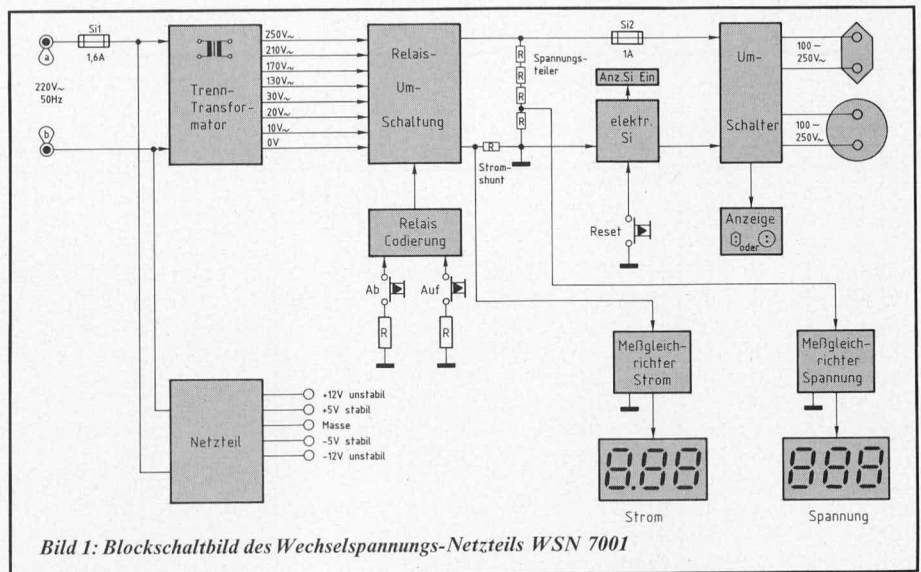


Bild 1: Blockschaltbild des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

Links daneben befindet sich die ebenfalls 3stellige Digitalanzeige für die Ausgangsspannung. Diese ist besonders wichtig, da die Ausgangsspannung von Netztransformatoren nicht allein von Eingangsspannungsschwankungen auf der Netzseite, sondern auch aufgrund ihres Innenwiderstandes bei Belastungen schwankt. Selbst bei sehr hochwertigen wie dem hier eingesetzten Trenntransformator liegen die Differenzen zwischen Leerlaufspannung und Nennspannung (bei maximal fließendem Dauerstrom) bei rund 10 %. Diese recht guten Daten dürfen selbstverständlich nicht mit Ausgangsspannungsschwankungen, wie sie bei elektronisch stabilisierten Netzgeräten üblich sind, verglichen werden, die selbstverständlich erheblich bessere Stabilisierungswerte aufweisen — eben aufgrund der elektronischen Stabilisierung, die bei Gleichspannungen verhältnismäßig einfach durchzuführen ist.

Auf die Nennbelastung von 1 A bezogen unter Zugrundelegung einer Netzwechselspannung von 220 V liefert das WSN 7001 16 über Taster wählbare Ausgangsspannungen im Bereich von 100 V bis 250 V, die in 10 V-Schritten abrufbar sind.

Durch eine elektronische Vorrangschaltung wird unmittelbar nach dem Einschalten des Gerätes automatisch der 220 V-Bereich angewählt. Im Leerlauf liegt diese Spannung, wie bereits erwähnt, entsprechend höher.

Links neben der Spannungsanzeige ungefähr in der Mitte der Frontplatte befinden sich 2 übereinander angeordnete Taster. Wird der obere betätigt, schaltet die Elektronik nach jeder Tastenbetätigung den Ausgangsspannungsbereich um eine Stufe (10 V) herauf, während bei Betätigung des unteren Tasters die Spannung jeweils um 10 V verringert wird. Der Bereichswchsel erfolgt hierbei erst in dem Moment, in dem der betreffende Taster wieder losgelassen wird (d. h. also nicht bereits beim Drücken). Wird durch mehrfaches Betätigen des oberen Tasters der höchste Ausgangsspannungsbereich eingestellt, beginnt bei einer weiteren Betätigung die Ausgangsspannung wieder beim niedrigsten (100 V) Bereich. Durch mehrfaches Betätigen des unteren Tasters kann aus Sicherheitsgrün-

den vom kleinsten Ausgangsspannungsbereich nicht in den höchsten Bereich gewechselt werden. Dies verhindert eine elektronische Verriegelung, die den unteren Taster im kleinsten Ausgangsspannungsbereich sperrt.

Aufgrund der ausgereiften, professionellen Ansprüchen genügenden Gerätekonzeption wird das WSN 7001 bei sachgerechter Behandlung langfristig gute Dienste im Elektronik-Labor leisten. Da es sich jedoch um ein Gerät handelt, an das besondere Sicherheitsansprüche gestellt werden, ist eine hohe Aufmerksamkeit im Umgang damit erforderlich. Sollten sich aufgrund von mechanischer Überbeanspruchung o. ä. im Verlauf der Jahre Gehäuseschäden, lockeres Netzkabel, gelöste Schrauben o. ä. einstellen, ist umgehend das Gerät außer Betrieb zu nehmen und instandzusetzen. Kompromisse, gerade bei sicherheitsrelevanten Geräten dürfen auf gar keinen Fall eingegangen werden.

Zur Schaltung

In Bild 1 ist zur besseren Übersicht der prinzipielle elektronische Aufbau des WSN 7001 anhand eines Blockschaltbildes dargestellt. Vor dem Studium der verhältnismäßig komplexen Gesamtschaltung sollte man sich dieses Prinzipschaltbild mit allen darin eingetragenen wesentlichen Funktionsblöcken in Ruhe anschauen. Nachfolgend wollen wir dann auf die Beschreibung der Detailschaltungen eingehen.

Abbildung 2 zeigt das Hauptschaltbild des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001.

Die Versorgung der gesamten Elektronik erfolgt über den vergossenen Netztrafo Tr 1 in Verbindung mit den Gleichrichterdioden D 1 bis D 4, den Kondensatoren C 1 bis C 6 sowie den beiden Festspannungsreglern IC 1 (+ 5 V) und IC 2 (- 5 V). Neben den beiden stabilisierten Ausgangsspannungen zur Versorgung der beiden Meßgleichrichter und Digitalanzeigen (in Bild 3 dargestellt) steht vor den Festspannungsreglern jeweils die unstabilisierte Versorgungsspannung von ca. + 12 V und ca. - 12 V zur Verfügung. Mit letztgenannter Spannung wird die Umschalt elektronik versorgt. Den 250 VA-Trenntransforma-

Tabelle I											
	IC 3 – Pin-Nr.				Relais-Schaltzustände						Ausgangsspannung
	7 (D)	6 (C)	2 (B)	3 (A)	Re 6	Re 5	Re 4	Re 3	Re 2	Re 1	U (V)
0	0	0	0	0							100
1	0	0	0	1						EIN	110
2	0	0	1	0					EIN		120
3	0	0	1	1			EIN				130
4	0	1	0	0			EIN				140
5	0	1	0	1			EIN		EIN		150
6	0	1	1	0			EIN		EIN		160
7	0	1	1	1			EIN	EIN			170
8	1	0	0	0		EIN					180
9	1	0	0	1		EIN				EIN	190
10	1	0	1	0		EIN			EIN		200
11	1	0	1	1		EIN		EIN			210
12	1	1	0	0	EIN						220
13	1	1	0	1	EIN					EIN	230
14	1	1	1	0	EIN				EIN		240
15	1	1	1	1	EIN			EIN			250

tor stellt Tr2 dar. Auf der Sekundärseite besitzt er eine 250 V/1 A-Wicklung mit zusätzlich 6 Anzapfungen. Man könnte auch von 7 in Reihe geschalteten Teilwicklungen sprechen.

Mit den Relaiskontakten re 1 bis re 6 werden die entsprechenden Spannungen abgegriffen. In den eingezeichneten Relaisstellungen fließt der Strom über die 130 V-Anzapfung über re 4, re 5, re 6, Si 2, S 1a über die Steckdose und den Verbraucher, anschließend weiter über S 1b, Tc 1, R 10, R 8, re 3, re 2, re 1 zur 30 V-Anzapfung. Die Differenzspannung zwischen diesen beiden Anzapfungen beträgt im vorliegenden Fall ca. 100 V ($130 \text{ V} - 30 \text{ V} = 100 \text{ V}$).

Soll die Spannung um 10 V erhöht werden, muß der Relaiskontakt re 1 seine Position wechseln und auf die 20 V-Anzapfung geschaltet werden ($130 \text{ V} - 20 \text{ V} = 110 \text{ V}$).

Um die Spannung um weitere 10 V zu erhöhen, muß re 2 schalten ($130 \text{ V} - 10 \text{ V} = 120 \text{ V}$) und wenn auch re 3 schaltet, liegt die Ausgangsspannung bei 130 V ($130 \text{ V} - 0 \text{ V} = 130 \text{ V}$).

Um die Ausgangsspannung auf 140 V zu erhöhen, müssen re 1, 2, 3 wieder in die ursprüngliche Position zurückschalten und zusätzlich re 4 auf die 170 V-Anzapfung umschalten. Die Ausgangsspannung beträgt jetzt $170 \text{ V} - 30 \text{ V} = 140 \text{ V}$. Zur weiteren Erhöhung der Ausgangsspannung wird dann zunächst wieder re 1, anschließend re 2 und danach re 3 schalten bis zu einer Ausgangsspannung von 170 V.

Bei der maximal möglichen Ausgangsspannung von 250 V fließt der Strom über die 250 V-Anzapfung, den umgeschalteten Relaiskontakt re 6 sowie im unteren Zweig über den umgeschalteten Relaiskontakt re 3 zur 0 V-Anzapfung.

Damit die Ausgangsspannungen zwischen 100 V und 250 V in 10 V-Stufen eingestellt werden können, sind 16 Schaltzustände erforderlich. Zur digitalen Erzeugung wird ein 16stufiger CMOS-Zähler (4 Bit) des Typs CD 40193 (IC 3) eingesetzt. An seinen Ausgängen (Pin 2, 3, 6, 7) stehen die Zahlen 0 bis 15 in binär codierter Form an. Die Umsetzung zur Ansteuerung der 6 Relais Re 1 bis Re 6 erfolgt über die Gatter N 3 bis N 12 in Verbindung mit den Treibertransi-

storen T 1 bis T 6. In Tabelle I ist die Zuordnung zwischen Binärcode des Zählers und den Relais-Schaltzuständen aufgezeigt.

Das Zähler-IC 3 besitzt 2 unabhängige Zählgänge (Pin 4 für das Abwärtszählen und Pin 5 für das Aufwärtszählen), die im Ruhezustand „High“-Pegel führen.

Wird Ta 1 betätigt, wechselt der Ausgang (Pin 3) des Gatters N 2 von „High“- auf „Low“-Pegel (ca. -12 V), um nach Loslassen von Ta 1 wieder auf „High“-Potential zu springen. In diesem Moment (beim Loslassen von Ta 1) gehen die Ausgänge des Zählers auf die nächst niedrigere Binärzahl. Ist die unterste Stufe erreicht („0000“), liegt im selben Moment an Pin 1 des Gatters N 2 „Low“-Potential, und N 2 ist damit gesperrt. Tastenbetätigungen, die auf den zweiten Eingang (Pin 2) wirken, bleiben ohne Reaktion.

Durch Betätigen des Tasters Ta 2 werden über das Gatter N 1 Impulse auf den Aufwärtszählgang (Pin 5) des IC 3 gegeben, d. h. bei jeder Tastenbetätigung von Ta 2 springen die Zählerausgänge auf die jeweils nächst höhere Binärzahl. Die Relais Re 1 bis Re 6 schalten entsprechend der Tabelle I. Zur Vermeidung von Tastenprellen sind die entsprechenden Gattereingänge über R 1/C 7 bzw. R 2/C 8 gepuffert.

Damit beim Einschalten des Gerätes ein definierter Zustand angenommen wird, kommt in der vorliegenden Schaltung ein vorseitbares Zähler-IC zum Einsatz. Dies bedeutet, daß beim Anlegen eines „Low“-Impulses an Pin 11 des IC 3 die Zählerausgänge die Information der Setzeingänge (Pin 9: „D“, Pin 10: „C“, Pin 1: „B“, Pin 15: „A“) annehmen. In unserem Fall ist die Binärzahl „1100“ fest verdrahtet entsprechend einer zugehörigen Ausgangsspannung von 220 V (sehen Sie hierzu Tabelle I). Der erforderliche Setzimpuls zur Übernahme der vorprogrammierten Eingangsinformation wird im Einschaltmoment durch C 9 auf Pin 11 des IC 3 gegeben. Danach liegt dieser Eingang über R 4 auf „High“-Pegel (hier: ca. 0 V, bezogen auf -12 V) und ist damit gesperrt. Eine Änderung des Zählerstandes kann jetzt nur noch über die auf der Frontplatte angeordneten Bedientasten Ta 1 und Ta 2 erfolgen.

Es ist selbstverständlich möglich, durch Vorgabe einer anderen Binärzahl an den Eingangspins 9, 10, 1, 15 die Ausgangsspannung des WSN 7001 unmittelbar nach dem Einschalten auf einen anderen Wert festzulegen. Dies ist nach eigenem Ermessen in Form von Durchtrennen der entsprechenden Leiterbahnen und freier Verdrahtung möglich.

Zu beachten ist in diesem Zusammenhang, daß, wie bereits an anderer Stelle dieses Artikels erwähnt, die Ausgangsspannung im Leerlauf höher ist als unter Nennbelastung.

2 Schmelzsicherungen Si 1 (für den Primärkreis) und Si 2 (für den Sekundärkreis) dienen zum Schutz des Gerätes bei Störfällen. Darüber hinaus stehen 2 vollelektronisch arbeitende Sicherungen zur Verfügung, die den Betriebszustand des WSN 7001 überwachen.

Zum einen ist dies eine Überstromsicherung, die bei einem Ausgangsstrom von ca. 2 A den Stromfluß unterbricht. Sie ist aufgebaut mit den OPs 1 bis 4 mit Zusatzbeschaltung. Die Funktionsweise ist wie folgt:

Ein dem Strom proportionaler Spannungsabfall wird am Shunt-Widerstand R 10 abgegriffen und über R 9 auf den Eingang des OP 2 gegeben. Hier erfolgt während der negativen Halbwellen in Verbindung mit R 11 eine Verstärkung und gleichzeitige Invertierung, während die positiven Halbwellen mit Hilfe von OP 1 verarbeitet werden. In jedem Fall steht entweder am Ausgang des OP 1 (Pin 7) oder am Ausgang des OP 2 (Pin 1) eine positive Spannung an, deren größerer Wert über D 15 bzw. D 16 und R 12 auf den Pufferkondensator C 11 gegeben wird. Der nachfolgende OP 3 ist als Komparator geschaltet, der die Spannung an C 11 überwacht. Überschreitet diese am nicht invertierenden (+) Eingang (Pin 12) des OP 3 anstehende Spannung den Wert, der am invertierenden (-) Eingang (Pin 13) ansteht (+ 5 V), so wechselt der Ausgang (Pin 14) des OP 3 von „Low“ (ca. 0 V) auf „High“. Über R 20, D 20 erfolgt eine Selbsthaltung, d. h. auch bei anschließender wieder abfallendem Strom bleibt dieser Zustand des OP 3 erhalten.

Über D 21 wird der Komparator OP 4 geschaltet, dessen Ausgang von „High“ auf „Low“ (ca. 0 V) wechselt. Daraufhin wird der Triac Tc 1 nicht weiter angesteuert, so daß er beim Durchlaufen des nächsten Nulldurchgangs sperrt.

Wird die Rücksetztaste der elektronischen Sicherung betätigt, schaltet der Komparator OP 3 zurück und auch OP 4 wird über D 21 wieder freigegeben, d. h. der Ausgang (Pin 8 des OP 4) nimmt wieder „High“-Potential an, und der Triac Tc 1 wird über R 26 gezündet – ein Ausgangsstromfluß ist wieder möglich. Ist der Kurzschluß nicht beseitigt, spricht die elektronische Sicherung unmittelbar wieder an.

Die Ansprechgeschwindigkeit ist so hoch, daß im allgemeinen innerhalb von 2 Halbwellen der Sinuswechselspannung abgeschaltet wird (typ. 20 ms) und damit ganz erheblich schneller, als dies bei Schmelzsicherungen üblicherweise möglich ist. Auch

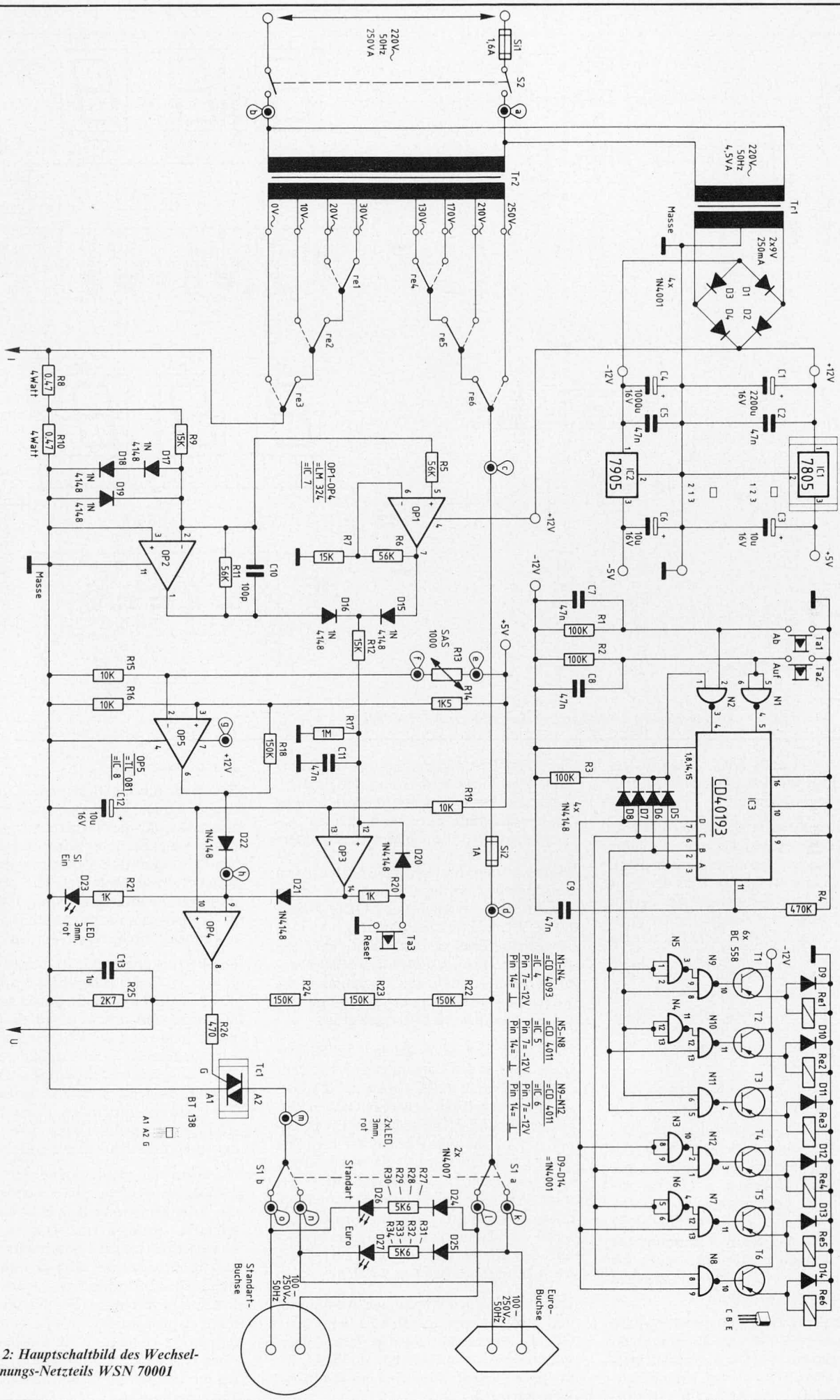


Bild 2: Hauptschaltbild des Wechselspannungs-Netzteils WSN 70001

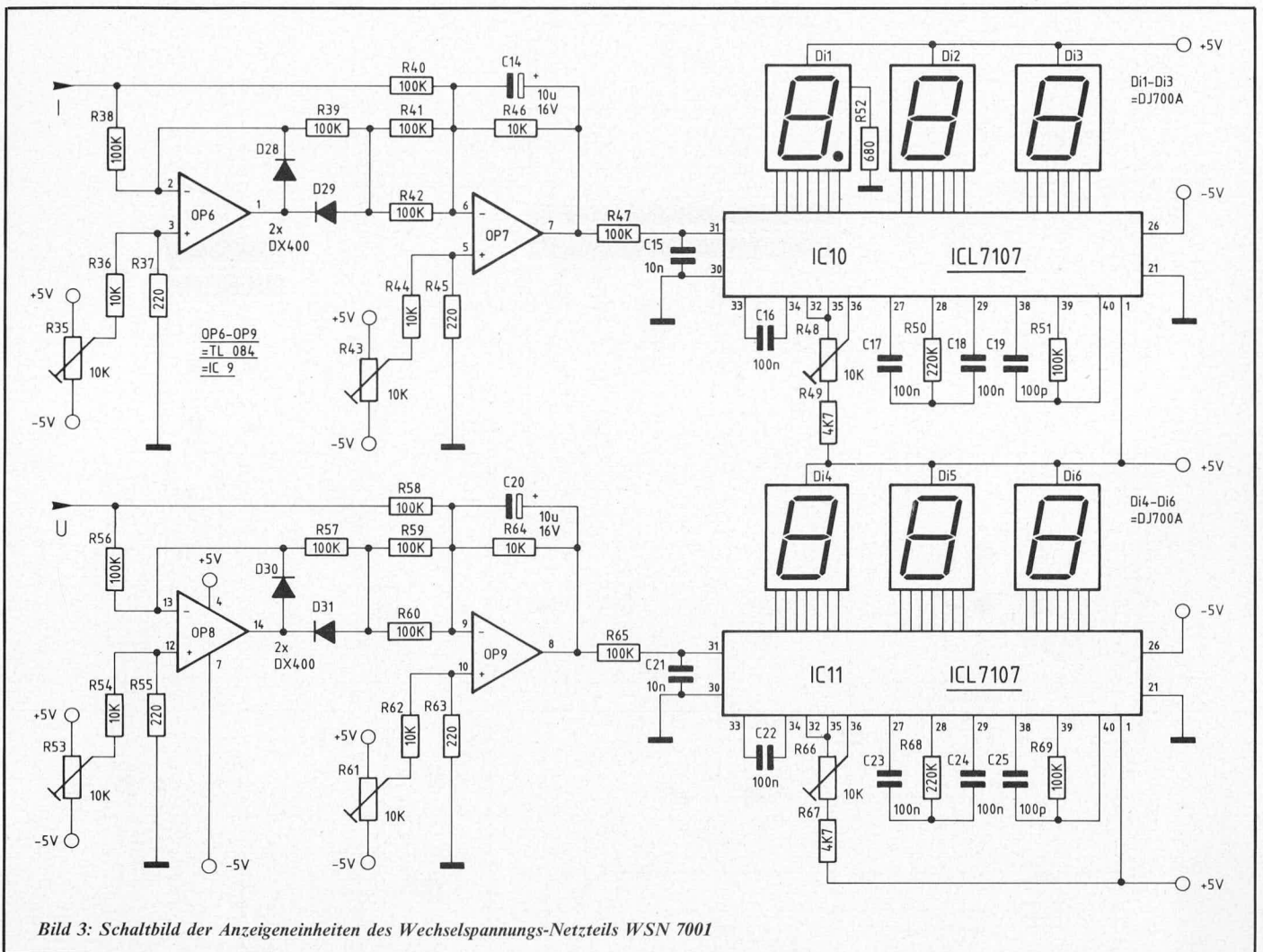


Bild 3: Schaltbild der Anzeigeeinheiten des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

ist die Schaltschwelle recht genau festgelegt, und zwar unabhängig von einer evtl. zeitlichen Beeinflussung.

Darüber hinaus besitzt das WSN 7001 eine thermische Überlastsicherung, die zur Überwachung der Trafotemperatur dient. Mit dem Temperatursensor R 13 des Typs SAS 1000 wird die Temperatur des Trenntrafos Tr 2 abgefragt. Überschreitet diese einen Wert von ca. 90°C, schaltet der als Komparator arbeitende OP 5 und sperrt über D 22 den nachfolgenden Komparator OP 4 – der Ausgangsstromfluß wird durch Tc 1 unterbrochen. Durch eine eingebaute Hysterese (R 18) erfolgt eine automatische Aktivierung nach hinreichender Abkühlung des WSN 7001.

Mit dem Umschalter S 1a, b wird die eingestellte Wechselspannung wahlweise auf eine der beiden auf der Frontplatte angeordneten Ausgangsbuchsen gegeben. Welche dieser beiden Buchsen aktiviert ist, zeigen die LEDs D 26 bzw. D 27 an. Sie werden über je eine Gleichrichterdiode (D 24, 25 und entsprechende Vorwiderstände R 27 bis R 34) direkt aus der Wechselspannung gespeist, deshalb schwankt auch die Leuchtstärke etwas mit der eingestellten Ausgangsspannung.

Zur Messung der Ausgangsspannung wird diese zunächst mit Hilfe des Spannungsteilers bestehend aus R 22 bis R 25 heruntergeteilt, um anschließend dem Meßgleichrichter zugeführt zu werden (Bild 3).

Der fließende Ausgangsstrom wird über die beiden Shunt-Widerstände R 8, R 10 geleitet, an denen er einen entsprechenden Spannungsabfall hervorruft. Dieser gelangt ebenfalls auf einen Meßgleichrichter.

In Abbildung 3 finden wir die beiden gleich aufgebauten arithmetischen Mittelwertgleichrichter bestehend aus OP 6, 7 bzw. OP 8, 9 mit Zusatzbeschaltung. An den Ausgängen Pin 7 des OP 7 bzw. Pin 8 des OP 9 steht eine der Eingangsspannung proportionale Gleichspannung an, wobei die Verstärkung der Meßgleichrichter mit R 46 bzw. R 64 festgelegt ist.

Über R 47 bzw. R 65 gelangt die Gleichspannung auf den Eingang des nachfolgenden A/D-Wandlers (IC 10 bzw. IC 11). Dieser Wandler setzt eine zwischen seinen Eingängen 30 und 31 anliegende Gleichspannung in einen entsprechenden digitalen Anzeigewert um, wobei die Ansteuerung von 7-Segment-LED-Anzeigen direkt erfolgt. Auf eine detaillierte Beschreibung dieses Schaltungsteils wollen wir an dieser Stelle verzichten, da diese Schaltkreise bereits des öfteren im „ELV journal“ veröffentlicht und beschrieben wurden.

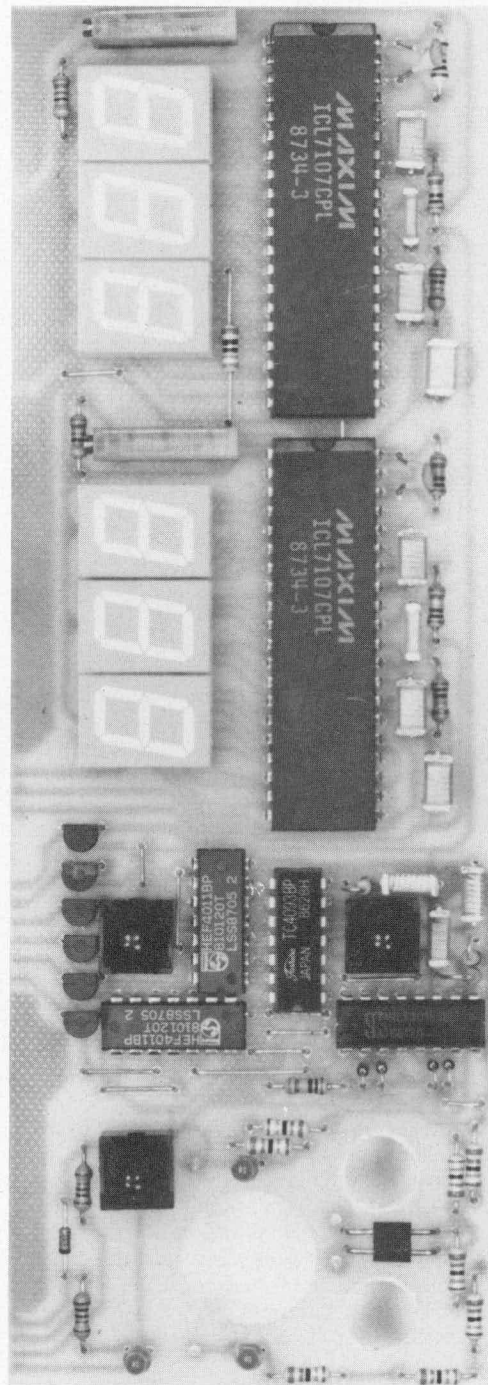
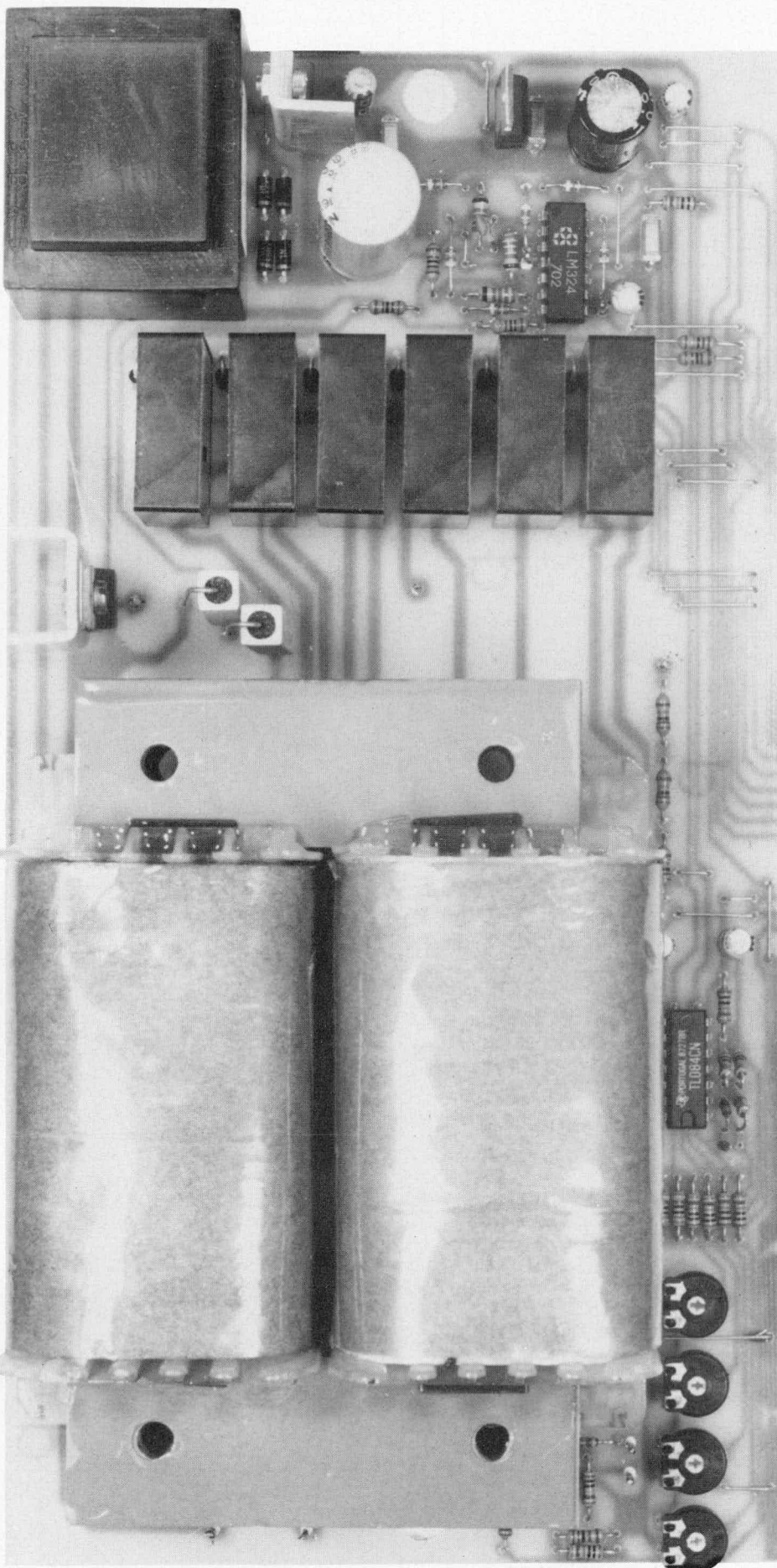
Damit eine möglichst genaue Spannungs- und Stromanzeige möglich ist, sind die 4 OPs der Meßgleichrichter in ihren Offsetspannungen kompensierbar (R 35, 43, 53, 61). Der Skalenfaktor wird mit R 48 bzw. R 66 eingestellt.

Zum Nachbau

Bevor wir mit der Beschreibung des Aufbaus beginnen, wollen wir zunächst darauf hinweisen, daß der Nachbau mit größtmöglicher Sorgfalt unter Einhaltung der Sicherheits- und VDE-Bestimmungen durchgeführt werden muß und nur von Profis, die aufgrund ihrer Ausbildung hinreichende Erfahrungen mit entsprechenden Geräten haben, durchgeführt werden darf.

Die Bestückung der Leiterplatten wird in gewohnter Weise anhand der Bestückungspläne vorgenommen. Zunächst werden die niedrigen und anschließend die höheren Bauelemente auf die Platinen gesetzt und anschließend auf den Leiterbahnseiten verlötet. Neben der Basisplatte und der Anzeigenplatte ist noch eine dritte, kleine Zusatzplatte vorhanden, in die der Kippschalter S 1 eingelötet wird, damit die Verdrahtung übersichtlicher erfolgen kann.

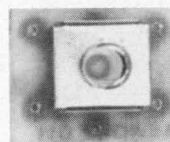
Nachdem die Bestückung der Platinen nochmals sorgfältig kontrolliert wurde, ist die Anzeigenplatte senkrecht an die Basisplatte zu löten, und zwar so, daß die Anzeigenplatte ca. 1,5 mm unterhalb der Leiterbahnseite der Basisplatte hervorsticht. Alle Lötflächen sind mit ausreichend Lötzinn zu verbinden. Es ist darauf zu achten, daß sich zwischen den einzelnen Leiterbahnen keine Lötzinnbrücken bilden. Nach dem Abkühlen sind beide Leiterplatten mechanisch und elektrisch gut miteinander verbunden.



oben: Ansicht der fertig bestückten Anzeigenplatine des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

links: Ansicht der fertig bestückten Basisplatine des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

unten: Ansicht der Schalterplatine zum Wechselspannungs-Netzteil WSN 7001



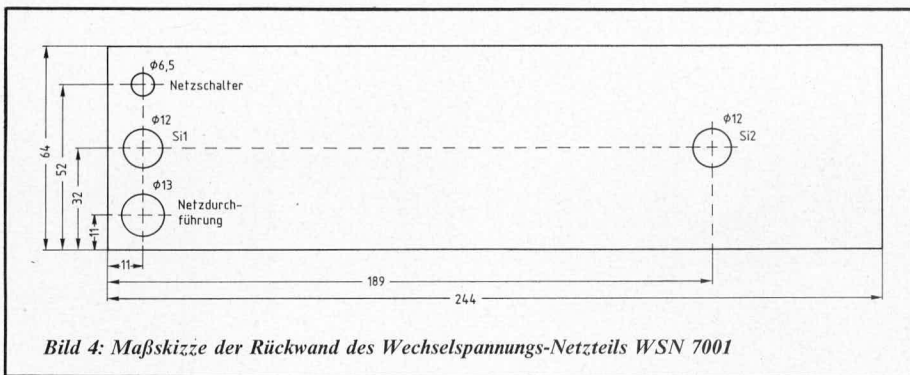


Bild 4: Maßskizze der Rückwand des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

Der große und schwere Netztransformator Tr 2 ist bis zu diesem Zeitpunkt noch nicht eingebaut und wird als letztes Bauelement auf die Basisplatte gesetzt, nachdem die im folgenden beschriebene Verdrahtung des Kippschalters S 1 abgeschlossen wurde. Verwendung finden flexible isolierte Leitungen mit einem Querschnitt von min. 0,75 mm².

Vom Platinenanschlußpunkt „c“ auf der Basisplatte wird eine Verbindung zum Mittelanschluß des Einschraub-sicherungshalters Si 2 gezogen, der sich in der Gehäuserückwand befindet. Der zweite, äußere Anschluß dieses Sicherungshalters wird an einen der beiden Platinenanschlußpunkte „d“ auf der Schalterplatte gelegt. Der zweite ebenfalls mit „d“ auf der Schalterplatte bezeichnete Anschluß wird zurückgeführt auf die Basisplatte und auch hier an den Platinenanschlußpunkt „d“ gelegt (an dieser Stelle befindet sich der Eingang des Spannungsteilers R 22 zur Spannungsmessung).

Die Platinenanschlußpunkte „k“ und „l“ (auf der Schalterplatte) werden mit den zugehörigen Platinenanschlußpunkten auf der Anzeigenplatte verbunden zur Ansteuerung der beiden Ausgangs-Kontroll-LEDs D 26 und D 27.

Ein zweiter, ebenfalls mit „k“ auf der Schalterplatte bezeichnete Anschlußpunkt wird mit einem Pol der Eurobuchse und äquivalent dazu der Anschlußpunkt „l“ mit einem Anschlußpol der Standard-Buchse verbunden. Der jeweils zweite Anschluß der Ausgangsbuchsen wird mit dem Schalter-Platinenanschlußpunkt „n“ (Eurobuchse) bzw. „o“ (Standardbuchse) verbunden.

Der letzte noch freie Anschluß auf der Schalterplatte, der mit „m“ bezeichnet ist, legt diesen Punkt über eine Leitung an den Platinenanschlußpunkt „m“ auf der Basisplatte.

Zu beachten ist bei allen Verbindungen, daß diese möglichst kurz gehalten werden, ohne daß die Zuleitungen unter mechanischen Beanspruchungen stehen, d. h. sie sollten einige cm länger als unbedingt erforderlich sein, ohne daß sich ein „Kabelsalat“ im Gerät ergibt.

Die 3adrige Netzleitung wird durch die in der Gehäuserückwand eingebaute Netzkabeldurchführung mit Zugentlastung und Knickschutzülle geführt. Der gelb-grüne Schutzleiter ist später an alle von außen berührbaren Metallteile zu legen, worauf wir im einzelnen noch näher eingehen.

Eine der beiden spannungsführenden Adern der Netzleitung wird an den Mittelanschluß des Einschraub-sicherungshalters Si 1 gelegt, der sich in der Gehäuserückwand befindet. Vom äußeren Anschluß dieses Sicherungshalters führt eine Leitung zu einem der beiden Mittelanschlüsse des Kippschalters S 2, der sich in unmittelbarer Nähe ebenfalls in der Rückwand befindet. Der zweite Anschluß der Netzleitung wird direkt an den zweiten Mittelanschluß des Kippschalters S 2 gelegt. Vom Kippschalter S 2 führen dann 2 Leitungen zur Basisplatte, und zwar an die Anschlußpunkte „a“ und „b“. Damit auch unter ungünstigen Umständen beim Abreißen einer Zuleitung im Primärkreis des WSN 7001 keine galvanische Verbindung zwischen Ausgang und Netzspannungsseite auftreten kann, sollten über die Anschlüsse sowohl des Sicherungshalters als auch des Kippschalters S 2 Schrumpfschlauchabschnitte gezogen werden, die allerdings vor dem Anlöten über die Zuleitungskabel zu stecken sind. Das Verschrumpfen erfolgt dann unmittelbar nach dem Verlöten. Auch besteht die Möglichkeit, diese Teile mit Isolierband zu umwickeln, wobei sorgfältig darauf zu achten ist, daß sich dieses nicht selbständig wieder lösen kann.

Die Anordnung der in die Rückwand einzubauenden Teile ist der Maßskizze in Abbildung 4 zu entnehmen.

Der Trenntransformator Tr 2 kann jetzt vorsichtig auf die Basisplatte gesetzt und verlötet werden. Eine Verschraubung ist zunächst noch nicht erforderlich. Man muß jedoch sorgfältig darauf achten, daß beim Anheben der Konstruktion immer zuerst der Transformator Tr 2 angefaßt wird, da dieser mit Abstand das schwerste Bauelement des WSN 7001 darstellt. Wird das Gerät nur an der Frontplatte angehoben, so kann diese durch das Trafogewicht abbrechen.

Bevor jetzt der weitere mechanische Zusammenbau erfolgt, empfiehlt es sich, das Gerät zunächst einer ersten Inbetriebnahme mit gleichzeitiger Kontrolle der wesentlichen Funktionen zu unterziehen. Auch sollten die Anzeigeelemente abgeglichen werden. Danach folgt dann die Beschreibung der Endmontage.

Inbetriebnahme und Einstellung

Nachdem der Aufbau des WSN 7001 soweit fertiggestellt und nochmals überprüft wurde, daß eine erste Inbetriebnahme vor dem Einbau ins Gehäuse erfolgen kann, sind zunächst einige Kontrollmessungen durchzuführen.

Stückliste: Wechselspannungs-Netzteil WSN 7001

Widerstände

0,47 Ω/4 W	R 8, R 10
220 Ω	R 37, R 45, R 55, R 63
470 Ω	R 26, R 52
1 kΩ	R 20, R 21
1,5 kΩ	R 14
2,7 kΩ	R 25
4,7 kΩ	R 49, R 67
5,6 kΩ	R 27-R 34
10 kΩ	R 15, R 16, R 19, R 36, R 44, R 46, R 54, R 62, R 64
15 kΩ	R 7, R 9, R 12
56 kΩ	R 5, R 6, R 11
100 kΩ	R 1-R 3, R 38-R 42, R 47, R 51, R 56-R 60, R 65, R 69
150 kΩ	R 18, R 22-R 24
220 kΩ	R 50, R 68
470 kΩ	R 4
1 MΩ	R 17
10 kΩ, Trimmer, liegend	R 35, R 43, R 48, R 53, R 61, R 66
SAS 1000	R 13

Kondensatoren

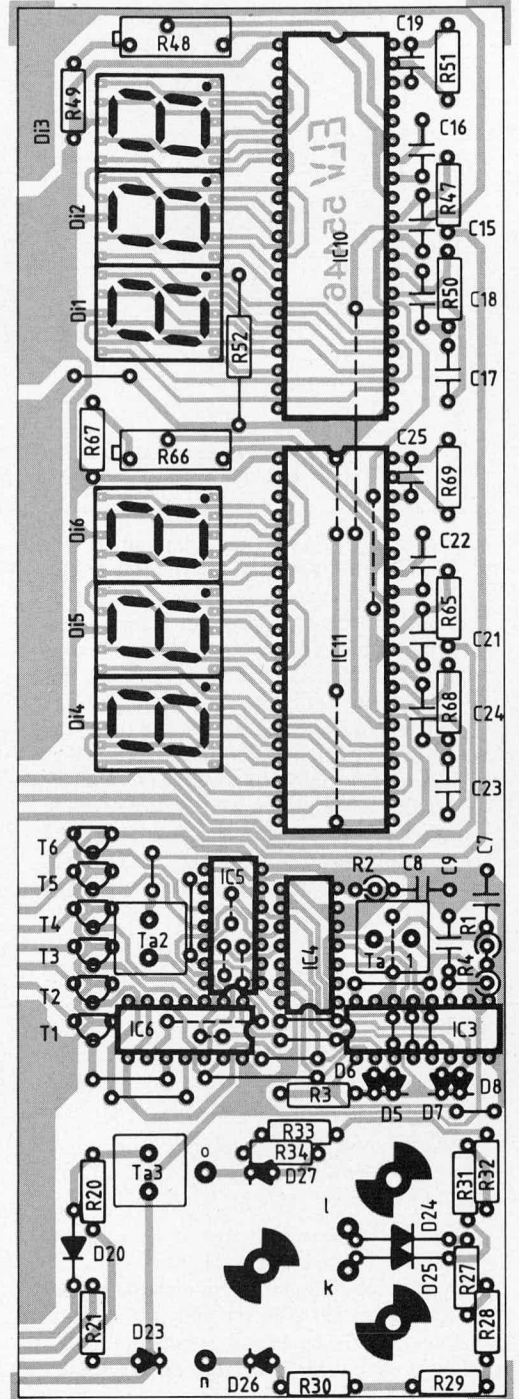
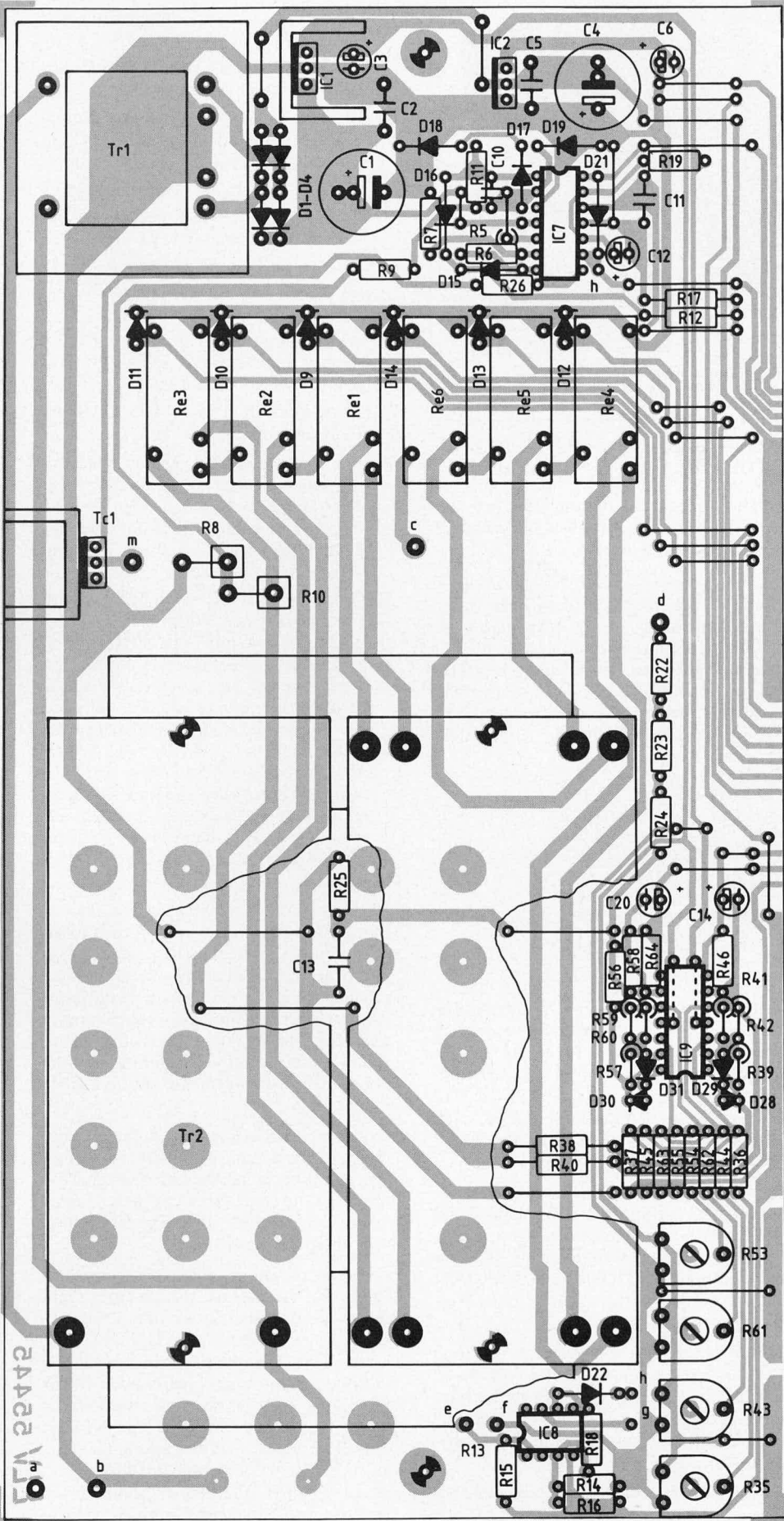
100 pF	C 10, C 19, C 25
10 nF	C 15, C 21
47 nF	C 2, C 5, C 7-C 9, C 11
100 nF	C 16-C 18, C 22-C 24
1 µF	C 13
10 µF/16 V	C 3, C 6, C 12, C 14, C 20
1000 µF/16 V	C 4
2200 µF/16 V	C 1

Halbleiter

TL 081	IC 8
TL 084	IC 9
LM 324	IC 7
CD 4011	IC 5, IC 6
CD 4093	IC 4
ICL 7107	IC 10, IC 11
7805	IC 1
7905	IC 2
CD 40193	IC 3
BT 138/500	Tc 1
BC 558	T 1-T 6
DX 400	D 28-D 31
1N4001	D 1-D 4, D 9-D 14
1N4007	D 24, D 25
1N4148	D 5-D 8, D 15-D 22
DJ 700A	Di 1-Di 6
LED, 3 mm, rot	D 23, D 26, D 27

Sonstiges

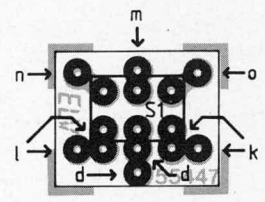
Printtaster	Ta 1, Ta 2, Ta 3
Kippschalter 2 x um	S 1, S 2
prim: 220 V/4,5 VA	Tr 1
sek: 2 x 9 V/250 mA	
prim: 220 V/250 VA	Tr 2
sek: 10 V, 20 V, 30 V, 130 V 170 V, 210 V, 250 V/1 A	
Sicherung 1 A, mittelträge	Si 2
Sicherung 1,6 A	Si 1
Siemens Kartenrelais, stehend, 12 V/8 A	Re 1-Re 6
15 Lötstifte	
5 cm Schrumpfschlauch	
2 Lötösen 6,2 mm	
4 Lötösen 4,2 mm	
50 cm flexible Leitung 2 x 0,75 mm ²	
2 U-Kühlkörper SK 13	
8 Metall-Distanzröllchen 15 mm	
4 Senkkopfschrauben M 4 x 70 mm	
12 Unterlegscheiben 4 mm	
8 Muttern M 4	
2 Schrauben M 3 x 6 mm	
2 Muttern M 3	

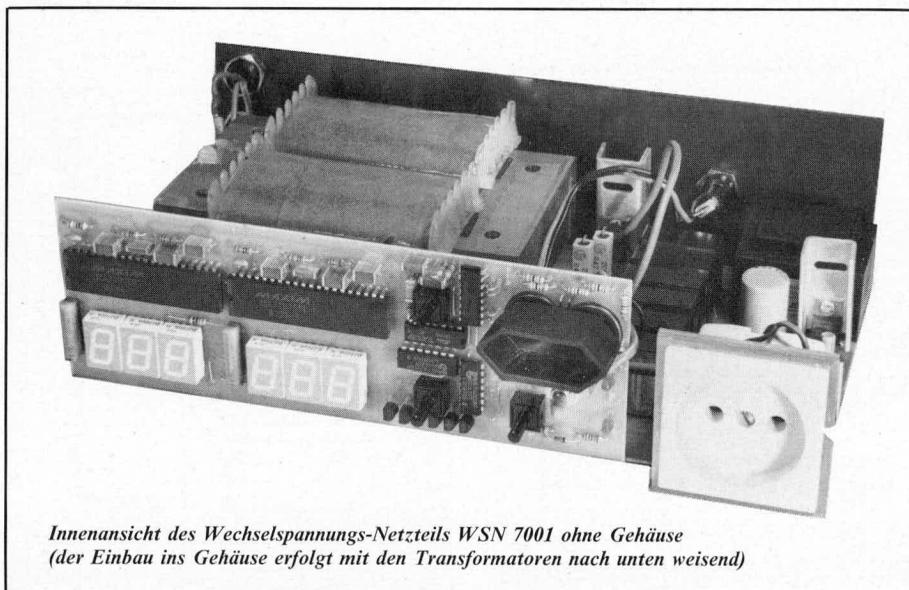


oben: Bestückungsplan der Anzeigenplatine des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

links: Bestückungsplan der Basisplatine des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

unten: Bestückungsplan der Schalterplatine des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001





*Innenansicht des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001 ohne Gehäuse
(der Einbau ins Gehäuse erfolgt mit den Transformatoren nach untenweisend)*

Damit alle Punkte gut zugänglich sind, empfiehlt es sich, die Basisplatine mit der Leiterbahnseite nach untenweisend auf den Labortisch zu legen, d. h. die Lage ist genau umgekehrt wie die spätere Einbauposition. Die verdrahtete Front- und Rückplatte befindet sich hierbei vor bzw. hinter den Leiterplatten, wobei man sorgfältig darauf achtet, daß keine unbeabsichtigten Kurzschlüsse entstehen können. Wichtig ist außerdem, daß während des gesamten Tests, bei dem das Gerät ohne Gehäuse unter Spannung steht, kein Unbefugter unbeabsichtigt in die Nähe kommt und Schaden nehmen kann.

Jetzt wird das Gerät selbstverständlich über einen Trenntrafo mit der 220 V Netzwechselfrequenz verbunden. Als Trenntrafo reicht in diesem Fall eine 100 VA Version, sofern das WSN 7001 im Leerlauf oder bis zu einer Maximallast von 50 VA betrieben wird.

Nachdem der Kippschalter S 2 eingeschaltet wurde, müßten die beiden Digitalanzeigen leuchten.

Als erstes werden einige Spannungsmessungen durchgeführt. Der Minusanschluß eines hochohmigen Voltmeters ist mit der Schaltungsmasse zu verbinden (z. B. Kühlfahne des Festspannungsreglers IC 1). Mit dem zweiten Meßanschluß des Voltmeters werden die nachfolgend beschriebenen Meßpunkte abgefragt:

1. Die unstabilisierte positive 12 V-Versorgungsspannung an Pin 1 des IC 1 liegt im Bereich zwischen 10,0 V und 12,0 V.
2. Die unstabilisierte negative 12 V-Versorgungsspannung an Pin 1 des IC 2 liegt im Bereich zwischen -12,0 V und 16,0 V.
3. Die +5 V-Festspannung an Pin 3 des IC 1 liegt zwischen +4,75 V und +5,25 V.
4. Die negative 5 V-Festspannung an Pin 3 des IC 2 liegt zwischen -4,75 V und -5,25 V.
5. Nach kurzer Betätigung des Tasters Ta 3 liegt die Ausgangsspannung an Pin 14 des OP 3 zwischen 0 V und +1 V.

6. Die Ausgangsspannung an Pin 6 des OP 5 liegt zwischen 0 V und +2 V.
7. Die Ausgangsspannung an Pin 8 des OP 4 muß im normalen Betriebsfall größer als 5 V sein.

Als nächstes wollen wir die einwandfreie Funktion des Digitalzählers überprüfen. Die Bezeichnung „Low“ steht hierbei für einen Spannungspegel, der ungefähr der zuvor gemessenen unstabilisierten negativen Versorgungsspannung entspricht, höchstens jedoch 2 V darüber liegt (ca. -12 V) und die Bezeichnung „High“ steht für einen Pegel von ca. 0 V.

8. Pin 4 des IC 3: „High“
9. Pin 5 des IC 3: „High“
10. Pin 3 des IC 3: „Low“
11. Pin 2 des IC 3: „Low“
12. Pin 6 des IC 3: „High“
13. Pin 7 des IC 3: „High“
14. Pin 1 des Gatters N 2: „High“

Haben die Ausgänge des IC 3 vorstehende Pegel nicht angenommen, ist vermutlich der Setzimpuls an Pin 11 des IC 3 nicht einwandfrei ausgewertet worden. Es empfiehlt sich in diesem Fall, Pin 11 des IC 3 kurzzeitig mit -12 V (z. B. Pin 8 des IC 3) zu verbinden. Anschließend sind die Pegelmessungen am IC 3 zu wiederholen.

Nun wird die Taste Ta 1 einmal betätigt, wobei die Ausgänge des IC 3 entsprechend der Tabelle I die nächstniedrigere Binärzahl annehmen müssen. Beim anschließenden Betätigen des Tasters Ta 2 sollte wieder die ursprüngliche Codierung an den Ausgängen erscheinen.

Durch mehrfaches Betätigen von Ta 1 muß der Zähler bis zum Stand „0000“ laufen und dort durch die Schaltung festgehalten werden, da der Pegel an Pin 1 des Gatters N 2 auf „Low“ fällt und N 2 dadurch gesperrt wird.

Wird Ta 2 mehrfach betätigt, läuft der Zähler entsprechend Tabelle I bis auf „1111“, um danach wieder auf „0000“ zu springen und bei zusätzlichen Tastenbetätigungen weiter hochzuzählen.

Jetzt wollen wir die Einstellung von Spannungs- und Strommesser vornehmen. Hierzu sind zunächst die Offsetspannungen der OPs 6 bis 9 zu kompensieren. Die Vorgehensweise ist wie folgt:

1. R 25, D 29 und D 31 über eine Drahtbrücke kurzschließen.
2. Ausgangsspannung an Pin 1 des OP 6 messen und mit dem Trimmer R 35 auf 0 V einstellen (max. 1 mV).
3. Ausgangsspannung an Pin 7 des OP 7 messen und mit dem Trimmer R 43 auf 0 V einstellen (max. 1 mV).
4. Ausgangsspannung des OP 8 an Pin 14 messen und mit dem Trimmer R 53 auf 0 V einstellen (max. 1 mV).
5. Ausgangsspannung an Pin 8 des OP 9 messen und mit dem Trimmer R 61 auf 0 V einstellen (max. 1 mV).
6. Kurzschlußbrücken an R 25, D 29 und D 31 entfernen.
7. Mit einem möglichst genauen Wechselspannungsmeßgerät die Ausgangsspannung im 220 V-Bereich messen, und mit dem Spindeltrimmer R 66 die zugehörige Digitalanzeige des WSN 7001 auf diesen Wert einstellen.
8. Zum Abgleich des Strommessers wird als nächstes das WSN 7001 z. B. mit einer 40 W-Glühlampe belastet und gleichzeitig der fließende Strom mit einem möglichst genauen Wechselstrommesser gemessen. Anschließend ist die entsprechende Digitalanzeige des WSN 7001 mit dem Spindeltrimmer R 48 genau auf diesen Wert einzustellen. Günstiger ist es, die Einstellung bei einer höheren Belastung vorzunehmen, wozu ein entsprechend leistungsfähiger Trenntrafo vor das WSN 7001 zu schalten ist.

Nachdem das WSN 7001 einige Stunden in Betrieb war, empfiehlt es sich, die Offsetspannungen und den Skalenfaktor zu überprüfen. Grundsätzlich kann es nicht schaden, einmal im Jahr einen Neuabgleich vorzunehmen, wobei die Abweichungen auch nach mehrjähriger Betriebszeit aufgrund der ausgereiften Schaltung und der hochwertigen Bauelemente gering bleiben müßten.

Bevor wir zur Endmontage kommen, sollten jetzt nochmals sämtliche Ausgangsspannungsbereiche über die Taster Ta 1 und Ta 2 durchgefahren und mittels eines extern anzuschließenden Spannungsmessers überprüft werden.

Das Ansprechen der elektronischen Sicherung wird durch Anschließen eines ohmschen Verbrauchers, der einen entsprechend hohen Strom fließen läßt (ca. 2,5 A) kontrolliert. Ersatzweise kann auch eine Glühlampe mit einer Leistung von 100 W für diesen Test herangezogen werden, da die Anlaufströme den 5- bis 7fachen Wert aufweisen. Spricht die Sicherung nicht an, ist eine weitere Glühlampe mit 40 W parallel zu schalten. Werden die Glühlampen gleichzeitig eingeschaltet, muß die elektronische Sicherung ansprechen. Wird der Reset-taster betätigt, müssen beide Glühlampen anschließend einwandfrei leuchten, da

im Betriebsfall der zulässige Strom nicht überschritten wird.

Als letztes ist die Übertemperatursicherung zu prüfen, indem die Temperatursensorschlußbeinchen mit dem LötKolben vorsichtig soweit erwärmt werden, bis der Sensorkopf die Ansprechtemperatur von ca. 90°C erreicht hat. In diesem Moment muß die elektronische Sicherung ansprechen, um nach kurzer Abkühlzeit wieder automatisch freigegeben zu werden. Bei einwandfreiem Aufbau ist die Schaltschwelle mit wenigen Grad Celsius Toleranz automatisch vorgegeben. Zu beachten ist, daß der Sensor über den LötKolben keinesfalls über 120°C aufgeheizt wird, da er sonst Schaden nimmt. Die Position des Sensors sollte so vorgenommen werden, daß der Sensorkopf möglichst direkt am Blechpaket des Transformators Tr 2 anliegt unter Zwischenfügen von etwas Wärmeleitpaste.

Die Endmontage

Anhand der Abbildung 5 werden 4 Bohrungen mit einem Durchmesser von 4,2 mm (ersatzweise 4,0 oder 4,5 mm) in die Gehäuseunterhalbschale eingebracht. Die Anordnung der Bohrungen muß sehr genau vorgenommen werden, damit der weitere Zusammenbau problemlos erfolgen kann. Als nächstes wird die 2 mm starke Aluminiumplatte zur Verstärkung des Gehäusebodens mit äquivalenten Bohrungen versehen, die mit einem 90 Grad-Senker (ersatzweise einem großen Bohrer) anzusenken sind. Das Ansenken muß so weit erfolgen, daß die Senkkopfschrauben nahezu plan mit der Aluplattenunterseite abschließen und nicht auf der Tischplatte kratzen.

Die so vorbereitete Aluplatte wird von außen unter den Gehäuseboden gelegt. 4 Senkkopfschrauben M 4 x 70 mm sind von unten durch die Aluplatte und den Gehäuseboden zu stecken. Auf der Gehäuseinnenseite ist je eine Unterlegscheibe, dann eine Lötöse (zum Anschluß des Schutzleiters der Netzzuleitung) und anschließend eine Mutter M 4 darüberzusetzen und fest zu verschrauben (Bild 6). 2 der 4 Bohrungen im Gehäuseunterteil befinden sich im Bereich einer Innenverstrebung. Diese ist vorsichtig mit einem Messer so weit zu entfernen, daß die Unterlegscheiben einwandfrei und gerade an der Gehäuseinnenseite anliegen.

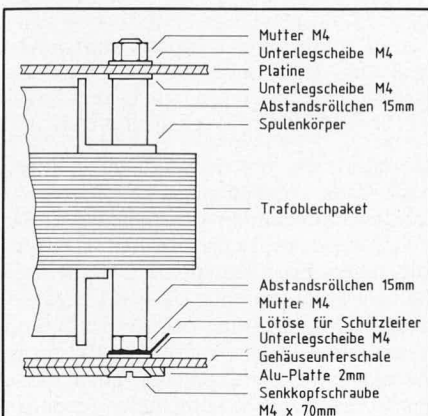


Bild 6: Befestigungsskizze des Netztransformators und der Basisplatte im Gehäuseunterteil

Als nächstes werden 4 15 mm lange Metall-Distanzhüllen über die Muttern gesetzt.

Zur Anpassung des Transformators wird dieser ausgelötet und vorsichtig probeweise über die 4 Schrauben gesetzt. Auf der Stiftseite können die Schrauben nicht wieder aus dem Blechpaket austreten, da die Bohrungen von einem Teil des Spulenkörpers verdeckt werden. Hier muß mit einem 4,5 mm Bohrer vorsichtig der Spulenkörper aufgebohrt werden. Danach wird der Transformator, mit der Stiftseite (Anschlußseite) nach oben weisend, erneut über die 4 Schrauben gesetzt, und zwar so weit, daß die Unterseite des Blechpakets an den 4 Metall-Distanzhüllen anliegt. 4 weitere Metall-Distanzhüllen mit einer Länge von ebenfalls 15 mm werden jetzt darübergesetzt. Damit diese gerade am Spulenkörper anliegen, ist im Bereich der Auflagefläche der Distanzhüllen der Spulenkörper ggf. etwas nachzuarbeiten. Wichtig ist in jedem Fall, daß der Spulenkörper im Bereich der Wicklungen nicht beschädigt wird. Die mechanische Stabilität und die Isolationseigenschaften dürfen keinesfalls beeinträchtigt werden.

Bevor die Leiterplatten eingesetzt werden, ist über den rechten der beiden Gehäusezapfen ein Kunststoffdistanzstück mit einer Länge von 60 mm zu setzen sowie die Verkabelung der Lötösen für den Schutzleiteranschluß der Netzzuleitung vorzunehmen (an den 4 Trafobefestigungsschrauben – der Schutzleiteranschluß an den beiden Kippschaltern erfolgt nach der Leiterplattenmontage).

Liegen die 4 weiteren 15 mm Metall-Distanzhüllen und die 4 Unterlegscheiben einwandfrei an, kann die Basisplatte vorsichtig von oben, d. h. mit der Leiterbahnseite nach oben weisend, aufgesetzt werden. Parallel dazu müssen die 4 Schrauben durch die Bohrungen geführt werden und auch die Lötanschlüsse des Trafos.

Zur Montage der Ausgangs-Netzbuchsen sind diese zunächst abzulöten und in die Frontplatte einzubauen. Die Eurobuchse wird von der Frontplattenvorderseite aus durch die beiden entsprechenden Bohrun-

gen gesteckt. Von der Frontplatteninnenseite aus wird jetzt auf jeden der beiden Anschlüsse der Eurobuchse ein Befestigungsring aufgesetzt und fest bis an die Frontplatte herangepreßt, und zwar so weit, daß die Euro-Einbaubuchse unverrückbar fixiert ist.

Die zweite Ausgangsbuchse wird von der Abdeckung befreit und unter Zwischenfügen der 4 mm starken Alu-Distanzplatte von der Frontplattenhinterseite aus an diese herangedrückt. Anschließend ist die Abdeckung von der Frontplattenvorderseite aus aufzusetzen und mit der zentralen Befestigungsschraube festzuschrauben.

Jetzt kann die Verkabelung der beiden Ausgangsbuchsen wieder vorgenommen werden. Hierbei ist die Frontplatte bereits direkt vor der Anzeigenplatine angeordnet, um auch gleichzeitig den Kippschalter S 1 von der Leiterbahnseite der Anzeigenplatine aus durch die Frontplatte zu stecken und zu verschrauben.

Sowohl über diesen Kippschalter als auch über den auf der Rückseite angeordneten Netzschalter wird eine Lötöse gesetzt, an die anschließend der Schutzleiter der Netzzuleitung angelötet wird.

Gleichzeitig mit dem Einsetzen der Leiterplatten werden die Front- und Rückplatte mit den darin eingebauten und verdrahteten Bauelementen in die entsprechenden Nuten der Gehäuseunterhalbschale eingesetzt.

Von der Leiterbahnseite aus werden 4 Unterlegscheiben sowie 4 Schrauben M 4 aufgesetzt und fest verschraubt. Es folgt das Verlöten der Trafoanschlüsse auf der Leiterbahnseite.

Der Temperatursensor wird ausgerichtet, so daß er direkt am Blechpaket des Netztrafos Tr 2 anliegt unter Zwischenfügen von etwas Wärmeleitpaste.

Als letztes wird die Gehäuseoberhalbschale aufgesetzt und verschraubt. Damit ist der Nachbau bereits beendet und nach einem sorgfältigen Funktionstest steht dem Einsatz dieses interessanten Laborgerätes nichts mehr im Wege.

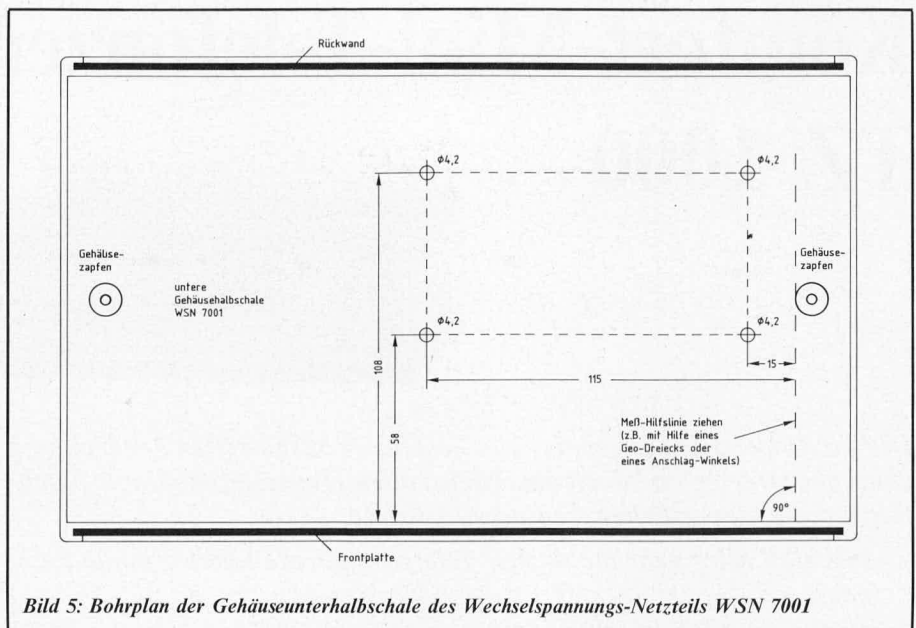
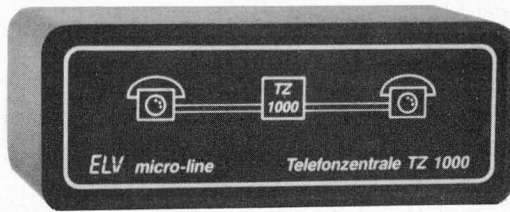


Bild 5: Bohrplan der Gehäuseunterhalbschale des Wechselspannungs-Netzteils WSN 7001

Komfort-Mini-Telefonzentrale

TZ 1000



Die TZ 1000 ist das Ergebnis einer besonders ausgereiften Entwicklung einer preiswerten und doch anspruchsvollen Haustelesanlage. Nachfolgend die wesentlichen Features in Kürze:

- *Anschluß aller gebräuchlichen Telefonapparate (auch Einhandtelefone)*
- *Einfachste 2-Draht-Verbindung*
- *Verbindung von 2 Teilnehmern, wobei als Besonderheit an jede der beiden Teilnehmerseiten bis zu 5 Telefonapparate parallel angeschlossen werden können*
- *Vollautomatische Ruftonerzeugung*
- *400 Hz-Ruf-Kontrollsignal*
- *Automatischer Verbindungsaufbau*

Allgemeines

Die in einem formschönen Gehäuse der ELV-Serie micro-line untergebrachte Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000 stellt in vielen Haushalten eine nützliche zusätzliche Kommunikationsmöglichkeit dar.

Im einfachsten Fall werden 2 „normale“ Telefonapparate an die TZ 1000 angeschlossen. Hierbei können alle gebräuchlichen Telefonapparate einschließlich der Einhandtelefone verwendet werden. Durch die besondere Schaltungstechnik ist sogar der gemischte Einsatz möglich, d. h. Teilnehmer 1 telefoniert über ein „W 48“ und Teilnehmer 2 mit einem Einhandtelefon.

Auf jeder Teilnehmerseite können bis zu 5 Telefone direkt parallel geschaltet werden. Hierbei sollte es sich jedoch möglichst um Apparate des gleichen Typs handeln.

Die zu überbrückenden Distanzen können ohne weiteres mehr als 1000 m betragen.

Bedienung und Funktion

Die Stromversorgung der TZ 1000 erfolgt über einen Netztransformator, der aus der 220 V Netzwechselspannung gespeist wird. Dieser Transformator stellt über einen Gleichrichter/Pufferelko sowohl die Betriebsgleichspannung als auch über eine zusätzliche Wicklung die Klingelwechselspannung bereit. Selbstverständlich ist die Elektronik aus Sicherheitsgründen galvanisch vom Netz getrennt.

Bei der folgenden Beschreibung gehen wir zunächst davon aus, daß an jeder der beiden Teilnehmerseiten nur ein Telefonapparat angeschlossen wurde.

Im Ruhezustand, d. h. beide Telefonhörer

sind aufgelegt, nimmt die Schaltung einen nahezu vernachlässigbaren Strom auf.

Hebt Teilnehmer 1 den Hörer von der Gabel, wird automatisch, d. h. ohne Betätigung der Wählscheibe ca. 2 sec. später der Ruftongenerator aktiviert, d. h. der zweite Apparat läutet in regelmäßigen Abständen. Gleichzeitig mit jedem Klingelsignal ertönt im Hörer des ersten Apparates ein 400 Hz Ruf-Kontrollton genauso, wie man es von der üblichen Arbeitsweise bei Telefonen gewohnt ist.

Im selben Moment, in dem Teilnehmer 2 den Hörer abhebt, wird der Verbindungsaufbau hergestellt, d. h. die beiden Teilnehmer können miteinander telefonieren.

Nach Beendigung des Gesprächs werden die Hörer auf die Gabel gelegt, und die Anlage geht in ihren Grundzustand zurück.

Legt ein Teilnehmer den Hörer um mehr als 2 sec. zeitversetzt zum anderen Teilnehmer auf, so würde der Ruftongenerator erneut Klingelzeichen abgeben. Diese werden sofort unterbrochen, sobald beide Hörer aufgelegt sind.

Der Anschluß eines jeden Telefonapparates erfolgt über eine einfache 2-Draht-Verbindung. Die Distanz zwischen Teilnehmern und Telefonzentrale kann ohne weiteres über 1000 m betragen. Man sollte lediglich darauf achten, daß die Leitungen nicht in unmittelbarer Nähe von Netzleitungen oder anderen Störfeldern verlegt werden.

Parallelschaltung von mehreren Telefonapparaten

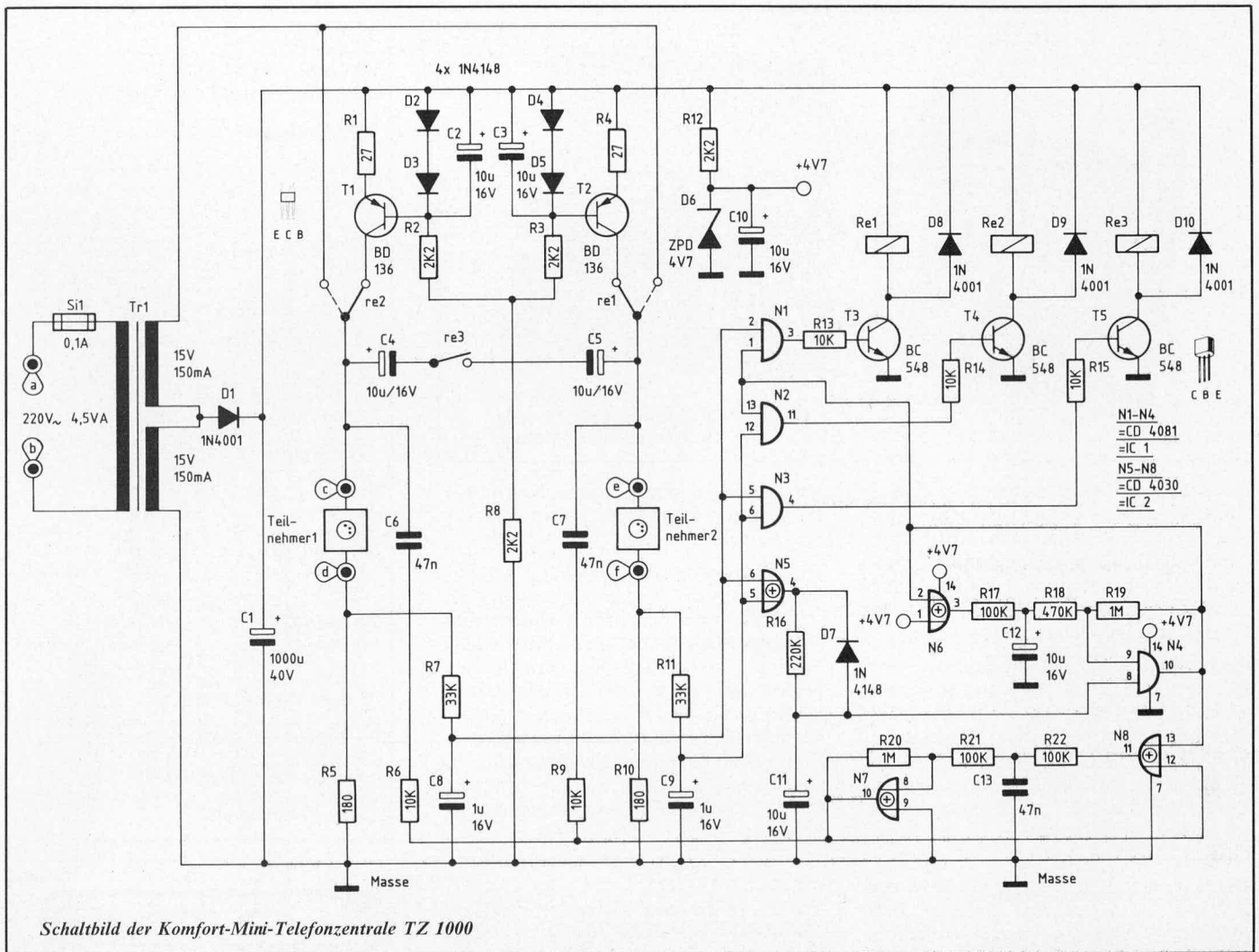
Als Besonderheit bietet die TZ 1000 die Möglichkeit der Parallelschaltung von

mehreren Telefonapparaten. An jede der beiden Teilnehmerseiten können bis zu 5 Apparate unmittelbar parallel angeschaltet werden. Die weitere Funktionsweise ist vergleichbar mit der vorstehend beschriebenen.

Hebt ein beliebiger Teilnehmer den Hörer von der Gabel, wird nach ca. 2 sec. der Ruftongenerator aktiviert, d. h. alle Telefonapparate (maximal 5 Stück), die auf der zweiten Teilnehmerseite angeschlossen sind, läuten. Diejenigen Apparate, die zu dem erstgenannten Apparat (mit abgenommenem Hörer) parallel geschaltet sind, werden nicht aktiviert.

Der Verbindungsaufbau wird hergestellt, sobald ein Hörer auf der zweiten Teilnehmerseite abgehoben wird. Die beiden Teilnehmer können miteinander telefonieren. Durch Abheben weiterer Hörer, egal auf welcher Teilnehmerseite, können auch diese Teilnehmer in der Art einer Konferenzschaltung am Gespräch teilnehmen. Insgesamt können somit auf jeder der beiden Teilnehmerseiten 5, d. h. zusammen 10 Personen miteinander telefonieren.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, noch mehr Telefonapparate parallel zu schalten, wobei dann allerdings durch die weiter steigende kapazitive Belastung die Sprachverständlichkeit abnimmt (die Übertragung klingt dumpfer). Auch könnte es sein, daß die Leistung der zur Verfügung stehenden Klingelspannung nicht mehr ausreicht, um die angeschlossenen Läutwerke zu betreiben. Man sollte sich daher auf jeder der beiden Teilnehmerseiten mit dem Anschluß von maximal 5 Apparaten begnügen.



Schaltbild der Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000

Zur Schaltung

Über eine 2adrige Netzzuleitung gelangt die Netzwechselspannung über Si 1 auf den Transformator Tr 1.

Die Sekundärseite dieses Netztransformators besitzt 2 15 V/150 mA-Wicklungen. Die erste Wicklung dient zur Erzeugung der Betriebsgleichspannung in Verbindung mit der Gleichrichterdiode D 1 und dem Pufferkondensator C 1. Die zweite dazu in Reihe geschaltete Wicklung stellt die Klingelwechselspannung bereit.

Im Grundzustand der Anlage (alle Hörer aufgelegt) steht nach der Gleichrichtung am Pufferkondensator C 1 eine Gleichspannung zwischen 20 V und 30 V an. Über R 12, D 6, C 10 wird daraus die Betriebsgleichspannung von ca. 4,7 V für die ICs 1 und 2 generiert.

In dem Moment, in dem Teilnehmer 1 den Hörer von der Gabel nimmt, kann ein Gleichstrom durch diesen Apparat hindurchfließen.

Hierzu ist mit T 1 und Zusatzbeschaltung (R 1, R 2, R 8, D 2, D 3, C 2) eine Konstantstromquelle aufgebaut, die über den Relaiskontakt re 2, den entsprechenden Telefonapparat sowie über R 5 einen konstanten Gleichstrom fließen läßt.

Dieser auf ca. 25 mA festgelegte Konstantstrom bewirkt an R 5 einen Spannungsabfall von ca. 4,5 V. C 8 wird über R 7 aufge-

laden, so daß am Eingang Pin 6 des EXOR-Gatters N 5 ein „High“-Pegel ansteht. Der Ausgang (Pin 4) von N 5 geht somit ebenfalls auf „High“ und C 11 wird langsam über R 16 aufgeladen. Nach ca. 2 sec. steht am Eingang Pin 8 des Gatters N 4 „High“-Pegel an, d. h. dieses Gatter ist freigegeben.

N 4 bildet in Verbindung mit dem als Inverter geschalteten EXOR N 6 sowie R 17, 18, 19, C 12 einen langsam laufenden Oszillator. Mit einer Impulsfolge von ca. 0,5 Hz dient dieser Schaltungsteil zur Einschaltung der Klingelsignale. Der Ausgang (Pin 10) des Gatters N 4 ist auf die beiden Eingänge der Gatter N 1 (Pin 1) und N 2 (Pin 13) geschaltet, d. h. diese Eingänge werden im 2 Sekundenrhythmus (0,5 Hz) freigegeben und wieder gesperrt.

In unserem Fall liegt durch Abnehmen des Hörers von Teilnehmer 1 auch am Eingang Pin 2 von N 1 „High“-Pegel, so daß jetzt im 0,5 Hz-Rhythmus der Schalttransistor T 3 über R 13 durchgesteuert wird. Das Relais Re 1 zieht demzufolge intervallartig an und legt über seinen Schaltkontakt re 1 den Telefonapparat des Teilnehmers 2 an die Klingelwechselspannung.

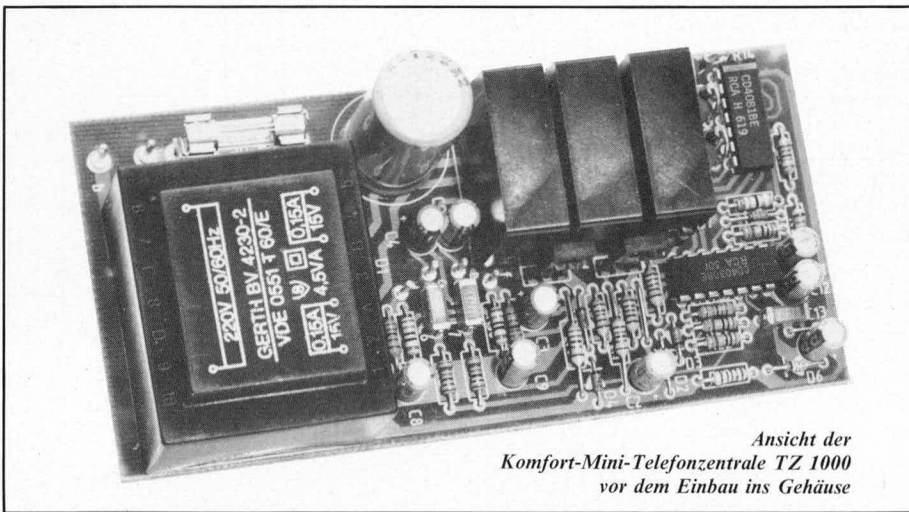
In dem Moment, in dem auch Teilnehmer 2 durch Abheben des Hörers einen Gleichstromfluß ermöglicht (über die zweite mit T 2 und Zusatzbeschaltung aufgebaute Konstantstromquelle), baut sich an R 10 eine Gleichspannung von ca. 4,5 V auf. Diese gelangt über R 11 auf C 9 und damit

auf den zweiten Eingang (Pin 5) des EXOR-Gatters N 5. Dessen Ausgang Pin 4 wechselt sein Potential unverzüglich auf „Low“ (ca. 0 V) und C 11 wird über D 7 nahezu verzögerungsfrei entladen. Daraufhin ist das Gatter N 4 und damit auch der entsprechende Oszillator über Pin 8 gesperrt — es werden keine weiteren Klingelsignale abgegeben.

Durch das Abheben beider Hörer steht jetzt auch an beiden Eingängen (Pin 5 und Pin 6) des Gatters N 3 „High“-Potential an, und am Ausgang (Pin 4) erscheint ebenfalls „High“. T 5 wird daraufhin über R 15 durchgesteuert und das Relais Re 3 aktiviert. Der Relaiskontakt re 3 zieht an und stellt somit die NF-Verbindung der beiden Teilnehmerkreise her — die beiden Gesprächspartner können miteinander telefonieren.

Legt einer der beiden Teilnehmer den Hörer auf, wird N 3 gesperrt, Re 3 deaktiviert und re 3 öffnet — die Verbindung ist unterbrochen. Üblicherweise wird auch der zweite Teilnehmer innerhalb kurzer Zeit den Hörer auf die Gabel legen und die Anlage geht in ihren Grundzustand über. Bleibt ein Hörer abgehoben, würden ca. 2 sec. später auf den Apparat des anderen Teilnehmers erneut die Klingelsignale gegeben.

Hebt zuerst Teilnehmer 2 den Hörer von der Gabel, so wird der Oszillator N 4/N 6 in gleicher Weise nach ca. 2 sec. über N 5 freigegeben, wobei dann allerdings N 1 über



Ansicht der Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000 vor dem Einbau ins Gehäuse

Pin 2 gesperrt bleibt und nun N 2 über Pin 12 freigegeben wird. Der Ausgang Pin 11 steuert über R 14 den Transistor T 4 an, der das Relais Re 2 einschaltet, infolgedessen der Relaiskontakt re 2 anzieht — die Klingelwechselfrequenz gelangt auf den Apparat des Teilnehmers 1.

Jeweils während der Klingelphasen wird gleichzeitig der mit N 7/N 8 und Zusatzbeschaltung aufgebaute 400 Hz-Ruftongenerator über Pin 13 (von N 8) freigegeben. Am Ausgang (Pin 10 von N 7) steht ein 400 Hz-Signal an, das über R 6/C 6 bzw. R 9/C 7 auf den jeweiligen Teilnehmer gegeben wird. Auf diese Weise hat der anru-

fende Teilnehmer eine akustische Kontrolle, wenn das Klingelsignal beim angerufenen Teilnehmer ertönt.

Die Versorgungsgleichspannung am Pufferkondensator C 1 kann während der Aktiv-Phase durch den dann fließenden Betriebsstrom bis auf ca. 18 V absinken. Die Spannung an den Telefonapparaten selbst liegt üblicherweise in der Größenordnung von ca. 7 V, wobei diese jedoch in verhältnismäßig weiten Bereichen je nach verwendetem Telefonapparat schwanken kann. Im allgemeinen liegt die Spannung nicht über 12 V, d. h. die Betriebsspannung der TZ 1000 liegt auf der sicheren Seite.

**Stückliste:
Komfort-Mini-
Telefonzentrale TZ 1000**

Widerstände

27 Ω	R 1, R 4
180 Ω	R 5, R 10
2,2 kΩ	R 2, R 3, R 8, R 12
10 kΩ	R 6, R 9, R 13-R 15
33 kΩ	R 7, R 11
100 kΩ	R 17, R 21, R 22
220 kΩ	R 16
470 kΩ	R 18
1 MΩ	R 19, R 20

Kondensatoren

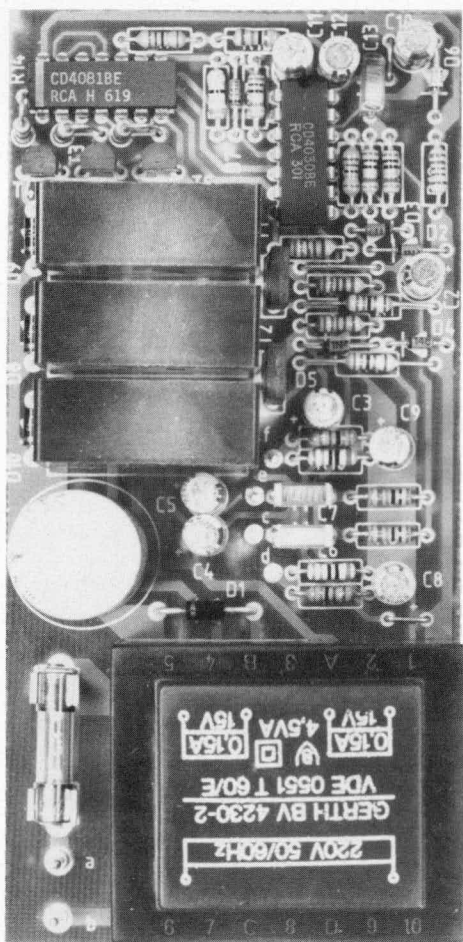
47 nF	C 6, C 7, C 13
1 μF/16 V	C 8, C 9
10 μF/16 V	C 2-C 5, C 10-C 12
1000 μF/40 V	C 1

Halbleiter

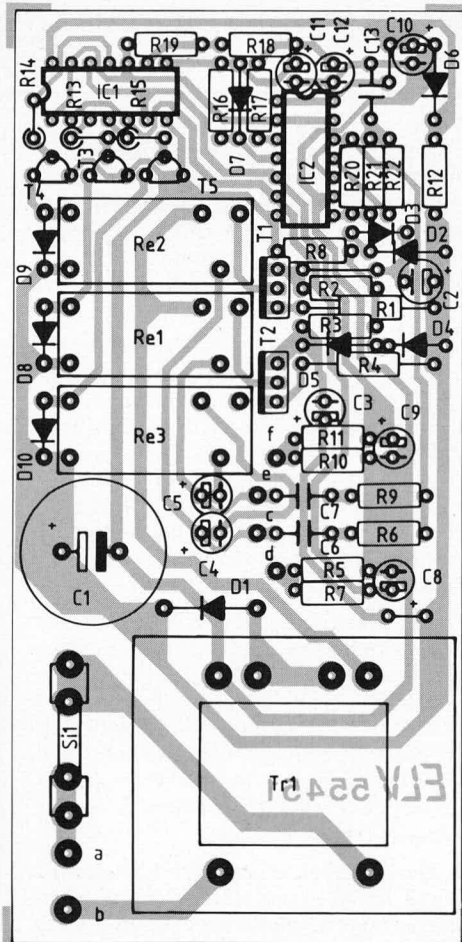
CD 4030	IC 2
CD 4081	IC 1
BD 136	T 1, T 2
BC 548	T 3-R 5
1 N 4001	D 1, D 8-D 10
1 N 4148	D 2-D 5, D 7
ZPD 4, 7 V	D 6

Sonstiges

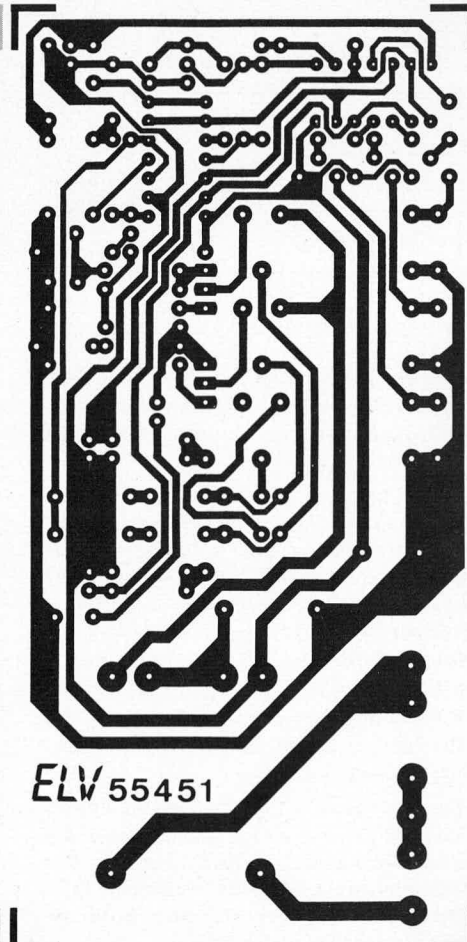
- Sicherung 0,1 A Si 1
- prim: 220 V/4,5 VA Tr 1
- sek: 2 x 15 V/150 mA
- Siemens Kartenrelais, stehend,
24 V/8 A Re 1-Re 3
- 1 Platinensicherungshalter
- 6 Lötstifte
- 1 2adrigte Netzzuleitung
- 1 Netzkabeldurchführung mit Zugentlastung
und Knickschutzülle



Ansicht der fertig aufgebauten Platine der Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000



Bestückungsplan der Platine der Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000



Leiterbahnseite der Platine der Komfort-Mini-Telefonzentrale TZ 1000

Zum Nachbau

Sämtliche Bauelemente werden auf einer übersichtlich gestalteten Leiterplatte untergebracht. Die Bestückung wird in gewohnter Weise vorgenommen. Zunächst werden anhand des Bestückungsplanes die niedrigen und anschließend die höheren Bauelemente auf die Platine gesetzt und auf der Leiterbahnseite verlötet.

Bei den gepolten Bauelementen wie Elkos, Dioden, Transistoren und ICs ist auf die richtige Einbaulage zu achten.

Ist die Bestückung fertiggestellt und nochmals sorgfältig kontrolliert, kann der Einbau ins Gehäuse vorgenommen werden.

Hierzu wird zunächst die Netzkabeldurchführung mit Zugentlastung und Knick-schutztülle an geeigneter Stelle in die Ge-

häuserückwand eingeschraubt und die 2adrige Netzzuleitung mit angespritztem Eurostecker ca. 100 mm weit hindurchgesteckt. Durch Zudrehen der Zugentlastung erfolgt das sichere Festsetzen der Netzzuleitung gegen Herausziehen. Danach werden die beiden Adern der Netzzuleitung an die Lötstifte der Platinenanschlußpunkte „a“ und „b“ angelötet.

Die Telefonapparate der Teilnehmerseite 1 sind an die Platinenanschlußpunkte „c“ und „d“ und die Apparate der Teilnehmerseite 2 an die Platinenanschlußpunkte „e“ und „f“ anzuschließen. Die entsprechenden Zuleitungen werden zuvor durch passende Bohrungen in der Gehäuserückwand gesteckt und gegenüber Herausziehen mit einem Knoten auf der Gehäuseinnenseite versehen. Hierbei empfiehlt es sich, die

Bohrungen im oberen Drittel der Gehäuserückwand anzuordnen, da der untere Bereich teilweise durch Bauelemente (C 1 sowie die Relais) verdeckt ist.

Zum Schluß wird die Leiterplatte in die beiden unteren Gehäusenuten von der Frontseite aus eingeschoben. Das Einsetzen der Leiterplatte erfolgt mit der Längsseite, an der sich auch der Sicherungshalter befindet, d. h. in montiertem Zustand befindet sich der Sicherungshalter zwischen Gehäuserückwand und Netztransformator. Zum Abschluß wird die Gehäusefrontplatte eingesetzt.

Nach der Verbindung mit der 220 V-Versorgungswechselspannung ist die TZ 1000 betriebsbereit und dem langfristigen Dauereinsatz dieses Gerätes steht nichts mehr im Wege.

Niedervolt-Lichtorgel NVL 1000



Im Takt der Musik steuert diese Elektronik-Lichtorgel farbige Niederspannungslämpchen an. Der Betrieb kann sowohl netzunabhängig über Batterien oder über ein Steckernetzteil erfolgen.

Allgemeines

Lichtorgeln sowie auch andere Lichtsteuergeräte gibt es in verschiedensten Ausführungen, beginnend bei recht einfachen Konstruktionen bis hin zu komfortablen Lichtsteueranlagen — man denke beispielsweise nur an die im „ELV journal“ Nr. 54 beschriebenen 8-Kanal-Digital-Light-Prozessoren DLP 1001, 1002 und 2000. Den meisten Geräten gemeinsam ist der Betrieb an der 220 V-Netzwechselspannung.

Im ELV-Labor wurde daher eine Schaltung entwickelt, die den Betrieb einer 3-Kanal-Lichtorgel im Niederspannungsbereich ermöglicht. Der Betriebsspannungsbereich erstreckt sich von 6 V bis 30 V, wobei typisch 12 V zum Betrieb dienen werden.

Durch die Einsatzmöglichkeit verschiedener Endstufentransistoren können sowohl kleine Glühlämpchen angeschlossen werden, deren Speisung aus einem 12 V-

Steckernetzteil erfolgt (bzw. aus Batterien) oder aber auch 55 W-Autoscheinwerfer, deren Betriebsspannung ein Autoakku bereitstellt. Der Einsatz darf selbstverständlich keinesfalls im Fahrzeug erfolgen.

Zwar ist bei den im letztgenannten Fall fließenden großen Strömen auch entsprechende Vorsicht geboten, jedoch ist die verwendete Spannung harmlos. Direkt am Akku sollte jedoch unbedingt eine entsprechend dimensionierte Schmelzsicherung eingesetzt werden (max. 10 A).

Zur Schaltung

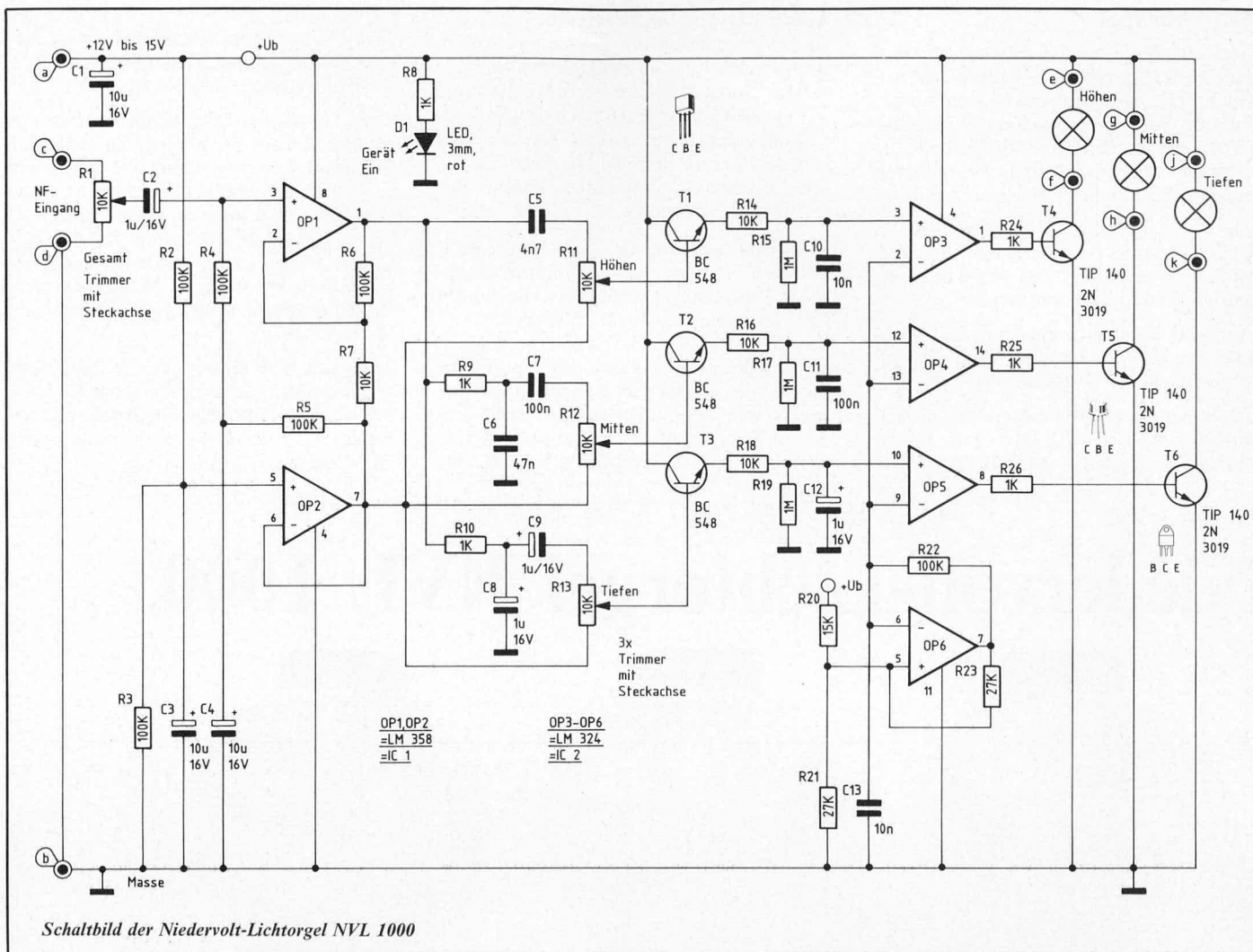
Obwohl auf den ersten Blick die Schaltung einen etwas aufwendigeren Eindruck macht, sind sämtliche verwendete Bauelemente recht preiswert erhältlich, und der Aufbau ist weitgehend problemlos möglich.

Das vom Lautsprecherausgang kommen-

de NF-Eingangssignal gelangt auf den Summenregler R 1. Hiermit wird die Gesamtempfindlichkeit der Schaltung eingestellt.

Über C 2 gelangt das NF-Signal auf den nicht invertierenden (+) Eingang (Pin 3) des OP 1. Hier erfolgt in Verbindung mit R 6 und R 7 eine 11fache Verstärkung. OP 2 erzeugt in Verbindung mit R 2, R 3, C 3 an seinem Ausgang (Pin 7) ein Bezugspotential, das genau auf der halben Betriebsspannung liegt. Über R 4, R 5 sowie C 4 gelangt diese Spannung zur Arbeitspunkteinstellung ebenfalls auf den nicht invertierenden (+) Eingang (Pin 3) des OP 1.

Auf diese Mittenspannung (Pin 7 des OP 2) ist auch der größte Teil der weiteren Schaltung bezogen. So liegen die 3 Fußpunkte der Einstellregler R 11, 12, 13 sowie die Basen der Emitterfolger T 1, 2, 3 auf dieser Spannung. An den entsprechenden Emit-



toren dieser Transistoren liegt dann eine um ca. 0,7 V niedrigere Spannung an, die in Verbindung mit den Spannungsteilern R 14 bis R 19 wiederum die Arbeitspunkte der OPs 3, 4, 5 festlegt.

Doch kommen wir zunächst zur Beschreibung der Frequenzaufteilung.

Nachdem das NF-Eingangssignal mit Hilfe von OP 1 verstärkt wurde, wird es den 3 NF-Filtern zugeführt. C 5 stellt in Verbindung mit R 11 einen Hochpaß-Filter dar, der die tiefen und mittleren Frequenzen abtrennt und nur die Höhen ab ca. 3,3 kHz durchläßt.

Der mittlere Frequenzbereich wird von ca. 130 Hz bis ca. 3,7 kHz mit Hilfe des Tiefpasses R 9/C 6 sowie des nachgeschalteten Hochpasses C 7/R 12 herausgefiltert.

Die Tiefen passieren bis zu einer Frequenz von ca. 190 Hz den Tiefpaß R 10/C 8, um anschließend über C 9 zur Entkopplung auf R 13 zu gelangen.

R 11, 12, 13 dienen zur individuellen Empfindlichkeitseinstellung von Höhen, Mitten und Tiefen.

Die Emitterfolger T 1, 2, 3 übernehmen gleichzeitig 2 Aufgaben:

1. Die Pufferung der Signalspannungen und
2. die Spitzenwertgleichrichtung.

Über R 14, 16, 18 werden die Kondensatoren C 10, 11, 12 im Rhythmus der Musik

unter Berücksichtigung der entsprechenden Frequenzanteile aufgeladen. Die Entladung erfolgt jeweils über R 15, 17, 19.

Die Ansteuerung der Glühlampen stellt bei dieser Schaltung eine Besonderheit dar. Zur Minimierung der Verlustleistung unter Beibehaltung einer angenehmen, quasi analogen Helligkeitsregelung wurde eine Puls-Pausensteuerung der Endstufentransistoren in Abhängigkeit von Musiklautstärke und Frequenzbereich gewählt. Die Funktionsweise ist wie folgt:

OP 6 stellt mit seiner Zusatzbeschaltung einen Sägezahnoszillator dar. An Pin 6 des OP 6 steht bezogen auf eine Versorgungsspannung von 12,0 V eine Sägezahnspannung an, deren minimaler Wert bei 5,5 V und deren maximaler Wert bei 8,2 V liegt. Die Oszillatorfrequenz beträgt bei der angegebenen Dimensionierung ca. 700 Hz (der genaue Wert ist von untergeordneter Bedeutung). Diese Sägezahnspannung steht gleichzeitig an den invertierenden (-) Eingängen der OPs 3, 4, 5 an.

Im Ruhezustand, d. h. ohne NF-Eingangssignal, stellen sich die Gleichspannungspegel an den nicht invertierenden (+) Eingängen der OPs 3, 4, 5 auf ca. 5 V ein (bezogen auf $U_B = 12,0 V$). Sie liegen damit unterhalb der niedrigsten auftretenden Sägezahnspannung, d. h. die Ausgänge der OPs 3, 4, 5 führen „Low“-Potential (ca. 0 V), und die Endstufentransistoren sind gesperrt.

Wird nun ein NF-Eingangssignal angelegt, wird je nach Frequenzbereich und Stellung der entsprechenden Empfindlichkeitsregler an den Basen der Transistoren T 1, 2, 3 eine Wechsellspannung in entsprechender Höhe anstehen. Diese führt zur Erhöhung der Spannungen an C 10, 11, 12. Ein Baßsignal hoher Lautstärke wird z. B. über R 10/C 8, C 9, R 13 auf die Basis von T 3 gelangen und über R 18 den Elko C 12 aufladen. Die Spannung an Pin 10 des OP 5 steigt je nach Lautstärke auf Werte bis zu ca. 8,7 V (bezogen auf 12,0 V Versorgungsspannung) an. Ab 5,5 V beginnt der Ausgang des OP 5 (Pin 8) kurzzeitig „High“-Pegel zu führen. Die „High“-Phasen werden um so länger, je höher die Eingangsspannung an Pin 10 wird. Ab 8,2 V liegt der Ausgang permanent auf „High“. Während der „High“-Phasen wird der Endstufentransistor T 6 über R 26 durchgesteuert, d. h. die entsprechende Glühlampe („Tiefen“) ist eingeschaltet. Je nach Puls-Pausenverhältnis kann die Helligkeit der angeschlossenen Glühlampen zwischen 0 und Maximum stufenlos gesteuert werden.

In gleicher Weise steuert OP 4 den Endstufentransistor für die „Mitten“ und OP 3 den Endstufentransistor für die „Höhen“.

Im vorliegenden Schaltbild sind als Endstufentransistoren die Typen 2 N 3019 eingesetzt, die einen max. Ausgangsstrom von 1 A treiben können. Hierbei ist jedoch zu berücksichtigen, daß Glühlampen einen 5-