

ELV *journal*

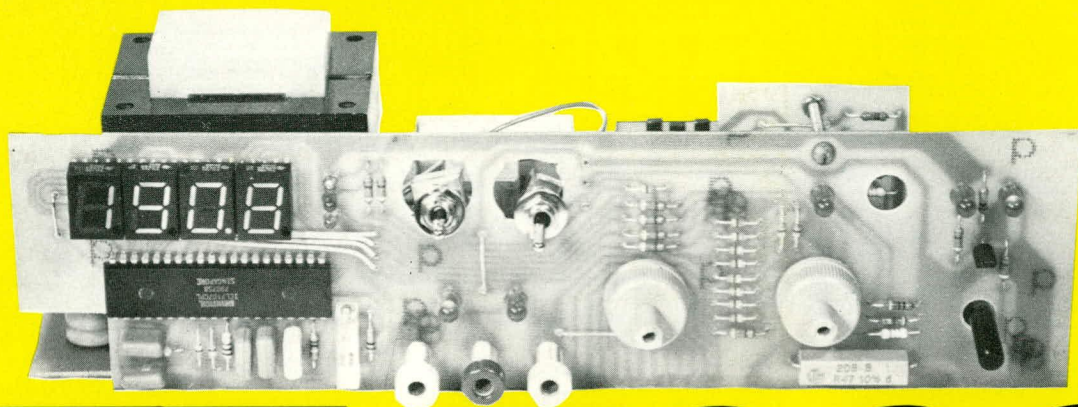
Nr. 16

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,50

NEU aus der Serie ELV 7000:



TT 7000



In dieser Ausgabe:

ELV Serie 7000:
Dioden- und Transistortestgerät TT 7000
4-Kanal-Infrarotfernbedienung
Leistungs-Gleichspannungsverdoppler
12V / 24V
Ladegerät für Modellbau

Automatisches Parklicht
Geräuschmelder

Serie ELV-HiFi-Labor:

Von der Passivbox zur Aktivbox
(3 HiFi-Endstufen plus Aktiv-
Frequenzweiche pro Lautsprecherbox)

Mit
Platinenfolien

Die Sensation für Elektroniker!

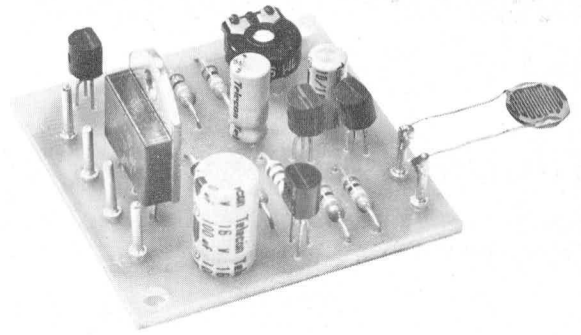
Mit Platinenfolien

Printentwürfe auf Klarsichtfolie zur problemlosen
Herstellung der Platinen

Kostenloser Reparaturservice

für jeweils eine veröffentlichte Schaltung

Parklichtautomat



Allgemeines

Die meisten Kfz sind mit einem Akku ausgestattet, der eine Kapazität von mindestens 36 Ah (oder mehr) ausweist.

Gehen wir bei der Parklichtlampe von einer Leistung von 5 W, entsprechend 0,42 A, aus, so wäre der Akku nach ca. 80 Stunden leer, würde er nicht ständig wieder nachgeladen.

Wird das Auto überwiegend in der Stadt bewegt, so ist es mit dem Laden durch die Lichtmaschine meistens nicht weit her, so daß jede Hilfe bei der Stromersparung willkommen ist, besonders, wenn sie so sinnvoll ist, wie durch den Parklichtautomaten, dessen Eigenverbrauch fast Null ist.

Bevor wir zur Schaltungsbeschreibung kommen, soll noch ein kurzes Beispiel die Wirksamkeit unserer Schaltung verdeutlichen:

Wir gehen einmal davon aus, daß ein Arbeitnehmer, der mit seinem Auto zur Arbeit fährt und 8 Stunden arbeiten muß, insgesamt mit Pause und An- und Abfahrt, ca. 9 Stunden von zu Hause fort ist, so daß das Auto häufig 15 Stunden ruht. Steht nicht immer ein Parkplatz zur Verfügung, der eine Beleuchtung überflüssig macht, würde das Parklicht 15 Stunden pro Nacht brennen, sofern man sich nicht zwischendurch die Mühe macht, es ein- und wieder auszuschalten.

Durch unseren Parklichtautomaten kann die Einschaltdauer nun je nach Jahreszeit u. U. auf 50 % reduziert werden — eine sinnvolle Sache also.

Zur Schaltung

Mit den Transistoren T1 und T2 ist ein Differenzverstärker aufgebaut. Der rechte Eingang (Basis von T2) liegt über R6/R7 auf halber Betriebsspannung, während der linke Eingang (Basis von T1) durch den lichtabhängigen Widerstand R1 (LDR) in Reihe mit R2 und R3 gesteuert wird.

Die Erläuterung des eben beschriebenen Schaltungsteils läßt sich auch von anderer Seite aufrollen, indem wir die beiden Eingänge des Differenzverstärkers aus T1 und T2 uns in die Mitte einer Brücke vorstellen, die aus R1—R3 sowie R6 und R7 besteht.

Mit R1 wird nun die Brücke derart aus dem Gleichgewicht gebracht, daß entweder T1 oder T2 durchsteuern, wobei durch R8 eine Mitkopplung erreicht wird, so daß der hier unerwünschte Gleichgewichtszustand der Brücke (Spannungen zwischen den Eingängen von T1 und T2 = Null) praktisch nicht vorkommen kann.

Der Kollektor von T2 steuert dann T3 an, der wiederum T4 und T5 schalten läßt.

Zum besseren Verständnis spielen wir einmal einen Schaltvorgang durch, wobei wir vom Hellzustand ausgehen wollen, d. h. der LDR (R1) ist niederohmig. Daraus resultiert, daß die Basis von T1 auf höherem Potential liegt, als die Basis von T2, d. h. T1 ist durchgesteuert, T2 und somit auch T3 bis T5 sind gesperrt — das Parklicht ist aus.

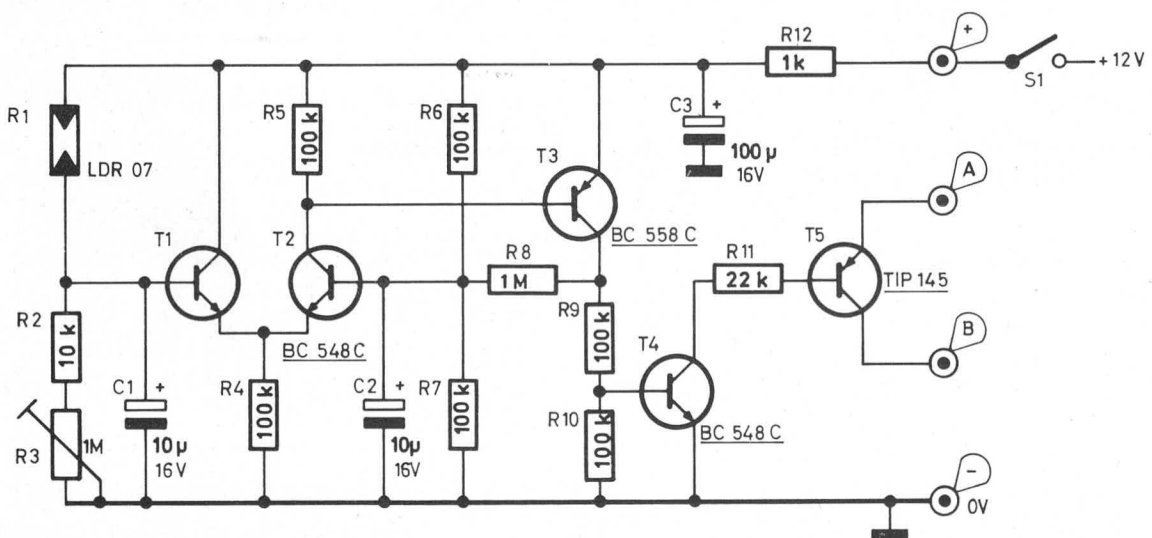
Sobald es dunkelt, steigt der Widerstand des LDR (R1) an, und die Spannung an der Basis von T1 sinkt ab. Unterschreitet sie den Wert der Spannung an der Basis von T2, beginnt T1 zu sperren und T2 in gleichem Maße durchzusteuern.

Mit Hilfe der über R8 erreichten Mitkopplung wird das Durchsteuern nun beschleunigt, so daß praktisch nur die beiden Zustände „ganz gesperrt“ oder „voll durchgesteuert“ auftreten.

R12 und C3 dienen der Störunterdrückung.

Um die Schaltung so universell wie möglich auszulegen (– oder + an Masse, sowie schalten der Parklichtlampe nach + oder –) wurden Kollektor und Emitter des Ausgangsschalttransistors zunächst offen gelassen. Bei den meisten Kraftfahrzeugen werden die Lampen nach – (Masse) geschaltet. In unserer Schaltung ist hierzu der Kollektor von T5 (Punkt B) mit – (Masse) zu verbinden und R11 durch eine Brücke zu ersetzen. Die Parklichtlampe, die von Hause aus an + liegt, wird mit dem Emitter (Punkt A) verbunden.

Der andere, recht seltene Fall, daß die Lampen nach + geschaltet werden, wird dadurch „erschlagen“, indem der Emitter von T5 (Punkt A) mit Plus fest verbunden und R11 mit 22 kΩ eingelötet wird. Die Lampe, die in diesem Fall von Hause aus mit – (Masse) verbunden ist, wird nun mit ihrem, sonst über den Parklichtschalter, an + geführten Anschluß an Punkt B der Schaltung angeschlossen.



Schaltbild des Parklichtautomaten

Zum Nachbau

Zunächst sollte überlegt bzw. durch Messung ermittelt werden, ob die Parklichtlampe des Fahrzeuges nach + oder - geschaltet werden muß, um danach den Schaltungsaufbau durchzuführen.

Alsdann werden die Bauelemente in ge-

wohnter Weise laut Bestückungsplan auf die Platine gesetzt und verlötet.

Bevor die Schaltung erprobt und ins Fahrzeug eingebaut wird, ist sie auf kalte Lötstellen, Zinnbrücken etc. zu überprüfen.

Wir wünschen Ihnen viel Erfolg beim Nachbau dieser nützlichen Schaltung.

Stückliste Parklichtautomat

Halbleiter

T1, T2	BC 548 C
T3	BC 558 C
T4	BC 548 C
T5	TIP 145

Kondensatoren

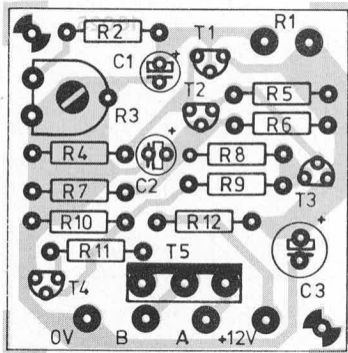
C1, C2	10 μ F/16V
C3	100 μ /16V

Widerstände

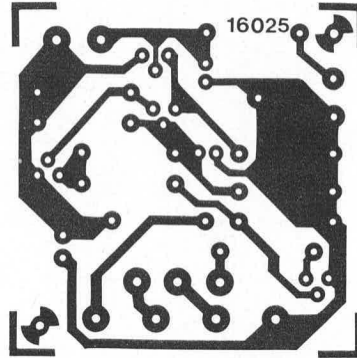
R1	LDR 07 (Fotowiderstand)
R2	10 k Ω
R3	1 M Ω , Trimmer
R4 bis R7	100 k Ω
R8	1 M Ω
R9, R10	100 k Ω
R11	22 k Ω
R12	1 k Ω

Sonstiges

S1 Kippschalter, 1-polig
4 Lötstifte



Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine

Spannungs-/Stromkonstanter

Ladegerät für Modellakkus

Die hier vorliegende Schaltung macht im Prinzip nichts anderes, als ein gutes Netzgerät (jedoch ohne Trafo und Gleichrichter). Mit zwei getrennten Reglern können Spannungen von 0 bis 20 V und Ströme von 0 bis 3 A eingestellt werden.

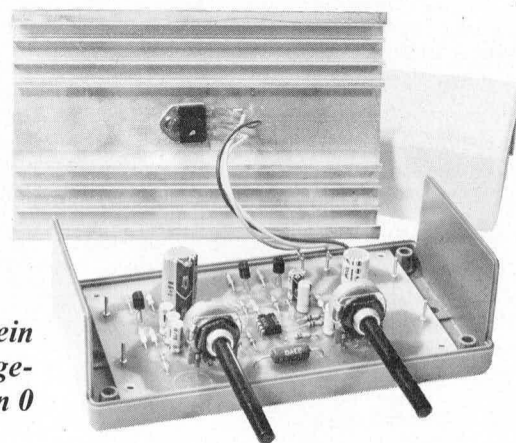
Wie bereits an anderer Stelle in dieser Ausgabe, in dem Artikel des transformatorlosen Gleichspannungsverdopplers angedeutet, eignet sich die hier vorliegende Schaltung besonders als Nachfolgeschaltung der vorgenannten, um z. B. Modellakkus o. ä. aus einem 12 V Autoakku zu laden.

Der besondere Vorzug dieser Schaltung, die selbstverständlich auch separat betrieben werden kann, liegt in dem besonders geringen Restspannungsabfall der Endstufe, wodurch es ermöglicht wird, die vorhandene Eingangsspannung nahezu optimal auszunutzen.

Mit dem Laden von Modellakkus sind die Anwendungsmöglichkeiten der hier vorgestellten Schaltung selbstverständlich keineswegs erschöpft.

Durch die ausgezeichnete Regelelektronik ist man in der Lage, Spannungen und Ströme getrennt voneinander einzustellen, wie bei einem guten Netzgerät.

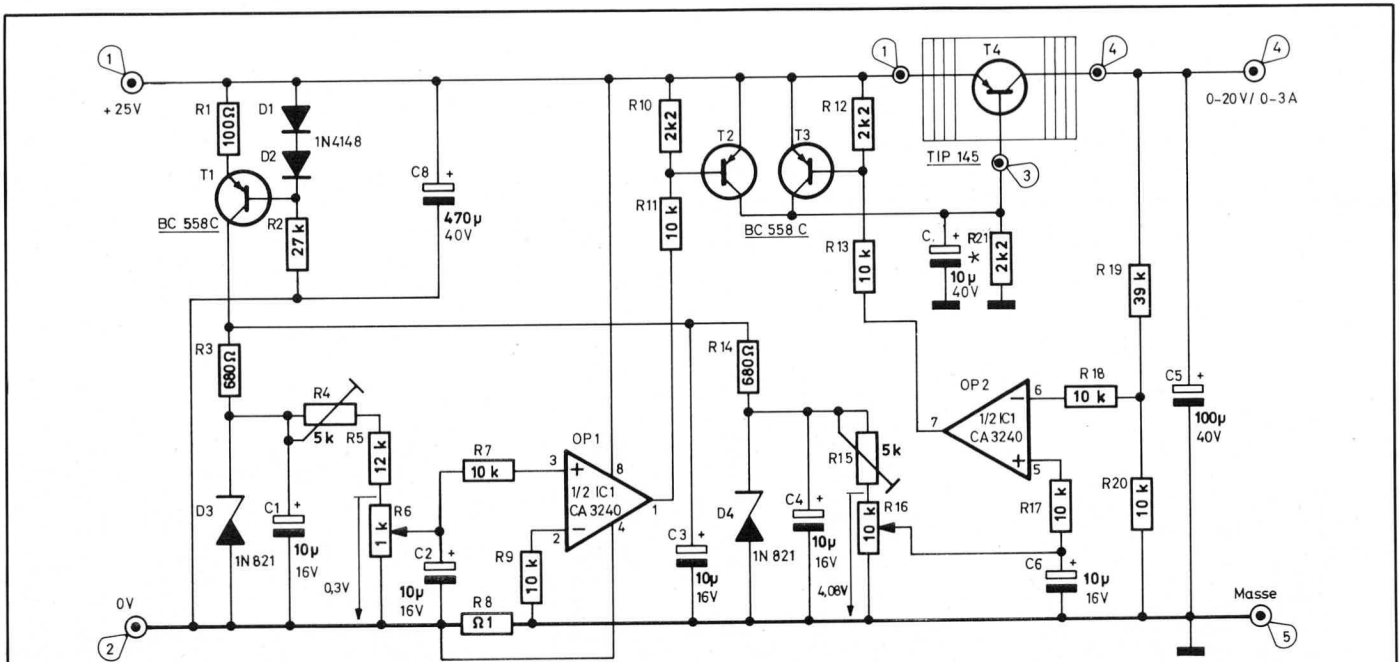
Wird die Schaltung als Nachfolgeschaltung zu dem transformatorlosen Gleichspannungsverdoppler betrieben, so lassen sich Ausgangsspannungen von 0 bis 20 V einstellen, während bei direktem Betrieb an der Autobatterie sich der Spannungsbereich von 0—10 V erstreckt, jeweils mit getrennt einstellbarem Ausgangsstrom.



Zur Schaltung

Die Endstufe, der sogenannte Längstransistor, wird in der vorliegenden Schaltung durch T4 dargestellt.

Durch die Basis-Emitter-Strecke dieses Transistors, sowie weiter über R21, fließt ein Strom.



Schaltbild Spannungs-/Stromkonstanter

* Im allgemeinen dürfte die hier vorliegende Dimensionierung von C 7/R 21 günstig sein. Für stark wellige Eingangsspannungen, besonders wenn diese größere Störspitzen bzw. Einbrüche aufweist, kann eine Erhöhung der Ausregelgeschwindigkeit der Elektronik durch verkleinern von C 7 und/oder R 21 nützlich sein. Grenzen nach unten sind hierdurch bei R 21 durch die Belastbarkeit gesetzt (bei 1 kΩ ca. 2 Watt) und bei C 7 durch auftretende Schwingneigung, was bei Verkleinerung dieses Kondensators ggfs. experimentell zu ermitteln ist.

Die Transistoren T 2 und T 3 liegen parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T 4. Je nachdem wie T 2 und T 3 von den Operationsverstärkern OP 1 und OP 2 angesteuert werden, übernehmen sie einen Teil des Basis-Emitter-Stromes von T 4, so daß dieser dadurch gesteuert werden kann.

Die zur Ansteuerung von T 2 und T 3 nötigen Informationen werden wie folgt gewonnen:

Betrachten wir zunächst den Spannungs-konstanter, dessen Kernstück aus dem OP 2 besteht.

Der nicht invertierende (+) Eingang von OP 2 liegt auf einer mit R 16, zwischen 0 und 4,08 V einstellbaren Spannung.

Dem invertierenden (-) Eingang des gleichen Operationsverstärkers wird die mittels R 19 und R 20, durch 4,9 geteilte Ausgangsspannung zugeführt

$$\left(\frac{R 19 + R 20}{R 20} = 4,9 \right).$$

Der Ausgang von OP 2 steuert über R 13 T 3 nun so an, daß dieser wiederum die Basis-Emitter-Strecke von T 4 soweit kurzschließt, daß sich die Ausgangsspannung der Schaltung 4,9 x größer ergibt, als die mit R 16 am + Eingang von OP 2 eingestellte.

Weicht die Ausgangsspannung durch Laständerung von ihrem Sollwert ab, wird dies sofort von OP 2 registriert, der dann über T 3 und T 4 eine Ausregelung vornimmt, so daß die gewünschte Spannung wieder hergestellt ist.

Da dieser Regelungsvorgang sehr schnell und präzise durchgeführt wird, ist die Schwankung der Ausgangsspannung fast 0.

Bevor wir die Erzeugung der Referenz-

spannungen besprechen, wollen wir den Stromkonstanter erläutern.

Das Kernstück wird hier durch den Operationsverstärker OP 1 dargestellt. Mit R 6 läßt sich eine Spannung zwischen 0 und 0,3 V, über R 7 auf den nicht invertierenden (+) Eingang dieses Operationsverstärkers geben.

Der Ausgang von OP 1 steuert über T 2 den Endstufentransistor T 4 so an, daß ein entsprechender Ausgangsstrom fließt, der dann auch durch R 8 fließt und hier einen Spannungsabfall hervorruft, der dem mit R 6 eingestellten entspricht.

Der maximal einstellbare Ausgangsstrom ergibt sich nach der Formel:

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{R 8} = \frac{0,3 \text{ V}}{0,1 \Omega} = 3 \text{ A}$$

Kommen wir nun zu der Erzeugung der beiden notwendigen Referenzspannungen von 0,3 V und 4,08 V.

Mit T 1 ist in Zusammenhang mit D 1/D 2, C 8 sowie R 1 und R 2 eine Konstantstromquelle aufgebaut, die einen Strom von ca. 7 mA, unabhängig von der Eingangsspannung, liefert und diesen in erster Näherung je zur Hälfte über R 3 und D 3, sowie über R 14 und D 4, einspeist.

Für D 3 und D 4 kommen temperaturkompensierte Z-Dioden zur Anwendung, die eine Spannung von ca. 6 V aufweisen.

Man könnte diese auch durch „normale“ ZPD 5,6 ersetzen, wodurch sich aber sowohl die Ausgangsspannung als auch der Ausgangsstrom mit der Temperatur mehr oder weniger stark ändern würde. Da die eigentliche Regelelektronik sehr gut ist und die temperaturkompensierten Z-Dioden vom Preis her akzeptabel geworden sind, sollte man den hochwertigen Charakter der Gesamtschaltung jedoch beibehalten.

Die Einstellung von R 4 und R 15 nimmt man wie folgt vor:

Der Ausgang der Schaltung wird mit einem Amperemeter mit mindestens 3 A Vollausschlag beschaltet.

R 6 wird voll aufgedreht und mit R 4 der max. Ausgangsstrom von 3 A eingestellt. Nun läßt sich mit R 6 der Ausgangsstrom von 0 bis 3 A regeln.

Zur Einstellung der max. Ausgangsspannung wird zunächst das Amperemeter entfernt und durch ein Voltmeter mit mindestens 20 V Vollausschlag ersetzt. Nachdem R 16 voll aufgedreht wurde, stellt man mit R 15 die gewünschte max. Ausgangsspannung von 20 V ein, wobei sich am oberen Anschlußpunkt von R 16 die eingetragene Spannung von ca. 4,08 V ergeben muß (gemessen nach Masse).

Mit der vorliegenden Schaltung lassen sich auch andere Ausgangsspannungen, die alle zwischen 0 V und Maximum einstellbar sind, realisieren.

Hierzu ist dann lediglich R 19 auszutauschen und zwar nach folgender Tabelle:

gewünschte maximale Ausgangsspannung	Wert für R 19
10 V	15 kΩ
12 V	20 kΩ
15 V	27 kΩ
18 V	33 kΩ
20 V	39 kΩ
24 V	47 kΩ
25 V	47 kΩ
30 V	56 kΩ

Mit R 15 wird, jeweils bei voll aufgedrehtem Spannungseinstellpoti R 16, der exakte Wert für die gewünschte max. Ausgangsspannung eingestellt.

Die max. zulässige Eingangsspannung wird durch die zulässige Versorgungsspannung des IC 1 begrenzt und darf 35 V nicht überschreiten.

Besonders wichtig ist noch zu beachten, daß die max. zulässige Verlustleistung P_V für T 4 nicht überschritten wird (darf nicht zu heiß werden), die im vorliegenden Fall bei ca. 50 W liegt ($P_V = U_{CC} \cdot I_C$).

Zum Nachbau

Bis auf die beiden Potis R 6 und R 16 für die Strom und Spannungseinstellung, sowie den Endstufentransistor T 4 befinden sich sämtliche Bauelemente auf der Platine, so daß der Nachbau ohne Schwierigkeiten durchzuführen ist, hält man sich genau an den Bestückungsplan.

In gewohnter Weise werden zunächst die Lötstifte, Widerstände, Kondensatoren usw. eingelötet, um dann als letztes das IC 1 einzufügen.

Die Speisung der Schaltung erfolgt entweder durch den transformatorlosen Gleichspannungsverdoppler, oder direkt durch einen Autoakku, sofern man mit einer geringeren Ausgangsspannung (ca. 10 V) zufrieden ist.

Als weitere Möglichkeit bietet sich an, diese Schaltung an einen Netztrafo mit nachgeschaltetem Brückengleichrichter und Siebelko „zu hängen“.

Der mögliche Ausgangsstrom ist hierbei ca. 20 % kleiner, als der max. Trafostrom.

Die max. Ausgangsspannung ermittelt man zweckmäßiger Weise experimentell, indem man den Trafo mit Brückengleichrichter und Siebelko mit einem 1,5 fachen Strom belastet, als der später gewünschte max. Ausgangsstrom der Gesamtschaltung.

Die bei dieser Belastung über dem Siebelko gemessene Gleichspannung kann näherungsweise als spätere, maximale mögliche Ausgangsspannung der Gesamtschaltung angenommen und beim späteren Abgleich der Schaltung mit R 15 eingestellt werden.

Die Größe des benötigten Siebelkos kann näherungsweise aus der nachfolgenden Tabelle entnommen werden.

maximaler Ausgangsstrom I	Siebelko C
0,5 A	1000 μ F
1 A	2200 μ F
2 A	4700 μ F
3 A	10 000 μ F
5 A	10 000 μ F

Die Spannungsfestigkeit des Siebelkos sollte mindestens 20 % größer sein, als die tatsächlich an ihm anstehende größtmögliche Spannung (im Leerlauf). Wir wünschen Ihnen viel Erfolg beim Nachbau und späteren Einsatz dieser vielseitig verwendbaren Schaltung.

Stückliste: Spannungs-Stromkonstanter (Ladegerät für Modellakkus)

Halbleiter

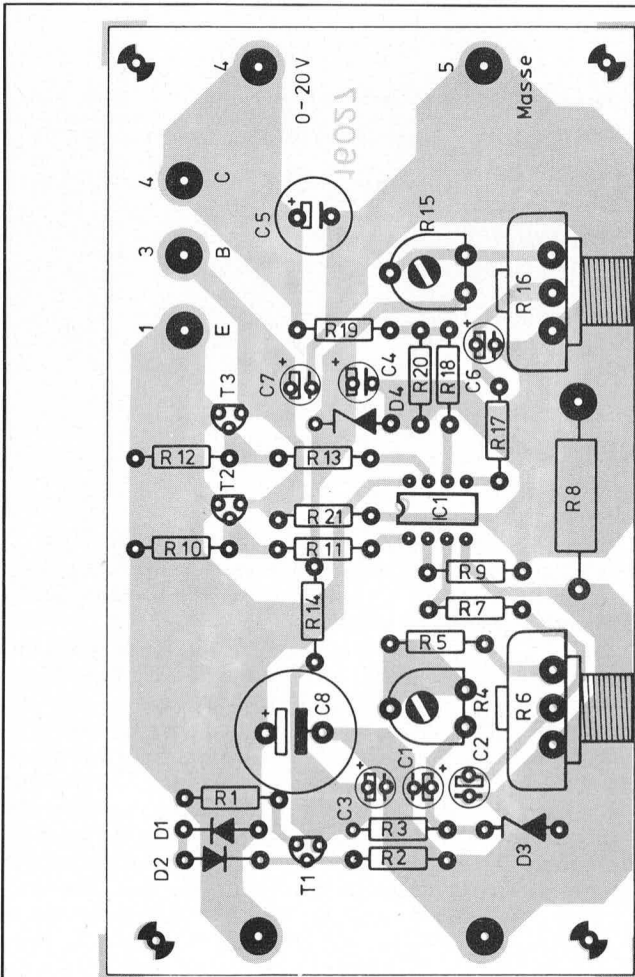
IC 1	CA 3240
T 1-T 3	BC 558 C
T 4	TIP 145
D 1, D 2	1N 4148
D 3, D 4	1N 821

Kondensatoren

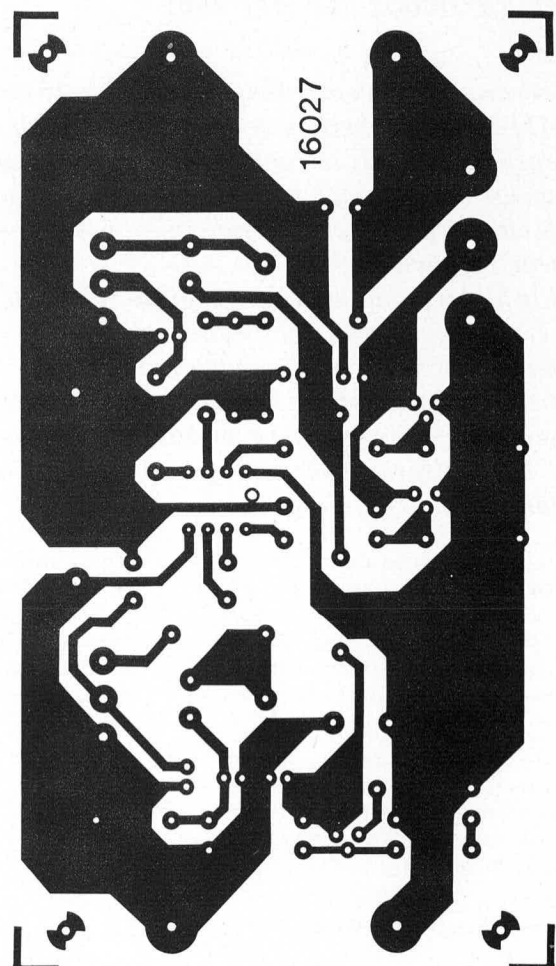
C 1-C 4	10 μ F/16 V
C 5	100 μ F/40 V
C 6	10 μ F/16 V
C 7	10 μ F/40 V
C 8	470 μ F/40 V

Widerstände

R 1	100 Ω
R 2	27 k Ω
R 3	680 Ω
R 4	5 k Ω , Trimmer
R 5	12 k Ω
R 6	1 k Ω , Poti, Lin, 6 mm Achse
R 7	10 k Ω
R 8	0,1 Ω /4 Watt, Meßwiderstand, 0,5%
R 9, R 11, R 13	10 k Ω
R 10, R 12, R 21	2,2 k Ω
R 14	680 Ω
R 15	5 k Ω , Trimmer
R 16	10 k Ω , Poti, Lin, 6 mm Achse
R 17, R 18	10 k Ω
R 19	39 k Ω
R 20	10 k Ω



Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine

ELV-HiFi-Labor

4. Teil einer Serie, die den ausführlichen Nachbau einer kompletten HiFi-Anlage beschreibt.



4. Teil:

Von der Passivbox zur Aktivbox

Die in der vorangegangenen Ausgabe ELV Nr. 15 beschriebene phasenlineare HiFi-Lautsprecherbox des Typs „Vario-Super Sound 150 A“ mit Präzisionsfrequenzweiche und aktiver LED-Leistungs-/Übersteuerungsanzeige zeichnet sich bereits durch einen so hohen Leistungsstand aus, daß eine weitere Verbesserung mit „normalen“ Mitteln praktisch nicht mehr möglich ist.

Diese Box bildet damit die Grenze, die durch modernste Weiche, hochwertige Lautsprecher und richtig dimensioniertem Gehäuse bei passiven Lautsprecherboxen erreicht werden kann.

Wie sich durch den massiven Einsatz von Elektronik trotzdem deutliche Verbesserungen erzielen lassen, erläutern wir in dem hier vorliegenden Artikel. Die entsprechenden ausgereiften Bauvorschläge stellen wir Ihnen dann im 5. Teil dieser Serie vor.

Damit die elektrischen und akustischen Eigenschaften einer HiFi-Lautsprecherbox weiter verbessert werden können, ist es erforderlich, die Schwachstelle einer passiven Lautsprecherbox zu untersuchen, um später zu sinnvollen, in diesem Fall hörbaren Ergebnissen zu gelangen.

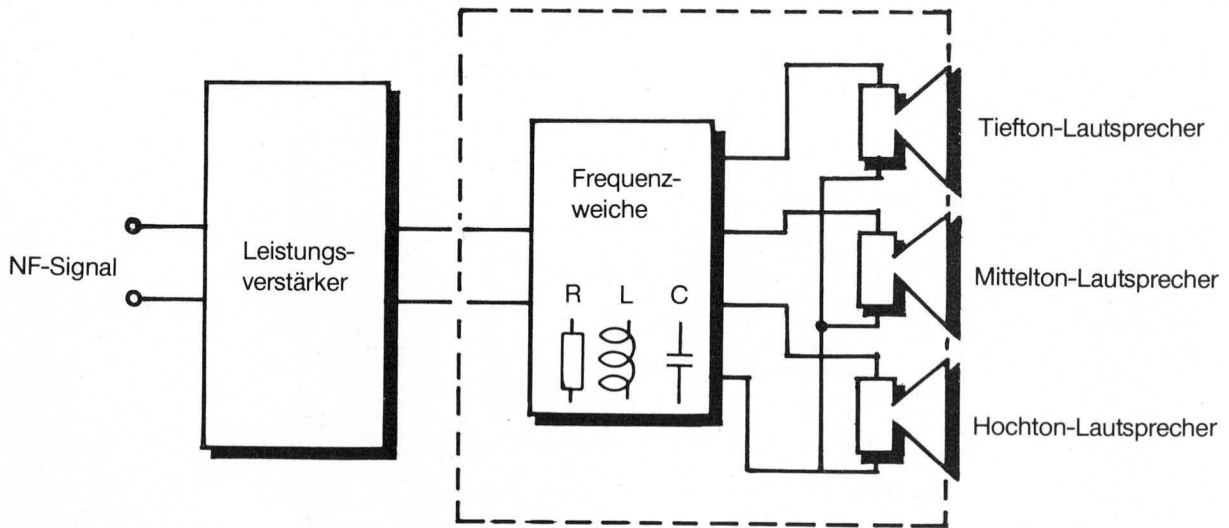
Diese Stelle ist die Frequenzweiche, die trotz modernster Technik, genauester Dimensionierung und sorgfältigster Verarbeitung aus folgenden Gründen einer weiteren Verbesserung hinderlich ist:

1. erhebliche Verluste in der Weiche (bis zu 50% und mehr)
2. keine einwandfreie Trennung der Frequenzbereiche
3. keine ausreichende Entkopplung der verschiedenen Lautsprechersysteme — dadurch unerwünschte Rückwirkungen zwischen den Lautsprechern
4. keine optimale Bedämpfung der Lautsprecher durch den Verstärker, der eine möglichst niedrige Ausgangsimpedanz haben sollte, da sich die Frequenzweiche zwischen dem Verstärker und den Lautsprechern befindet
5. ungünstige Leistungsbilanz, die durch den nicht optimalen, frequenzabhängigen Abschluß des Verstärkers zu erklären ist
6. keine sauberen Ein- und Ausschwingvorgänge in dem von den Elementen der Frequenzweiche und den Lautsprechern gebildeten RLC-Netz. Dieses Problem

Die Abbildung zeigt die Passivbox VSS 150 in deren Vario-Einschub die Elektronik zum Ausbau in eine Aktivbox problemlos eingesetzt werden kann.

ist besonders gravierend bei der Übertragung von impulsförmigen Klangeffekten.

Um diese Probleme einer passiven Lautsprecherbox — die alle auf die Tatsache zurückzuführen sind, daß sich zwischen dem Ausgang des Verstärkers und dem Lautsprecher ein RLC-Glied (die Frequenzweiche) befindet — beheben zu können, muß dafür gesorgt werden, daß der Lautsprecher direkt am Ausgang des Verstärkers angeschlossen wird. Da wiederum ein einziger Lautsprecher nicht den gesamten Frequenzbereich von 20—20 000 Hz abstrahlen kann, wird für jeden Lautsprecher ein extra Verstärker erforderlich. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild einer Aktivbox und einer passiven 3-Wege-Box.



Blockschaltbild einer passiven 3-Wege-Box

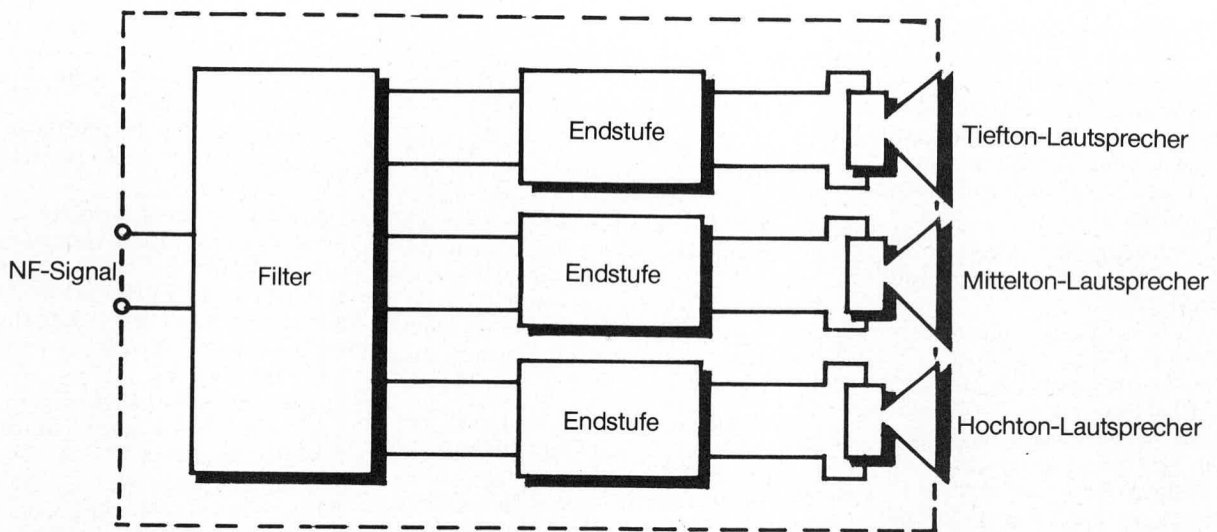


Bild 1: Blockschaltbild einer aktiven 3-Wege-Box

Selbstverständlich wird auch bei der Aktivbox der Übertragungsbereich durch Filter in drei Bereiche unterteilt. Diese Unterteilung erfolgt jedoch am Eingang des Endverstärkers, also in Signalform. Dadurch kann eine saubere, verzerrungsarme Trennung völlig problemlos erfolgen (Bild 2).

Auf dem ersten Blick erscheint diese erhebliche Verbesserung der Wiedergabequalität durch eine Aktivbox recht aufwendig: statt einen Verstärker pro Kanal werden drei Endstufen benötigt! Berücksichtigt man jedoch die außerordentlich günstige Leistungsbilanz einer Aktivbox — die sich aus dem direkten und optimalen Abschluß der Endstufen durch die Lautsprecher ergibt — sieht die Frage der Wirtschaftlichkeit viel besser aus: um den gleichen Schalldruck (Lautstärke) durch eine Aktivbox zu erreichen, benötigt man 30—50 % weniger Verstärkerleistung als bei einer Passivbox!

Nach diesen Überlegungen erkennt man, daß Aktivboxen nicht nur in der Klangqualität, sondern auch in der Wirtschaftlichkeit den Passivboxen deutlich überlegen sind.

Es ist jedoch nicht Aufgabe einer Aktivbox, sämtliche Funktionen eines Verstärkers — so auch die Funktionen eines Vorverstärkers — zu übernehmen. So enthält sie keine

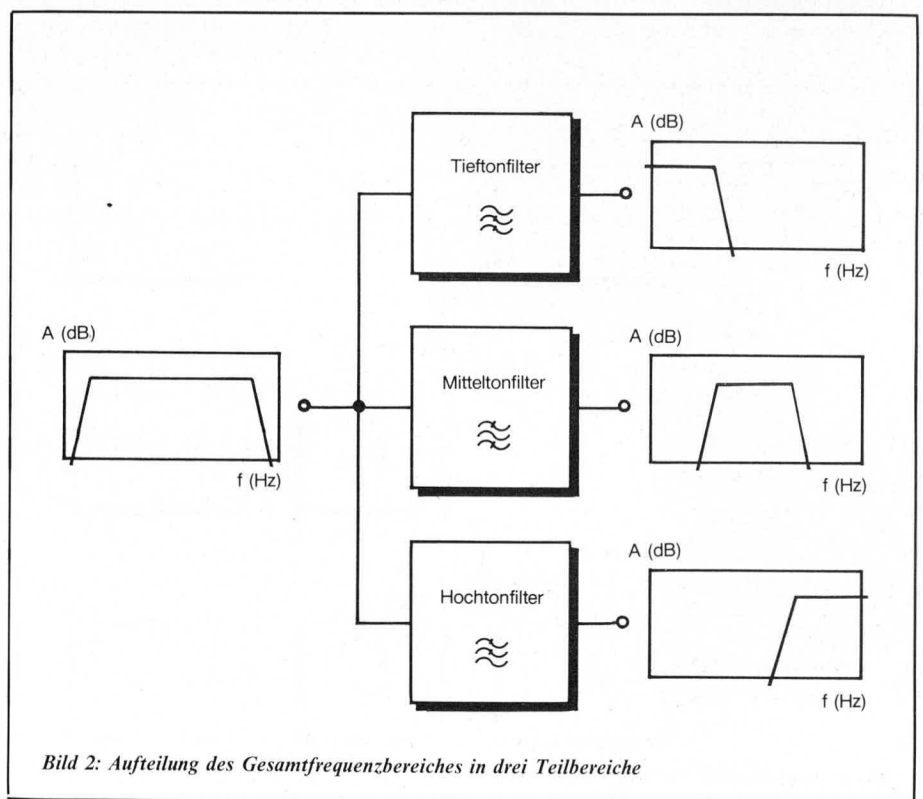


Bild 2: Aufteilung des Gesamtfrequenzbereiches in drei Teilbereiche

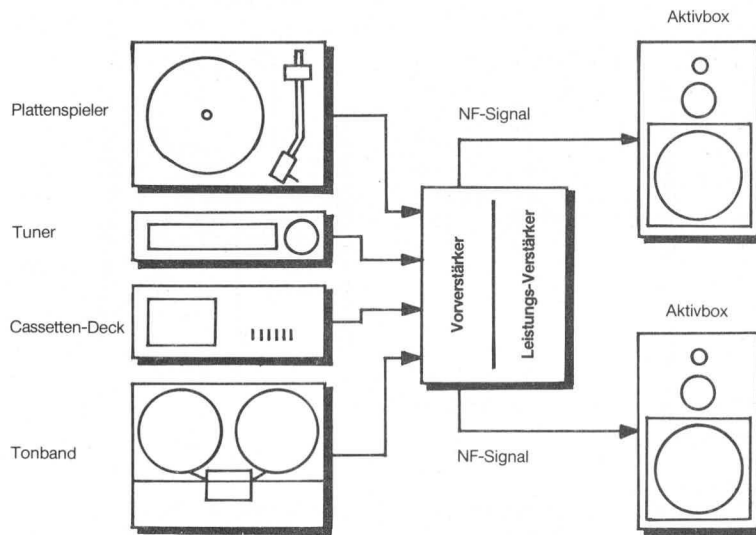


Bild 3: Anschluß der Aktivbox an die HiFi-Anlage

Vor- und Entzerrerverstärker, Eingangselektoren, Klangregelbausteine, Equalizer und Lautstärkereger. Die Aktivbox wird am Ausgang des Vor-Verstärkers (am Signalausgang des Verstärkers) angeschlossen wie Bild 3 zeigt.

Bei der Entwicklung der phasenlinearen HiFi-Aktivbox VSS 150 C wurden folgende Ziele gesteckt:

- Unterteilung des Frequenzbereiches in drei Teile — 3-Wege-System
- getrennte Leistungsverstärker für jeden der drei Lautsprecher
- Endstufen mit minimalem Klirrfaktor und geringer Ausgangsimpedanz
- hoher Fremdspannungsabstand
- gemeinsame Stromversorgung der Endstufen
- Pegelkorrektor für die Mittel- und Hochtonendstufen
- Kompatibilität mit vorhandenen Systemen

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild der phasenlinearen HiFi-Aktivbox VSS 150 C.

Das zu verstärkende Signal gelangt vom NF-Ausgang des Leistungs- oder Vorverstärkers an die Eingangsbuchse der Aktivbox. Durch den entsprechenden Anschluß der Leitung im Stecker wird bestimmt, ob die jeweilige Aktivbox das Signal des rechten oder des linken Kanals verstärken soll. Der lineare und verzerrungsarme Eingangsverstärker sorgt für die Trennung und für die Impedanzanpassung.

Am Ausgang des Eingangsverstärkers befinden sich die aktiven Filter, die eine genaue Unterteilung des Frequenzbereiches in Übereinstimmung mit den Übertragungsbereichen der einzelnen Lautsprecher durchführen.

Am Eingang des Filters für den mittleren und hohen Frequenzbereich befinden sich Abschwächer, welche die Senkung des Pe-

gels in Stufen von 0, -2dB, -4dB und -6dB ermöglichen.

Am Ausgang des Filters befinden sich die Endstufen mit den direkt angeschlossenen Lautsprechern.

Um die einzelnen Lautsprecher nicht zu überlasten und erhöhte Verzerrungen oder Zerstörung der Systeme zu vermeiden, besitzt jede Endstufe eine eigene LED-Leistungsanzeige. Diese logarithmischen LED-Ketten zeigen auch Spitzenwerte gut und zuverlässig an.

Die gemeinsame Stromversorgung der drei Endstufen wird aus einem positiv/negativ Netzteil entnommen.

In dem folgenden 5. Teil unserer ELV-HiFi-Labor-Serie stellen wir Ihnen dann die praktische Ausführung einer entsprechenden Aktivbox vor, die basierend auf den vorangegangenen Erkenntnissen, unsere phasenlineare HiFi-Lautsprecherbox VSS 150 (A) zu einer Super-Aktivbox macht.

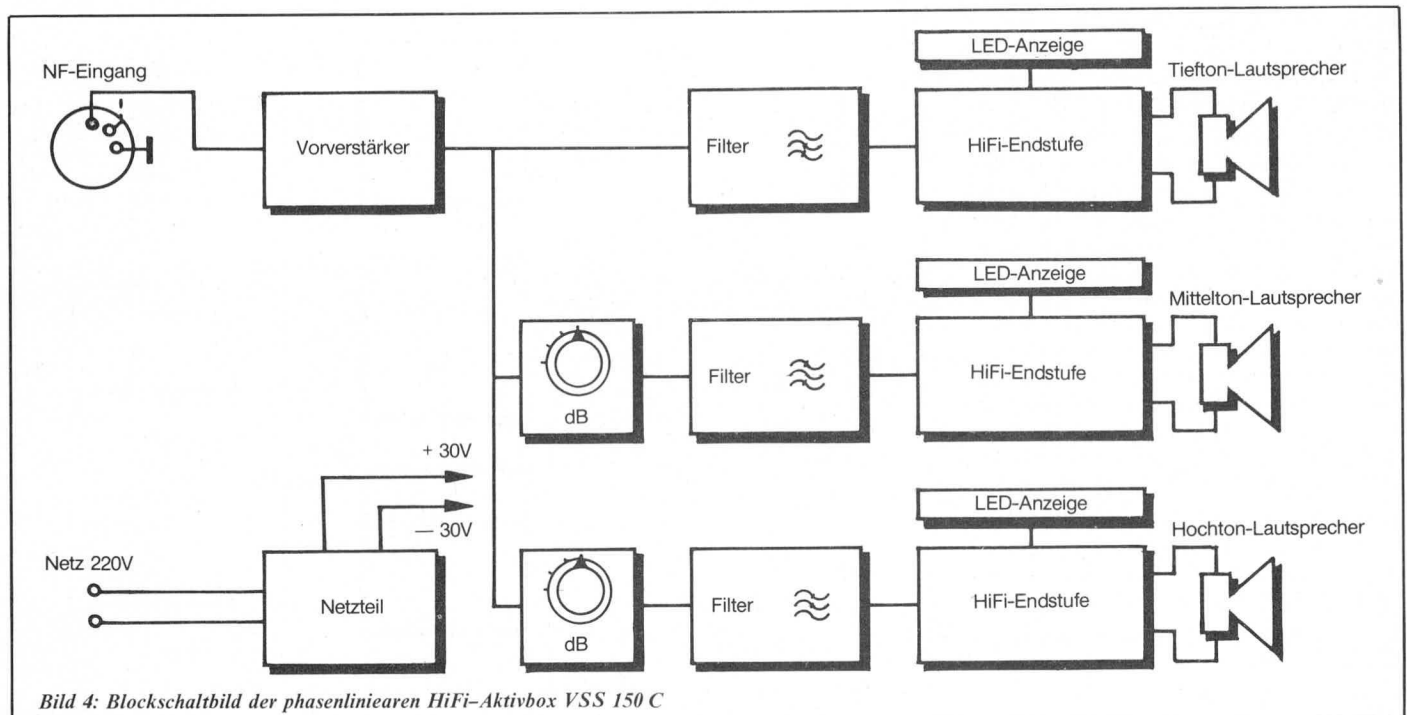


Bild 4: Blockschaltbild der phasenlinearen HiFi-Aktivbox VSS 150 C

TT 7000

Dioden- und Transistortestgerät



Mit diesem Dioden- und Transistortestgerät mit 3½-stelliger digitaler Anzeige können sämtliche bipolaren NPN – oder PNP – Transistoren sowie Dioden auf ihre Funktion hin überprüft werden.

Der Verstärkungsfaktor von Transistoren kann bei unterschiedlichen Basis- und Kollektorströmen gemessen werden, wobei selbst Leistungstransistoren mit entsprechenden Kollektorströmen getestet werden können.

Weiter ist es möglich, auch den Kollektor-Emitter-Reststrom bei kurzgeschlossener Basis-Emitter-Strecke zu messen, wobei Kollektor-Emitter-Spannungen von 0 bis 200 V einstellbar sind.

Durch umfangreiche Schutzmaßnahmen ist sowohl das Gerät als auch die zu prüfende Diode bzw. der Transistor durch Fehlbedienung weitgehend geschützt.

Allgemeines zur ELV-Serie 7000

In der vorigen Ausgabe ELV Nr. 15 kündigten wir als weiteres Gerät aus unserer beliebten ELV-Serie 7000 wahlweise den Luxustransistortester oder das Induktivitäts-Meßgerät an.

Hierzu erreichte uns eine Fülle von Zuschriften, die sehr zu unserer Freude auch weitere konstruktive Vorschläge bezüglich Entwicklung und Veröffentlichung elektronischer Geräte enthielten. Auch wenn wir nicht jede Zuschrift beantworten können, versichern wir Ihnen, daß jede einzelne Zuschrift von fachkundigen Mitarbeitern unserer Redaktion gelesen und ausgewertet wird, woraufhin entsprechende Entwicklungen in gewohnter ELV-Qualität von uns vorgenommen und später veröffentlicht werden.

Wir möchten nicht versäumen, uns an dieser Stelle noch einmal ausdrücklich für Ihre Vorschläge und besonders auch für das in fast allen Zuschriften ausgedrückte Lob an die Redaktion bedanken. Wir haben uns sehr gefreut zu hören, welchen Anklang unsere Schaltungen bei Ihnen gefunden haben, deren Nachbausicherheit, wie aus Ihren Zuschriften hervorgeht, sich in der Praxis bestens bewährt hat.

Bezüglich der Abstimmung, welches der beiden zur Auswahl gestellten Geräte aus der ELV-Serie 7000 Sie nun veröffentlicht sehen möchten, ergab der letzte Stand vor Redaktionsschluß eine geringfügige Mehrheit zu Gunsten des Transistortesters.

Ihrem Wunsche entsprechend stellen wir Ihnen dieses Gerät in dem nachfolgenden Artikel nun vor, wobei wir das Induktivitätsmeßgerät in einer der nächsten Ausgaben ebenfalls veröffentlichen werden, da

der Wunsch nach diesem Gerät nur unwesentlich geringer war.

Allgemeines zum TT 7000

Transistoren des gleichen Typs, ja selbst der gleichen Gruppe (A, B oder C), streuen in ihren Daten meist stark. Ferner kommt hinzu, daß der Verstärkungsfaktor, besonders bei Leistungstransistoren, in hohem Maße von dem Kollektorstrom abhängig ist.

Der besondere Nutzen des ELV-Dioden- und Transistortestgerätes liegt somit klar auf der Hand.

Mit seiner Hilfe ist es möglich, für die unterschiedlichsten Einsatzfälle jeweils den optimalen Transistor bzw. auch ein Pärchen auszusuchen. Selbst namenlose Transistoren aus der Bastelkiste können so wieder „rehabilitiert“ werden, hat man sich erst einmal mit Hilfe des Dioden- und Transistortestgerätes von ihrer Funktionstüchtigkeit und ihren Daten überzeugt.

Bedienung und Funktion

Bevor wir mit der eigentlichen Schaltungsbeschreibung beginnen, wollen wir uns die wesentlichen Funktionsmerkmale dieser Schaltung an Hand der Bedienung verdeutlichen, wobei wir das Blockschaltbild (Bild 1) zur Unterstützung heranziehen.

T 1 stellt den zu testenden Transistor dar. In der eingezeichneten Stellung der Relaiskontakte re 2 a, re 2 b und re 2 c ist für den zu testenden Transistor T 1 ein NPN-Typ einzusetzen. Die Umschaltung von NPN auf PNP (andere Stellung von re 2) erfolgt auf der Frontplatte mit dem Schalter „NPN/PNP“ (S 7), der das Relais Re 2 arbeiten läßt.

Die Anzeige, auf welchen Transistortyp das Gerät eingestellt wurde, erfolgt mittels der beiden Leuchtdioden D 18 (NPN) und D 19 (PNP) über den vierten Relaiskontakt re 2 d.

Mit dem Präzisionsdrehwähler S 2 wird der gewünschte Basisstrom eingestellt, wobei im Arbeitsbereich für NPN-Transistoren S 2 a und bei PNP-Transistoren S 2 b in Funktion ist.

Um später eine möglichst einfache Ablebung des Verstärkungsfaktors zu haben, werden die Basisströme in 5 dekadischen (10er) Schritten von 10 µA bis 100 mA mit S 2 eingestellt.

Die beiden Präzisionsdrehwähler S 3 und S 4, die mechanisch miteinander verbunden sind (S 4 befindet sich auf der Zusatz-Schalter-Platine), übernehmen mehrere Aufgaben, so daß hierfür vier Stromkreise erforderlich sind, von denen je zwei in einer Ebene liegen.

Von Hause aus besitzt dieser Schalter, der wegen seiner hohen Qualität bei vernünftigen Preis von uns schon häufiger eingesetzt wurde, nur eine Ebene. Aufgrund der durchdachten Konstruktion dieses Schalters ist es möglich, mehrere hintereinander zu setzen, wobei die vordere Verzahnung der Achse in die dazu passende Verzahnung der Rückseite des davor angebrachten Schalters eingreift.

Der vordere Schalter (S 3) ist direkt auf die Anzeigenplatine gelötet, während der dahinter liegende Schalter (S 4), aufgrund der erforderlichen mechanischen Befestigung, auf einer im nötigen Abstand angebrachten separaten Platine angeordnet ist.

S 4 a schaltet den Emitter (bei NPN-Transistoren) bzw. den Kollektor (bei PNP-Transistoren).

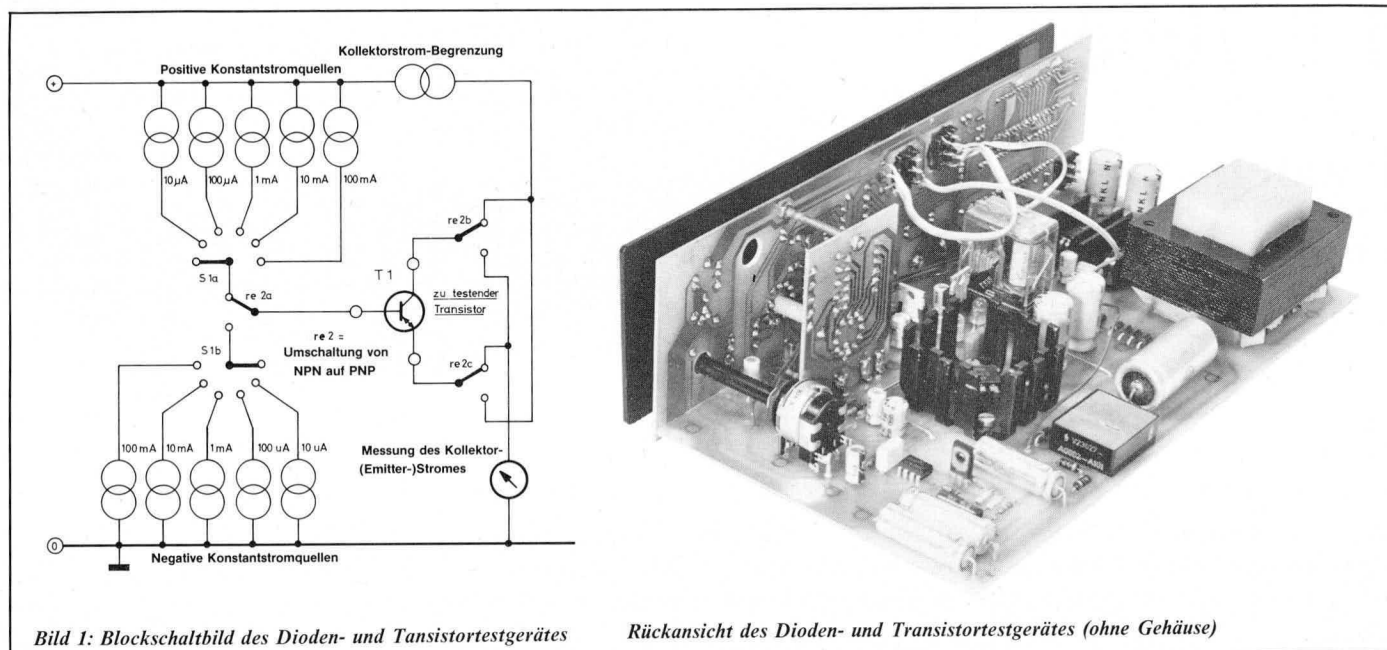


Bild 1: Blockschaltbild des Dioden- und Transistortestgerätes

Rückansicht des Dioden- und Transistortestgerätes (ohne Gehäuse)

sistoren) auf einen der sechs Meßwiderstände R 28 bis R 33.

Aus schaltungstechnischen Gründen werden sämtliche Messungen gegen Masse durchgeführt.

Bei NPN-Transistoren ist es daher erforderlich, anstelle des Kollektorstromes hier den Emitterstrom zu messen.

Da die meisten Transistoren einen Verstärkungsfaktor von über 100 aufweisen, liegt der Fehler den man macht, wenn man sagt, Kollektorstrom = Emitterstrom unterhalb 1%. Der Fehler ist dadurch vollkommen vernachlässigbar.

Mit S 4 b wird das 3 1/2-stellige digitale Meßgerät jeweils auf den entsprechenden Meßwiderstand geschaltet. Auf diese Weise wird der Spannungsabfall an dem betreffenden Widerstand gemessen, der wiederum dem durch den Transistor fließenden Strom direkt proportional ist.

Da über S 3 b gleichzeitig die Punkte der 3 1/2-stelligen digitalen Anzeige mit den dazugehörigen LED's für V, uA und mA angesteuert werden, kann der gemessene Transistorstrom direkt ohne Umrechnung abgelesen werden.

Der Verstärkungsfaktor B ergibt sich nun, indem man den Kollektor- (bzw. Emitter-) Strom durch den mit S 2 eingestellten Basisstrom teilt —

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\text{Kollektorstrom}}{\text{Basisstrom}}$$

Da dieser, wie schon erwähnt, dekadischer Natur ist, braucht man nicht lange zu rechnen. Zwei kurze Beispiele seien angefügt:

1. Mit S 2 wurde ein Basisstrom von 1 mA eingestellt.

Die Anzeige zeigt uns einen Kollektorstrom von 250 mA. Daraus ergibt sich ein Verstärkungsfaktor von

$$I = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\text{Kollektorstrom}}{\text{Basisstrom}}$$

$$= \frac{250 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 250.$$

2. Mit S 2 wurde ein Basisstrom von 10 uA = 0,01 mA eingestellt.

Die Anzeige ergibt einen Kollektorstrom von 12,56 mA. Daraus ergibt sich ein Verstärkungsfaktor von

$$I = \frac{I_C}{I_B} = \frac{12,56 \text{ mA}}{10 \text{ uA}}$$

$$= \frac{12,56 \text{ mA}}{0,01 \text{ mA}} = 1256.$$

Schaltet man nun den Basisstrom einen Schritt höher, (ggfs. den Kollektorstrommeßbereich auch), so ist es durchaus möglich, ja sogar wahrscheinlich, daß sich jetzt ein anderer Verstärkungsfaktor B ergibt, aufgrund der Tatsache, daß sich im allgemeinen bei Transistoren der Verstärkungsfaktor mit dem Kollektorstrom ändert. Selbstverständlich wird der dann gemessene Verstärkungsfaktor zumindest in der gleichen Größenordnung liegen. Bei Leistungstransistoren kann dies allerdings schon um +/- 50% und mehr differieren. Der mit S 3 a bezeichnete Schaltkreis des Präzisionsdreh Schalters S 3 steuert eine Strombegrenzungsschaltung, die dafür Sorge trägt, daß bei einem falschen (zu großen) Basisstrom der Kollektorkreis durchschlägt. Je nach eingestelltem Strommeßbereich kann der max. fließende Strom nur um ca. 20% den Meßbereichsendwert überschreiten, d. h. im 2 A-Bereich können

max. 2,4 A im 200 mA-Bereich nur ca. 240 mA fließen. Damit sich keine Fehlmessung ergibt, wird das Einsetzen der Begrenzung durch eine LED (16) angezeigt.

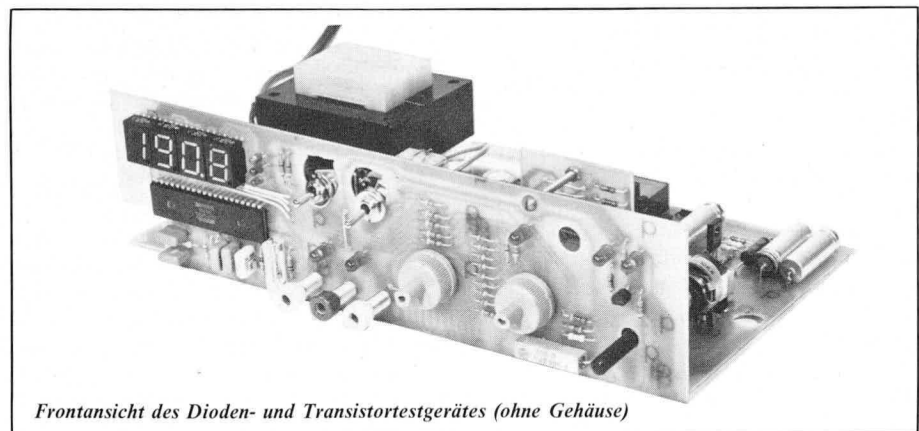
Bei den unter 2 mA liegenden Bereichen setzt die Begrenzung trotzdem erst bei ca. 2,4 mA ein, da es wohl kaum Transistoren gibt, die bei einem Strom von weniger als 2 mA durch Überlastung „sterben“.

Kommen wir nun zur Messung des Reststroms sowie der Kollektor-Basis-Sperrspannung, die je nach späterem Einsatz mit der Kollektor-Emitter-Sperrspannung übereinstimmt.

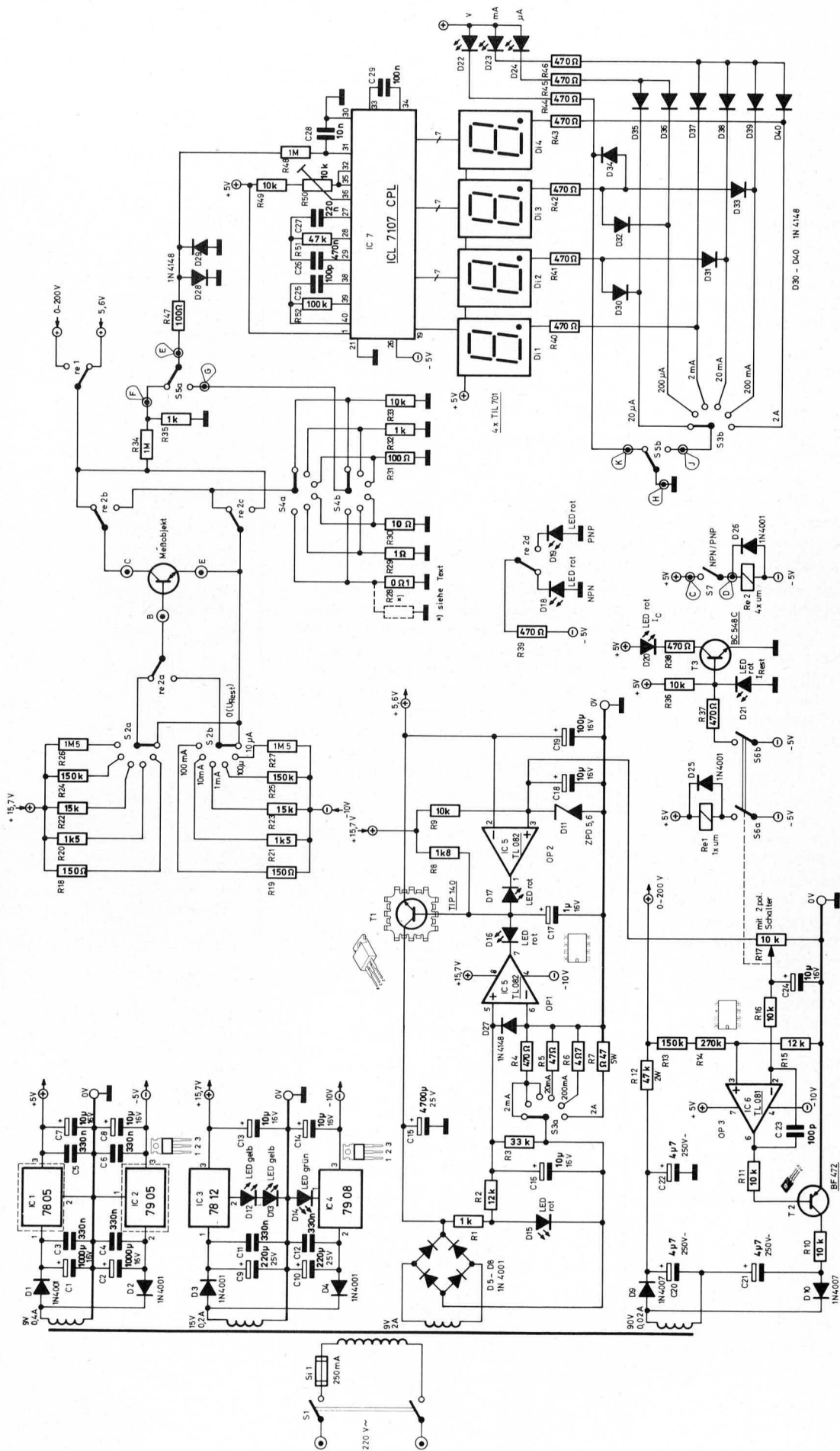
Wird die Basis während des späteren Einsatzes sehr hochohmig angesteuert (näherungsweise offen gelassen), so ist die dann mögliche Kollektor-Emitter-Spannung in der Regel ca. 20—30% geringer, als bei kurzgeschlossener Basis-Emitter-Strecke.

Für die Messung mit dem Dioden- und Transistor-Testgerät geht man wie folgt vor:

Der Schalter S 6, der vorher geöffnet war, was durch die LED D 20 (I_c) angezeigt wurde, wird nun durch Drehen des Spannungseinstellpotis R 17 geschlossen — LED D 21 (I_{Rest}) leuchtet auf. Mit dem Spannungseinstellpoti R 17 wird nun die entsprechende Kollektor-Emitter-Spannung eingestellt, die auf der Anzeige abgelesen



Frontansicht des Dioden- und Transistortestgerätes (ohne Gehäuse)



Schaltbild des Dioden- und Transistorgerätes TT 7000

werden kann, sofern der Schalter S 5 sich in der eingezeichneten Stellung befindet. Wird S 5 (S 5 a und S 5 b) umgeschaltet, so zeigt das Anzeigedisplay den zu dieser eingestellten Spannung gehörenden Reststrom an. Da naturgemäß dieser Reststrom sehr gering ist, ist der Schalter für die Einstellung des Strommeßbereiches in eine entsprechende empfindliche Stellung zu bringen (z. B. 20 uA).

Sobald das Spannungseinstellpoti im Uhrzeigersinn gedreht wird, schaltet sich das Dioden- und Transistortestgerät automatisch über den am Poti befindlichen Schalter S 6 a und S 6 b auf Reststrommessung um, so daß die mit dem Poti eingestellte Spannung an der Kollektor-Emitter-Strecke des zu testenden Transistors ansteht.

Achtung: Wir weisen ausdrücklich darauf hin, daß die am Gerät für die Messungen zur Verfügung stehenden Spannungen in der Größenordnung von 200 V liegen können und lebensgefährlich sind.

Bitte gehen Sie unbedingt mit größter Sorgfalt bei den Reststrommessungen vor. Die VDE-Bestimmungen sind zu beachten.

Im vorstehend beschriebenen Fall wurde eine Kollektor-Emitter-Spannung vorgegeben und der dazugehörige Reststrom gemessen.

Eine weitere Möglichkeit unseres Dioden- und Transistortest-Gerätes besteht darin, die Kollektor-Emitter-Spannung mit dem Spannungseinstellpoti langsam herauf zu drehen, während man auf der Anzeige den Reststrom beobachtet. Hat er einen bestimmten, von Ihnen festgelegten und für seine späteren Verwendungszwecke zuträglichen Wert erreicht, wird S 5 wieder zur Spannungsmessung umgeschaltet und es kann die für diesen Reststrom zulässige Kollektor-Emitter-Sperrspannung direkt abgelesen werden.

In diesem Zusammenhang ist besonders wichtig zu wissen, daß der Kollektorreststrom mit steigender Temperatur sehr stark zunimmt, so daß es für eine Messung des Kollektorreststromes (max. 1 mA) sinnvoll ist, den Transistor möglichst auf die max. vorkommende Arbeitstemperatur zu erwärmen, um sicherzustellen, daß die Schaltung, in die er eingesetzt werden soll, auch unter ungünstigen Bedingungen einwandfrei arbeitet.

Sofern man sich mit seinen Werten jedoch auf die sichere Seite legt, ist die Erwärmung des zu testenden Transistors natürlich überflüssig.

Diodentest

Mit dem hier vorgestellten Dioden- und Transistortestgerät können außer Transistoren auch Dioden geprüft werden.

Hierzu wird die zu testende Diode an den Kollektor- und Emitteranschluß angeklemmt.

Mit dem Spannungseinstellpoti wird die Spannung, die man bei Transistorprüfungen zur Bestimmung des Kollektorreststromes benötigt, langsam auf den gewünschten Wert, der für die zu prüfende

Diode zuträglich ist, hochgedreht (z. B. 50 V). Bringt man S 5 nun in Stellung für Strommessung, kann man den Reststrom ablesen.

Danach ist die Diode umzudrehen, S 5 auf Spannungsmessung zu schalten und die Durchflußspannung dadurch auf der Anzeige zu überprüfen (Anzeige ca. 00,6).

Die Versorgungsspannung wird hierbei automatisch heruntergesetzt, so daß ein Prüfstrom von ca. 5 mA fließt. Die Stellung des Spannungspotis ist hierbei unwesentlich, es muß jedoch mindestens etwas aufgedreht sein, damit auch S 6 eingeschaltet ist.

Wird die Diode zuerst in Flußrichtung eingesetzt, ist zunächst die Durchflußspannung und danach erst der Reststrom zu messen.

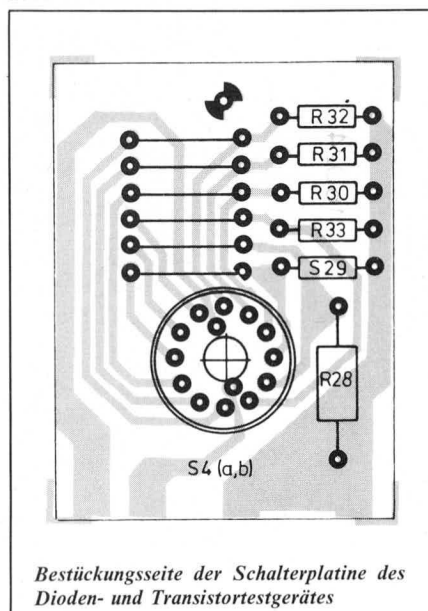
Eine Überlastung der Schaltung geschieht hierdurch nicht.

Zur Schaltung

Die eigentliche Funktion der Schaltung wurde größtenteils im vorgehenden Abschnitt erläutert.

Im folgenden wollen wir nun auf die schaltungstechnische Realisierung eingehen.

Die 5 positiven sowie die 5 negativen Konstantstromquellen sind auf einfachste Weise durch einen Widerstand realisiert. Durch den verhältnismäßig hohen Spannungsabfall von ca. 15 V ist bei geringfügigem Schwanken der Basis-Emitter-Spannung des zu testenden Transistors eine hinreichende Stromkonstanz gegeben. Bestimmt wird der Basis-Strom durch die Widerstände R 18 bis R 27 im Zusammenhang mit der für NPN-Transistoren zur Verfügung stehenden Basis-Versorgungsspannung von +15,7 V sowie der negativen Basis-Versorgungsspannung von -10 V, wozu man die +5,6 V addieren muß, da bei PNP-Transistoren der Basis-Emitter-Strom nach +5,6 V abfließt. Die 0,1 V höher liegende Spannung von 15,7 V (gegenüber 10,0 +5,6 V) resultiert aus dem mittleren Spannungsabfall an den Meßwiderständen von 0,1 V, der nur bei Messung von NPN-Transistoren auftritt.



Bestückungsseite der Schalterplatte des Dioden- und Transistortestgerätes

Stückliste: ELV Dioden- und Transistortestgerät TT 7000

Halbleiter

IC1	7805
IC2	7905
IC3	7812
IC4	7908
IC5	TL 082
IC6	TL 081
IC7	ICL 7107
T1	TIP 140
T2	BF 472
T3	BC 548 C
Di 1-Di4	TIL 701=DIS 1305
D1-D8	IN 4001
D9-D10	IN 4007
D11	ZPD 5,6
D12, D13	LED gelb, 5 mm
D14	LED grün, 5 mm
D15-D21	LED rot, 5 mm
D22-D24	LED rot, 3 mm
D25, D26	IN 4001
D27-D40	IN 4148

Kondensatoren

C1, C2	1000 µF/16V
C3-C6	330 nF
C7, C8	10 µF/16V
C9, C10	220 µF/25V
C11, C12	330 nF
C13, C14	10 µF/16V
C15	4700 µF/25V
C16	10 µF/16V
C17	1 µF/16V
C18	10 µF/16V
C19	100 µF/16V
C20-C22	4,7 µF/250V
C23	100 pF
C24	10 µF
C25	100 pF
C26	470 nF
C27	220 nF
C28	10 nF
C29	100 nF

Widerstände

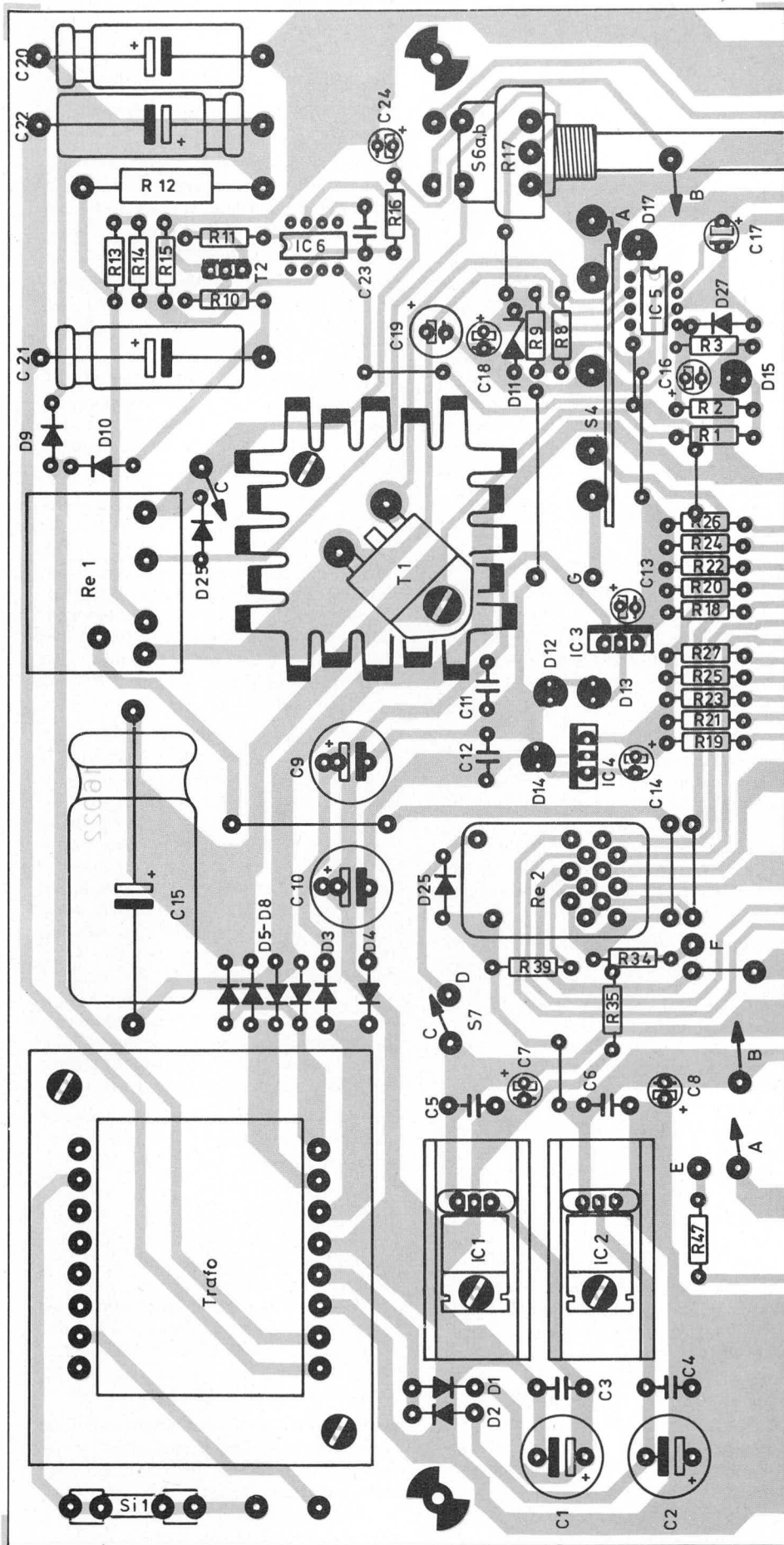
R1	1 kΩ
R2	12 kΩ
R3	33 kΩ
R4	470 Ω
R5	47 Ω
R6	4,7 Ω
R7	0,47 Ω/5 Watt
R8	1,8 kΩ
R9-R11	10 kΩ
R12	47 kΩ/2 Watt
R13	150 kΩ
R14	270 kΩ
R15	12 kΩ
R16, R33, R38, R49	10 kΩ
R17	10 kΩ, Poti, lin. 6 mm Achse mit Schalter
R18, R19	150 Ω/2 Watt
R20, R21	1,5 kΩ
R22, R23	15 kΩ
R24, R25	150 kΩ
R26, R27	1,5 MΩ
R28	0,1 Ω/1 Watt
R29	1 Ω
R30	10 Ω
R31, R47	100 Ω
R32	1 kΩ
R34, R48	1 MΩ
R35	1 kΩ
R36, R37	470 Ω
R39-R46	470 Ω
R50	10 kΩ, Wendeltrimmer
R51	47 kΩ
R52	100 kΩ

Sonstiges

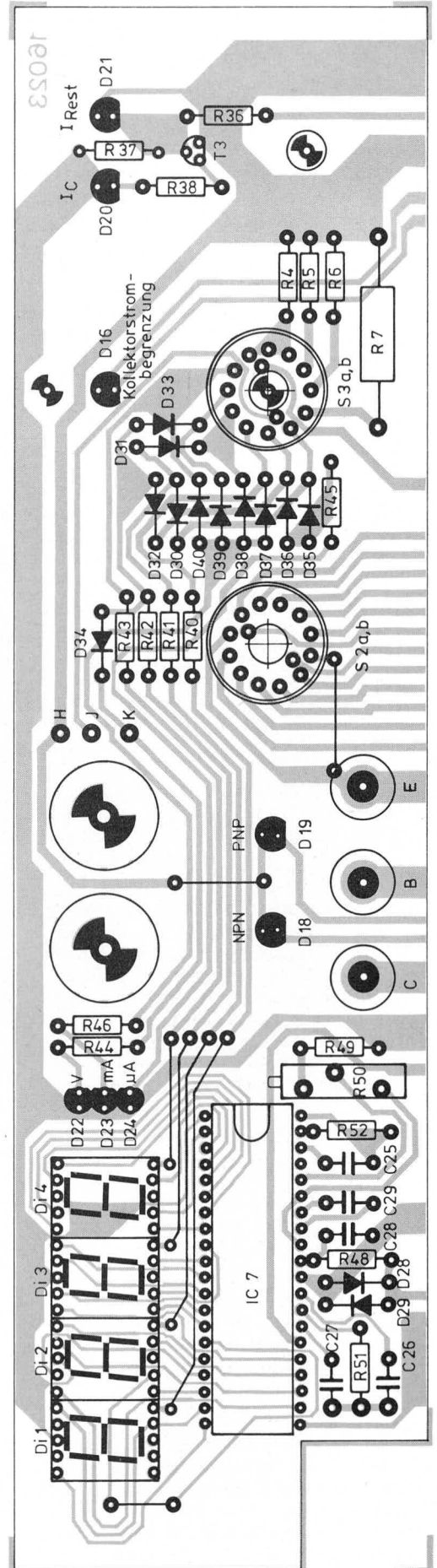
- 1 Netztransformator:
Prim.: 220V, 26 VA
Sek.: 1. 9V, 2A
2. 9V, 0,4A
3. 15V, 0,2A
4. 85V, 0,02A
- 1 Siemens Kammrelais, 4 x um
- 1 Printsocle für Siemens Kammrelais
- 1 Siemens Kartenrelais 1 x um
- 3 Präzisions-Drehshalter
2 x 6 Stellungen Typ ITT SB 20 AD
- 1 Miniatur-Kippschalter 1 x um
- 1 Miniatur-Kippschalter 2 x um
- 1 Finger-Kühlkörper
- 2 Profil-Kühlkörper SK 13/35 SA-220 o. ä.
- 1 Platiniensicherungshalter
- 1 Sicherung 250 mA
- 11 Lötstifte

Gehäusebausatz

- 1 Gehäuse aus der Serie 7000
- 1 bedruckte und gebohrte Frontplatte
- 1 Rückplatte
- 2 Gehäusebefestigungsschrauben
- 1 2-adriges Netzkabel mit Stecker
- 3 Spannzangen-Drehknöpfe 14 mm Ø mit farbigen Deckeln und Pfeilscheiben
- 3 Telefonbuchsen mit verschiedenfarbigen Kunststoff-Abdeckungen
- 1 Kippschalter 2 x um



Bestückungsseite der Basisplatine des Dioden- und Transistortestgerätes



Bestückungsseite der Anzeigenplatine des Dioden- und Transistortestgerätes

Auf eine genaue Einstellbarkeit dieser eben erwähnten Spannungen haben wir bewußt verzichtet, um das Gerät so nachbausicher wie möglich zu machen. Selbst wenn die angegebenen Spannungswerte um einige 100 mV differieren, hat dies auf den tatsächlich zu erzielenden Nutzen, bei der Genauigkeit der Verstärkungsfaktormessungen, nur wenig Einfluß.

Im Normalfall wird die Genauigkeit in der Größenordnung von ca. 1% liegen, was auf die Verwendung der ohnehin seit neuestem in unseren Bausätzen eingesetzten Metallfilmwiderstände zurückzuführen ist.

Diese Meßgenauigkeit ist jedoch, schaut man sich die zu überprüfenden Objekte hinsichtlich Temperatur, Stabilität und Alterung an, völlig überflüssig. Als sinnvoll könnte man bei diesen Messungen eine Genauigkeit, die in der Größenordnung von 5–10% liegen dürfte, bezeichnen. Dies wird von unserem Gerät „lächelnd“ erreicht.

Aus Vorgenanntem ergibt sich, daß wir ohne weiteres auf Abgleichpunkt verzichten konnten, so daß mit einem Minimum an Abgleichaufwand (einzige Einstellung mit R 50) eine gute Genauigkeit erreicht wurde.

Die benötigten Spannungen werden aus 4 getrennten Wicklungen des Spezialtransformators gewonnen.

Die ± 5 V werden über die IC's 1 und 2 stabilisiert, während die +15,7 V und die -10 V von den IC's 3 und 4 stabilisiert werden. Um auf eine möglichst genaue Spannung von 15,7 V bzw. -10 V zu kommen, wurden in die Ground-Leitungen dieser beiden IC's zwei gelbe bzw. eine grüne LED eingefügt, die sich durch einen verhältnismäßig wenig streuenden, konstanten Spannungsabfall auszeichnen.

Bei der Erzeugung der Referenzspannung für die Strombegrenzung über den OP 1 (IC 5) wurde ebenfalls eine Leuchtdiode (D 15, LED rot) eingesetzt. Dies ist eine ebenso preiswerte wie elegante Lösung. Zu beachten ist lediglich, daß die roten, grünen und gelben Leuchtdioden nicht vertauscht werden, da zu den entsprechenden Farben verschiedene Diodenflußspannungen gehören.

Die +5,6 V werden über OP 2 (IC 5), der den Längstransistor T 1 ansteuert, stabilisiert. OP 1 tritt lediglich bei Einsetzen der Strombegrenzung in Aktion, was durch Aufleuchten der LED D 16, die sich auf der Frontplatte befindet (Kollektorstrombegrenzung), angezeigt wird.

Das IC 6 steuert über R 11 den Transistor T 2 so an, daß die mit R 17 eingestellte Kollektor-Emitter-Sperrspannung, die von 0 bis ca. 200 V einstellbar ist, zur Verfügung steht.

Das IC 7 stellt das eigentliche digitale Meßgerät dar. Die Funktionsweise dieses hochintegrierten Schaltkreises wurde bereits in zahlreichen vorangegangenen Artikeln ausführlich beschrieben, so daß wir an dieser Stelle auf eine detaillierte Beschreibung verzichten wollen.

Die gemessene Spannung steht zwischen den Punkten 30 und 31 des IC 7 an. Der Pin 30 befindet sich auf Masse, während der

Pin 31 über den Vorwiderstand R 48 sowie den Widerstand R 47 und dann über den Schalter S 5 a auf die zu messende Spannung gelegt wird. D 28 und D 29 dienen dem Eingangsschutz des IC 7.

Zum besseren Verständnis wollen wir uns noch einmal einen kompletten Funktionsablauf anhand eines konkreten Beispiels verdeutlichen:

Der Kollektor- (bzw. Emitter-)Strom des zu testenden Transistors wird über das $3\frac{1}{2}$ stellige digitale Meßgerät ausgewertet und angezeigt.

Der Schalter NPN/PNP befindet sich in Stellung NPN, wodurch sich die eingezeichnete Kontaktstellung von re 2 a bis re 2 d ergibt.

Mit Hilfe des Schalters S 2 wird ein Basisstrom von $100 \mu\text{A} = 0,1 \text{ mA}$ vorgegeben, der nun durch die Basis-Emitter-Strecke des vorher (oder nachher) eingesetzten NPN-Transistors fließt. Aufgrund der Stromverstärkung dieses zu testenden Transistors wird ein Kollektorstrom fließen, der um den Stromverstärkungsfaktor B größer als der Basisstrom ist.

Nehmen wir einmal an, im Kollektorkreis fließen jetzt 50 mA, so entspricht das einer Stromverstärkung von $B = 500$.

Gemessen werden die 50 mA, indem der Meßbereichsschalter S 3/S 4 in Stellung 2000 mA oder vorzugsweise 200,0 mA gebracht wird, so daß sich eine Anzeige von 50,0 mA ergibt.

Zustande kommt die Anzeige dadurch, daß der Kollektorstrom durch $R 5 = 1,0 \Omega$ hindurchfließt und dort einen Spannungsabfall von $u = r \cdot i = 1,0 \Omega \cdot 50 \text{ mA} = 50 \text{ mV}$ hervorruft. Diese Spannung wird von dem digitalen Voltmeter, dessen Meßbereichsendwert 200 mV beträgt, gemessen und angezeigt.

Das Voltmeter selbst, das im wesentlichen mit dem IC 7 aufgebaut wurde, ist bereits mehrfach eingesetzt und beschrieben und soll deshalb an dieser Stelle nicht näher erläutert werden.

Bei der vorstehenden Schaltungsbeschreibung sind wir von der eingezeichneten Stellung von re 1 ausgegangen, die sich ergibt, sofern das Spannungseinstellpoti ganz am linken Anschlag steht und der damit verbundene Schalter S 6 ausgeschaltet (geöffnet) ist.

Wird dieses Poti nach rechts gedreht, steuert S 6 a das Relais Re 1 an und der Kontakt re 1 zieht an, wodurch dann der Kollektor des zu testenden Transistors bzw. die Anode oder Katode der zu testenden Diode mit der von 0 bis 200 V einstellbaren Spannung verbunden ist.

Über den Schalter S 5 a kann nun das eigentliche Voltmeter entweder auf den Spannungsteiler R 34/R 35 (Teilung von 200 V auf 200 mV herunter) oder auf die Meßwiderstände R 28 bis R 33 für die Strommessung geschaltet werden.

Die Punkte und Meßarten und Bereichsanzeigen erfolgen automatisch richtig zu den entsprechenden Schalterstellungen, so daß Fehlmessungen praktisch ausgeschlossen sind.

Einstellung

Wie bereits an anderer Stelle erwähnt, ist im wesentlichen nur ein einziger Abgleichpunkt in diesem Dioden- und Transistor-testgerät vorhanden.

Für die Einstellung geht man wie folgt vor:

Der Schalter S 5 wird in Stellung Spannungsmessung gebracht.

An die Punkte 30 und 31 des IC 7 wird ein Spannungsmessgerät angeschlossen, das einen Meßbereich von möglichst 200 mV aufweist (digitales Meßgerät mit 2 V Meßbereichsendwert geht auch).

Mit R 17 wird nun eine Spannung eingestellt, so daß sich zwischen den Punkten 30 und 31 des IC 7 100–200 mV einstellen.

Mit dem Wendeltrimmer R 50 wird nun exakt diese zwischen den Punkten 30 und 31 mit dem Vergleichsmessgerät gemessene Spannung auf dem Anzeigendisplays des Dioden- und Transistor-testgerätes eingestellt.

Damit ist der wesentliche Abgleich des Gerätes beendet. Das Vergleichsmessgerät kann entfernt werden.

Auch an dieser Stelle möchten wir noch einmal ausdrücklich darauf hinweisen, daß sowohl die Netzspannung, die für den Transformator erforderlich ist, als auch die fast 300 V große Eingangsspannung für die Kollektor-Emitter-Sperrspannung lebensgefährlich sind.

In der Schaltung wurde der Widerstand R 28 mit $0,1 \Omega$ angegeben. Aufgrund der Komplexität der Schaltung sind z. T. etwas längere Leiterbahnwege zum Eingang des IC 7 erforderlich, so daß hier u. U. geringe Spannungsabfälle auftreten können. Wenn überhaupt, so macht sich dieses im 2000 mA-Meßbereich bemerkbar, wodurch sich ein geringfügig zu großer Anzeigewert ergeben kann. Feststellen läßt sich dieses, indem man bei einem Strom von z. B. 100 mA zwischen dem 200 mA und dem 2000 mA-Meßbereich hin und her schaltet. Sollten diese beiden Werte stärker voneinander abweichen, so ist parallel zu R 28 ein Widerstand zu schalten, der beide Meßwerte in Übereinstimmung bringt (z. B. 1Ω).

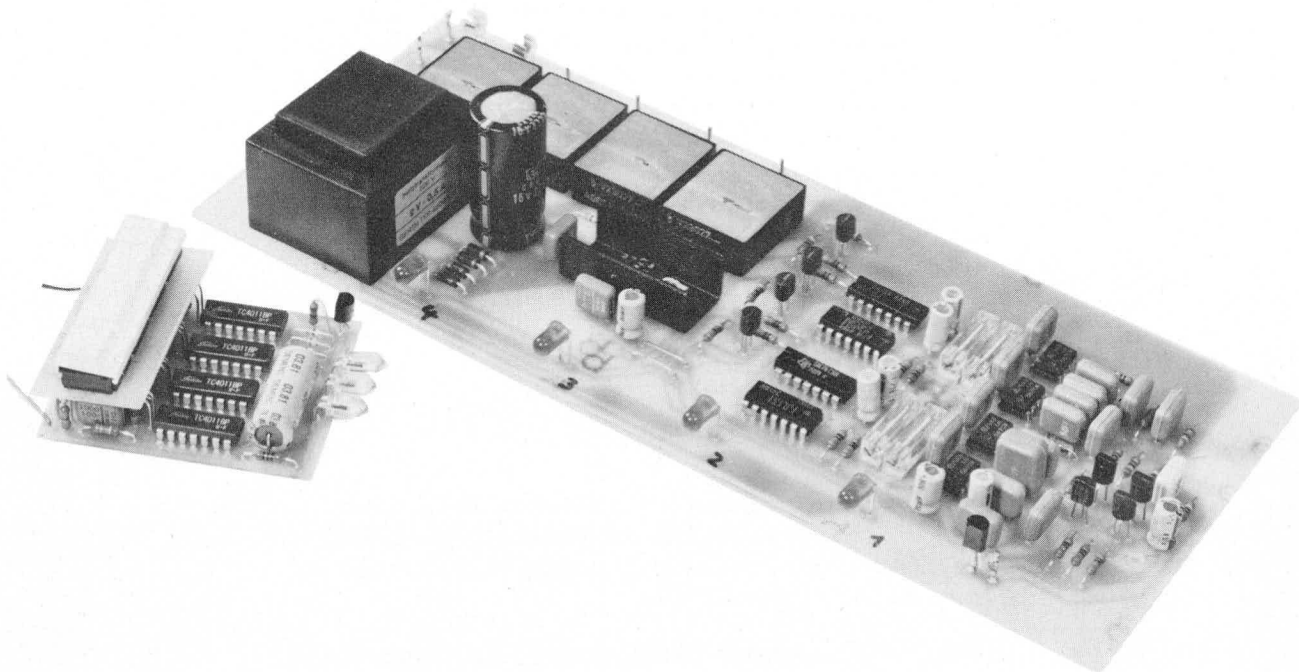
Dies ist jedoch ein zusätzlicher Feinabgleich, der im allgemeinen wohl nicht erforderlich sein dürfte.

Zum Nachbau

Der Nachbau dieser etwas komplexeren Schaltung dürfte, aufgrund der großzügigen Auslegung der Leiterplatten, nicht nur von Profis zu bewerkstelligen sein. Newcomer sollten sich allerdings, wie an die meisten Geräte der ELV-Serie 7000, nicht gleich heranwagen, sondern Erfahrungen bei kleineren Schaltungen suchen.

Da wir beim Aufbau dieser Schaltung aus vorgenannten Gründen von entsprechenden Vorkenntnissen ausgehen können, wollen wir an dieser Stelle auf die Aufbaubeschreibung, die anhand des Bestückungsplanes in aller Regel problemlos durchzuführen ist, verzichten und Ihnen gleich frohes Gelingen und viel Freude mit Ihrem Dioden- und Transistor-testgerät wünschen.

4-Kanal-Infrarot-Fernbedienung



Mit dieser Fernbedienungsanlage ist es möglich, mit einem kleinen Handsender 4 verschiedene Verbraucher ein- oder auszuschalten (z. B. Stehlampe, Fernsehgerät, Stereo-Anlage, usw.).

Die Anlage hat eine Reichweite von ca. 10—15 m, welche für den Wohnbereich im allgemeinen ausreichen dürfte.

Der Sender wird mit einer handelsüblichen 9 V Batterie versorgt.

Die hier vorgestellte und beschriebene Schaltung einer 4-Kanal-Infrarot-Fernbedienungsanlage basiert auf eine Entwicklung der Fa. Oppermann electronic, der wir an dieser Stelle für ihre Unterstützung besonders danken möchten.

Die ursprüngliche Schaltung, die bei der Fa. Oppermann bezogen werden kann, wurde von uns umkonzipiert, so daß der Empfänger in ein Gehäuse der Serie 7000 paßt und zusätzlich über Leuchtdioden an der Frontseite den Einschaltzustand eines jeden Kanals anzeigt.

Funktionsbeschreibung des Senders

Die Infrarot-Signale des Senders werden als Impulse von ca. 4 msec. Dauer ausgestrahlt, wobei jede Signalfrequenz mit einem separaten Oscillator erzeugt wird. Damit die Ausgangssignale die Zeit von ca. 4 msec. nicht überschreiten, werden die Oscillatoren von je einer Impulsformerstufe angesteuert. Um eine hohe Ausgangsleistung des Senders zu erreichen, wurden drei Sendedioden des Typs LD 271 in Reihe geschaltet, deren Ansteuerung über den Darlingtransistor T 1 erfolgt.

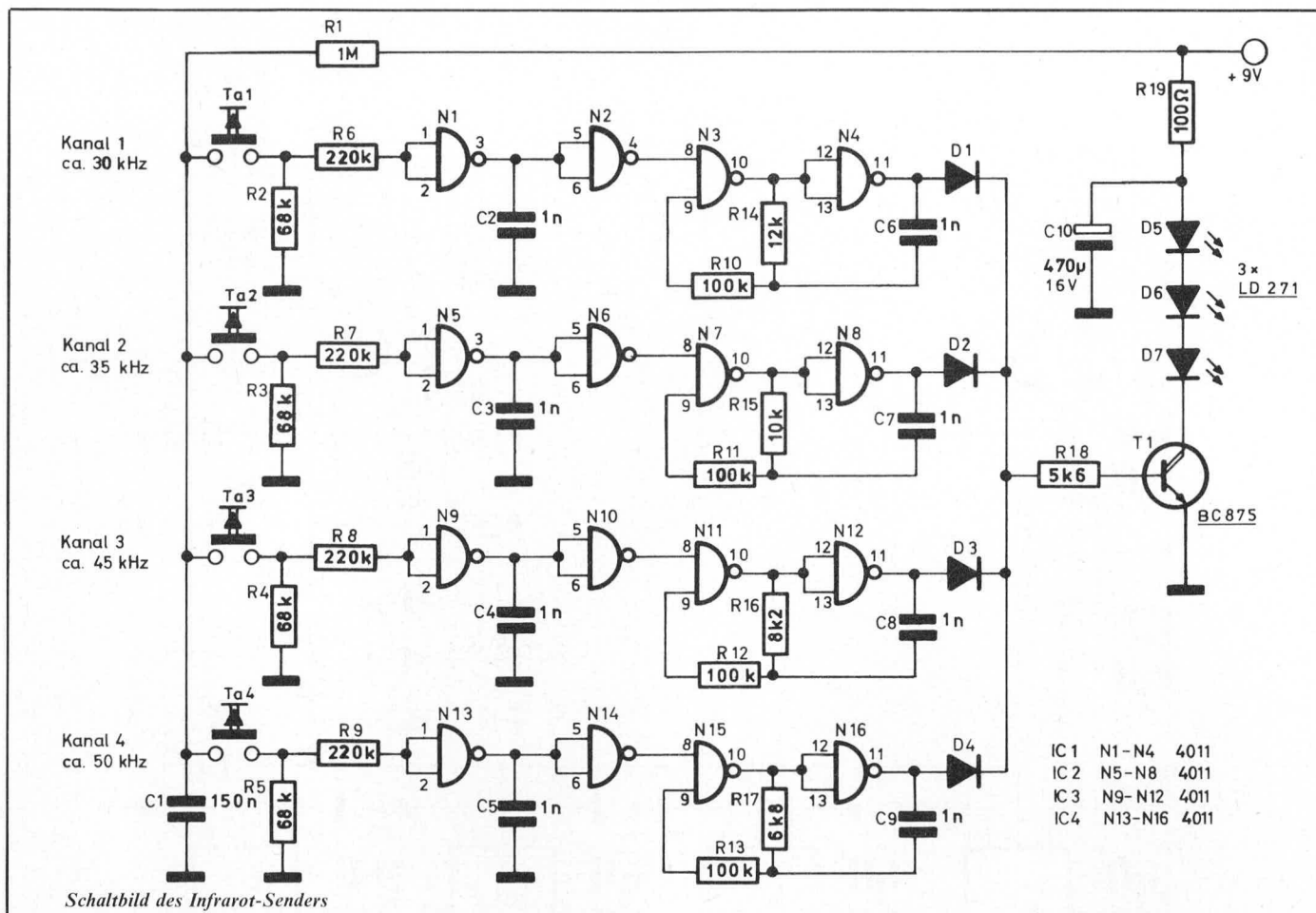
Die Sendeenergie wird dem Kondensator C 10 entnommen, der nach jedem Sendepuls über den Widerstand R 19 wieder aufgeladen wird.

Funktionsbeschreibung des Empfängers

Das Infrarot-Signal wird von der Fotodiode des Typs SFH 205 empfangen. Für die hohe Eingangsempfindlichkeit des Empfängers sorgt ein 4stufiger Verstärker, der im wesentlichen mit den Transistoren T 1—

T 4 aufgebaut wurde und eine Verstärkung von ca. 80 dB (10 000fach) aufweist.

Einen nicht unwesentlichen Beitrag zur Empfindlichkeit leistet jedoch eine Besonderheit der von der Fa. Siemens neu entwickelten Infrarot-Empfänger-Diode SFH 205, die darin besteht, daß der vor dem eigentlichen Empfänger-Chip befindliche Infrarot-Filter eine sammellinsenartige Wirkung hat, wodurch die Eingangsempfindlichkeit des Infrarot-Empfängers bei schräger Ausstrahlung durch den Sender erheblich gesteigert wird.



Da im Allgemeinen die erzielbaren Reichweiten mit dieser Infrarot-Fernbedienungsanlage für den Wohnbereich überdimensioniert sind, kann die Empfänger-Diode D 14 ohne weiteres hinter die rote Plexiglasfrontplatte gesetzt werden. Ist die Reichweite für den individuell eingesetzten Zweck nicht ausreichend, so sollte die Diode mit ihrer abgerundeten Seite nach vorne direkt vor die rote Filterscheibe gesetzt werden.

Auch die Sendedioden beim Infrarot-Sender werden durch entsprechend angebrachte Bohrungen der Sendergehäusefrontscheibe hindurchgesteckt.

Das verstärkte und durch die Germaniumdiode D 1 begrenzte Signal gelangt auf die

Eingänge der Ton-Decoder IC 1 bis IC 4 des Typs LM 567.

Der Ausgang dieser IC's wird immer dann L (LOW), wenn die Eingangsfrequenz mit der eingestellten Arbeitsfrequenz übereinstimmt. Die Arbeitsfrequenzeinstellung der einzelnen Decoder mit den Wendeltrimmern R 12, R 14, R 16 und R 18, während die Bandbreite der Decoder mit den Kondensatoren C 9, C 14, C 18 sowie C 22 beeinflusst wird (Kondensatorenwerte kleiner = Bandbreite größer).

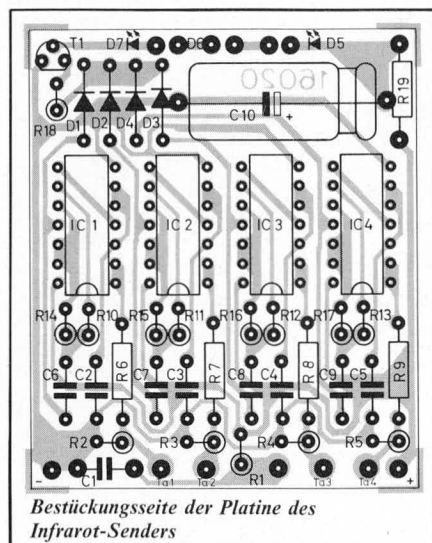
Die Ausgangssignale der Decoder werden durch die nachfolgenden Schmitt-Trigger IC 5 und IC 6 des Typs SN 7413 nachbehandelt und anschließend auf die Takteingänge der Speicher-Flip-Flops geschaltet.

Durch jede Tasterbetätigung des Senders ändert sich der Ausgangszustand der zugehörigen Speicher-Flip-Flops im Empfänger.

Um beliebige Verbraucher schalten zu können, ist für jeden Kanal eine getrennte Relaischaltstufe vorgesehen, deren Leistung 250 V~/8 A beträgt.

Die Leuchtdioden D 2 bis D 5 sind zu den einzelnen Relais Re 1 bis Re 4 in Reihe geschaltet, so daß sich hierdurch eine zuverlässige Einschaltanzeige für die Ausgangskanäle ergibt.

Die Kontakte re 1 bis re 4 schalten dann die in die Rückwand des Gehäuses eingebauten vier Schukosteckdosen ein bzw. wieder aus.



Stückliste des Infrarot-Senders

Halbleiter

IC 1-IC 4	CD 4011
T 1	BC 875
D 1-D 4	1 N 4148
D 5-D 7	LD 271

Kondensatoren

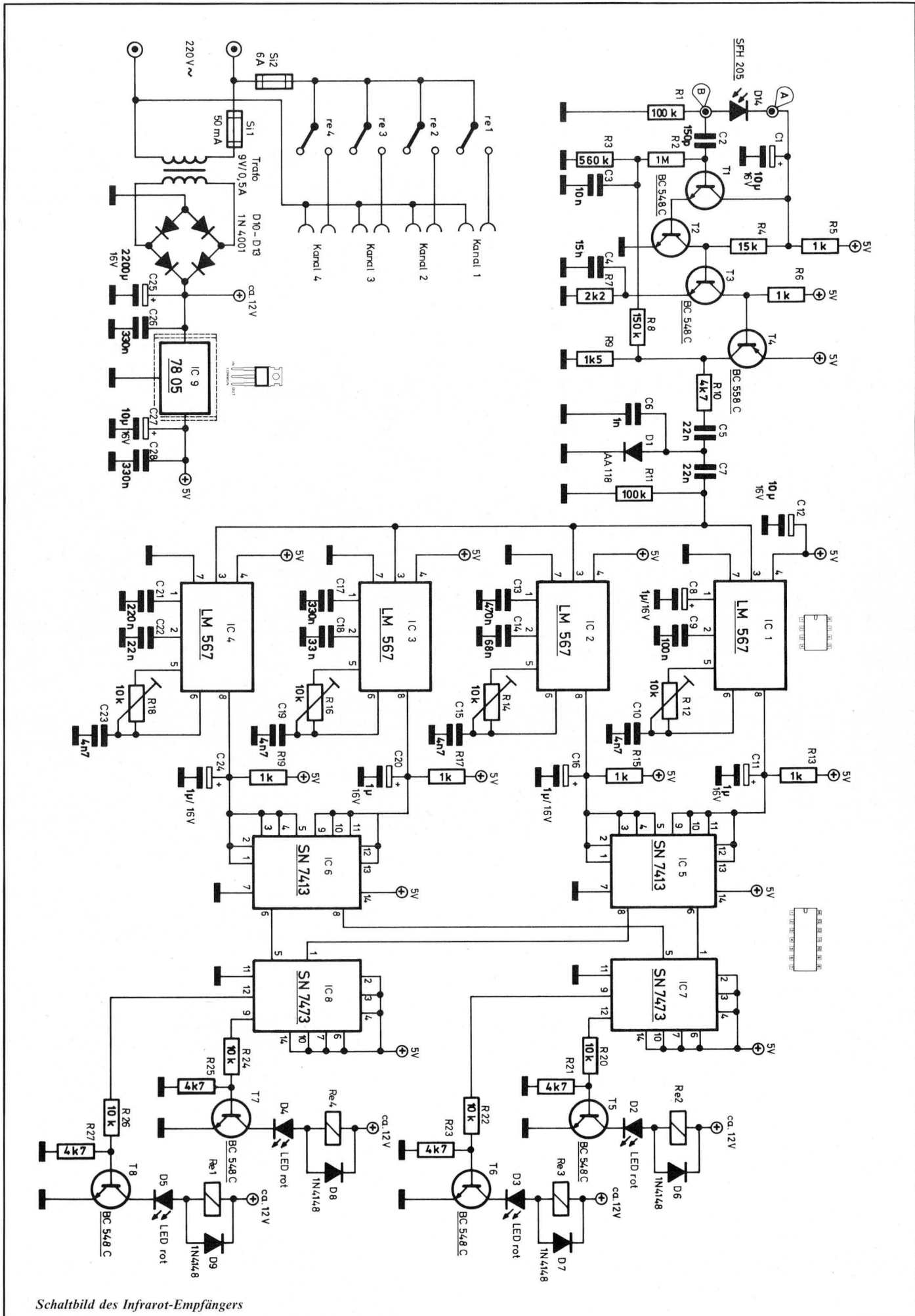
C 1	150 nF
C 2-C 9	1 nF
C 10	470 μF/16 V

Widerstände

R 1	1 MΩ
R 2-R 5	68 kΩ
R 6-R 9	220 kΩ
R 10-R 13	100 kΩ
R 14	12 kΩ
R 15	10 kΩ
R 16	8,2 kΩ
R 17	6,8 kΩ
R 18	5,6 kΩ
R 19	100 Ω

Diverses

4 Taster REK
12 Lötnägel



Schaltbild des Infrarot-Empfängers

4-Kanal-Infrarotfernbedienungs-Empfänger

Stückliste

Halbleiter

IC1-IC4	LM 567
IC5, 6	SN 7413
IC7, 8	SN 7473
IC9	7805
T1	SFH 205
T2-T4	BC 548 C
T5	BC 558 C
T6-T9	BC 548 C
D1	AA 118
D2-D5	LED, rot, 5 mm
D6-D9	1 N 4148
D10-D13	1 N 4001

Kondensatoren

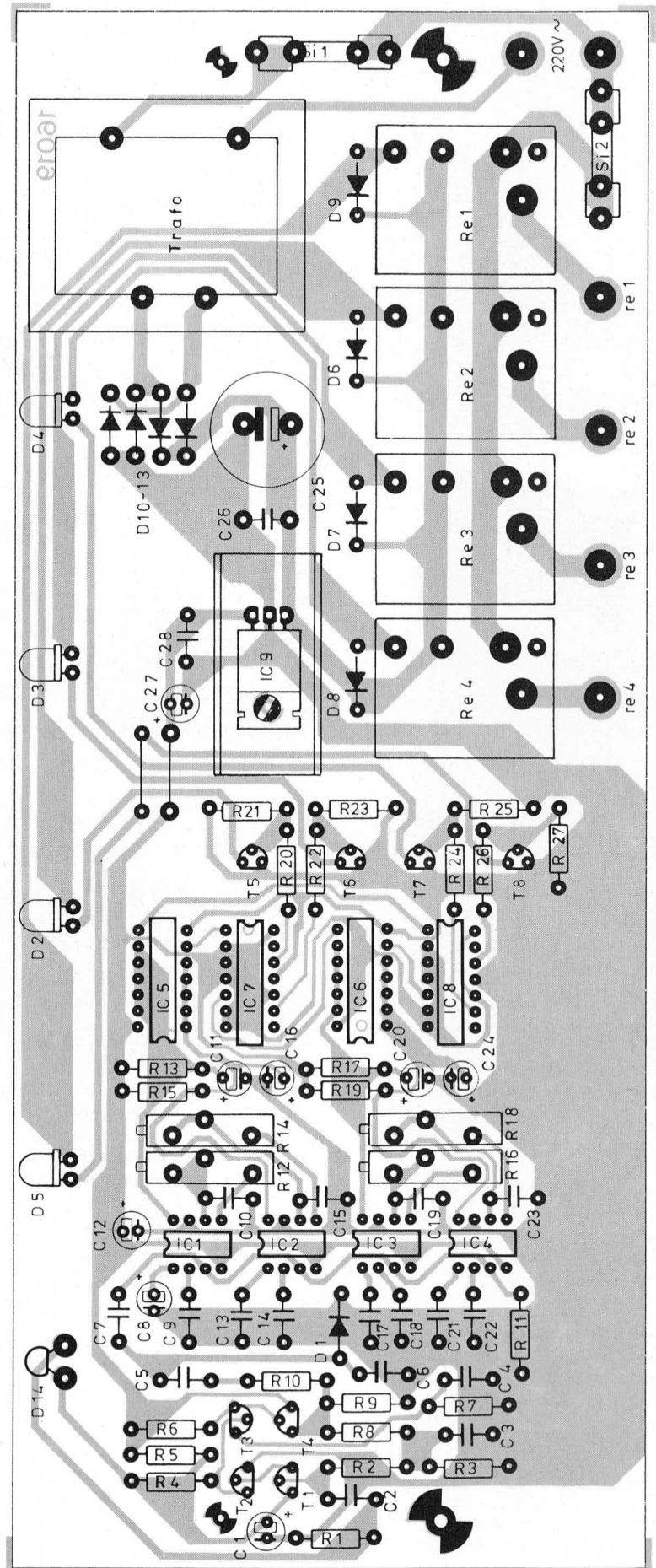
C1	10µF/16 V
C2	150 pF
C3	10 nF
C4	15 nF
C5	22 nF
C6	1 nF
C7	22 nF
C8	1 µF/16 V
C9	100 nF
C10	4,7 nF
C11	1 µF/16 V
C12	10 µF/16 V
C13	470 nF
C14	68 nF
C15	4,7 nF
C16	1 µF/16 V
C17	330 nF
C18	33 nF
C19	4,7 nF
C20	1 µF/16 V
C21	220 nF
C22	22 nF
C23	4,7 nF
C24	1 µF/16 V

Widerstände

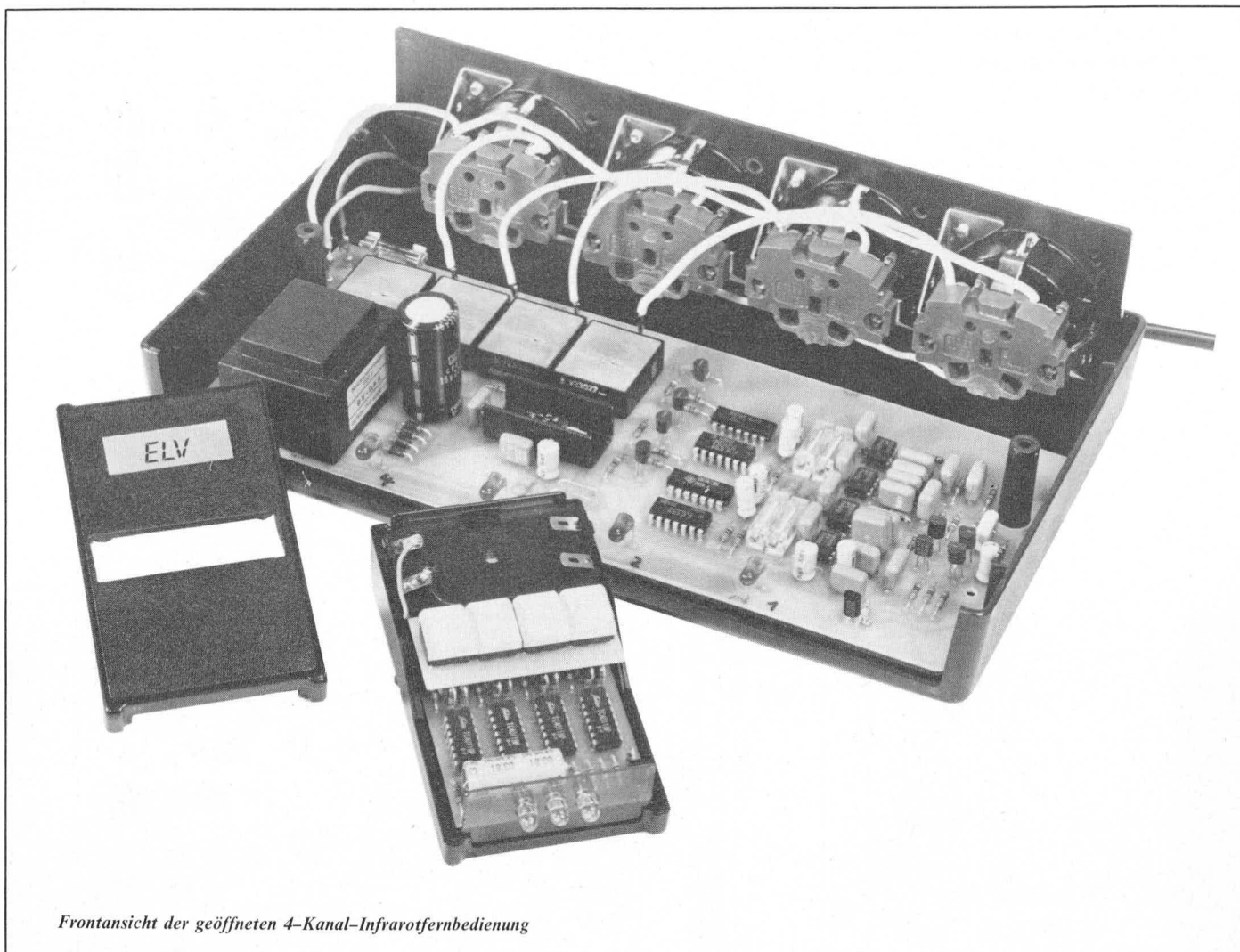
R1	100 kΩ
R2	1MΩ
R3	560 kΩ
R4	15 kΩ
R5, 6	1 kΩ
R7	2,2 kΩ
R8	150 kΩ
R9	1,5 kΩ
R10	4,7 kΩ
R11	100 kΩ
R12	10 kΩ, Wendeltrimmer
R13	1 kΩ
R14	10 kΩ, Wendeltrimmer
R15	1 kΩ
R16	10 kΩ, Wendeltrimmer
R17	1 kΩ
R18	10 kΩ, Wendeltrimmer
R19	1 kΩ
R20	10 kΩ
R21	4,7 kΩ
R22	10 kΩ
R23	4,7 kΩ
R24	10 kΩ
R25	4,7 kΩ
R26	10 kΩ
R27	4,7 kΩ

Diverses

- 4 Kartenrelais 1 x um, 10 A
- 2 Profil-Kühlkörper SK 13/35 SA-220
- 1 Trafo, 1 x 9 V/0,5 A
- 2 Sicherungshalter
- 2 Sicherungen
- 8 Lötnägel



Bestückungsseite der Platine des Infrarot-Empfängers



Frontansicht der geöffneten 4-Kanal-Infrarotfernbedienung

Zum Nachbau

Der Nachbau wird in gewohnter Weise anhand der Bestückungspläne vorgenommen.

Wichtig ist, bei allen Halbleiterbauelementen, insbesondere aber auch bei den Infrarot-Sende-Dioden und der Infrarot-Empfänger-Diode, daß diese beim Lötten nicht zu heiß werden.

Die beiden Senderplatinen werden mit kurzen, steifen Drahtenden zum Schluß so miteinander verlötet, daß sie einen Abstand von ca. 13 mm voneinander haben. Zweckmäßigerweise paßt man aber diesen Abstand dem betreffenden Sendergehäuse an, wobei auch Lötnägel für die Verbindung der beiden Platinen in Frage kommen.

Um das Gerät vor Störeinflüssen zu schützen, kann das Gehäuse des Empfängers, wie dies auch beim Kapazitätsmeßgerät DCM 7000 vorgesehen war, mit Graphit-spray eingesprüht werden und anschließend mittels Schraube, Lötöse, Mutter und flexiblem Draht mit Masse der Platine verbunden werden.

Besonders Vorsichtige können zudem ein Netzstörfilter in die Zuleitung zum Transformator legen, was sich bei unseren Testgeräten jedoch als völlig überflüssig erwiesen hat, da die Geräte eine gute Störsicherheit aufwiesen.

Abgleich und Inbetriebnahme der Infrarot-Fernbedienung

Nach dem Zusammenbau werden die Platinen noch einmal gründlich auf Bestückungsfehler, schlechte Lötstellen und evtl. Zinnbrücken auf der Kupferseite untersucht.

Bevor Sie die Anlage in Betrieb nehmen, sollten Sie unbedingt alle notwendigen Vorsichtsmaßnahmen treffen, da der Empfänger mit Netzspannung arbeitet.

Beim Sender ist überhaupt kein Abgleich erforderlich. Der Empfängerabgleich wird zweckmäßigerweise wie folgt durchgeführt:

Bei jedem Betätigen einer Sendetaste, egal wie lange diese festgehalten wird, strahlen die Sende-Dioden eine Impulsfolge mit einer Länge von ca. 4 msec. aus. Es ist daher für den Abgleich erforderlich, daß die betreffenden Sendetasten Ta 1 bis Ta 4 während des Abgleichvorgangs fortlaufend betätigt werden.

Zu Beginn des Abgleichvorganges bringen wir die Wendeltrimmer R 12, R 14, R 16 und R 18 möglichst in die Anfangs- oder auch Endstellung, von der aus der Abgleichvorgang beginnen kann.

Beginnen wir mit dem Abgleich des Kanal 1. Die Taste Ta 1 ist fortlaufend ca. alle sec. einmal zu betätigen und dabei der Wendeltrimmer R 12 langsam zu verdrehen, und zwar so, daß pro Tastenbetätigung der Wendeltrimmer höchstens um $\frac{1}{4}$ Drehung weitergedreht wird.

Zu irgendeinem Zeitpunkt, wahrscheinlich wenn R 12 sich ungefähr in Mittelstellung befindet, beginnt Re 1 bei jedem Tastendruck anzuziehen und beim nächsten wieder abzufallen. Der Wendeltrimmer wird weiter gedreht, bis das Relais aufhört zu schalten. Nun dreht man R 12 so weit zurück, daß er sich ungefähr in der Mitte des Bereichs befindet, in dem das Relais schaltet.

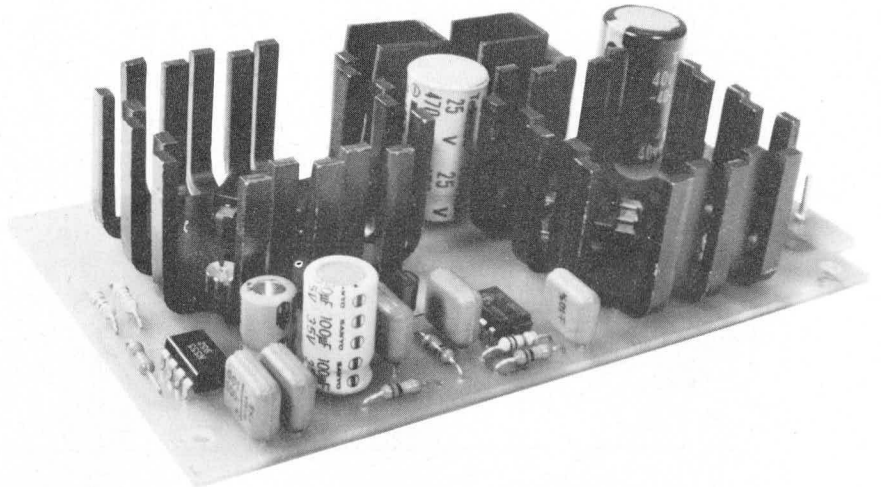
Für den Abgleich des Kanals 2 geht man in gleicher Weise vor, indem die Taste Ta 2 fortlaufend betätigt wird und dabei R 14 langsam verdreht wird, bis das Relais Re 2 einwandfrei schaltet.

Für die Kanäle 3 und 4 geht man in gleicher Weise vor.

Sind alle Kanäle soweit eingestellt, wird überprüft, ob kein Kanal einen anderen beeinflusst und ggfs. ein Feinabgleich vorgenommen, wobei ebenfalls auf größte Empfindlichkeit Wert gelegt werden sollte.

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

Leistungsgleichspannungs- verdoppler



Die hier vorgestellte Schaltung eignet sich zur Verdopplung einer vorhandenen 12 V Autoakku-Spannung (10—15 V), wobei die Besonderheit darin liegt, daß kein Transformator benötigt wird.

Die Anwendungsfälle reichen vom HiFi-Verstärker im Auto oder Boot über die Möglichkeit des direkten Ladens eines 12 V Akkus aus einem anderen 12 V Akku (über Vorwiderstand) bis hin zum Einsatz in Zusammenhang mit der ebenfalls in dieser Ausgabe beschriebenen Lade- und Stabilisierungs-Schaltung.

Allgemeines

Spannungen zu reduzieren (zu verkleinern) ist im allgemeinen recht einfach, sofern man keine bestimmten Anforderungen bezüglich des Wirkungsgrades stellt.

Im einfachsten Fall wird dies durch einen Widerstands-Spannungsteiler realisiert, komfortabler hingegen mit einem Längstransistor und Regelungselektronik.

Komplizierter wird die ganze Sache, wünscht man eine Ausgangsspannung, die größer als die zur Verfügung stehende Eingangsspannung ist.

Hier gibt es nun verschiedene Möglichkeiten:

- die am nächsten liegende dürfte dabei wohl die sein:

Umformen (zerhacken) der Gleichspannung in eine Wechselspannung, dann über einen Transformator herauftransformieren und zum Schluß wieder gleichrichten.

Abgesehen vom Aufwand ist auch der Wirkungsgrad nicht der beste, und die Möglichkeit der direkten Regelung ist kaum gegeben.

- als weitere Möglichkeit bietet sich der Sparschwinger an, wie er auch in unserer Thyristor-Kondensator-Zündung (ELV Nr. 6) erfolgreich eingesetzt wurde.

Sehr vorteilhaft ist hierbei die Möglichkeit der direkten Regelung der Ausgangsspannung während der Spannungsumsetzung.

Durch den erforderlichen Topfkern ist

die Leistung dieser Schaltungsart jedoch sehr begrenzt.

- die dritte, und in vielen Fällen wohl auch die sinnvollste Möglichkeit besteht im Einsatz von Schaltreglern, mit denen man nicht nur Schaltnetzteile mit geringer Verlustleistung aufbauen kann, sondern ebenso Spannungswandler, deren Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung ist.

Auch hier ist der Aufwand beträchtlich, da die erforderlichen Speicherdrosseln immer noch ihren Preis haben.

- als 4. Möglichkeit wollen wir Ihnen hier, in dem nachfolgenden Artikel, die transformatorlose Gleichspannungsverdopplung vorstellen, bei der, wie der Name schon sagt, kein Transformator o. ä. benötigt wird.

Die Leistung der Schaltung ist beträchtlich, bei gutem Wirkungsgrad, der sich aufgrund besonderer, schaltungstechnischer Feinheiten ergibt, auf die wir später noch eingehen werden.

Allerdings ist die Schaltung lediglich in der Lage, die Spannung zu verdoppeln. Genauer betrachtet, ist die Ausgangsspannung sogar noch um den Betrag der Diodenflußspannungen von D 1 und D 2, sowie der Kollektor-Emitter-Spannungsabfälle (in Sättigung) von T 1 und T 2 geringer, als die doppelte Eingangsspannung.

Da die Summe der vorher aufgezählten Spannungsabfälle in erster Näherung konstant ist (ca. 2—4 V), lassen sich nicht beliebig kleine Eingangsspannungen verdoppeln.

Technische Daten:

U_{ein}	10 bis 15 V
U_{ausNenn}	24 V
I_{ausNenn}	2 A
I_{ausmax}	5 A (kurzzeitig)
R_i	~ 1 Ω
Taktfrequenz	~ 5 kHz

Interessant wird diese Schaltung erst für Eingangsspannungen ab 10 V, wobei die hier vorgestellte Schaltung zwischen 10 V und 15 V einwandfrei arbeitet, hingegen ist sie für Anwendungen zur Verdopplung von 6 V auf 12 V nicht geeignet.

Für Letztgenanntes kommt man um einen Sperrschwinger oder Schaltregler wohl kaum herum.

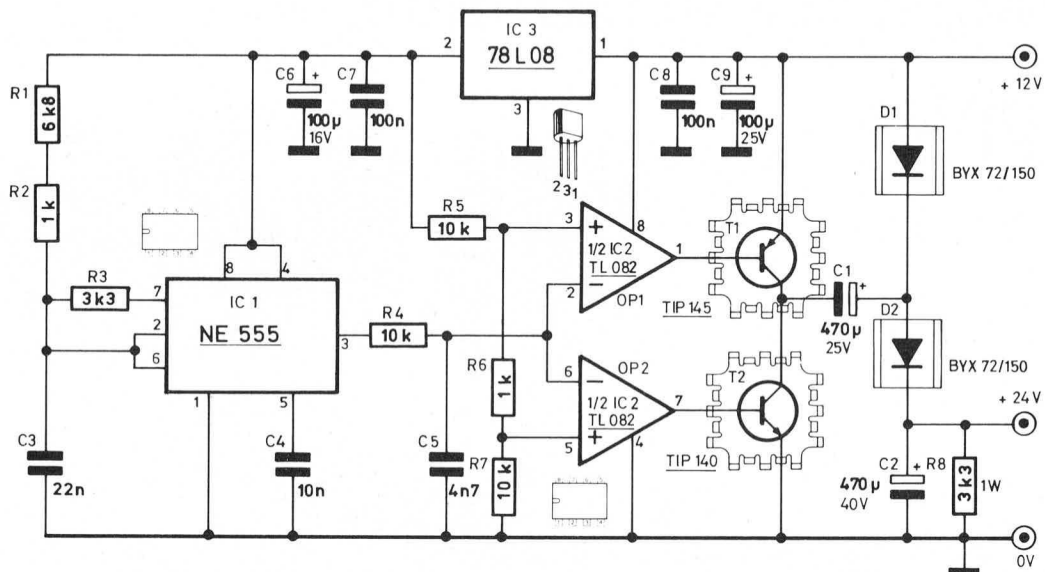
Sollten Sie, verehrte Leser, hieran ein Interesse haben, wobei Sie mit Bauteilekosten in der Größenordnung von DM 100,— rechnen sollten, schreiben Sie uns doch bitte (möglichst mit Angabe der gewünschten Ausgangsspannung — vermutlich 12 V oder 24 V — und des Ausgangsstromes).

Sollte eine größere Nachfrage nach solch einer Schaltung bestehen, werden wir selbstverständlich gern eine entsprechende Entwicklung, in gewohnter ELV-Qualität, vornehmen, wobei wir Sie bitten, bei Ihren Zuschriften zu berücksichtigen, daß der Wunsch nach größeren Leistungen teuer werden kann und Sie mit so wenig wie möglich auskommen sollten, damit das ganze auch erschwinglich wird.

Doch nun genug der Vorrede, kommen wir jetzt zu unserer Gleichspannungsverdopplerschaltung.

Das Prinzip der transformatorlosen Gleichspannungsverdopplung

Bevor wir mit der Beschreibung der Gesamtschaltung beginnen, wollen wir zunächst den wichtigsten Schaltungsteil, die eigentliche Gleichspannungsverdopplung, getrennt herausgreifen und beschreiben.



Schaltbild des Leistungs-Gleichspannungsverdopplers 12 V/24 V

Schauen wir uns hierzu das Blockschaltbild (Bild 1) an.

Die beiden Endtransistoren T1 und T2 finden wir hier in Form von 2 Schaltern (S1 und S2) wieder, da auch die Transistoren nur im Schalterbetrieb gesteuert werden. S1 und S2 werden, wie auch T1 und T2, immer abwechselnd geschaltet, d. h. entweder ist S1 geöffnet und S2 geschlossen oder umgekehrt.

Ist S1 geöffnet und S2 geschlossen, so fließt durch D1 und D2 ein Strom, der C1 und C2 auflädt. Wird nun S2 geöffnet und S1 geschlossen, so liegt der Minuspol von C1 am Pluspol der Speisespannung (12 V), d. h. die Spannung von C1 wird zur Speisespannung addiert.

Diese erhöhte Spannung lädt nun C2 auf. Hierbei sinkt gleichzeitig die Spannung von C1, so daß die Ausgangsspannung noch nicht gleich 2 x der Eingangsspannung ist. Dies ist erst nach einigen Schaltfolgen der Fall, da bei jedem Schaltwechsel C2 durch C1 weiter aufgeladen wird, und zwar solange, bis die Ausgangsspannung doppelt so groß ist, wie die Eingangsspannung.

D1 verhindert hierbei ein Entladen von C2, wenn C1 bei den weiteren Schaltfolgen immer wieder nachgeladen wird.

Genaugenommen müssen wir allerdings, wie schon weiter vorstehend erläutert, die Diodenflußspannungen, sowie die Spannungsabfälle an den Schaltern (Transisto-

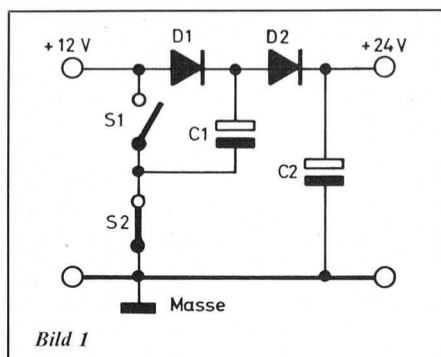
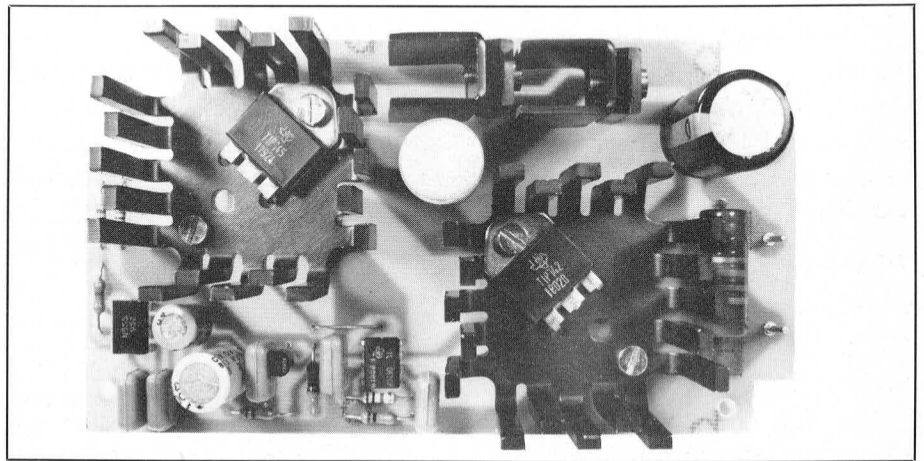


Bild 1



ren), von der verdoppelten Ausgangsspannung abziehen.

Nachdem wir diesen wesentlichen Schaltungsteil besprochen haben, wenden wir uns nun der Gesamtschaltung zu.

Zur Schaltung

Die Schaltung läßt sich im wesentlichen in 3 Blöcke aufteilen:

1. Die eigentliche Verdopplerschaltung deren prinzipielle Funktionsweise im vorgehenden Abschnitt erläutert wurde, besteht im wesentlichen aus den beiden Kondensatoren C1 und C2, den Dioden D1 und D2, sowie den als Schalter dienenden Transistoren T1 und T2.
2. Die Erzeugung der Rechteckspannung von ca. 10 kHz wird mittels des als Multivibrator geschalteten IC1 des Typs NE 555 realisiert.

Auf eine Besonderheit wollen wir hierbei aufmerksam machen:

Durch die etwas ungewöhnliche Beschaltung des NE 555 wird ein Tastverhältnis von nahezu exakt 1:1 erreicht,

wie hier auch benötigt wird und welches mit der sonst üblichen Schaltungsart des NE 555 nicht zu erreichen ist.

Da die Widerstandswerte für R1 + R2, sowie R3 möglichst genau stimmen sollten, ist die Reihenschaltung von R1 + R2 nicht ohne weiteres durch einen einzigen Widerstand zu ersetzen, da ein Wert $6,8 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega = 7,8 \text{ k}\Omega$ kaum erhältlich sein dürfte.

Aufgrund der vorliegenden Schaltung steht am Ausgang des IC1 (PIN 3) eine Frequenz von ca. 5 kHz und einem Tastverhältnis von 1:1 an.

IC3 dient in Verbindung mit C6 bis C9 zur Erzeugung einer stabilisierten Spannungsversorgung für den Multivibrator.

3. Transistoren, und hierbei bevorzugt Leistungstransistoren, weisen eine gewisse Trägheit, besonders beim Abschalten, auf.

Würde nun T1 durchsteuern und T2 wäre noch nicht ganz gesperrt, so hätte dies einen sehr hohen, wenn auch kurzen Strom zur Folge.

Im ungünstigsten Fall könnte dies sogar zur Zerstörung der Endstufe führen, meist jedoch nur zu einer mehr oder

weniger stark erhöhten Leerlaufstromaufnahme, die den Wirkungsgrad somit herabsetzt.

Der aus IC 2, C 5 sowie R 4 bis R 7 bestehende Schaltungsteil dient nun zum einen zur Ansteuerung der Endstufe (T1, T2) und zum anderen zur Erzeugung einer geringen Tastlücke, die ein überlappendes Einschalten von T1 und T2 verhindert und so zu einem verbesserten Wirkungsgrad, durch eine reduzierte Leerlaufstromaufnahme, beiträgt.

Die Funktionsweise ist hierbei wie folgt:

Aus der am Ausgang von IC1 (PIN3) anstehenden Rechteckfrequenz wird mittels R 4 und C 5 ein dreieckähnlicher Spannungsverlauf gemacht.

Geringfügige Abweichungen von der idealen Dreieckform spielen hierbei keine Rolle, wichtig ist nur, daß der Kurvenverlauf symmetrisch ist.

Über den Spannungsteiler R5 bis R7 liegen die nicht invertierenden (+) Eingänge der beiden, im IC 2 integrierten Operationsverstärker OP1 und OP2 auf festem Potential, wobei der + Eingang von OP1 noch etwas höher liegt, als der von OP2. Hierdurch wird er-

reicht, daß der Ausgang von OP1 etwas früher auf „HIGH“ geht (T1 sperrt), bevor noch der Ausgang des OP2 auf „HIGH“ geht (T2 steuert durch).

Bei der 2. Halbwelle geht der Ausgang von OP2 zunächst wieder auf „LOW“ (T2 sperrt), und erst danach der Ausgang von OP1 ebenfalls auf „LOW“ (T1 steuert durch).

Durch dieses Schaltverhalten ergibt sich die Tastlücke, deren Breite mit R6 verändert werden kann (R6 größer = Lücke größer).

Wird R6 durch eine Brücke ersetzt (R6 = 0), so ergibt sich ein Schaltverhalten der Endstufe, wie bei einfacher Rechtecksteuerung (ohne Tastlücke).

Zum Nachbau

Wird der Nachbau in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes durchgeführt, sollte die Schaltung auf Antrieb arbeiten, zumal kein Abgleich erforderlich ist, und die verwendeten Bauelemente weitgehend unproblematisch in ihrer Handhabung sind. Lediglich das IC 2 des Typs TL 082 ist durch seine sehr hochohmigen Eingänge etwas empfindlich gegen statische Aufladungen und sollte daher etwas vorsichtig behandelt werden.

Stückliste: Leistungs-Gleichspannungs- verdoppler 12V/24V

Halbleiter

IC 1	NE 555
IC 2	TL 082
IC 3	78L08
T 1	TIP 145
T 2	TIP 140
D 1, D 2	BYX 72/150

Kondensatoren

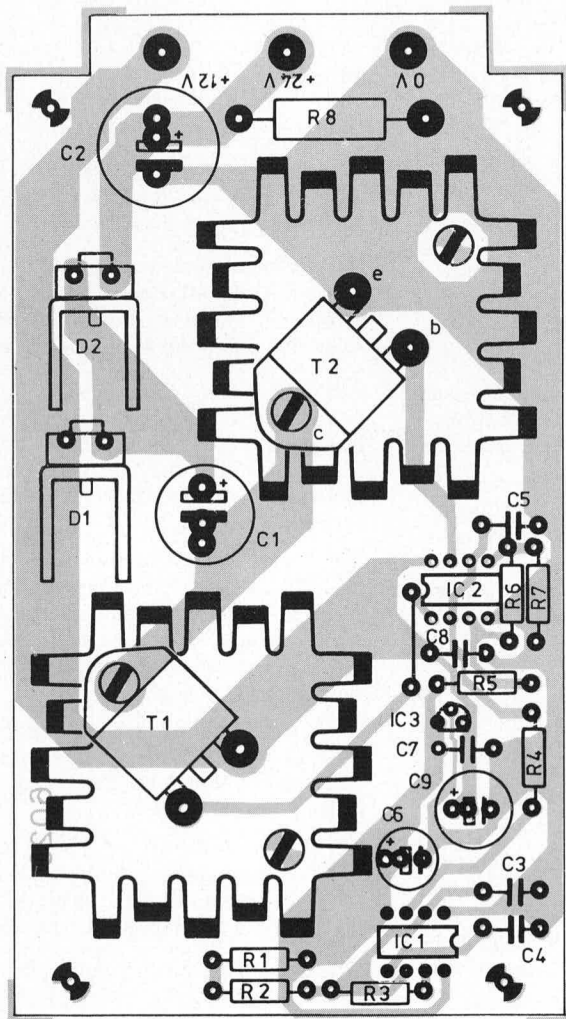
C 1	470 µF/25 V
C 2	470 µF/40 V
C 3	22 nF
C 4	10 nF
C 5	4,7 nF
C 6	100 µF/16 V
C 7, C 8	100 nF
C 9	100 µF/25 V

Widerstände

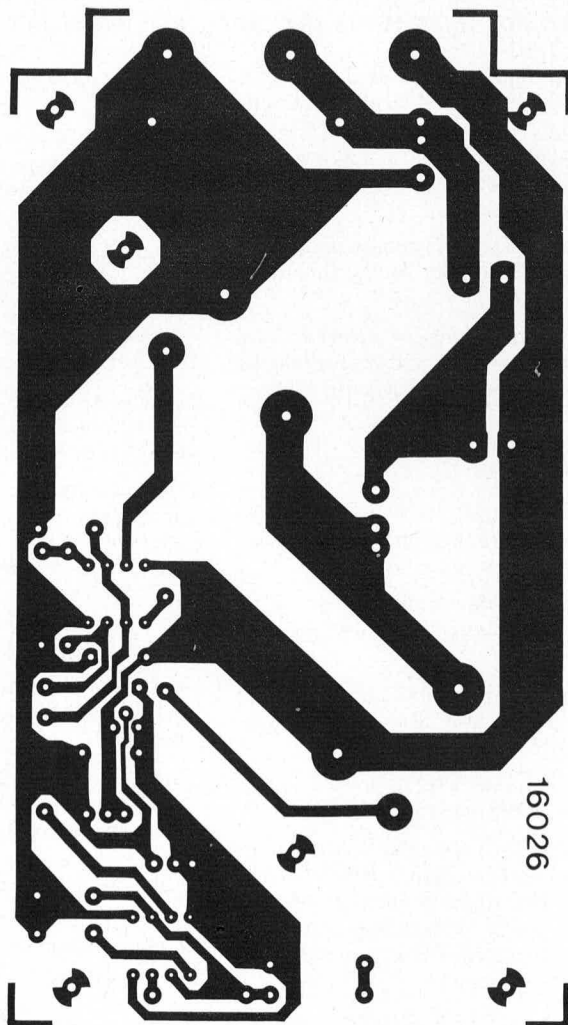
R 1	6,8 kΩ
R 2	1 kΩ
R 3	3,3 kΩ
R 4, R 5	10 kΩ
R 6	1 kΩ
R 7	10 kΩ
R 8	3,3 kΩ/1 Watt

Sonstiges

- 2 Finger-Kühlkörper
- 2 U-Kühlkörper
- 3 Lötstifte

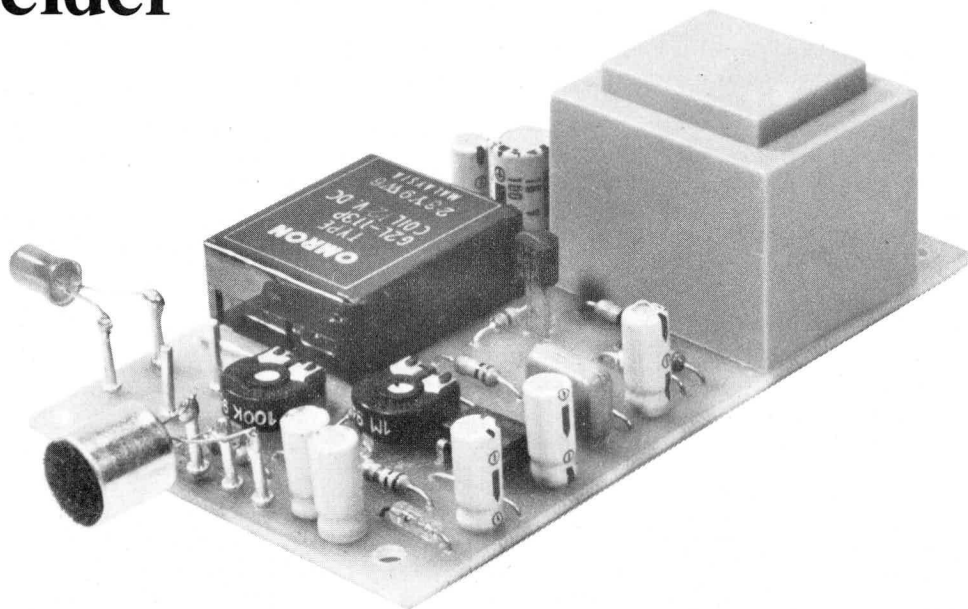


Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine

Geräuschmelder



Möchte man wissen, ob während der Abwesenheit das Telefon geklingelt, das Baby geschrien oder der Hund gebellt hat, so leistet dieser Geräuschmelder mit Speicheranzeige gute Dienste.

Sobald der mit R5 eingestellte Lautstärkepegel überschritten wird, leuchtet eine rote LED auf, und zwar so lange, bis man durch kurzes Betätigen des Resttasters den Ruhezustand wieder herstellt.

Weitere Anwendungsfälle für diese Schaltung sind denkbar, so z. B. als Geräusch-Alarmanlage, wobei allerdings sichergestellt sein muß, daß ein Fehlalarm durch vorbeifahrende Lkws oder tieffliegende Düsenjäger ausgeschlossen ist.

Entsprechende Voraussetzungen findet man z. B. bei Installation der Anlage innerhalb eines Safes o. ä.

Als Zusatz kann dann ein Relais auf die Platine gesetzt werden, welches Ströme bis zu 8 A bei 220 V \approx schalten kann (Sirene, Rolllöre etc.).

Zur Schaltung

Als Geräuschaufnehmer wurde ein Elektret-Kondensatormikrofon eingesetzt, das ebenso gut wie preiswert ist.

Über R1 in Verbindung mit C1 wird die für das Mikrofon nötige Versorgungsspannung erzeugt.

Das Signal gelangt über C2 auf den invertierenden (-) Eingang des Operationsverstärkers OP1.

In dem IC des Typs TL082 sind zwei Operationsverstärker integriert.

Der erste (OP1) ist als reiner Wechselspannungsverstärker geschaltet, dessen Gleichspannungs-Nullabgleich mit R2 durchgeführt und dessen Verstärkung und damit die Ansprechempfindlichkeit mit R5 eingestellt werden kann.

D1 koppelt das Signal aus, das anschließend über R6 auf den Kondensator C3 gelangt.

R6 dient hierbei zur Begrenzung der An-

sprechgeschwindigkeit, so daß sehr kurze Impulse (kleiner 0,1 sec.) unwirksam bleiben.

Wird R6 verkleinert oder gar überbrückt, so spricht die Schaltung innerhalb weniger msec. an.

R7 sorgt für die langsame Entladung (ca. 1 sec.) von C3, so daß sich die Schaltung nicht selbsttätig „aufschaukeln“ kann. Die Resettaste T1 dient zum Wiederherstellen des Ruhezustandes.

OP2 ist als Komparator geschaltet, dessen invertierender (-) Eingang über den Spannungsteiler R8/R9 auf ca. 0,5 Volt liegt.

Überschreitet die Spannung an C3, die durch den nicht invertierenden (+) Eingang abgefragt wird, diesen Wert von ca. 0,5 Volt, so geht der Ausgang von OP2 von ca. -6 Volt auf +6 Volt und T1 steuert durch, so daß die LED D3 aufleuchtet und, sofern vorhanden, das Relais schaltet.

C4 und C5 dienen der Entstörung und tragen zur allgemeinen Stabilität der Schaltung bei.

Mit Hilfe von R12/D6 wird die positive und mit R13/D7 die negative Versorgungsspannung stabilisiert.

Da geringe Spannungsschwankungen dem Relais Re1 nicht schaden, wird dies direkt an die ungestabilisierte Versorgungsspannung geführt, so daß für die eigentliche Stabilisierung zwei Z-Dioden ausreichen.

Zum Nachbau

Der Aufbau wird in gewohnter Weise durchgeführt, indem die Platine zunächst

mit den Widerständen, Kondensatoren und sonstigen, passiven Bauelementen bestückt wird.

Als letztes werden die Dioden, der Transistor, das IC sowie der Trafo eingelötet und sofern gewünscht, auch das Relais.

Das Elektret-Kondensator-Mikrofon wird nun laut Anschlußbelegung mit der Platine verbunden, wobei die Zuleitung kurz sein sollte (möglichst direkt auf die Platine setzen).

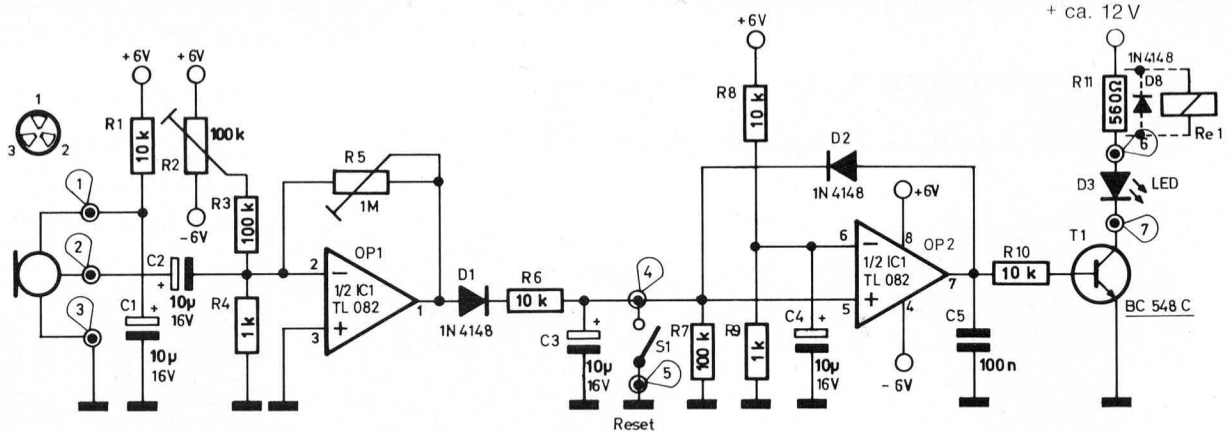
Ist eine etwas größere Entfernung zwischen Mikrofon und Platine erforderlich (einige Meter), so sollte abgeschirmtes Mikrofonskabel (2-Adern + Abschirmung als Masse) verwendet werden.

Die Funktion der Schaltung, dessen Empfindlichkeit mit R5 eingestellt werden kann, ist dann zunächst, bei direkt angeschlossenem Mikrofon, zu überprüfen und anschließend erneut, nachdem die Mikrofonzuleitung eingefügt wurde.

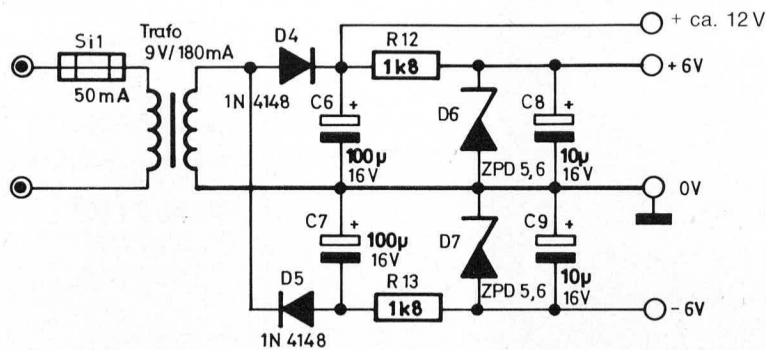
Bevor die Schaltung in Betrieb genommen wird, ist die Platine auf Bestückungsfehler, Leiterbahnunterbrechungen und Zinnbrücken zu überprüfen.

Wichtig zu beachten ist noch, daß die Gleichspannungseinstellung mit R2 sorgfältig vorgenommen wird, damit die Funktion der Schaltung gewährleistet ist.

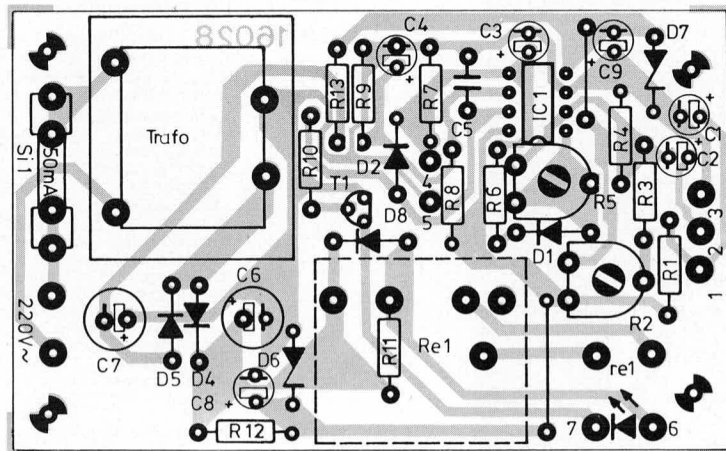
Hierzu ist R5 zunächst voll aufzudrehen (größter Widerstand = größte Verstärkung = größte Gleichspannungsverschiebung des Ausgangs von OP1), um die Ausgangsspannung von OP1 auf ca. 0 V (gegen Masse gemessen) abzugleichen. Treten



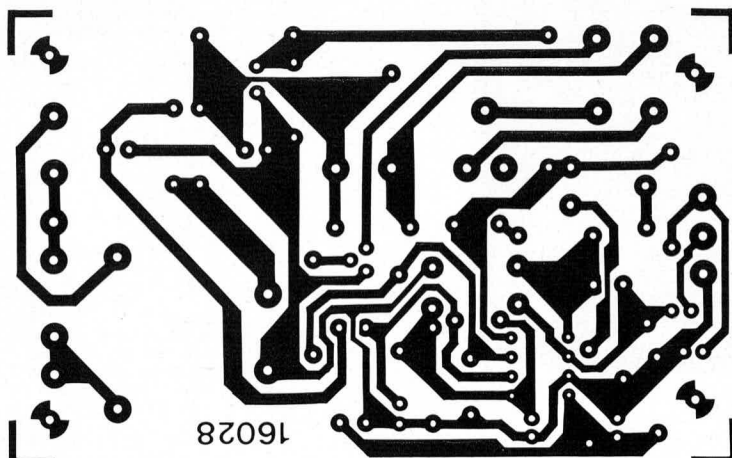
Schaltbild des Geräuschmelders



Netzteil zur Geräuschmelder



Leiterbahnseite der Basis-Platine



Leiterbahnseite der Anzeigen-Platine

größere Temperaturschwankungen der Umgebung auf, ist der Abgleich dann zu wiederholen.

Abschließend sei noch angemerkt, daß manche Mikrofone eine abweichende Anschlußbelegung aufweisen.

Als Hilfestellung dient hierbei, daß der Masseanschluß meistens mit dem Gehäuse des Mikrofons verbunden ist. Der Anschluß der beiden noch verbleibenden Drähte ist dann auszuprobieren, wobei eine Verpolung im allgemeinen unschädlich ist.

Wir wünschen Ihnen viel Erfolg beim Nachbau.

Stückliste Geräuschmelder Halbleiter

IC 1	TL 082
T1	BC 548 C
D1, D2	1N 4148
D3	LED, rot, 5 mm
D4, D5	1N 4148
D6, D7	ZPD 5,6

Kondensatoren

C1 bis C4	10 μ F/16V
C5	100 nF
C6, C7	100 μ F/16V
C8, C9	10 μ F/16V

Widerstände

R1	10 k Ω
R2	100 k Ω , Trimmer
R3	100 k Ω
R4	1 k Ω
R5	1 M Ω , Trimmer
R6	10 k Ω
R7	100 k Ω
R8	10 k Ω
R9	1 k Ω
R10	10 k Ω
R11	560 Ω
R12, R13	1,8 k Ω

Sonstiges

- 1 Elektret-Kondensator-Mikrofon
- 1 Taster
- 1 Siemens-Kartenrelais
- 1 Trafo 220V/9V-180 mA
- 1 Platinensicherungshalter
- 1 Sicherung 50 mA
- 9 Lötstifte