

DM 14,80

magazin für elektronik

# elrad

## Special 5

Zu diesem Special-  
Heft sind Platinen-  
Folien erhältlich!

**Moving-Coil-Vorverstärker, Verbrauchsanzeige für Kfz und Heizung, Ereigniszähler, Elektronische Frequenzweiche, LM 380-Kochbuch, CMOS-555, Ringmodulator, Pulsmesser, Selbstbau-Laser, Servo-Tester, Drehrichtungs- und Fahrstromregler, 300 W PA, Choraliser, Lineares Ohmmeter, Metallsuchgerät, 4-Wege-Lautsprecherbox, Regelbares Netzteil, Aussteuerungs-Meßgerät mit LED-Anzeige, IR-60, Digitale Stimmgabel**

# elrad Platinen

Elrad-Platinen sind aus Epoxid-Glashartgewebe, bei einem \* hinter der Bestell-Nr. jedoch aus HP-Material. Alle Platinen sind fertig gebohrt und mit Lötack behandelt bzw. verzinkt. Normalerweise sind die Platinen mit einem Bestückungsaufdruck versehen, lediglich die mit einem „o. B.“ hinter der Bestell-Nr. gekennzeichneten haben keinen Bestückungsaufdruck. Zum Lieferumfang gehört nur die Platine. Die zugehörige Bauanleitung entnehmen Sie bitte den entsprechenden Elrad-Heften. Anhand der Bestell-Nr. können Sie das zugehörige Heft ermitteln: Die ersten beiden Ziffern geben den Monat an, die dritte Ziffer das Jahr. Die Ziffern hinter dem Bindestrich sind nur eine fortlaufende Nummer. Beispiel 099-91: Monat 09 (September, Jahr 79.

Mit Erscheinen dieser Preisliste verlieren alle früheren ihre Gültigkeit.

Platine	Best.Nr. Preis DM	Platine	Best.-Nr. Preis DM	Platine	Best.-Nr. Preis DM
Sound-Generator	019-62* 21,95	Auto-Akku-Ladegerät	109-95* 5,10	EPROM-Programmiergerät	050-131 8,90
Buzz-Board	128-60*oB 2,40	NF-Modul Vorverstärker	119-96 30,80	AM-Empfänger	050-132* 3,40
Dia-Tonband Taktgeber	019-63* 7,70	Universal-Zähler (Satz)	119-97 26,80	Digitale Stimmgabel	060-133 3,70
Kabel-Tester	019-64* 8,80	EPROM-Programmierer (Satz)	119-98 31,70	LED Drehzahlmesser	060-134* 5,20
Elektronische Gießkanne	029-65* 4,60	Elektr. Zündschlüssel	119-99* 4,20	Auto-Voltmeter	060-135* 3,00
NF-Begrenzer-Verstärker	029-66* 4,40	Dual-Hex-Wandler	119-100* 12,20	Ringmodulator	060-136* 3,95
Strom-Spannungs-Meßgerät	029-67* 12,85	Stereo-Verstärker Netzteil	129-101 15,60	Eichspannungs-Quelle	060-137 3,75
500-Sekunden-Timer	128-60*oB 2,40	Zähler-Vorverstärker		Lin/Log Wandler	060-138 9,80
Drehzahlmesser für Modellflugzeuge	039-68 15,20	10 MHz	129-102 8,40	Glücksrad	060-139* 4,85
Folge-Blitz	039-69* 3,90	Zähler-Vorteiler 500 MHz	129-103 12,20	Pulsmesser	070-140 6,60
U x I Leistungsmeßgerät	039-70 21,20	Preselektor SSB		EMG	070-141 13,95
Temperatur-Alarm	128-60*oB 2,40	Transceiver	129-104 4,10	Selbstbau-Laser	070-142 12,00
C-Meßgerät	049-71* 4,25	Mini-Phaser	129-105* 10,60	Reflexempfänger	070-143* 2,60
2m PA, V-Fet	068-33oB 5,50	Audio Lichtspiel (Satz)	129-106* 47,60	Auto-Alarmanlage (Satz)	070-144* 7,80
Sensor-Organ	049-72oB 31,50	Moving-Coil VV	010-107 16,50	Leitungssuchgerät	070-145* 2,20
2 x 200 W PA Endstufe	059-73 20,70	Quarz-AFSK	010-108 22,00	Gitarrenübungs-Verstärker	080-146 19,60
2 x 200 W PA Netzteil	059-74 12,20	Licht-Telefon	010-109* 5,80	Wasserstands-Alarm	080-147* 2,60
2 x 200 W PA Vorverstärker	059-75* 4,40	Warnblitzlampe	010-110* 3,70	80m SSB Empfänger	080-148 9,40
Stromversorgungen 2 x 15V	059-76 6,80	Verbrauchsanzeige (Satz)	020-111 9,30	Servo-Tester	080-149* 3,20
723-Spannungsregler	059-77 12,60	Ereignis-Zähler (Satz)	020-112* 12,50	IR 60 Netzteil	090-150 6,20
DC-DC Power Wandler	059-78 11,20	Elektr. Frequenzweiche	020-113* 14,80	IR 60 Empfänger	090-151 6,50
Sprachkompressor	059-80* 8,95	Quarz-Thermostat	020-114* 9,55	IR 60 Vorverstärker	090-152 6,20
Licht-Organ	069-81oB 45,00	NF-Nachbrenner	020-115 4,95	Fahrstrom-Regler	090-153 14,20
Mischpult-System-Modul	069-82 11,80	Digitale Türklingel	020-116* 6,80	Netzsimulator	090-154 3,70
NF-Rauschgenerator	069-83* 3,70	Elbot Logik	030-117 20,50	Passionsmeter	090-155* 12,90
NiCad-Ladegerät	079-84 21,40	VFO	030-118 4,95	300 W PA	100-157 16,90
Gas-Wächter	079-85* 4,70	Rausch- und Rumpelfilter	030-119* 3,90	Aussteuerungs-Meßgerät	100-158* 6,20
Klick Eliminator	079-86 26,50	Parkzeit-Timer	030-120* 2,30	RC-Wächter (Satz)	100-159 13,50
Telefon-Zusatz-Wecker	079-87* 4,30	Fernschreiber Interface	030-121 10,80	Choraliser	100-160 42,70
Elektronisches Hygrometer	089-88 7,40	Signal-Verfolger	030-122* 13,25	IR 60 Sender (Satz)	100-161 12,30
Aktive Antenne	089-89 5,40	Elbot Licht/Schall/Draht	040-123 12,15	Lineares Ohmmeter	100-162 3,70
Sensor-Schalter	089-90 5,80	Kurzzeit-Wecker	040-124 2,60	Nebelhorn	100-163* 2,60
SSB-Transceiver	099-91oB 34,80	Windgenerator	040-125 4,10		
Gitarreneffekt-Gerät	099-92* 4,40	60 W PA Impedanzwandler	040-126 3,70		
Kopfhörer-Verstärker	099-93* 7,90	Elbot Schleifengenerator	050-127 5,60		
NF-Modul 60 W PA	109-94 10,50	Baby-Alarm	050-128* 4,30		
		HF-Clipper	050-129 7,80		
		Ton-Burst-Schalter	050-130* 4,60		

Eine Liste hier nicht mehr aufgeführter Platinen kann gegen Freiumschlag angefordert werden.

## Elrad Versand Postfach 2746-3000 Hannover 1

Die Platinen sind im Fachhandel erhältlich. Die angegebenen Preise sind unverbindliche Richtpreise. Der Elrad-Versand liefert zu diesen Preisen per Nachnahme (plus 3,- Versandkosten) oder beiliegenden Verrechnungsscheck (plus 1,40 Versandkosten).

# 300 W PA

Bei vielen Audio-Anwendungsbereichen gibt es einfach keinen Ersatz für reine Leistung – für Lautsprecher mit geringem Wirkungsgrad, für Außenlautsprechersysteme, oder Sie mögen den vollen Sound mit hoher Dynamik, den nur ein Hochleistungsverstärker bringt. Was auch immer Ihre Bedürfnisse sind – dieses 'Super-Leistungs-Modul' dürfte allen Anforderungen genügen.

Dies ist ein verhältnismäßig teures Projekt, verglichen mit unseren früheren Verstärkermodulen 2x200WPA (Mai 1979) oder dem neueren NF-Modul 60WPA (Oktober 1979). Für Anfänger oder ungeduldige Konstrukteure ist unser neues Projekt nicht empfehlenswert. Obwohl wir eine Schutzschaltung für den Ausgang vorgesehen haben, ist es unmöglich, vor Umständen zu schützen, die wir nicht vorhersehen können. Folgen Sie den Montageanweisungen in diesem Artikel – unter besonderer Berücksichtigung der wärmeableitenden Kühlbleche und der Stromversorgung etc., dann können Sie jedoch des Erfolgs gewiß sein. Wir müssen betonen, daß jede Abweichung von dieser Schaltung, ausgenommen der von uns vorgeschlagenen Variationen, Ihr Risiko erhöht, einen Transistor-Friedhof vor sich liegen zu haben.

Wenn dies Ihr erstes Projekt mit so hoher Leistung ist, so folgen Sie den Instruktionen genauestens, bis Sie sich mit der Einheit vertraut gemacht und ein Gefühl für diese Technik erlangt haben. Überprüfen Sie alles, denn ein Versäumnis kann verheerende, um nicht zu sagen spektakuläre Folgen haben, wenn etwas schief geht. Wenn wir Sie mit alledem nicht abgeschreckt haben – lesen Sie weiter! Hifi-Verstärker werden immer leistungsfähiger, und das aus gutem Grund. Moderne Aufnahmen, insbesondere direktgeschnittene Schallplatten, haben einen

Dynamikbereich von annähernd 40 dB zwischen den leisen Passagen und dem höchsten Crescendo. Wenn die leisen Passagen mit einer Ausgangsleistung von 100 mW gespielt werden, was völlig normal ist in der häuslichen Umgebung, würden Sie bei den lauten Passagen, um den vollen Dynamikbereich einer guten Schallplatte naturgetreu ohne 'Clipping' wiedergeben zu können, einen 1000 Watt-Verstärker benötigen. Dies, im Zusammenhang gesehen mit der Tendenz einiger Hersteller, Lautsprecher mit geringem Wirkungsgrad zu bauen, und der Tatsache, daß manche Leute ihre Musik gern laut (und unverzerrt) hören, macht einen Hochleistungsverstärker interessant.

Viele Verstärkerprojekte sind meist begrenzt auf eine Ausgangsleistung von etwa 50 W. Entwickelt mit billigen, leicht verfügbaren Transistoren, sind sie inzwischen sehr verbreitet. Wir haben den 2x60W-Verstärker gebracht, und einmal beschrieben wir den 'Schwarzen Giganten', der sogar 200 W an einer Last von 8 Ohm leistete. Wir haben uns bemüht, Verstärker mit solcher Ausgangsleistung nicht mit teuren, schwierig zu erhaltenden Transistoren zu entwickeln.

Um eine Leistungssteigerung eines 50W-Verstärkers zu erzielen, die subjektiv der Mühe wert ist, müssen wir die Watt-Leistung wenigstens um das 4fache erhöhen, also auf 200 W, denn das Ohr hat eine

logarithmische Charakteristik, und eine geringere Leistungssteigerung wäre kaum wahrnehmbar. Das mag zwar etwas simpel klingen, trifft aber die Grundidee.

Im Laufe der letzten Jahre bekamen wir viele Anfragen nach einem Hochleistungsverstärker, aber aus den oben angeführten Gründen hatten wir uns immer dagegen entschieden. Es wäre durchaus möglich gewesen, eine Einheit zu entwickeln mit einer Riesenanzahl gängiger Leistungstransistoren in der Ausgangsstufe – einmal haben wir eine Schaltung mit 24 Stück in der Endstufe gesehen! Schwierigkeiten für den Hobby-Elektroniker zu Hause sind hier wahrscheinlich, ganz abgesehen von der Kostenfrage.

Ein Brücken-Verstärker wurde bei der Planung dieses Projekts ausgeschlossen. Daher mußte als erstes eine ergiebige Quelle für passende Ausgangstransistoren gesucht werden.

Es gibt leider nicht allzu viele verfügbare Transistoren, die den Anforderungen genügen. Erstens ist der sichere Arbeitsbereich (SOAR) von größter Bedeutung. Dann, vielleicht genauso wichtig, ist die Lieferbarkeit. Lassen Sie uns zuerst das SOAR-Problem betrachten. Einige Hochleistungstransistoren vertragen sich nicht besonders gut mit den allgegenwärtigen 2N3055 (und deren Komplement, dem MJ2955), wenn sie als Verstärker arbeiten. Werfen Sie einen Blick auf die

## Technische Daten

### Ausgangsleistung

8 Ohm Last

200 W (Sinus)

4 Ohm Last

310 W (Sinus)

### Frequenzgang

20 Hz . . . 20 kHz

± 0,5 dB

### Fremdspannungsabstand

bezogen auf 200 W  
an 8 Ohm

-105 dB

### Eingangsspannung

für 200 W an 8 Ohm

1 V

für 300 W an 4 Ohm

1 V

### Klirrfaktor

siehe Diagramm

### Dämpfungsfaktor

20 Hz . . . 3 kHz

65

5 kHz

55

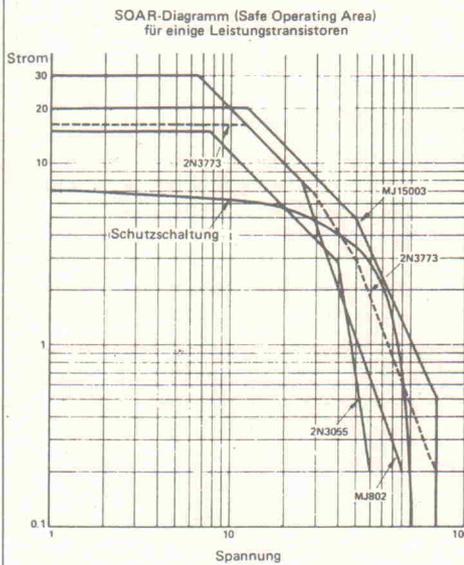
10 kHz

45

20 kHz

35

graphische Darstellung im Diagramm. Dies enthält die SOAR-Kurven verschiedener Leistungstransistoren. Der Arbeitsbereich ist die Fläche innerhalb der jeweiligen Grenzlinien. Wenn der Strom/Spannungs-Arbeitspunkt in irgendeinem Betriebszustand auf einen Punkt außerhalb des Bereichs der SOAR-Kurve fällt, wird der Transistor zerstört werden — und zwar mit erstaunlicher Schnelligkeit. Nun, die 2N3773 und MJ802 Transistoren scheinen auf den ersten flüchtigen Blick eine gute Wahl für einen Hochleistungsverstärker zu sein, man beachte aber, daß die SOAR-Charakteristik auch nicht viel besser ist als die des 2N3055. Bei 40V ( $V_{CC}$ ) ist der MJ802 sogar schlechter. Im Gegensatz dazu liegt der MJ15003 ein ganzes Stück außerhalb der Kurve des 2N3055 und hat daher eine viel höhere Nennleistung, wenn er als Verstärker betrieben wird. Daher wurden der MJ15003 und sein Komplement, der MJ15004, als Endtransistoren für diese Schaltung gewählt.



SOAR-Diagramm

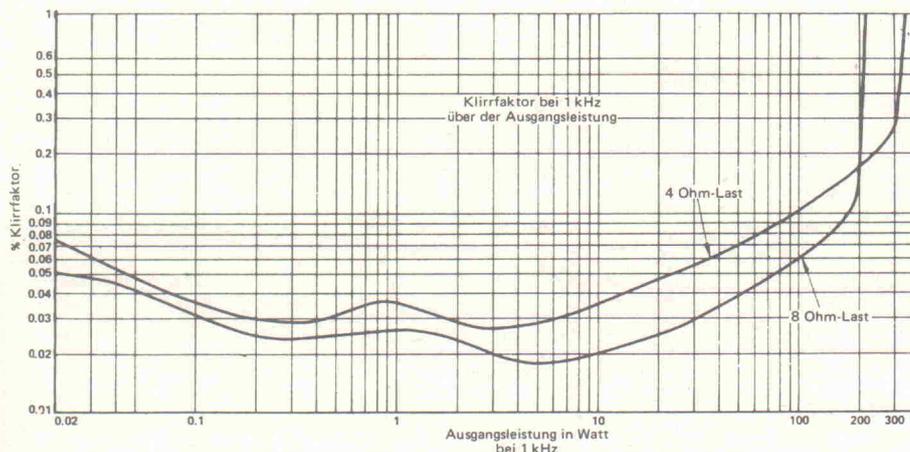


Diagramm für den Klirrfaktor bei verschiedenen Leistungen.

Außerdem werden diese Transistoren oft in industriellen Applikationen verwendet und sind daher bei einigen Händlern zu erhalten, erfüllen damit also auch die Bedingung der leichten Beschaffbarkeit (siehe Anzeigen in diesem Heft).

Ein anderes Problem, das sich mit der Entwicklung einer solchen Schaltung ergibt, ist der Überlastschutz für die Endstufe. Verstärker, die Transistoren wie den 2N3055/MJ2955 benutzen, können leicht mit einer Sicherung geschützt werden. In Hochleistungsverstärkern, wo Versorgungsschienen von 60–70 V nötig sind, wird die verfügbare Energie an den Ladecondensatoren den Transistor *und* die Sicherung zerstören — und zwar in dieser Reihenfolge.

Die Lösung für dieses Problem ist die Verwendung einer elektronischen Strombegrenzung am Ausgang. Das ist kompliziert, dafür aber eine relativ billige Versicherung gegen zufälligen (oder überlegten!) Mißbrauch. Die SOAR-Kurve, die sich *mit* der Schutzschaltung ergibt, ist ebenfalls im SOAR-Diagramm angegeben.

Die meisten Kosten entstehen durch die Endstufentransistoren, den Trafo und die Kühlkörper. Daher konnten wir uns für eine aufwendige Eingangsstufe entscheiden, um die Daten zu verbessern. Diese Art Verstärker haben meistens Treiberstufen, die im A-Betrieb arbeiten. Die Verzerrungen liegen daher im Bereich der zweiten Harmonischen. Durch Verwendung einer komplementären Differenz-Eingangsschaltung war es uns möglich, auf den Klasse-A-Treiber zu verzichten, und daher sind auch die Verzerrungen der zweiten Harmonischen sehr gering. Die Kurve zeigt, daß die Verzerrung unter 0,1% liegt — bei fast voller Ausgangsleistung. Die 'Beule' in der Kurve bei 1 Watt ist der Punkt, wo die Ausgangsstufe überwechselt von Klasse A- (der Spitzenausgangsstrom ist geringer als der Ruhestrom) zu Klasse AB-Arbeitsweise.

## Aufbau

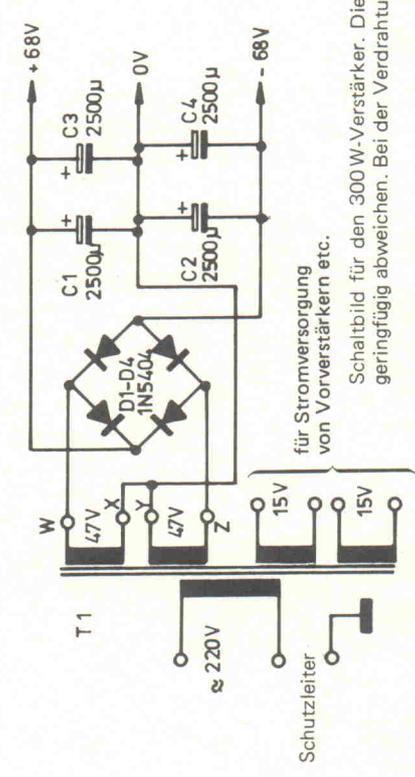
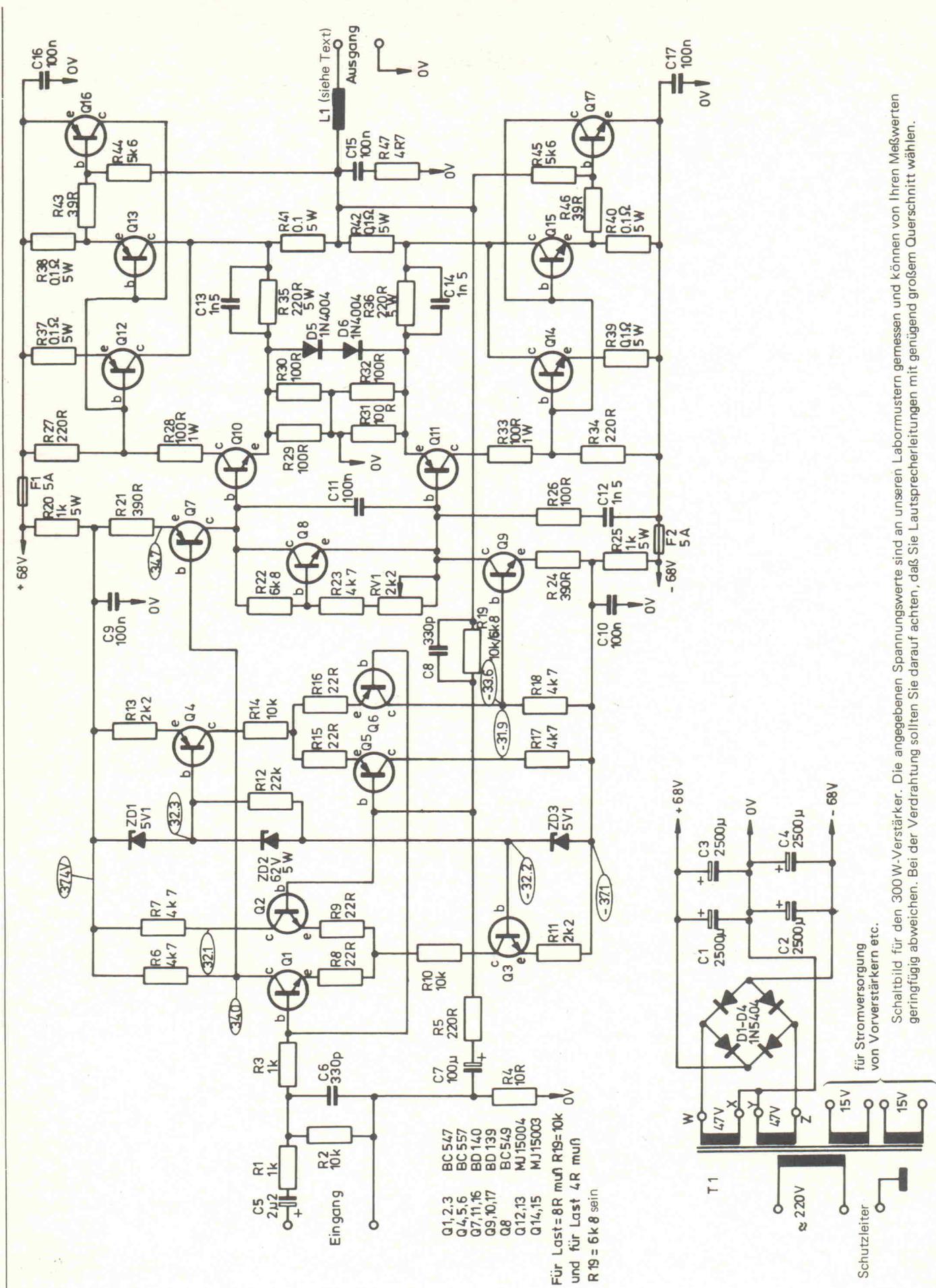
Der komplette Verstärker, einschließlich Stromversorgung und Endstufentransistoren, ist auf einer Platine aufgebaut. Die Ausgangstransistoren sind auf einen Aluminiumträger montiert, der die Wärme zum Kühlkörper leitet. Die Platine hat 3 Anschlußpaare: Eingang, Ausgang und den Wechselspannungs-Eingang der Stromversorgung vom Transformator.

Beginnen Sie den Aufbau, indem Sie den Aluminiumträger bearbeiten, wie es in der Zeichnung abgebildet ist. Wir benutzen zwei Stücke 3 mm-Winkelprofil, die man in Bastlerläden bekommen kann. Zwei dieser Träger von 3 mm Stärke müssen nun Rücken an Rücken verschraubt werden, damit man die erforderliche Stärke von 6 mm für die entsprechende Wärmeleitung zum Kühlblech erhält. Wenn Sie es vorziehen, einen fertigen Kühlkörper zu verwenden (siehe Absatz 'Kühlkörper'), können Sie einen einzigen 6 mm starken Winkel benutzen, der an der entsprechenden Stelle dieses Kühlbleches montiert wird.

Der einfachste Weg, die beiden Winkel zu bearbeiten und sicherzustellen, daß alle Löcher genau passen, ist, die beiden Stücke etwas länger als nötig zuzuschneiden. Die zu langen Enden werden später abgesägt. Die beiden Stücke werden mit Schraubzwingen zusammengeklammert; in jedes Ende wird ein kleines Loch gebohrt, so daß sie für die Bearbeitung mit Schrauben und Muttern festgehalten werden können. So kann man die beiden Winkel zusammen in einen Schraubstock spannen. Als nächstes können Sie die Position der Löcher für die Transistoren auf der breiten Seite des Winkels (nehmen Sie die Platine als Bohrschablone; das geht am genauesten), und markieren Sie dann die Löcher auf der Schmalseite — mit letzteren wird der Winkel am Kühlkörper befestigt. Benutzen Sie eine Reißnadel oder ein anderes spitzes Instrument. Nun bohren Sie die Löcher.

Das Loch für den Temperatur-Rückkopplungstransistor (T 8) muß unbedingt eine saubere Passung haben. Am besten ist es, ein etwas kleineres Loch vorzubohren und es dann mit dem genau passenden Bohrer zu erweitern. Eine Reibahle ergibt ein konisches Loch und paßt nicht genau. Die Löcher, die auf der Skizze mit 'C' bezeichnet sind, können mit 4 mm gebohrt werden, wenn Sie planen, den Metall-Kühlkörper zu verwenden, der an anderer Stelle noch beschrieben wird.

Wenn alle Löcher in das Winkelpaar gebohrt sind, schneiden Sie die überstehenden Enden ab und feilen die Kanten sa-



Schaltbild für den 300W-Verstärker. Die angegebenen Spannungswerte sind an unseren Labormustern gemessen und können von Ihren Meßwerten geringfügig abweichen. Bei der Verdrahtung sollten Sie darauf achten, daß Sie Lautsprecherleitungen mit genügend großem Querschnitt wählen.

ber. Entgraten Sie auch die Löcher und senken Sie sie mit einem dicken Bohrer von Hand an.

Der nächste Schritt ist die Herstellung des Kühlblechs – wenn Sie nicht ein fertig gekauftes nehmen wollen, das wir als Alternative anbieten. Wenn Sie Zugang zu einer Blechbiegemaschine haben, ist es sicher das billigste, Sie machen Ihr Kühlblech selbst. Die Maße sind den Zeichnungen zu entnehmen. Man beachte, daß die Maße 'A' und 'B' für jede Kühlrippe variieren, die jeweiligen Maße sind in der Tabelle neben der Skizze enthalten, zusammen mit dem Biegewinkel für jede Kühlrippe. Vergessen Sie nicht, die Federwirkung eines kleinen Winkels in Metall zu berücksichtigen. Die Winkel können um einige Grade abweichen, ohne daß es für die Kühlwirkung kritisch wird, doch seien Sie nicht allzu unachtsam.

Wir benutzen für die Anfertigung der Bleche 1,6 mm starkes Aluminiumblech – versuchen Sie auf keinen Fall, es durch dünneres zu ersetzen. Die Schrauben, die das Kühlblech mit dem Winkel für die Transistoren verbinden, halten auch das gesamte Kühlblech zusammen.

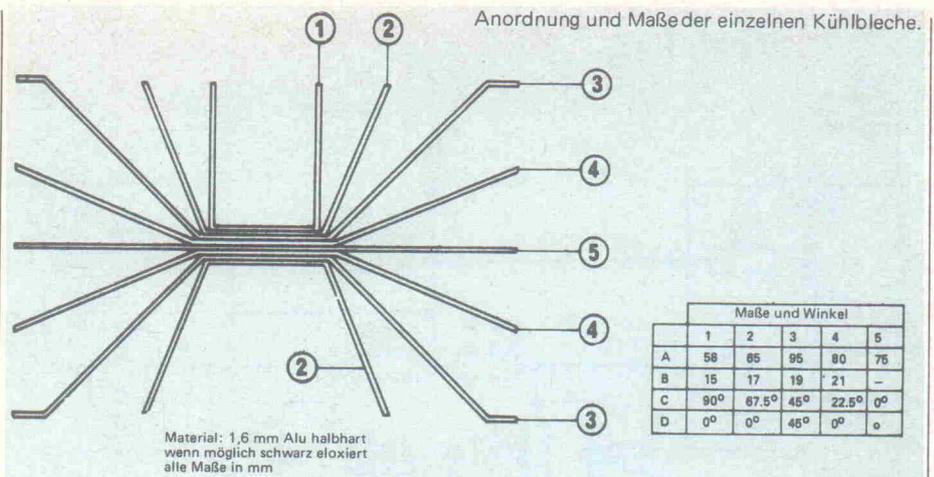
Es ist am einfachsten, die Bleche zu bohren, bevor man sie biegt, aber die Löcher müssen äußerst genau markiert und gebohrt werden. Markieren Sie sehr sorgfältig eine äußere Rippe. Legen Sie die Rippen in richtiger Reihenfolge aufeinander und vergewissern Sie sich, daß sie genau ausgerichtet sind; dann klammern Sie das Ganze mit Schraubzwingen zusammen und bohren es in einem Arbeitsgang durch. Entgraten Sie alle Löcher sorgsam.

In diesem Stadium können Sie eine Probe machen und feststellen, ob Kühlblech und Winkel zusammenpassen – oder nicht. Wenn Sie beim Bohren vorsichtig waren, dann sollte jetzt alles stimmen.

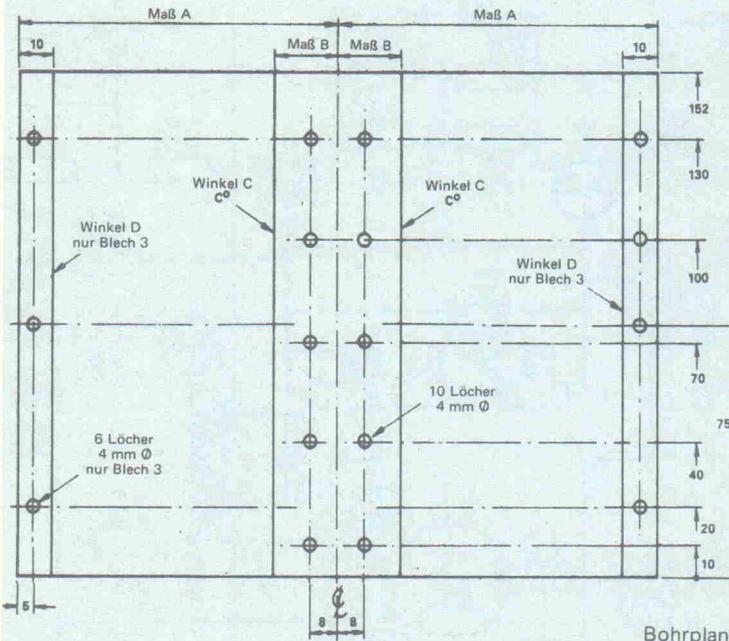
Wenn Sie beabsichtigen, einen fertigen Kühlkörper zu verwenden, so übertragen Sie jetzt die Bohrungen von der Schmalseite des Winkelpaars auf eine geeignete Fläche des Kühlkörpers und bohren diese Löcher.

Nun ist der ganze Kühlkörper weitgehend fertig, aber der endgültige Zusammenbau erfolgt später. Nur Geduld! Was nun kommt, ist leicht zu bewerkstelligen. Lassen Sie die Mechanik liegen, die Elektronik erfordert Ihre ganze Aufmerksamkeit.

Die Bauteile werden auf der Platine montiert, indem man mit den kleineren Widerständen und Kondensatoren beginnt. Arbeiten Sie genau nach dem Bestückungsplan. Die 0,1 R/5 W-Widerstände müssen 2–3 mm über der Platine montiert wer-



Maße und Winkel					
	1	2	3	4	5
A	58	65	95	80	76
B	15	17	19	21	—
C	90°	87,5°	45°	22,5°	0°
D	0°	0°	45°	0°	0°



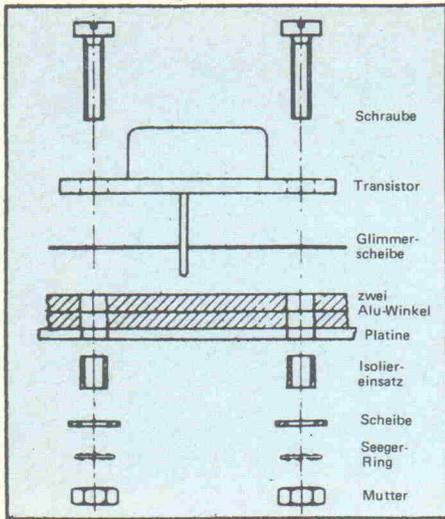
den, damit sie von allen Seiten Luft haben. Als nächstes wird die Elektronik für die Stromversorgung eingesetzt. Beachten Sie, daß die Kondensatoren C1 . . . C4 richtig eingebaut werden. Je nachdem, welche Bauform sie bekommen haben, müssen Sie hier eventuell noch einige Löcher bohren (Elkos mit 80 V Spannungsfestigkeit sind nicht ganz einfach zu beschaffen!). Die Spule L1 wird aus einer Lage Lackdraht von 0,5 mm Ø (oder der nächsten Drahtstärke) um den Körper eines 1 W-Widerstands gewickelt. Die Anzahl der Windungen ist nicht so wichtig, wickeln Sie nur so, daß der Widerstand von einer Lage ganz bedeckt ist. Der Wert des Widerstands muß mehr als 100 R betragen. Zwei 5 A-Sicherungen werden mit Sicherungshaltern auf der Platine montiert.

Als nächstes kommen die Halbleiter. Lassen Sie Q7, Q8, Q9, Q10 und Q11 und die Ausgangsstufen-Transistoren Q12, Q13, Q14 und Q15 bis zum Schluß. Achten Sie auf die Einbaurichtung der Dioden.

Nun können Sie das Winkelpaar einschließlich der Transistoren Q7 bis Q15 auf der Platine montieren.

Streichen Sie zuerst Wärmeleitpaste zwischen die beiden aneinanderliegenden Seiten der Aluwinkel. Montieren Sie die Treiber-Transistoren Q7 bis Q11 auf dem Winkel (mit Ausnahme von Q8) und denken Sie daran, alle Transistoren mit Isolierscheiben zu versehen, die auf beiden Seiten mit Wärmeleitpaste bestrichen sein müssen. Platzieren Sie die 'Transistor-Schiene' auf der Bestückungsseite und befestigen Sie Q7, Q9, Q10 und Q11 mit Schrauben und Muttern. Ziehen Sie die Schrauben vorerst nur leicht an. Nehmen Sie nun die Platine und rücken Sie die Schiene so zurecht, daß alles schön gerade ist und der Kühlkörper noch angeschraubt werden kann. Prüfen Sie, ob alle Löcher übereinstimmen, und ziehen Sie dann die Schrauben fest.

Nun können die TO3-Leistungstransistoren Q12, Q13, Q14 und Q15 eingesetzt werden, so wie es die Bestückungszeich-



So müssen die Endtransistoren montiert werden!

nung vorschreibt. Wir benutzen Isolier-einsätze, damit die M3-Schrauben mit dem Aluwinkel keinen Kontakt haben können. Ziehen Sie jetzt alle Transistor-schrauben fest an, und kontrollieren Sie mit einem Ohmmeter, ob zwischen den Transistorgehäusen und dem Aluwinkel keine Verbindung besteht. Zu guter Letzt wird Q8 eingesetzt. Bestreichen Sie die Innenseite des dafür vorge-sehenen Loches für einen guten thermi-schen Kontakt mit Wärmeleitpaste. Nun können Sie alle Transistoren anlöten.

Überprüfen Sie noch einmal anhand des Bestückungsplans, ob alle Bauelemente an der richtigen Stelle eingebaut sind, ob alle Lötstellen sauber sind und ob sich nicht auf der Lötseite der Platine eine unterbrochene oder kurzgeschlossene Lei-terbahn befindet.

Wenn Sie wollen, können Sie den Verstär-ker bis zur Treiberstufe auf korrekte Ar-beitsweise hin überprüfen, bevor Sie ihn

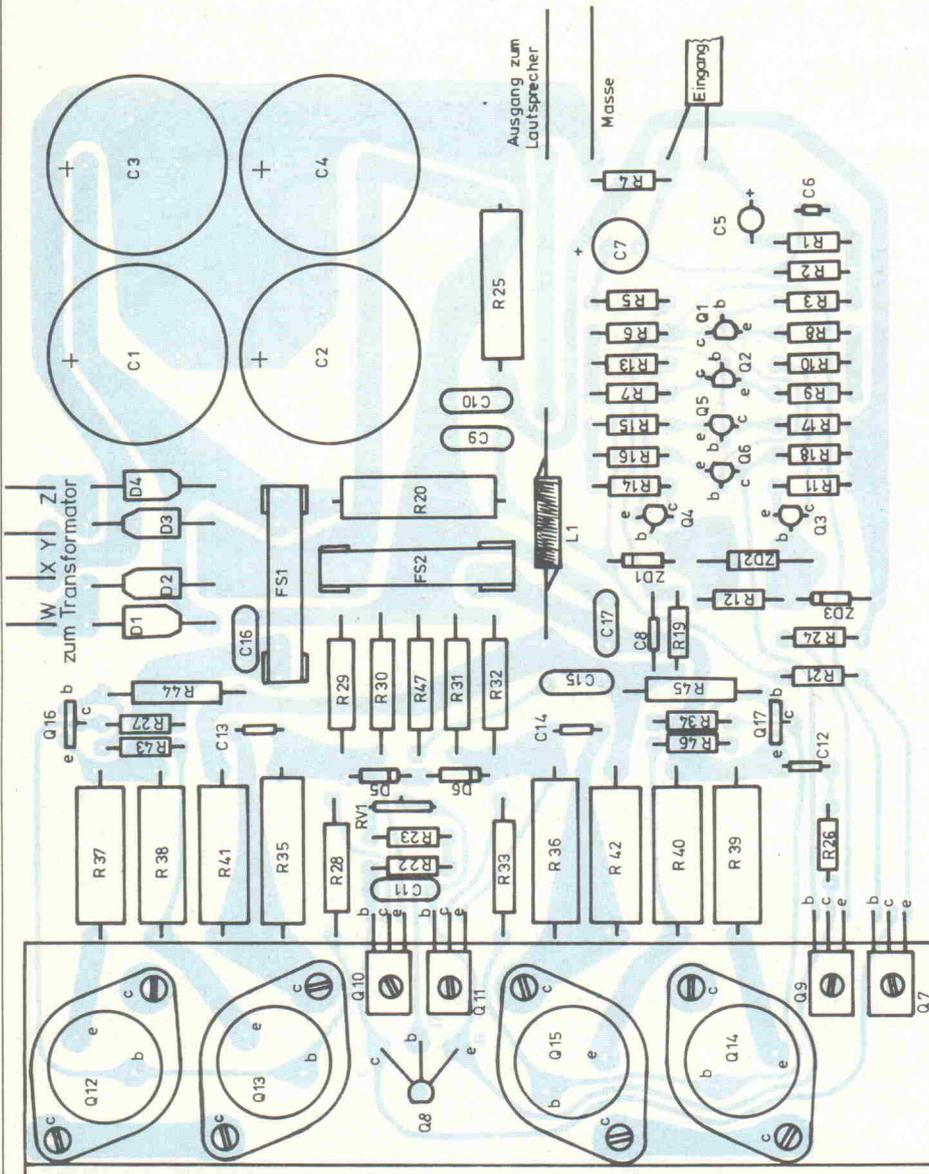
an den Kühlkörper montieren. Entfernen Sie die Sicherungen, bevor Sie den Wechselstromeingang vom Trafo anlegen. Gehen Sie vor, wie unter 'Inbetriebnahme' beschrieben. Wenn irgendwelche Probleme auftauchen, suchen Sie nach Fehlern in der Platzierung oder Einbaurichtung der Bauteile – besonders bei den Halbleitern. Wenn alles in Ordnung ist, befestigen Sie das Modul am Kühlkörper, und dann sind Sie bereit für den großen Test.

## Inbetriebnahme

Die Ausgangstransistoren sind teuer, wenn man sie ersetzen muß, daher empfeh-len wir Ihnen, diesen Testvorgang ge-nau zu befolgen.

Der Wechselstromeingang wird mit dem Transformator verbunden, aber ohne daß die Spannung eingeschaltet wird. Sie be-nötigen ein Vielfachmeßinstrument mit einer Empfindlichkeit von mindestens 20 kΩ/V und einen Oszillographen sowie ein Millivoltmeter.

1. Entfernen Sie die beiden Sicherungen.
2. Löten Sie eine kleine Drahtbrücke über C11 fest.
3. Löten Sie einen Draht zwischen die-sem Verbindungsstück und dem Aus-gangsdämpfungsglied fest (Verbin-dungspunkt L1 mit C15).
4. Schalten Sie ohne Last und ohne Eingangssignal den Strom ein.
5. Prüfen Sie die Spannungen an den Versorgungsschienen. Es sollten je-weils etwa 68 V sein (plus und minus).
6. Messen Sie die Spannung an der Kathode von ZD1 (sie sollte etwa +37V sein) und der Anode von ZD 3 (etwa -37 V) in bezug auf 0 V.
7. Wenn diese beiden Spannungen um mehr als 1 V abweichen, messen Sie die anderen Spannungen in der Nähe der Eingangsstufe, um die Ursache herauszufinden.
8. Messen Sie die Gleichspannung am Ausgang (auf 0 V bezogen). Sie sollte im Bereich 20 mV bis 0 V sein.
9. Geben Sie ein Sinussignal von etwa 20 mV auf den Eingang. Nehmen Sie kein höheres Eingangssignal. Am Aus-gang sollte 1 V<sub>eff</sub> zu messen sein (Messung mit Oszillograph und Milli-voltmeter).
10. Schalten Sie die Netzspannung ab und gestatten Sie den Sieb-Konden-



Bestückungsplan für den 300 W-Verstärker.

satoren, sich zu entladen. Nehmen Sie das Eingangssignal ab.

11. Löten Sie einen  $10\Omega$ ,  $1/2$  W-Widerstand über jeden Sicherungshalter. Drehen Sie das Trimpotentiometer RV1 auf maximalen Widerstand. Entfernen Sie die Brücke über C11 und auch die Verbindung von da zum Ausgang.
12. Schalten Sie ein . . . wenn der  $10\Omega$  Widerstand unverzüglich verdampft, haben Sie entweder einen Kurzschluß oder einen anderen Fehler in der Ausgangsstufe!
13. Wenn alles in Ordnung ist, überprüfen Sie die Ausgangsgleichspannung. Sie sollte einen Wert von fast 0 V haben.
14. Messen Sie den Spannungsabfall an den beiden  $10\Omega$  Widerständen über den Sicherungshaltern und stellen Sie RV1 auf einen Wert von 1,0 V ein (Ruhestrom = 100 mA).

### Stückliste

Widerstände 0,5 W, 5% wenn nicht anders angegeben.

R1, 3	1k0
R2, 10, 14	10k
R4	10R
R5, 27, 34	220R
R6, 7, 17, 18, 23	4k7
R8, 9, 15, 16	22R
R11, 13	2k2
R12	22k
R19	10k (6k8 für 4 Ohm Last)
R20, 25	1k0 5W
R21, 24	390R
R22	6k8
R26	100R
R28-33	100R, 1W
R35, 36	220R, 5W
R37-42	0R1, 5W
R43, 46	39R
R44, 45	5k6, 1W
R47	4R7, 1W

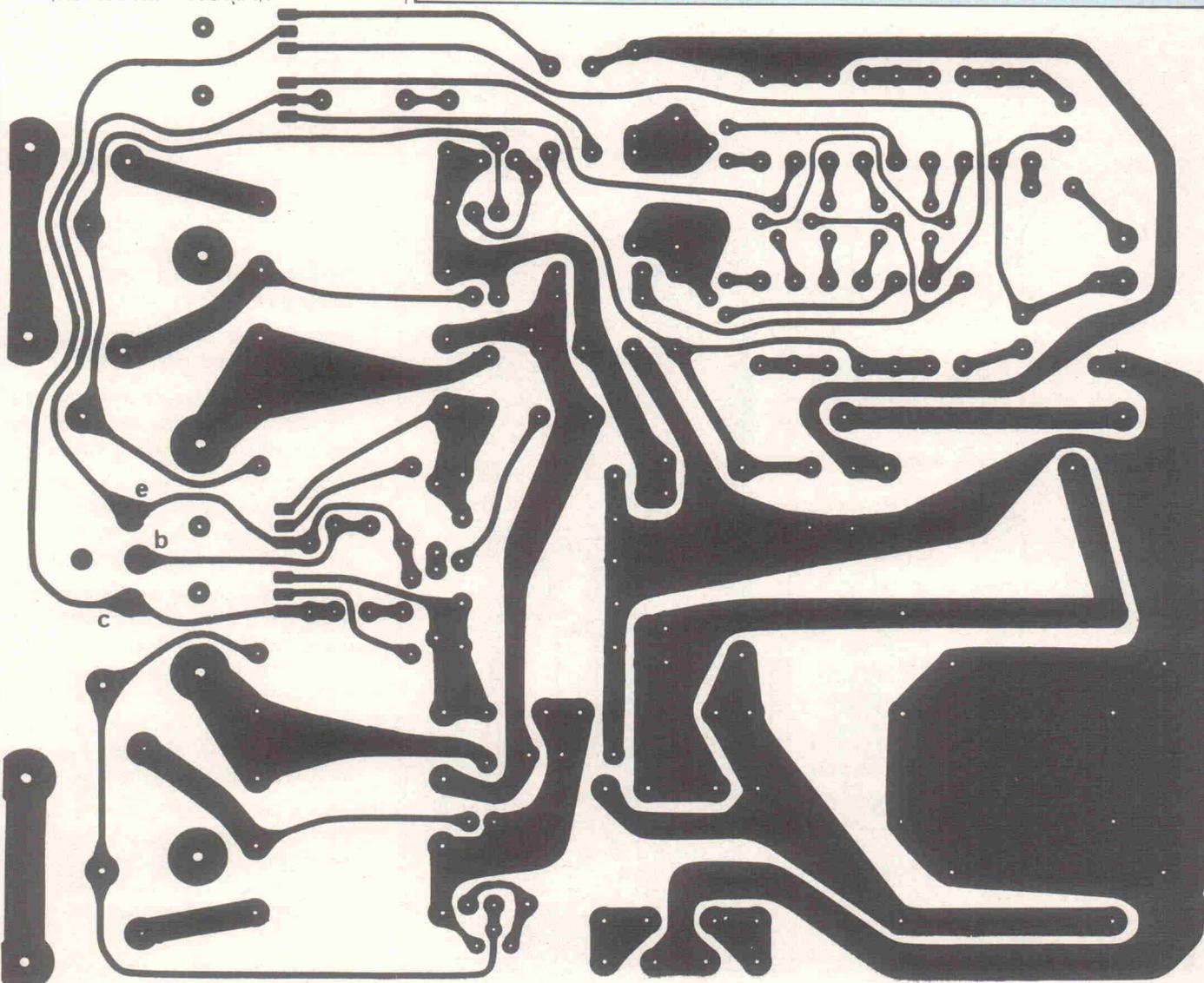
Potentiometer  
RV1 2k2 Trimmer

Kondensatoren  
C1-4 2500 $\mu$ /80 V Elko

C5	2 $\mu$ 2/35 V Tantal
C6	330p ker
C7	100 $\mu$ /25 V Elko
C8	330p ker
C9-11	100n Folie
C12-14	1n5 Folie
C15-17	100n Folie

Halbleiter	
Q1-Q3	BC547
Q4-Q6	BC557
Q7	BD140
Q8	BC549
Q9, 10	BD139
Q11	BD140
Q12, 13	MJ15004 Motorola
Q14, 15	MJ15003 Motorola
Q16	BD140, BC640
Q17	BD139, BC639
D1-D4	1N5404
D5, 6	1N4004
ZD1	5V1, 300 mW
ZD2	62 V, 5W
ZD3	5V1, 300 mW

Verschiedenes  
Kühlkörper: Siehe Text  
Platine, Trafo 220 V, etwa 400 . . .  
500 VA/47 V - 0V - 47 V, 5 A  
Sicherungen 5 A



Das Platinen-Layout für den 300 W Verstärker.

15. Schalten Sie aus, lassen Sie die Siebkondensatoren sich entladen und entfernen Sie die beiden  $10\Omega$  Widerstände. Setzen Sie dafür wieder die Sicherungen ein.
16. Klemmen Sie nun passende Lautsprecher an, warnen Sie die Nachbarn, geben Sie eine Signalquelle auf den Eingang (drehen Sie die Lautstärke herunter), schalten Sie ein und prüfen Sie den Verstärker auf Herz und Nieren.

An dieser Stelle lassen wir sie allein mit diesem Modul. Bestimmt haben Sie noch einiges damit im Sinn.

Wir planen, einen Folgeartikel für eine spätere Ausgabe vorzubereiten, in dem wir über Dinge wie Vorverstärker, Brückenverstärker, Entwicklungsparameter und Variationen etc. berichten möchten. Für den Augenblick wird unser NF-Modul Vorverstärker aus Heft 11/79 diese Endstufe zu Ihrer vollsten Zufriedenheit ansteuern.

## Kühlkörper

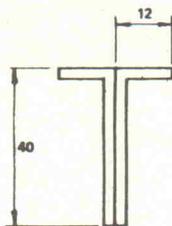
Für die Kühlung der Endtransistoren können Sie zwischen einigen Alternativen wählen. Das beschriebene Kühlblech zum Selberbauen ist aus Aluminiumblech und hat einen Wärmeleitwert von  $0,55^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$ . Diesen Wert empfehlen wir auch für jeden anderen Kühlkörper, wenn der Verstärker an einer  $4\Omega$ -Last betrieben werden soll, z. B. für Pop-Gruppen. Wenn er für den häuslichen Gebrauch an  $8\Omega$  betrieben werden soll, dürfte die Hälfte der Kühlrippen ausreichen (jede zweite weglassen!); das ergibt für dieses Kühlblech einen Wärmeleitwert von  $0,75^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$ .

Der Kühlkörper, den wir verwendet haben und den Sie auf den Bildern sehen, stammt von der Fa. Seifert Electronic und wurde aus 4 Stücken des Typs KL-209/75sw zusammengeschaubt. In dieser Ausführung ergibt sich ein Wärmeleitwert von etwa  $0,6^{\circ}\text{C}/\text{W}$  und ermöglicht auch  $4\Omega$ -Betrieb – sofern Sie nicht gerade weißes Rauschen oder Sinus-Dauertöne mit 300 Watt abstrahlen wollen.

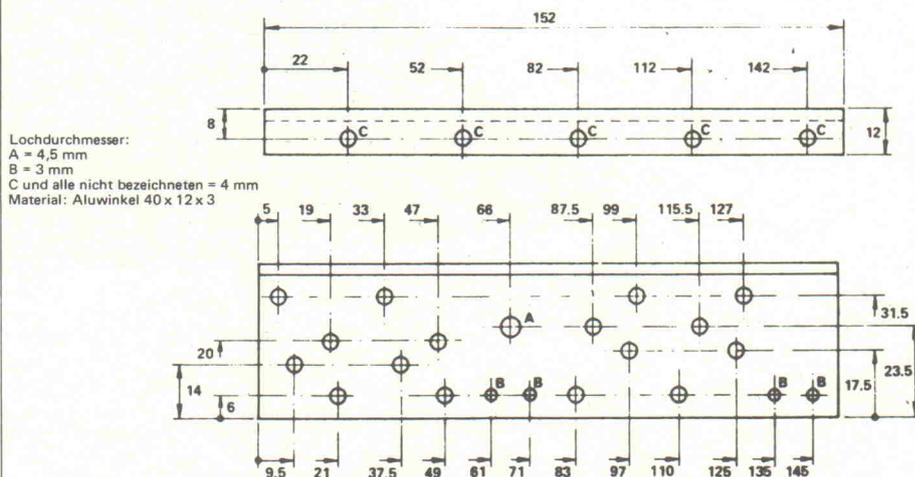
Beim Bühneneinsatz dieser Endstufe würden wir grundsätzlich immer zusätzliche Lüfter vorsehen.

Denken Sie daran, daß der Verlust im Kühlkörper bei voller Ausgangsleistung 200W beträgt. Das bedeutet, daß im Verstärker die Temperatur auf gut  $110^{\circ}\text{C}$  steigen kann. Möchte jemand Spiegeleier braten? Der Temperaturanstieg ist bei Musikbetrieb natürlich kleiner, bei Zimmer-Lautstärke sogar viel geringer.

Sie benötigen zwei Winkel, einer davon muß spiegelbildlich gebohrt werden!



Maße und Bohrplan für den Alu-Winkel zur Kühlkörperbefestigung.



## Wie funktioniert's?

Der Verstärker kann in drei verschiedene Bereiche unterteilt werden. Das sind: die Eingangsstufe mit Q1 bis Q9 – einem Treiber mit hoher Verstärkung und geringer Leistung; die Ausgangsleistungsstufe – die nur eine Spannungsverstärkung von 4 hat, dafür aber enorme Leistungsverstärkung; und die Stromversorgung. Die Eingangsstufe ist ein komplementärer Differenzverstärker, jede 'Seite' mit eigener Stromversorgung. Jeder Transistor dieser Stufe wird mit einem Kollektorstrom von  $0,7\text{ mA}$  betrieben. Die Emitterwiderstände werden dazu benutzt, die Verstärkung zu stabilisieren und die Linearität zu verbessern. Die Ausgänge von Q1 bzw. Q6 steuern Q7 und Q9. Letztere sind im Grunde genommen zwei Konstantstromquellen, betrieben mit etwa  $7\text{ mA}$  Kollektorstrom. Mit einem Eingangssignal werden diese Stromquellen unabhängig moduliert; der Kollektorstrom der einen vermindert sich, während der andere ansteigt. Diese Anordnung bewirkt eine stabile Verstärkung.

Zwischen den Basen dieser zwei Transistoren liegt Q8 als thermoempfindlicher Transistor. Die Spannung über Q8 wird mit RV1 eingestellt, diese Festlegung bestimmt den Ruhestrom der Endstufe.

## Einkaufstips

In außergewöhnlichen Bauanleitungen müssen manchmal auch außergewöhnliche Bauteile verwendet werden. Bei diesem Projekt dürfte die Beschaffung der Endstufentransistoren und der Kühlkörper nicht mit *einem* Gang zum örtlichen Bauteilehändler zu erledigen sein. Hier nun unsere Quellen: Q12, Q13, Q14, Q15: Fa. Krogloth, Hillerstr. 6, 8500 Nürnberg.

Kühlkörper: Seifert Electronic, Egerstr. 3, 5828 Ennepetal 1.

Die Ausgangsstufe Q10 bis Q15 hat eine Verstärkung von 5, die durch die Widerstände R35 und R29 sowie R30 bestimmt wird. Die Dioden D5 und D6 verhindern einen Rückstrom von Q10 und Q11. (Anderenfalls würde der Ausgang begrenzt.) Die Endtransistoren werden über Q16 und Q17 geschützt, die den Basisstrom ableiten, wenn der Kollektorstrom durch die Endtransistoren zu groß wird.

Das Netzteil besteht aus einem Brückengleichrichter, der an die beiden  $47\text{ V}$ -Wicklungen geschaltet wird. Die Mittelanzapfung ist Bezugspunkt und liegt an  $0\text{ V}$ . Zur Siebung wird eine Gesamtkapazität von  $10000\ \mu\text{F}$  benutzt. Einige Trafos dieser Größenordnung haben zwei zusätzliche  $15\text{ V}$ -Wechselspannungswicklungen, die hier nicht verwendet werden, sich aber vorzüglich zur Speisung eines Vorverstärkers einsetzen lassen. Der Eingangsverstärker arbeitet mit herabgesetzter Versorgungsspannung, die von ZD1 bis ZD3 über die Widerstände R20 und R25 zur Verfügung gestellt wird.

Die Frequenzstabilität wird durch die Kondensatoren C8, C13, C14 und das RC-Netzwerk R26/C12 sowie R47/C15 sichergestellt.

Der Frequenzverlauf ergibt sich durch C5 und C7 (untere Begrenzung) und C8 (obere Begrenzung).

# Moving-Coil- Vorverstärker

Dieser Vorverstärker, der den Vergleich mit fertigen Geräten nicht zu scheuen braucht, dient zur Vervollständigung unseres populären Stereo-Verstärkers, den wir in den Heften 10, 11 und 12/79 beschrieben haben. In den letzten Jahren ist die Anzahl der verschiedenen Moving-Coil-Tonabnehmer sprunghaft angestiegen. Diese Entwicklung basiert auf einer Reihe von Vorteilen gegenüber herkömmlichen Tonabnehmern, die nach dem Moving-Magnet-System arbeiten.



Die Modulation einer Schallplatte wird mit einem Diamanten abgetastet, der an einem langen Hebel gefestigt ist, so daß die Nadelbewegung auf einen Magneten übertragen werden kann. Zwei Aufnehmerspulen sind in der Nähe des Magneten befestigt, so daß die Magnetfeldlinien die Spulenwindungen schneiden. Der magnetische Fluß verändert sich proportional mit der Nadelbewegung und induziert ein kleines elektrisches Signal in den Aufnehmerspulen.

Der Moving-Coil-Tonabnehmer arbeitet in ähnlicher Weise, vertauscht sind lediglich die 'Rollen' der Aufnehmerspule und des Magneten. Hier ist der Magnet fest installiert, während die Aufnehmerspule am Nadelträger befestigt ist und entsprechend der Nadelbewegung schwingt. Daher der Name 'Moving Coil' = 'bewegte Spule'.

Das Gewicht und die Größe der Aufnehmerspule sind, vergleicht man sie mit den Spulen im Moving-Magnet-System, drastisch reduziert. Das ergibt eine wesentlich geringere bewegte Gesamtmasse als bei den üblichen Systemen. Durch diese geringe bewegte Masse ergibt sich ein erheblich genaueres Abtastverhalten, da der Diamant schneller auf kurzzeitige Impulse reagieren kann.

Moving-Coil-Tonabnehmer haben generell einen sehr guten Frequenzgang und einen verbesserten Phasenverlauf bei hohen Frequenzen. Aber es gibt auch Nachteile.

Die kleine Aufnehmerspule hat eine viel niedrigere Impedanz und eine entsprechend kleinere Ausgangsspannung als die üblichen Tonabnehmer. Als Beispiel: die zu erwartende Ausgangsspannung eines typischen Moving-Coil-Tonabnehmers bei

einer Schnelle von 10 cm/s liegt in der Größenordnung von  $150\mu\text{V}$ . Es ist indiskutabel, damit einen Verstärker voll aussteuern zu wollen. Da diese Spannung rund 30 dB unter dem Pegel von Magnet-Systemen liegt, würde sich auch der Geräuschspannungsabstand stark verschlechtern. Ein Verstärker mit einem Rauschspannungsabstand von z. B. 80 dB – und das wäre doch schon etwas – hätte nun nur noch einen Rauschspannungsabstand von 50 dB – und das ist zu schlecht.

Die Ausgangsimpedanz eines Moving-Coil-Tonabnehmers liegt so um die 5 Ohm, und es wäre falsch anzunehmen, man müsse nur den Verstärkereingang einfach mit einem entsprechenden Belastungswiderstand versehen – denn damit ist noch nichts gegen die Probleme des Rauschens unternommen worden.

Der Lösung dieser Probleme kann man nur näherkommen, indem man die Ausgangsspannung des Tonabnehmers der Eingangsspannung des Phonoeingangs angleicht. Und dafür gibt es zwei Möglichkeiten. Zuerst ist es natürlich möglich, einen Transformator zu benutzen, um die Spannung auf einen gewünschten Wert zu transformieren; damit sind schon sehr gute Ergebnisse zu erzielen. Aber auch Transformatoren haben ihre Grenzen in Übertragungsqualität und Geräuschspannungsabstand.

Um die nötige Spannung zu erhalten, muß das Windungsverhältnis schon recht groß sein; da dieses sich aber quadratisch zur Impedanz verhält, ist die Ausgangsimpedanz zwangsläufig hoch, so um die 30 k für 150 R Eingangsimpedanz. Dieser Wert liegt normalerweise über dem anderer Tonabnehmer und verschlechtert das Rauschverhalten der Phonoeingangsstufe. Eine Alternative dazu ist ein Vorverstärker anstelle des Transformators, um die nötige Ausgangsspannung zu erreichen.

### Anforderungen an den Vorverstärker

Aber auch der Vorverstärker ist problematisch. Das bei weitem größte Problem dabei ist es, eine Eingangsstufe mit einem extremen Rauschabstand und der geforderten Eingangsimpedanz zu entwickeln, um den Tonabnehmer entsprechend den Herstellerempfehlungen anzupassen. Die Verzerrungen müssen sehr niedrig sein, und der Frequenzgang muß so gleichmäßig wie möglich verlaufen. Dies sind natürlich nicht die einzigen Entwicklungsziele, die an einen Moving-Coil-Vorverstärker gestellt werden, aber sie sind infolge der sehr niedrigen Ausgangsspannung des Tonabnehmers besonders schwierig zu realisieren.

Die erforderliche niedrige Eingangsimpedanz läßt sich auf verschiedenen Wegen erreichen. Zunächst kann man eine Eingangsstufe in Basisschaltung aufbauen. In dieser Art Schaltung ist der Eingang auf den Emitter des Transistors gelegt, so daß die Eingangsimpedanz durch den Emitter-Bahnwiderstand parallel zum Basis-Emitter-Übergang des Eingangstransistors bestimmt wird und damit sehr niedrig sein kann. Wie auch immer, damit sind auch noch nicht die Probleme des Eingangsrauschens gelöst.

Die andere Möglichkeit, und diese haben wir benutzt, ist eine Emitter-Schaltung. Die Impedanz eines Basis-Emitter-Übergangs bei einem bipolaren Transistors ist eine Funktion der Höhe des Stromflusses

in den Emitter des Transistors. Dies ist größtenteils der Kollektorstrom und nicht der Basisstrom, der nur einen kleinen Beitrag des gesamten Emitterstromes ausmacht. Studiert man die Basis-Emitter-Charakteristik, zeigt sich, daß die Impedanz des Basis-Emitter-Übergangs annähernd gleich ist zu:

$$\frac{26\beta}{I_e(\text{mA})}$$

wobei  $\beta$  der Verstärkungsfaktor des Transistors ist und  $I_e$  der Strom des Transistors in mA.

Um nun die Eingangsimpedanz der ersten Stufe zu reduzieren, ist es einfach nur notwendig, den Emitterstrom zu erhöhen. Aber das erhöht die Stromdichte im Eingangstransistor und damit auch das Rauschen der Eingangsstufe.

Um die Zusammenhänge zu verstehen, muß man die Ursachen des Rauschens genauer betrachten.

### Rauschen

Es gibt zwei Hauptquellen des Rauschens beim Transistor: Schrotrauschen und 1/f-Rauschen. Schrotrauschen ist meist für das Rauschen bei mittleren und hohen Frequenzen verantwortlich und entsteht, wenn ein Elektron eine Potentialschwelle zu überschreiten versucht. Damit steht es in direktem Zusammenhang zur Ladungsmenge im Transistor. Genauer spezifiziert wird es durch folgende Gleichung:

$$\overline{i_s^2} = 2q \cdot i_{dc} \cdot B$$

wobei  $q$  die Ladung des Elektrons darstellt (in Coulomb),  $i_{dc}$  den Gleichstrom in Ampere und  $B$  die Bandbreite des Rauschens in Hertz.

1/f-Rauschen hat einen genauso willkürlichen Verlauf wie Schrotrauschen, aber die spektrale Dichte hat eine Stromfrequenz-Charakteristik. Gemeint ist, daß die Rauschamplitude steigt, wenn sich die Frequenz verringert und damit ist 1/f-Rauschen die dominierende Rauschquelle im unteren Frequenzbereich. Wie Schrotrauschen offenbart dessen Gleichung, daß es direkt bezogen ist auf den Strom, der durch den Transistor fließt:

$$\overline{i_f^2} = K \frac{(I_{dc})^a}{f} B$$

Wobei  $I_{dc}$  der Gleichstrom in Ampere,  $K$  und  $a$  Konstanten (eine Funktion des jeweiligen Halbleiters),  $f$  die Frequenz in Hertz und  $B$  die Bandbreite des Rauschens sind.

Nun ist es (hoffentlich) klar geworden, daß das Rauschen – Schrotrauschen und 1/f-Rauschen – nur klein gehalten werden kann, wenn die Stromdichte in der Eingangsstufe niedrig ist. Aber wir haben vorher gesehen, daß wir den Emitterstrom erhöhen müssen, um die notwendige niedrige Eingangsimpedanz zu erreichen. Die Lösung dieses Problems ist die Verwendung mehrerer parallelgeschalteter Transistoren für die Eingangsstufe. Damit sinkt die Stromdichte in jedem der Transistoren, während zum notwendigen Emitterstrom alle Transistoren beitragen. Außerdem sind die Impedanzen der Basis-Emitter-Übergänge parallel geschaltet, dies senkt zusätzlich die Eingangsimpedanz ab. Der im Schaltbild gezeigte Entwurf arbeitet sehr gut, und der Geräuschspannungsabstand dieses Vorverstärkers läßt sich durchaus mit dem kommerzieller Typen vergleichen.

Um die Schwierigkeiten zu erkennen, einen zufriedenstellenden Rauschabstand bei diesen Signalen zu erhalten, ist es notwendig, noch eine andere Erschei-

### Technische Daten

Verstärkung . . . . .	28 dB (25-fach)
Frequenzgang . . . . .	29 Hz . . . 48 kHz $\pm$ 1 dB
Eingangsimpedanz . . . . .	3,3 bis 100 Ohm, einstellbar
Rauschen . . . . .	äquivalentes Eingangsruschen 0,3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , entspricht bei einer Bandbreite von 20 kHz : 42 nV. Signal-Rausch-Abstand: bezogen auf einen Eingangspegel von 150 $\mu$ V : -71 dB
Klirrfaktor . . . . .	bei einem Eingangspegel von 200 $\mu$ V ist $K_{ges}$ nicht mehr meßbar, da im Rauschen untergegangen (siehe Text)
Kanaltrennung . . . . .	>61 dB

nung des Rauschens zu untersuchen, die thermisches Rauschen genannt wird. Dies entsteht durch die temperaturabhängige Molekularbewegung in jedem Bauelement. Jedes passive Bauteil generiert ein thermisches Rauschen; außer das Ganze in flüssiges Helium zur Abkühlung zu tauchen, gibt es keine Möglichkeit, das Rauschen loszuwerden. Thermisches Rauschen wird durch folgende Gleichung bestimmt:

$$\overline{e_R^2} = 4 k T R B \text{ Volt}^2$$

T ist die Temperatur in Grad Kelvin (K), R ist der Wert des Widerstands, B die Bandbreite des Rauschens, k die sog. Boltzmann-Konstante =  $1,38 \times 10^{-23}$  Wsec/K.

Ausgehend von dieser Gleichung können wir theoretisch das Rauschen berechnen, das im Tonabnehmer selbst generiert wird. Dies ist selbstverständlich der absolut niedrigste Wert, der möglich ist, wenn der Verstärker selber kein eigenes Geräusch produziert (und das ist sehr unwahrscheinlich!).

Wenn wir dem Transistor eine Temperatur von  $300^\circ\text{K}$  zubilligen, womit wir unsere normale Umgebungstemperatur meinen, und die Bandbreite des Rauschens mit 20 kHz ansetzen, die die normalen HiFi-Frequenzbereich umfaßt, ferner der Gleichstromwiderstand des Tonabnehmers mit 5 R angenommen wird und dies alles in die Gleichung einsetzen:

$$\overline{e_R^2} = 4 \times (1,38 \times 10^{-23}) \times 300 \times 5 \times (20 \times 10^3)$$

so erhalten wir eine thermische Rauschspannung des Tonabnehmers von 41 nV. Diese Kalkulation ist nicht ganz korrekt, da die Bandbreite des Rauschens natürlich nicht bis zu einem bestimmten Punkt definiert werden kann, nach dem dann nichts mehr da ist. Die Verstärkung, die ihren 3 dB-Punkt bei 20 kHz hat, fällt dann mit 6 dB/Oktave ab, und somit ist die Bandbreite des Rauschens weit größer als 20 kHz. Wenn wir weiterhin in der Lage sein wollen, die Geräuschspannungen zu bewerten, um verschiedene Eingangsstufen zu vergleichen, so ist es möglich, die Rauschspannung unab-

hängig von der Bandbreite des Rauschens zu bestimmen. Dies kann durch Division der Geräuschspannung durch die Quadratwurzel der Bandbreite leicht erreicht werden.

Die Dimension dieser neuen Berechnung ist 'Volt/Wurzel Hz', und unser Ergebnis für das thermische Rauschen eines Moving-Coil-Tonabnehmers wird:

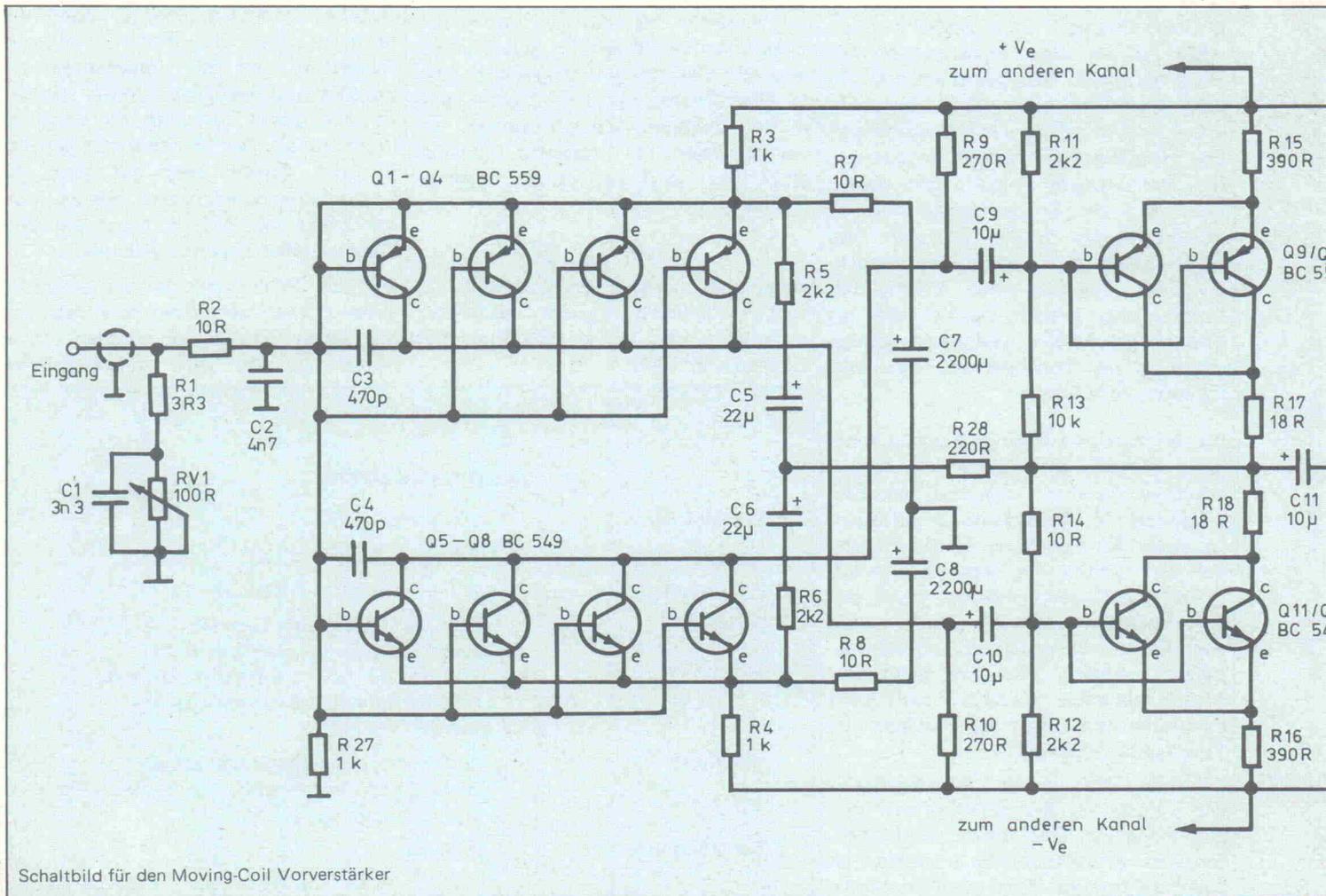
$$\frac{41}{\sqrt{20000}} \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \text{ oder } 0,29 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Wenn wir nun unter Berücksichtigung einer Signalspannung von 150 nV (0,15 mV), die einem Signal einer Schneidschnelle von 10 cm/sec entspricht, auf einen Geräuschspannungsabstand von 70 dB abzielen, so ergibt sich die äquivalente Eingangsrauschspannung des Verstärkers durch die Gleichung

$$-70 = 20 \log \left( \frac{N}{0,15 \times 10^{-3}} \right)$$

und dies entspricht  $0,33 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Dies äquivalente Eingangsrauschen hat



Schaltbild für den Moving-Coil Vorverstärker

also dieselbe Größenordnung wie das Rauschen, das der Tonabnehmer selber erzeugt!

Es ist nicht leicht, eine Eingangsstufe mit diesen Werten zu entwickeln; man liegt tatsächlich an den physikalischen Grenzen der Technik.

## Technische Daten

Wir haben das gesamte äquivalente Eingangsrauschen dieser Einheit gemessen und einen Wert von  $0,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  erhalten. Bezüglich einer Bandbreite des Rauschens von 20 kHz entspricht das einem Eingangsrauschen von 42 nV; setzt man das Eingangssignal von 150 nV (0,15 mV) ins Verhältnis zum Rauschen, so sind das 71 dB. Bei diesem Wert ist das Rauschen, das der Tonabnehmer selbst generiert, die Hauptgeräuschquelle.

Die Schaltung hat einen symmetrischen Aufbau von NPN- und PNP-Transistoren, und zwar so, daß sich asymmetrische Verzerrungen auslöschen. Normalerweise sind Verzerrungen unterschiedlich in

positiv und negativ ausgesteuerten Signalen enthalten, und das führt zu harmonischen Verzerrungen zweiten Grades. Der Aufbau dieser Schaltung führt zu sehr geringen zweiten und dritten harmonischen Verzerrungen. Das ergibt eine Gesamtverzerrung von nur ca. 0,0015%.

Das Problem, diese Verzerrungen zu bewerten, liegt darin, sie überhaupt erst einmal zu messen. Das ist nämlich direkt nicht möglich, da sie unter dem Geräuschpegel liegen. Der einzige Weg, sich ein Bild davon zu machen, ist, die gesamte negative Rückkopplung zu beseitigen, die Verzerrung zu messen und dann durch die Verstärkungsdifferenz zu teilen, wenn die Rückkopplung wieder hergestellt ist. Leider beeinflusst die Rückkopplung nicht alle Verzerrungsprodukte gleichermaßen, trotzdem kann man eine Vorstellung vom auftretenden Klirrfaktor gewinnen.

Ein anderer Vorteil des symmetrischen Aufbaus der Eingangsstufe besteht darin, daß der Eingangskondensator entfallen kann. Dieser Vorteil kommt besonders zum Tragen, da der Kondensator ziemlich groß ausfallen müßte, um einen geraden Frequenzgang auch bei tiefen Frequenzen zu gewährleisten.

Da die Nutzsinalspannung in solch einem Verstärker naturgemäß klein ist, haben wir das Netzteil als separate Einheit aufgebaut, um jegliche Brummeinstreuung durch den Netztransformator zu vermeiden.

Die Stromversorgung erzeugt die erforderlichen  $\pm 6 \text{ V}$ . Da der Rauschabstand einigermaßen kritisch ist, muß darauf geachtet werden, daß die Stabilisierung sauber ist, da das die Qualität des Geräts beeinflussen würde. Normalerweise benutzt man zur Stabilisierung Zenerdioden, die aber einen vergleichsweise großen Anteil an Rauschen produzieren, wenn sie in Sperrichtung betrieben werden. Deshalb wurde eine LED als Spannungsreferenz benutzt. Über eine rote LED fallen – betreibt man sie in Durchlaßrichtung – konstant 1,65 V mit geringem Rauschanteil ab.

## Aufbau

Da die meisten Komponenten auf der Platine angeordnet sind, ist der Nachbau einfach. Ein anderer Aufbau ist möglich, man wird aber wahrscheinlich nicht die Daten unseres Prototyps erreichen. Zuerst werden die Widerstände und Kondensatoren eingelötet, danach die Transistoren. Da verschiedene Transistortypen verwendet werden, sollte man darauf achten, sie nicht zu verwechseln. Abgeschirmte

Leitungen, die so kurz wie möglich sein sollten, werden dann an der Platine angelötet. Nach der Kontrolle der Bauelemente kann die fertige Platine in das Gehäuse eingebaut werden.

Als Gehäuse verwendeten wir ein Aluminium-Spritzgußgehäuse, das wir besser nicht genommen hätten. Die Abschirmung gegen externe magnetische Störfelder ist nicht optimal. Mit der Aufstellung des Vorverstärkers mußten wir vorsichtig sein, weil sich sonst das magnetische Feld des Endverstärker-Transformators durch Brummeinstreuung bemerkbar machte. Am besten verwendet man ein Stahlblechgehäuse – oder man achtet, wie gesagt, darauf, wo man das Gerät hinstellt.

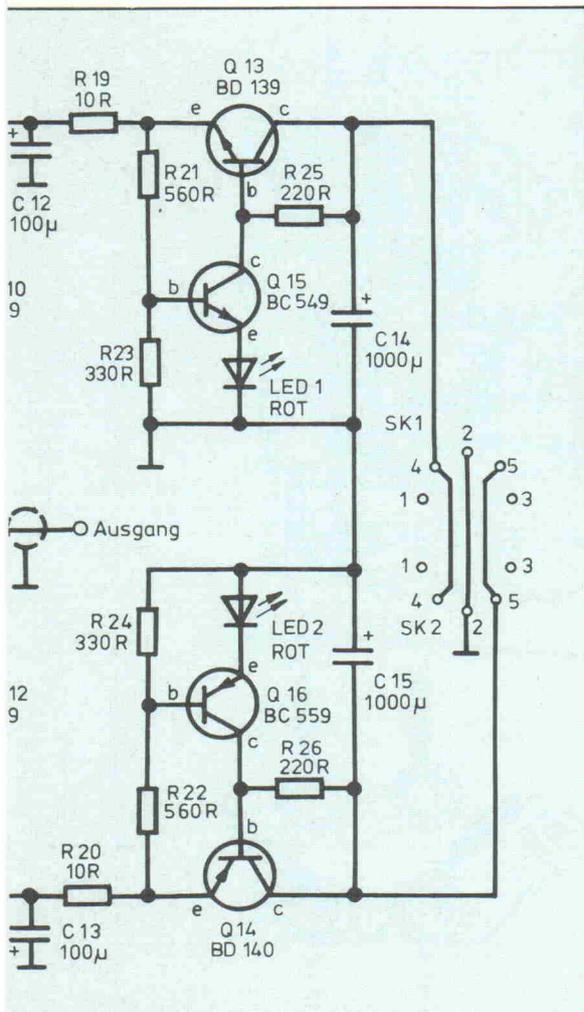
Ist die Platine in das Gehäuse eingepaßt, können Potentiometer und Bauelemente an der Seitenwand eingesetzt und verdrahtet werden, wie es im Verdrahtungsschaltbild gezeigt wird.

An dieser Stelle hatten auch wir einige Schwierigkeiten. Beim ersten Versuch, die Abschirmungen zu verbinden und zu erden, entstand eine gewaltige Brummschleife. (Wir verstehen noch immer nicht den Grund dafür!) Im Verdrahtungsplan zeigen wir jedoch das sehr zufriedenstellende Endergebnis unserer Bemühungen. Die abgeschirmten Leitungen kommen direkt von den Ausgangsbuchsen, wobei nur eine Abschirmung an den Cynch-Buchsen belegt wurde: diese wird am Gehäuse befestigt und mit der Massebuchse verbunden. Diese Anschlußart bedingt entsprechende Bauelemente, um die Buchsen isoliert anzuordnen.

Es ist wichtig, die Cynch-Buchsen isoliert vom Gehäuse anzubringen und sie dann zu verbinden, um sie gemeinsam am Bezugspunkt zu erden, wie es im Verdrahtungsbild gezeigt wird. Wird das Gerät mit dem Doppelnetzteil aus Elrad 5/79, Seite 18 benutzt, gibt es keine 'brummenden' Probleme. Diese Versorgungseinheit ist so verdrahtet, daß der 0V-Punkt nicht an der Gehäuseerde liegt. Das ist wichtig, denn sonst gäbe es eine Brummschleife über die Netzerde. Benutzt man ein anderes Netzteil, tut man also gut daran, festzustellen, ob die 0V geerdet sind und sich damit Schwierigkeiten ergeben könnten. Natürlich ist das Problem nicht gelöst, indem der Schutzkontakt im Netzstecker gekappt wird, weil dann keine Netzerde mehr vorhanden ist. Das wäre nicht nur gefährlich, sondern auch verboten.

## Inbetriebnahme

Vor dem Einschalten sollte das Gerät noch einmal 'endkontrolliert' werden.



Geprüft werden sollte der richtige Einbau der Transistoren, Elkos, Tantals und LEDs. Ist alles in Ordnung, sollte man den Lautstärkereger zudrehen und – einschalten. Sofort sollten die LEDs im Netzteil leuchten.

Natürlich sind wir etwas voreingenommen, aber der Klang des Vorverstärkers ist überwältigend! Bei Verwendung eines Nakamichi MC 1000 Tonabnehmers zeigte sich eine beachtliche Verbesserung gegenüber dem vorher verwendeten Transformator. Da war eine Klarheit und Durchsichtigkeit, die vorher nie existierte, und auch oder gerade die Bässe kamen tiefer und viel differenzierter. Ich glaube, dieser Klang wird Sie genauso befriedigen wie uns.

### Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5 %

R1, R101	3R3
R2, R102	10R
R3, R4, R103, R104	1k
R5, R6, R105, R106	2k2
R7, R8, R107, R108	10R
R9, R10, R109, R110	270R
R11, R12, R111, R112	2k2
R13, R14, R113, R114	10k
R15, R16, R115, R116	390R
R17, R18, R117, R118	18R
R19, R20	10R
R21, R22	560R
R23, R24	330R
R25, R26	220R
R27, R127	1k
R28, R128	220R

Kondensatoren

C1, C101	3n3 MKH
C2, C102	4n7 MKH
C3, C4, C103, C104	470p Styroflex
C5, C6, C105, C106	22µF 16V Tantal
C7, C8, C107, C108	220µF 25V
C9–C11, C109–C111	10µF 16V Tantal
C12, C13	100µF 25V
C14, C15	1000µF 25V
	Elko

Halbleiter

Verwenden Sie bitte nur Markenhalbleiter  
1. Wahl!

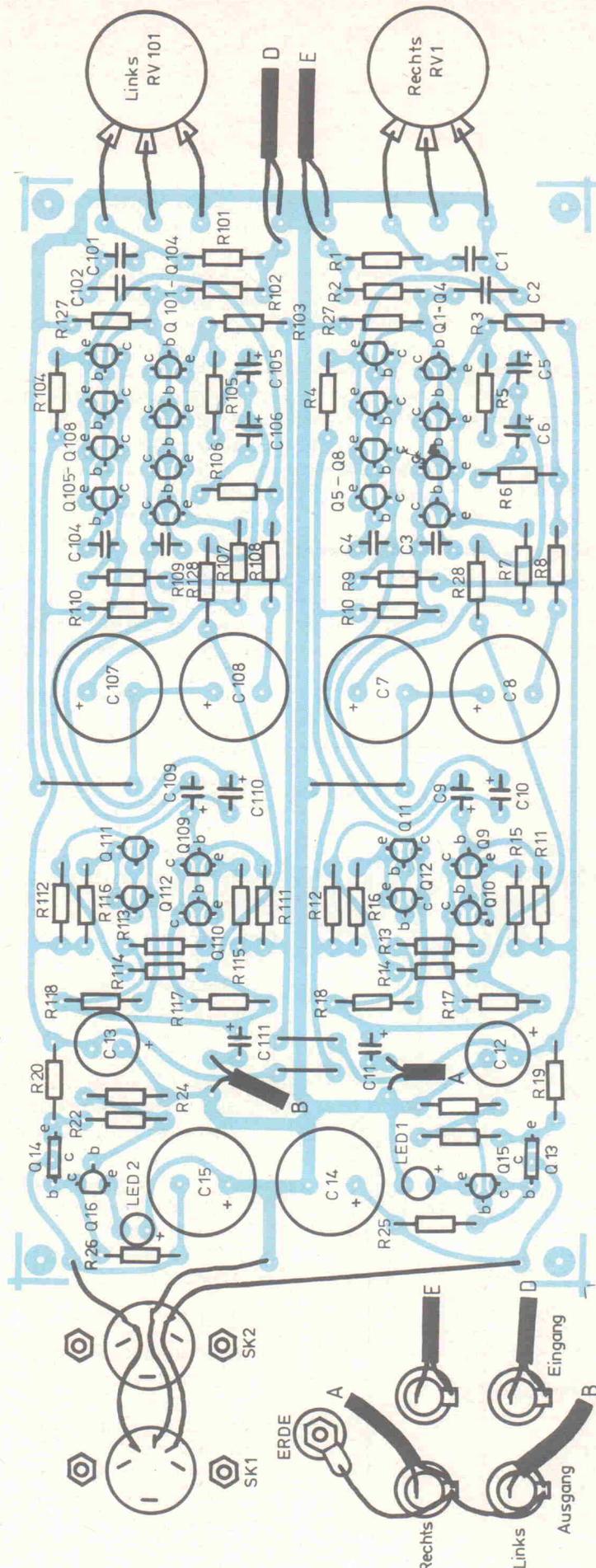
Q1–Q4, Q101–Q104	BC559
Q5–Q8, Q105–Q108	BC549
Q9, Q10, Q109, Q110	BC559
Q11, Q12, Q111, Q112	BC549
Q13	BD139
Q14	BD140
Q15	BC549
Q16	BC559
LED1, LED2	Standard LED

Potentiometer

RV1, RV101	100R
	Drahtpoti lin

Verschiedenes

DIN-Buchse, Cynch-Buchsen, Bananbuchse, Knöpfe, Gehäuse, gedruckte Platine.



## Wie funktioniert 's?

Die Eingangstufe besteht aus den Transistoren T1–T8 mit entsprechender Beschriftung. T1–T4 und T5–T8 sind parallel geschaltet, um die Stromdichte zu reduzieren, damit bei geringem Rauschen eine niedrige Eingangsimpedanz erreicht wird. Wie das funktioniert, ist im Text detailliert beschrieben.

Kondensator C1 und C2 bestimmen die obere Grenzfrequenz und, da dem Eingang vorgeschaltet, die Eingangslastkapazität für den Tonabnehmer.

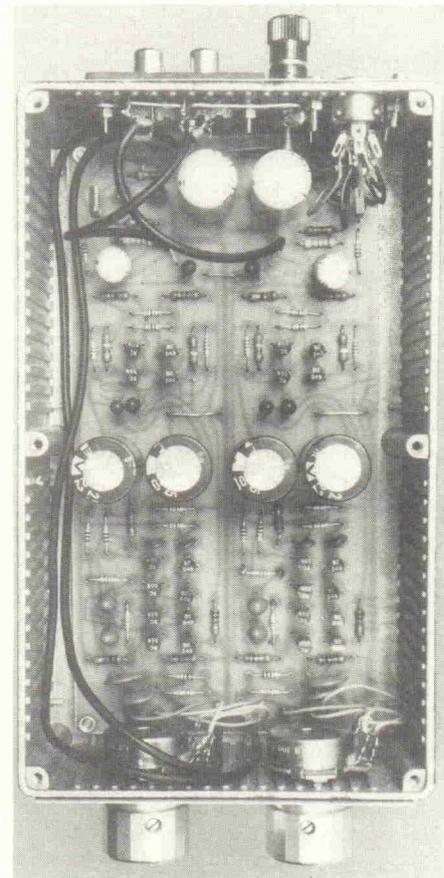
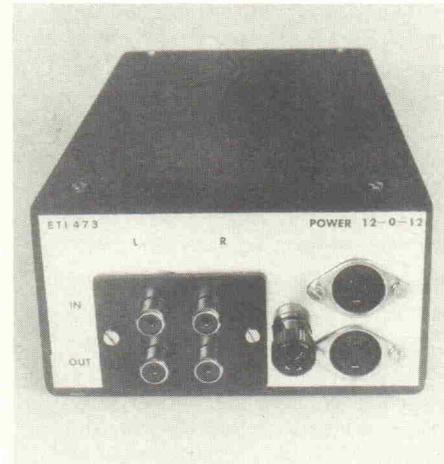
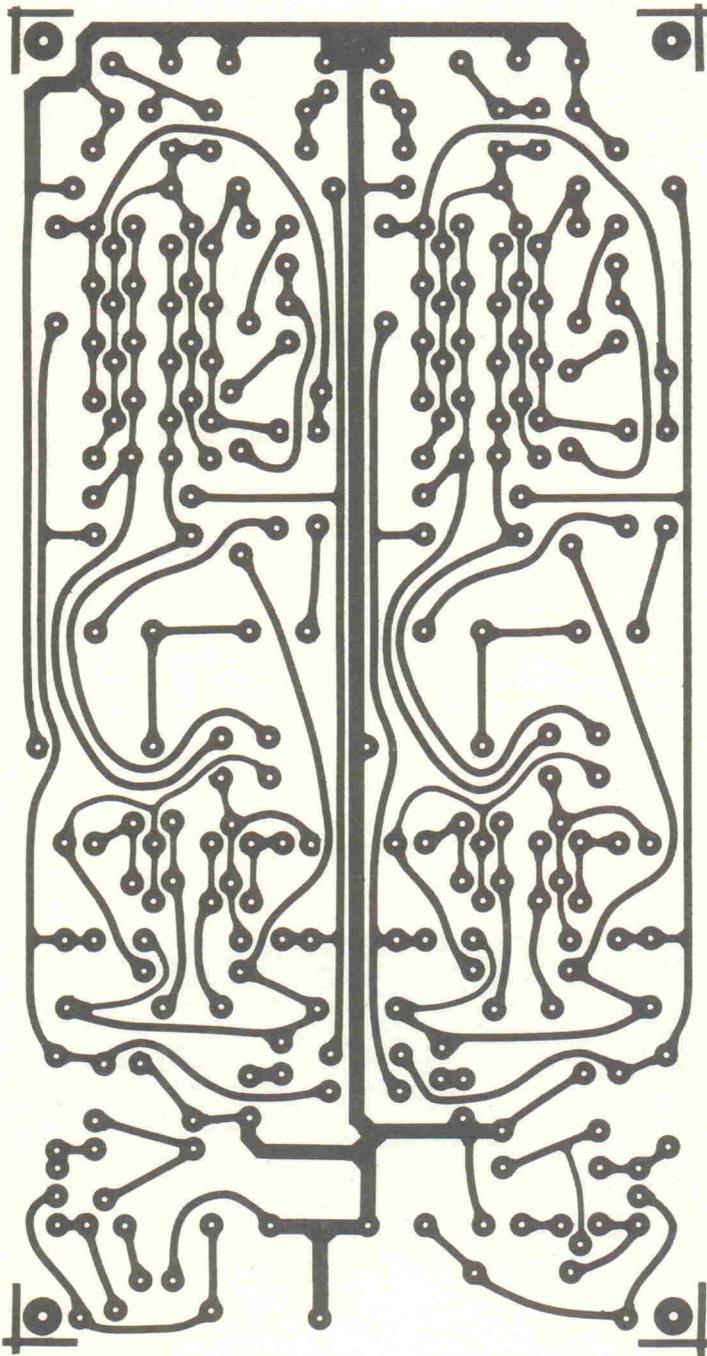
Das Potentiometer RV1 erlaubt eine Veränderung der Eingangsimpedanz, um sie den meisten erhältlichen Systemen anzupassen.

Über das Netzwerk, bestehend aus R28, den Kapazitäten C5 und C6 und den Widerständen R5 und R6, wird gegengekoppelt. Ein Teil dieser negativen Rückkopplung für die Eingangstufe wird über die Emittierwiderstände R7 und R8 an die erste Stufe angekoppelt. Die Kondensatoren C9 und C10 sind Koppelkondensatoren für die zweite Stufe; die Basisstromereinstellung dieser Stufe erfolgt über die Widerstände R11 bis R14.

Die Stromversorgung besteht aus den Serienreglern T13 und T14. Die Spannungsteiler R21/23 und R22/24 teilen die Spannung am Ausgang des Reglers und steuern die Transistoren T15 und T16 sowie die LEDs. Die Basis-Emitter-Strecke in Serie mit der

LED bestimmt die Spannung zu 0,6 + 1,65 V. Immer, wenn die Spannung am Abgriff des Spannungsteilers auf einen Wert über 2,3 V ansteigen will, wird der Transistor gesperrt und verringert die Ansteuerung der Längstransistoren T13 und T14.

Da als Spannungsreferenz eine LED benutzt wird und nicht eine rauschende Zenerdiode, ist dies eine 'Low Noise'-Spannungsregelung. Die Widerstände R19 und R20 bilden zusammen mit den Kapazitäten C12 und C13 Tiefpaßfilter mit einem Abfall von 6 dB pro Oktave für die Versorgungsspannung, zusätzlich zur Unterdrückung der 'Schmutzeffekte', die eventuell am Spannungsregler erzeugt werden.



# Elektronische Frequenzweiche

Eckart Steffens

**Große, schwere Luftspulen aus dickem Kupferdraht und engtolerierete, verlustarme und teure MP-Kondensatoren sind die Elemente, die als Bauteile der passiven Frequenzweiche einer Lautsprecherbox immer noch Schwachstellen in der HiFi-Kette sind (siehe ELRAD 3/1979 'Lautsprecherweichen').**

Einerseits bewirken sie relativ hohe Leistungsverluste, andererseits verschlechtern sie erheblich die Bedämpfung der Lautsprecher, insbesondere des Tieftöners. Hochwertige Boxen, wie sie bereits seit langem in Rundfunk- und Fernsehstudios eingesetzt werden, vermeiden daher eine solche Baugruppe. Diese 'Aktivboxen' verfügen über ein elektronisches Frequenzteilungsnetzwerk und mehrere Endverstärker (für jeden Lautsprecher einen), an die die zugehörigen Lautsprecherchassis direkt angeschlossen sind.

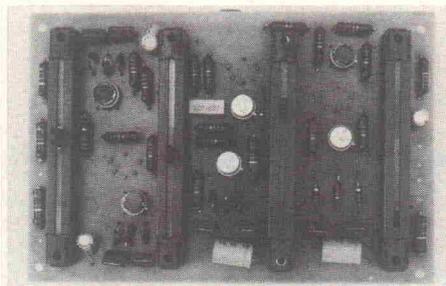
Wegen der erheblich verbesserten Eigenschaften setzt sich dieses Prinzip auch für Heimanlagen und für Beschallungsanlagen (P.A.-Systeme) durch. Besonders bei P.A.-Systemen würden die verwendeten hohen Verstärkerleistungen passive Frequenzweichen höchst unwirtschaftlich machen.

## Gerecht verteilt

Die Aufteilung des Frequenzbereiches und Festlegung der Übergangsfrequenzen muß natürlich in Hinblick auf die verwendeten Lautsprecher geschehen. Als Richtlinie mag gelten, daß bei einem Dreiwege-System die untere Teilungsfrequenz bei ca. 450 Hz liegt, die obere bei ca. 5000 Hz. Diese Werte können jedoch sehr stark variieren und sind, es sei noch einmal betont, speziell für die verwendeten Lautsprecher festzulegen. Auch sei noch einmal auf den oben erwähnten Elrad-Artikel verwiesen.

## 2-Weg? 3-Weg? 4-Weg?

In den meisten Fällen wird wohl ein 3-Wege-System zur Anwendung kommen, d. h. eine Unterteilung des gesamten Frequenzbereiches in Baß, Mitten und Höhen. Um jedoch schmalen Geldbeuteln einerseits und großen Anlagen andererseits (zusätzlicher Sub-Woofer in HiFi-Anlagen, Tweeter-Gürtel, Flächenhörer, Midbins, Baßbins in P.A.-Anlagen) entgegenzukommen, haben wir eine Frequenz-Weiche entworfen, die für alle drei Fälle verwendet werden kann.



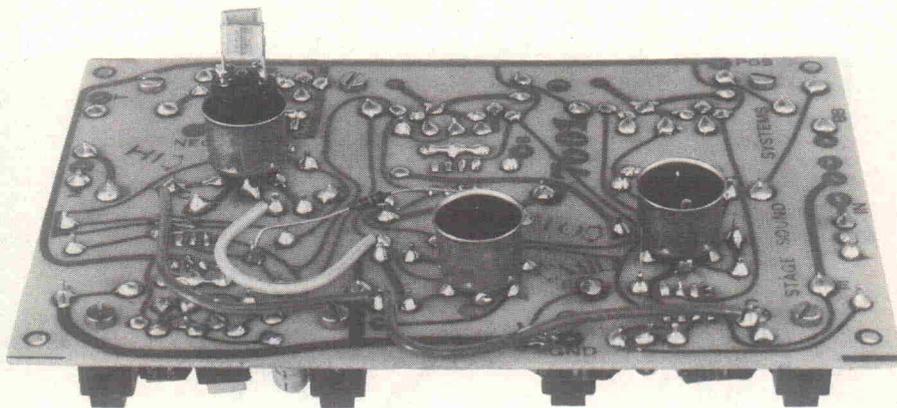
Ansicht einer bestückten Platine.

In der 4-Weg-Ausführung müßte dies Gerät dann über einen Tiefpaß, zwei Bandpässe (bestehend aus je einem Hoch- und Tiefpaß) und einen weiteren Hochpaß verfügen — sechs frequenzbestimmende Netzwerke also. Dabei müßten einige dieser Netzwerke gleiche Eckfrequenzen haben. Um die Schwierigkeiten zu vermeiden, die hier bei der Auswahl und Paarung der Bauelemente auftreten, und um Einbrüche im Frequenzgang zu verhindern, die auftreten, wenn Eckfrequenzen benachbarter Frequenzbänder nicht genau übereinstimmen, wird hier eine neuartige Schaltungstechnik angewendet. Dabei kommt man für jede Übergangsfrequenz mit nur einem frequenzbestimmenden Netzwerk aus. Probleme durch ungleiche Eckfrequenzen oder inkorrektes Phasenverhalten entfallen daher.

## Der Aufbau

Dieser erfolgt auf einer Printplatte, auf der alle Bauteile montiert werden. Diese Printplatte trägt auch vier Flachbahnschiebereglер zur Pegelbeeinflussung der einzelnen Frequenzbänder, so daß das Gerät gleichzeitig als kleiner Equaliser zur Anpassung an die Raumakustik verwendbar ist. Beachten Sie besonders, daß die eingebauten Bauelemente nicht höher als die Flachbahnregler sein dürfen, da sonst die Printplatte nicht mehr an der Frontplatte befestigt werden kann. Für die Elkos C2 und C3 sind mehrere Bohrungen vorhanden, damit gegebenenfalls auch liegende Typen verwendet werden können.

Die Steckbuchsen zur Wahl der Übergangsfrequenzen werden als letztes eingelötet. Sie werden von der Lötseite montiert. Achten Sie beim Einlöten darauf, daß Sie nicht versehentlich Zinnbrücken zwischen den Anschlußfahnen herstellen, denn dann funktioniert die ganze Schaltung nicht mehr. Jetzt müssen noch die drei gleichnamigen Punkte 'C' auf der Platine durch kurze Schaltdrahtbrücken miteinander verbunden werden, ebenso die zwei Punkte 'E'. Die Anschlüsse der Platine zeigt der Bestückungsplan. Die Stromaufnahme einer Platine beträgt zwischen 20 mA (Leerlauf) und 60 mA



Ansicht der Platinen-Rückseite mit den frequenzbestimmenden Steckern

(mit Aussteuerung). Zur Versorgung eignet sich ein einfaches Doppel-Netzteil, wie z. B. in Elrad 5/79 'Stromversorgungen' beschrieben. Verwenden Sie zwei Regler 7812 und 7912 und die dort abgedruckte Platine.

## Festlegung der Übergangsfrequenzen

Für die Wahl der Übergangsfrequenzen gilt generell das eingangs Gesagte. Damit die Übergangsfrequenzen leicht zu wechseln sind, werden die frequenzbestimmenden Bauteile, hier zwei Kondensatoren  $C_A$  und  $C_B$ , auf Stecksockel montiert, die in die Buchsen auf der Printplatte gesteckt werden. Die Kondensatoren können nach der folgenden Tabelle ausgewählt oder nach den dort angegebenen Formeln ausgerechnet werden.

## Wahl der Betriebsart

Mit voller Bestückung arbeitet das Netzwerk als 4-Weg-Weiche, wobei zwei Tiefpässe (Bu 1, Bu 2) und ein Hochpaß (Bu 3) mit frequenzbestimmenden Steckern bestückt sind. Bei Dreiwegebetrieb wird der untere Tiefpaß (Bu 1) durch Einstecken eines Kurzschlußsteckers außer Betrieb gesetzt, der Ausgang BB für tiefe Bässe bleibt dann unbenutzt.

Bei Zweiwege-Betrieb wird auch der zweite Tiefpaß (Bu 2) durch Einstecken eines Kurzschlußsteckers außer Betrieb gesetzt. Die Wahl der Übergangsfrequenz erfolgt dann mit dem Hochpaß. Es werden die Ausgänge T für Höhen und M für Bässe benutzt, B und BB bleiben unbenutzt. Wer das Netzwerk ohnehin nur für Dreiweg- oder Zweiweg-Anlagen benutzen will, kann von vornherein eine Anzahl Bauteile weglassen. Diese Bauteile sind in der Stückliste besonders gekennzeichnet.

## Wie funktioniert's?

Das Gerät ist vollständig mit integrierten Operationsverstärkern aufgebaut. Die aktiven Filter (zwei Tiefpaßfilter, ein Hochpaßfilter) sind aktive Filter zweiter Ordnung mit einer Flankensteilheit von 12dB/Oktave.

Das Eingangssignal gelangt über IC1, der als nichtinvertierender Vorverstärker geschaltet ist, auf alle weiteren Stufen.

Tiefpaß 1 wird gebildet aus  $R_5, C_A, R_6, C_B$  und IC2. Der Ausgang von IC2 ist mit zwei Kleinleistungstristoren gepuffert. Das Tiefensignal gelangt dann über  $C_2, P_1$  und den Schutzwiderstand  $R_{33}$  zum Ausgang für tiefe Bässe BB.

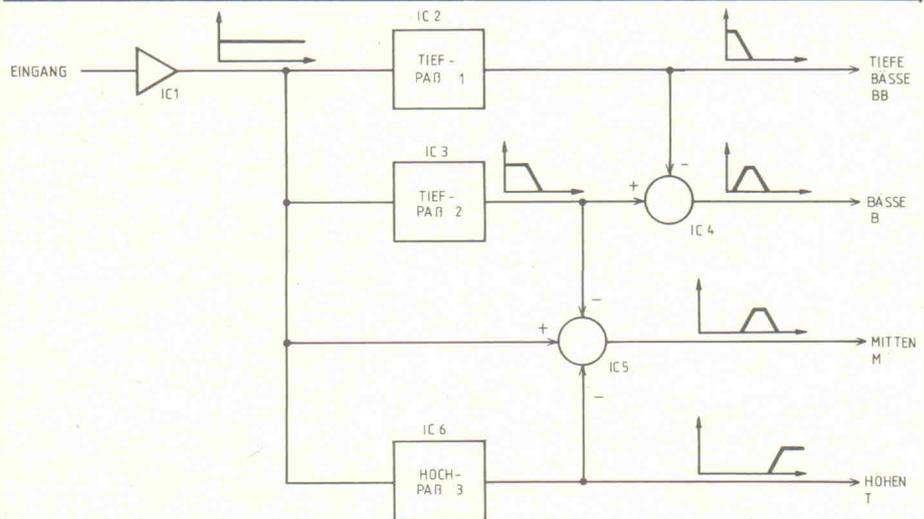
Tiefpaß 2 mit  $R_{11}, C_A, R_{12}, C_B$  und IC3 ist entsprechend aufgebaut. Von ihm gelangt das Signal über den als nichtinvertierenden Leistungsverstärker geschalteten IC4 auf den Ausgang B für die Bässe. Über  $R_{10}$  wird das Signal von Tiefpaß 1 auf den invertierenden Eingang von IC4 gegeben und damit vom Signal des Tiefpasses 2 subtrahiert. Am Ausgang von IC4 und damit an B steht also

ein Bandpaßsignal (siehe hierzu Schema-skizze). Bei Betrieb als Dreiwegeweiche wird mit einem Drahtbrückenstecker in Bu 1 das Eingangssignal von IC2 kurzgeschlossen, an BB liegt also kein Signal, vom Signal des Tiefpasses 2 (IC3) wird nichts subtrahiert, und an B steht somit das vollständige Tiefpaßsignal von IC3.

Der Hörenaussgang T wird von IC6 abgegriffen, das mit  $C_A, R_{28}, C_B, R_{29}$  als aktiver Hochpaß geschaltet ist.

Der Mittenaussgang M wird dann wiederum durch Differenzbildung erzeugt: Vom Eingangssignal, das über  $R_{20}$  zugeführt wird, wird durch IC5 das über  $R_{23}$  zugeführte Hochpaßsignal und das über  $R_{19}$  zugeführte Tiefpaßsignal subtrahiert. An M steht daher ebenfalls ein Bandpaßsignal an.

Durch das elektronische Differenzverfahren ist in jedem Falle sichergestellt, daß die Summe der Ausgangsspannungen genau der Eingangsspannung entspricht. Daher fallen Toleranzen in den einzelnen Komponenten nicht allzusehr ins Gewicht und äußern sich lediglich durch eine verminderte Steilheit der Filter.



Blockschaltbild für die elektronische Frequenzweiche.

Die Kondensatorwerte werden wie folgt bestimmt:

### Hochpaß-Filter

$$C \text{ (nF)} = \frac{18000}{f \text{ (Hz)}}$$

Beispiel:

10 nF	1800 Hz
22 nF	820 Hz
47 nF	380 Hz
100 nF	180 Hz

### Tiefpaß-Filter

$$C \text{ (nF)} = \frac{8800}{f \text{ (Hz)}}$$

Beispiele:

10 nF	880 Hz
22 nF	400 Hz
47 nF	190 Hz
100 nF	88 Hz

Dabei trägt jeder Stecker **zwei gleiche** Kondensatoren.

## Literaturhinweise

Zur ergänzenden Lektüre empfehlen wir folgende, in früheren ELRAD-Heften erschienenen Beiträge:

Aktive Filter, Teil I	Heft 11/1977
Teil II	Heft 1/1978
Teil III	Heft 2/1978
Lautsprecherweichen	Heft 3/1979
Stromversorgungen	Heft 5/1979

## Stückliste

Diese Bauteile brauchen Sie auf jeden Fall:

R1, 3, 4, 22, 23,	
27, 28, 29	12k
R24, 26, 30, 32	68R
R25, 31	680R
R2	20k
R20*	24k
C1, 4, 5	10µF/35 V
C6	0,01µ
P3, 4	1k Schieberegler
R35, 36	100R 1/2 W
IC 1, 5, 6	NE 535 oder TL 081
Q5, 7	2N1613
Q6, 8	2N2905

Diese Bauteile brauchen Sie zusätzlich für eine Dreiwege-Weiche:

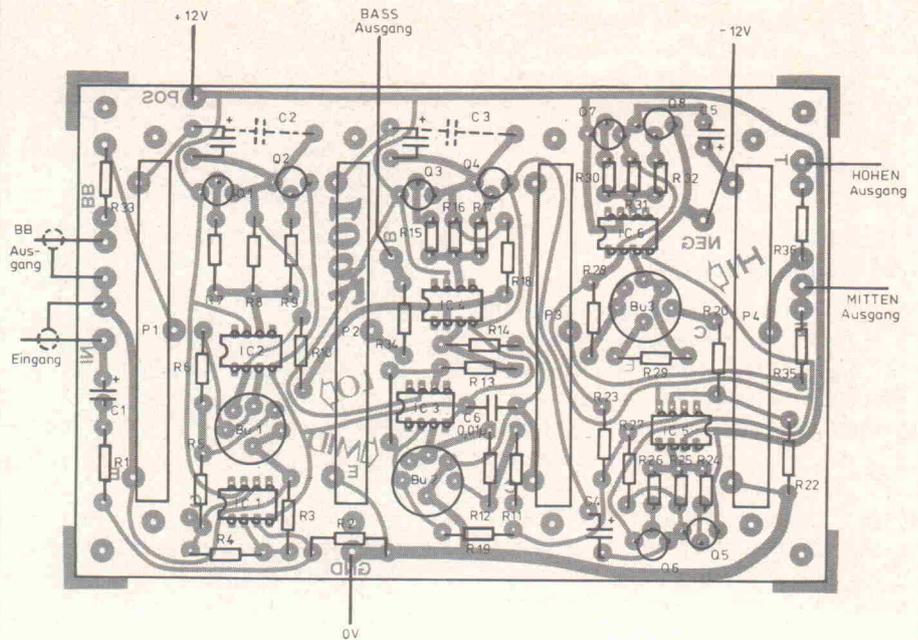
R11, 12, 13,	
18, 19	12k
R15, 17	68R
R16	680R
C3	47µF/35 V
R34	100R 1/2 W
IC3, 4	LM 741 od. NE 535 od. TL 081
P2	1k Schieberegler
Q3	2N1613
Q4	2N2905

Diese Bauteile brauchen Sie zusätzlich für eine Vierwege-Weiche:

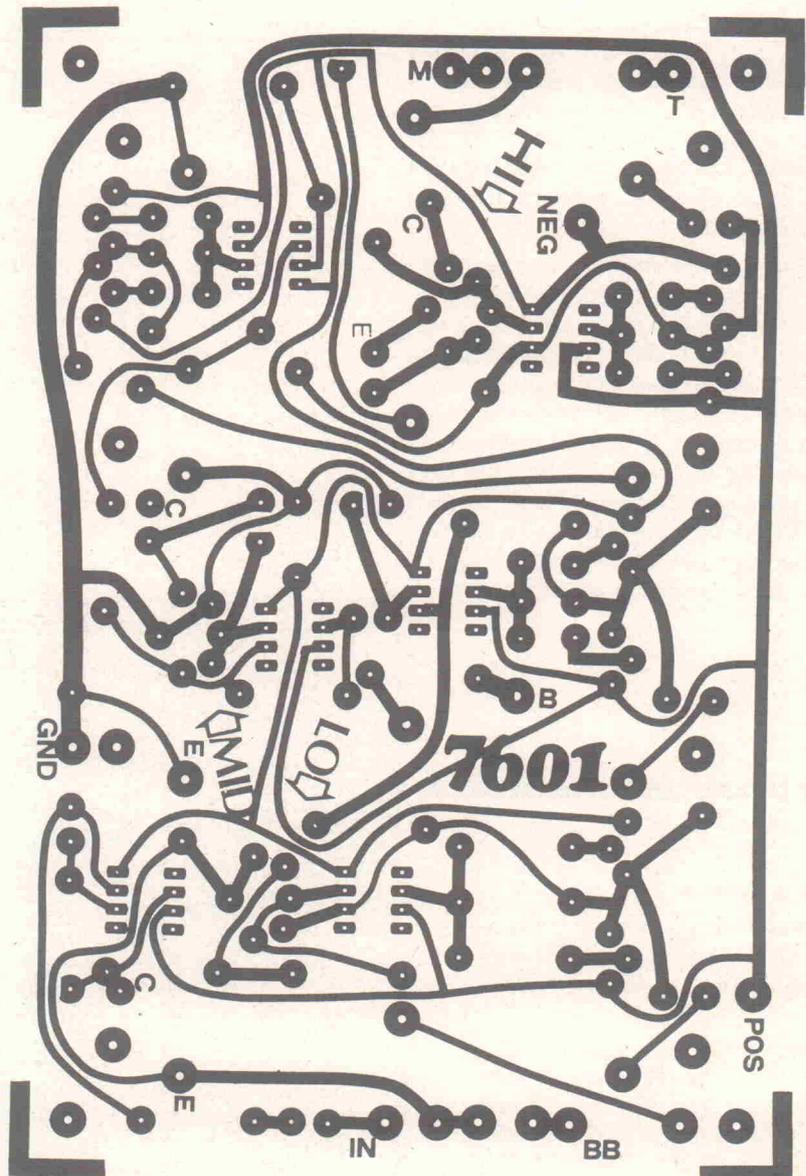
R5, 6, 10, 14	12k
R7, 9	68R
R8	680R
C2	47µF/35 V
P1	1k Schieberegler
R33	100R 1/2 W
IC2	LM 741 od. NE 535 od. TL 081
Q1	2N1613
Q2	2N2905

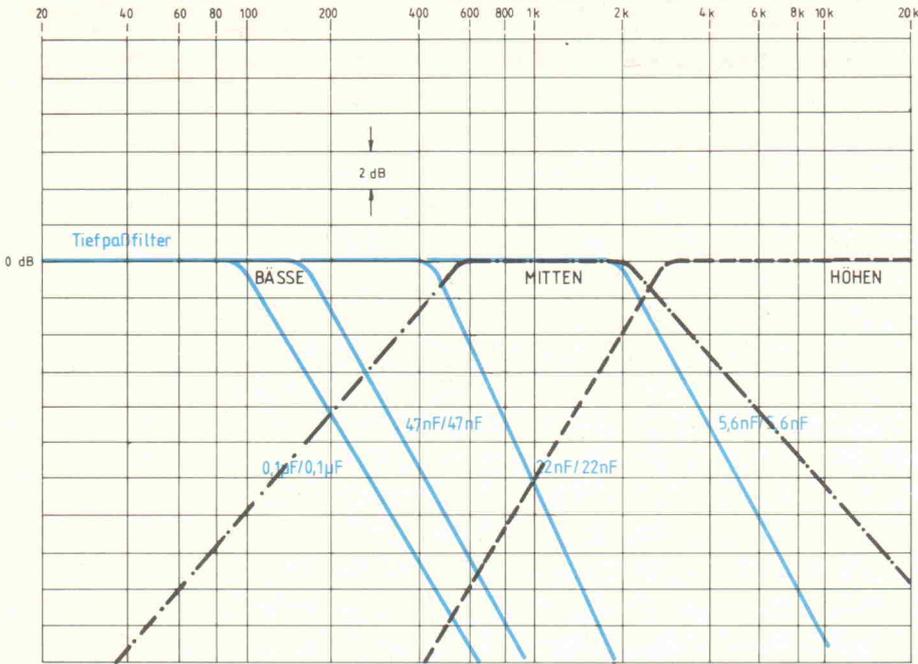
\* Wenn Sie das Gerät nur als Zweiwegeweiche ausbauen, muß R20 = 12 kOhm sein.

Alle Angaben für einen Kanal und eine Printplatte. Bei Stereobetrieb sind zwei Platinen und alle Bauteile zweifach erforderlich.



Bestückungsplan für die elektronische Frequenzweiche.



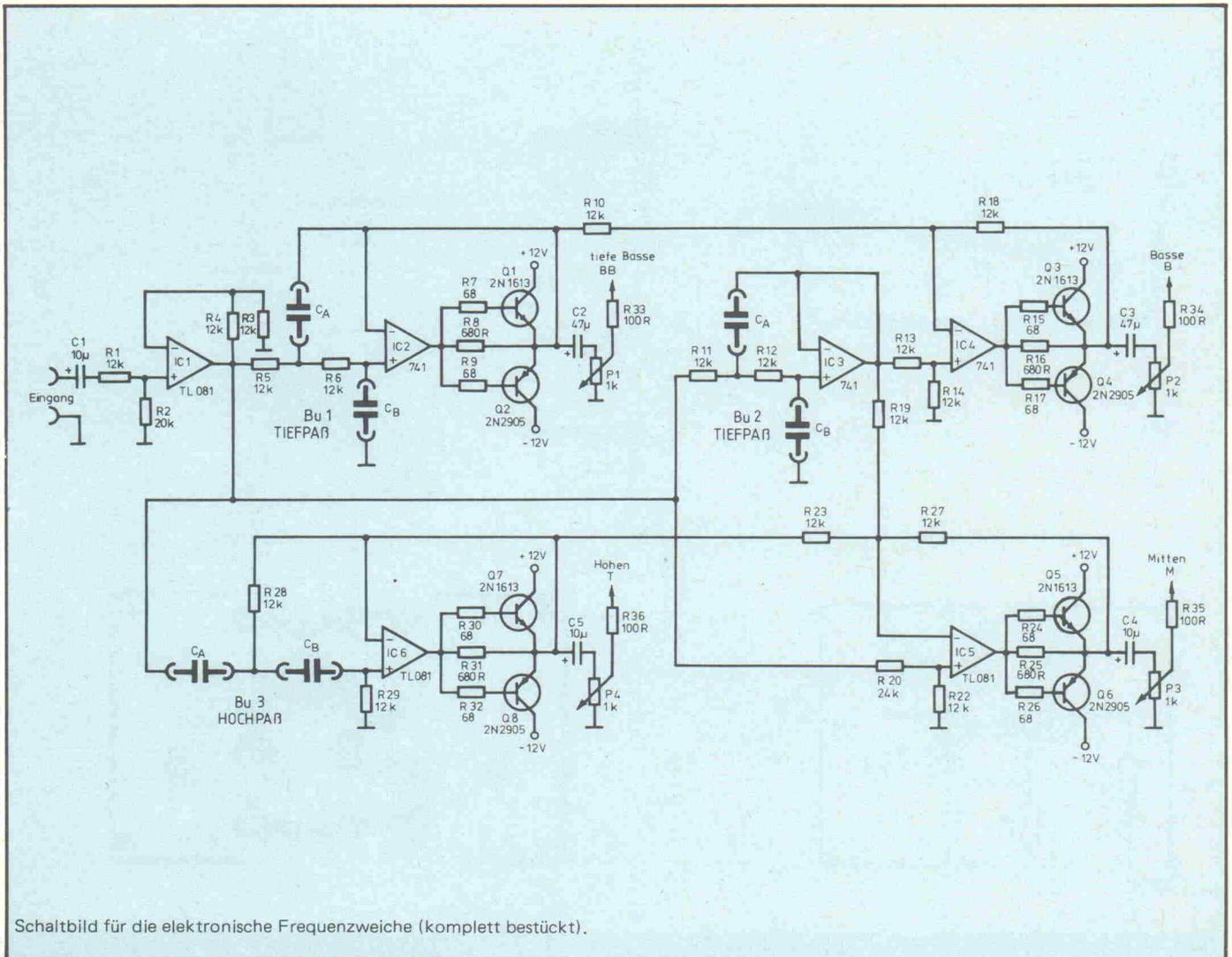
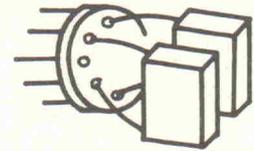


Beispiel für die Dimensionierung des Tiefpaßfilters.

### Stecker 3-Weg



### Kondensatorstecker



Schaltbild für die elektronische Frequenzweiche (komplett bestückt).

# WASSERST

Es gibt kaum etwas Unangenehmeres, als wenn man morgens aufwacht und  
gibt ein akustisches Warnsignal und kann dann

'Wasserstand-Alarm' ist kein sehr klingvoller Name für ein elektronisches Projekt. Aber er gehört zu den Geräten, die nicht gebaut zu haben, man bitter bereut, steht man erst knietief im Wasser. Die Wirkungsweise ist ganz einfach verständlich. Sie beruht darauf, daß Wasser eine leitende Verbindung zwischen zwei strategisch günstig platzierten Elektroden herstellt. Als Sensor kann man zwei gebogene Drahtstücke in einem Holz- oder

Plastikblock befestigen und über den Rand des Wasserkastens hängen. Wenn ein fester Einbau erwünscht ist, kann der Sensor auch geklebt oder festgeschraubt werden. Die Höhe der Kontakte (siehe Bild 1) über dem Wasserspiegel ist von den jeweiligen Verhältnissen abhängig, aber als Faustregel kann gelten, daß sie auf gleicher Höhe mit dem Überlaufrohr sein sollten.

Bild 2 zeigt zwei Vorschläge zur Ausführung des Sensors. Natürlich kommt es sehr auf den speziellen Einzelfall an, aber eine der beiden Möglichkeiten sollte in den meisten Fällen anwendbar sein. Im ersten Fall werden zwei Stückchen aus rostfreiem Draht umgebogen und über den Rand des Wasserkastens gehängt. Im zweiten Fall besteht der Kontakt aus zwei Schrauben, die in einen Plastik-Block eingepaßt sind. Der Sensor

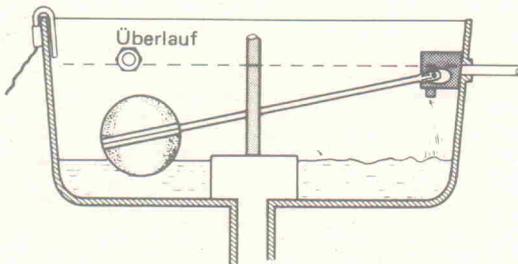
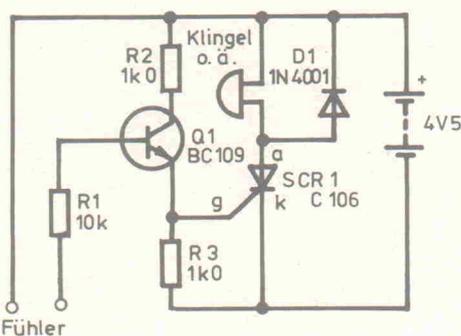
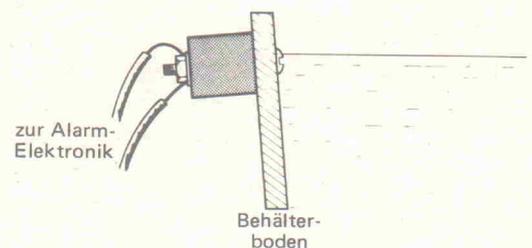
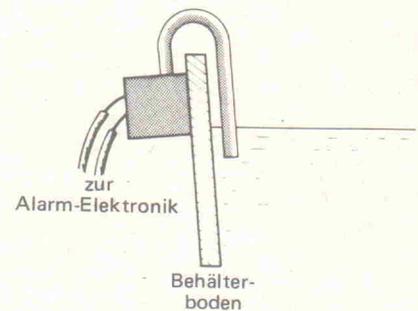


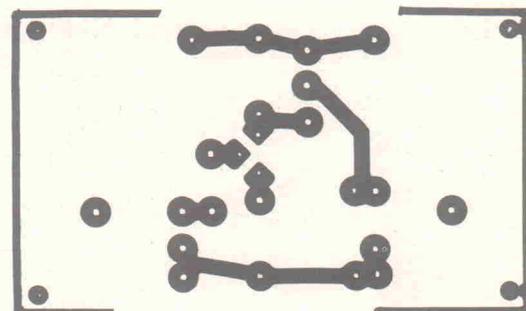
Bild 1



Bild 2



Das Schaltbild



Das Platinenlayout

# WASSER-ALARM

wacht und vom Wasser umflutet wird. Unsere einfache Schaltung so manche teure Überschwemmung verhindern.

wird dann angeklebt oder festgeschraubt.

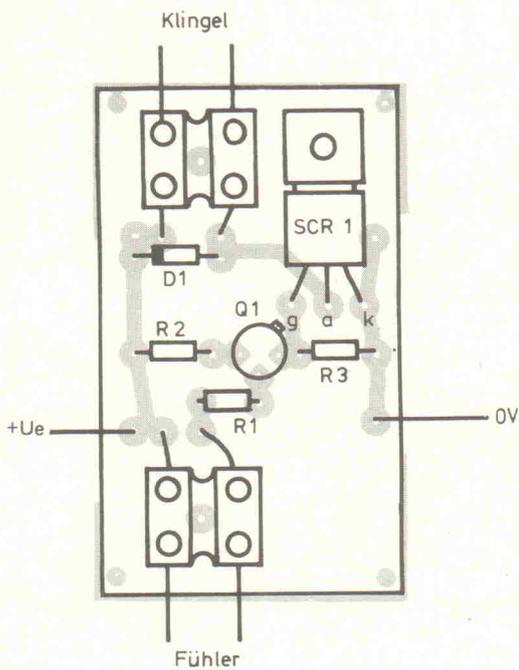
Welche Ausführung Sie auch wählen, in jedem Falle sollten die Drähte gegen Spritzwasser geschützt werden, besonders dort, wo sie am Sensor angeschlossen sind.

## Aufbau und Betrieb

Alle elektrischen Bauteile sind auf der Platine untergebracht. Im Prototyp haben

wir eine kleine Klingel benutzt, wie sie in Haushaltsgeschäften erhältlich ist. Die Verwendung einer ordinären Klingel mag einige Leser überraschen. Aber das war sehr wohl überlegt. Erstens ist eine elektromechanische sehr laut, zweitens aber ist mit ihrer Wirkungsweise eine ständig wechselnde Änderung des Stromflusses verbunden, was wichtig ist, wenn man mit einem Thyristor arbeitet (siehe 'Wie funktioniert's').

Da die Alarmfunktion wohl sowieso immer eingeschaltet ist, haben wir auf einen Ein-Aus-Schalter verzichtet. Der Ruhestrom beträgt nur 2 bis  $5\mu\text{A}$ , so daß mit einer ausreichend großen Batterie eine Betriebszeit von vielen Monaten, vielleicht sogar Jahren möglich ist.



Der Bestückungsplan

## Stückliste

Widerstände 5%, 0,25 W

R1 10k

R2 1k

R3 1k

Halbleiter

Q1 BC109

SCR1 C106D o. ä.

D1 1N4001

Sonstiges

Platine, Klingel, Batterie 4,5 V

## Wie funktioniert's?

Der Sensor liegt zwischen der positiven Versorgungsspannung und der Basis von Q1. R1 dient zur Strombegrenzung. Wird der Widerstand zwischen den beiden Kontakten klein genug, dann beginnt der Transistor zu leiten. Die Emitterspannung steigt bis fast auf die Batteriespannung an. Da am Emmitter auch der Thyristor SCR1 liegt, wird dieser gezündet, d. h. er wird sehr niederohmig. Die Klingel beginnt, Alarm zu geben. Unter normalen Gleichstrombedingungen bleibt ein Thyristor leitend, auch wenn Gate-Spannung verschwindet. Der Alarm würde also ewig weiterlaufen. Weil aber eine Klingel den Stromkreis immer wieder unterbricht, wird die Gleichspannung am Thyristor dauernd ein- und ausgeschaltet. Wenn die Gate-Spannung abreißt (d. h. das Wasser ist wieder gesunken), hört der Alarm also auf.

Die Diode D1 schützt die Halbleiter vor Spannungsspitzen, die beim Schalten der Klingel entstehen.

# Rausch- und Rumpelfilter

Verbessern Sie die Wiedergabequalität Ihrer alten Schallplatten mit diesem einfachen Rausch- und Rumpelfilter.

Viele alte und ältere Schallplatten erzeugen Geräusche, die mit Musik eigentlich nichts zu tun haben. Da hört man hochfrequente 'Klicks' von Schrammen auf der Oberfläche und tieffrequentes 'Rumpeln' vom Plattenspielerlaufwerk. Unser Rausch- und Rumpelfilter hält diese lästigen und teilweise gefährlichen Geräusche vom Verstärker fern.

Es enthält zwei hochqualitative Filtersysteme, die das Signal vom Plattenspieler beeinflussen und an den Endverstärker weitergeben. Das erste ist ein Hochpaßfilter, das das unerwünschte tieffrequente Rumpeln fernhält, und das zweite ist ein Tiefpaßfilter, das die Musik-Information vom hochfrequenten Knacken und Prasseln befreit.

Das ganze Gerät wird mit Batterien versorgt und ist sehr vielseitig einzusetzen. Die Übergangsfrequenzen für jedes Filter können in drei Stufen gewählt werden. Im Bedarfsfalle können die Filter mit einem 'Bypass'-Schalter auch einzeln umgangen werden. Dem individuellen Geschmack des Lesers entsprechend kann das Gerät sowohl in Mono, in Stereo und mit oder ohne umschaltbare Übergangsfrequenzen aufgebaut werden.

## Aufbau

Der Aufbau auf der Printplatte sollte keine Probleme mit sich bringen. Entscheiden Sie sich zunächst, ob Sie eine Mono- oder Stereo-Version bauen wollen. Dann haben Sie die Wahl zwischen festen oder variablen Übergangsfrequenzen. Für ein Monogerät brauchen Sie nur eine einzige Printplatte, für eine Stereoversion zwei Stück. Bei der Stereoversion müssen außerdem alle Schalter (außer S5) anders ausgelegt werden, d. h. für SW1 und SW3 brauchen Sie einen 2-fach-Umschalter mit drei Stellungen bei Mono und einen 4-fach-Umschalter mit drei Stellungen bei Stereo. Beachten Sie, daß auch bei Stereo-Betrieb nur eine Batterie erforderlich ist, da jede Platine nur etwa 2mA Strom zieht.

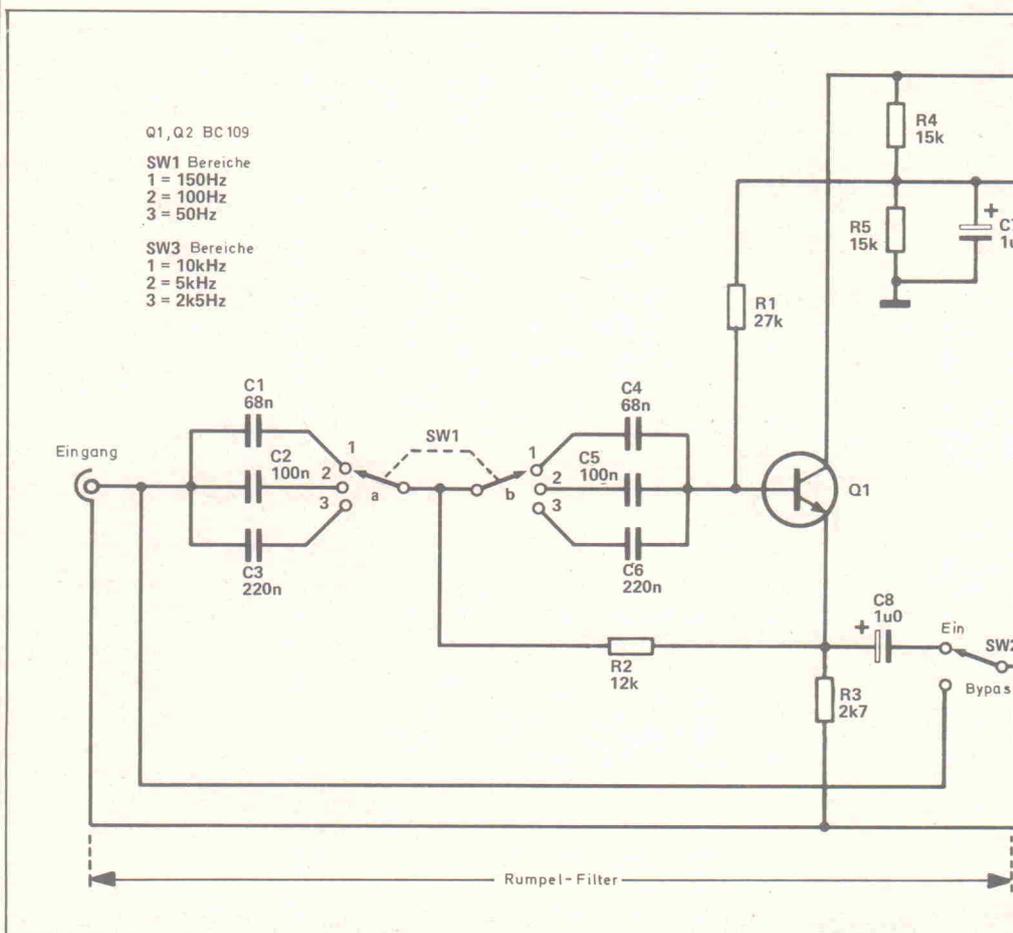


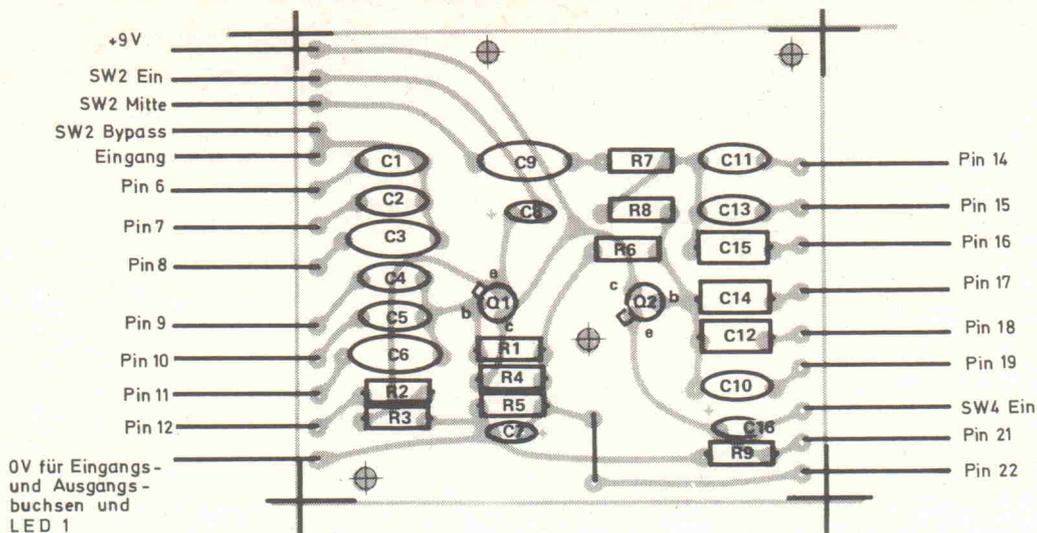
## Anwendung und Betrieb

Die Schaltung hat bei mittleren Frequenzen weder Verstärkung noch Abschwächung und kann ohne weiteres

Signale in der Größenordnung von einigen Millivolt bis zu einigen Volt verarbeiten. Es werden rauscharme Transistoren vom Typ BC 109 verwendet, und das Gerät kann daher direkt zwischen Tonabnehmer bzw. Entzerrerverstärker und Endverstärker geschaltet werden.

Sicherlich finden Sie bald noch ganz andere Einsatzgebiete für das Gerät als nur als Rausch- und Rumpelfilter für die Schallplattenwiedergabe. So läßt sich z. B. auch die Empfangsqualität einiger Radios verbessern oder das Brummen in Verstärkeranlagen unterdrücken.





Bestückungsplan für das Rausch- und Rumpelfilter

**Stückliste**

Widerstände

R1	27k
R2	12k
R3	2k7
R4, 5	15k
R6	220k
R7, 8	4k7
R9	10k
R10	820R

Halbleiter

Q1, Q2 BC109  
LED 1 TIL209

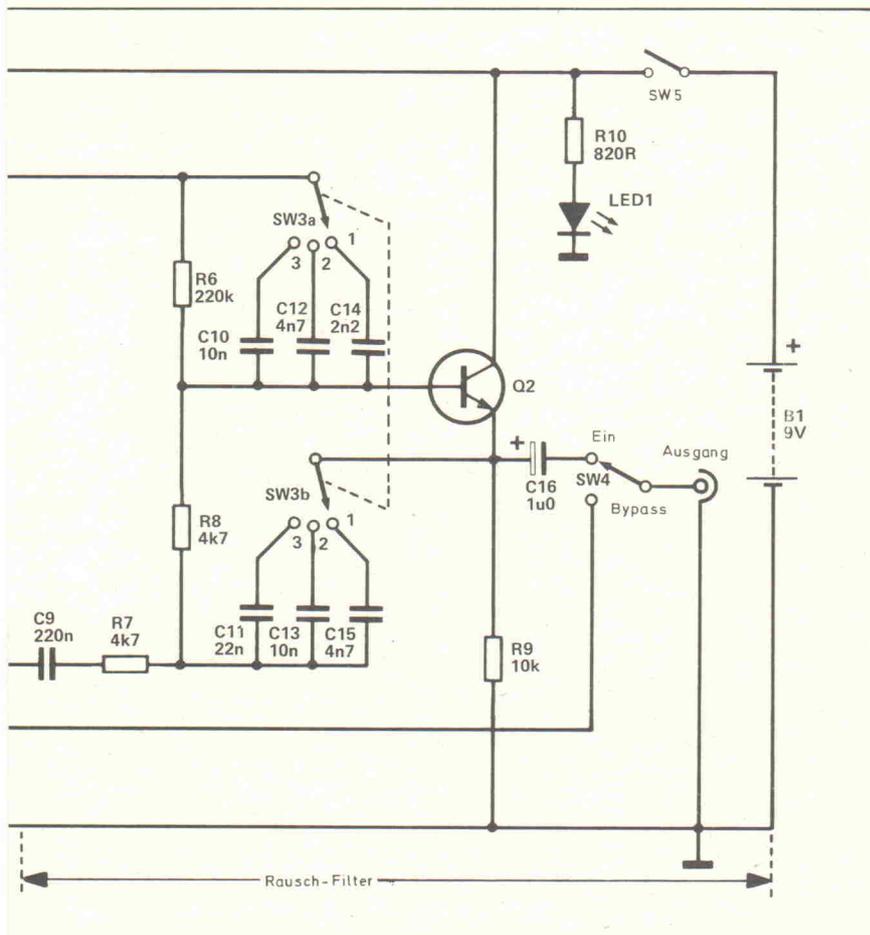
Kondensatoren

C1, C4, 68nF MKH  
C2, C5, 100nF MKH  
C3, C6, C9, 220nF MKH  
C7, C8, C16 1µO Tantal  
C10, C13, 10nF MKH  
C11, 22nF MKH

C12, C15, 4n7 MKH  
C14, 2n2 MKH

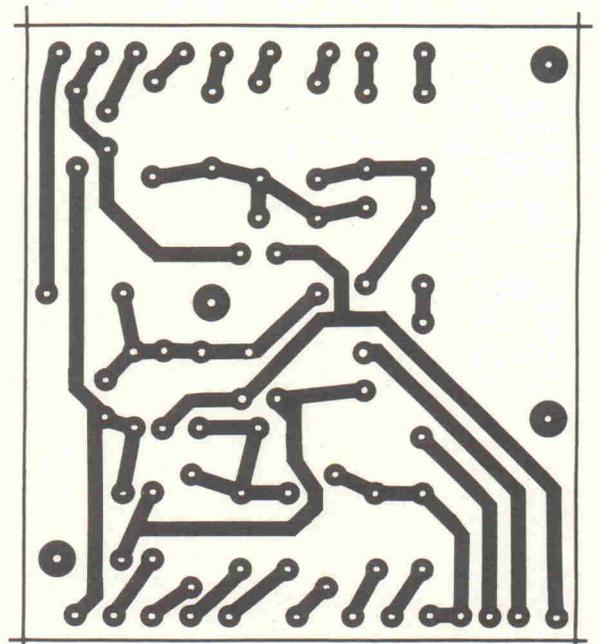
Verschiedenes

SW1, SW3 Drehschalter, 3 Schaltstellungen, 2 bzw. 4 Schaltebenen.  
SW4, SW2 Kippschalter 2-polig, Um  
SW5 Kippschalter 1 polig, Ein  
Buchsen, Gehäuse, Knöpfe, Batterie



Gesamtschaltbild des Rausch- und Rumpelfilters

Platinen-LAYOUT für das Rausch- und Rumpelfilter



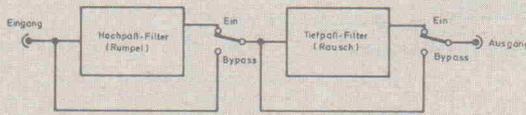
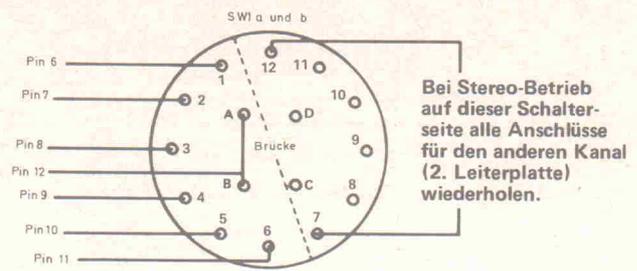
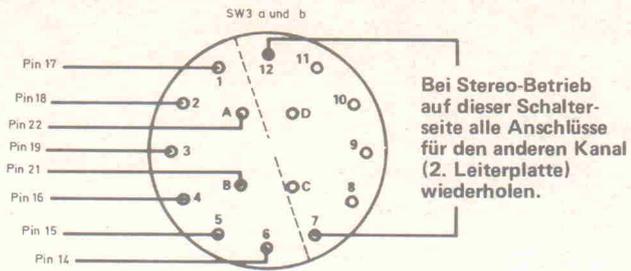


Fig. 1

### Wie funktioniert's?

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild der Mono-Version des Rausch- und Rumpelfilters. Das Eingangssignal (vom Tonabnehmersystem) gelangt zunächst durch ein Hochpaßfilter (das unerwünschte Rumpelanteile fernhält) und dann durch ein Tiefpaßfilter (das hochfrequentes Knistern eliminiert) an den Ausgang. Jedes Filter kann bei Bedarf durch einen einfachen Schalter überbrückt werden, so daß das Eingangssignal durch beide, nur eins oder aber gar kein Filter geschickt werden kann.

Um eine größere Steilheit als 6 dB/Oktave zu erreichen, können mehrere Filter in Serie geschaltet werden. Normalerweise ist dann zwischen den einzelnen Stufen eine elektronische Entkopplung erforderlich.

Fig. 3 zeigt die Schaltung (a) und das Verhalten (b) eines zweistufigen Hochpaßfilters. Dieses Filter ist auch als Butterworth-Filter bekannt und wird in unserer Schaltung als Rumpelfilter benutzt: Es hat eine scharfe Übergangsfrequenz und besitzt eine Steilheit von 12 dB/Oktave.

Das Hochpaßfilter von Fig. 2 kann in ein Tiefpaßfilter umgebaut werden, wenn man die Anordnung von R und C vertauscht (siehe Fig. 4a, b). Fig. 5 zeigt das zweistufige Butterworth-Tiefpaßfilter, das in unserem Gerät als Rauschfilter Verwendung findet.

In der Gesamtschaltung (siehe Gesamtschaltbild) ist das Hochpaß- oder Rumpelfilter mit Q1 sowie R1, C1, R2, C4 und das Tiefpaß- oder Rauschfilter mit Q2 und R7, C15, R8, C14 aufgebaut. Die Widerstände R4, R5 und der Kondensator C7 bilden einen niederohmigen Anschlußpunkt für die Vorspannungen für die beiden Transistorstufen. Die niederfrequente Übergangsfrequenz des Rumpelfilters kann durch den 3-stufigen Schalter SW1, die hochfrequente Übergangsfrequenz des Rauschfilters durch SW3 gewählt werden.

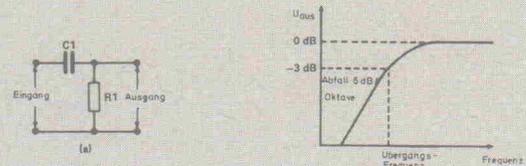


Fig. 2

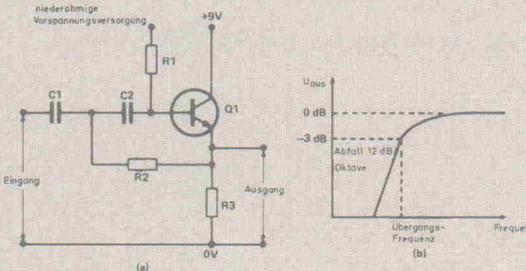


Fig. 3

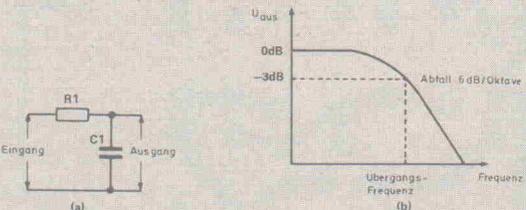


Fig. 4

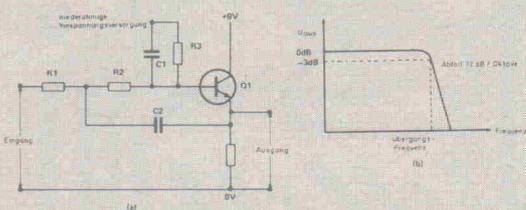
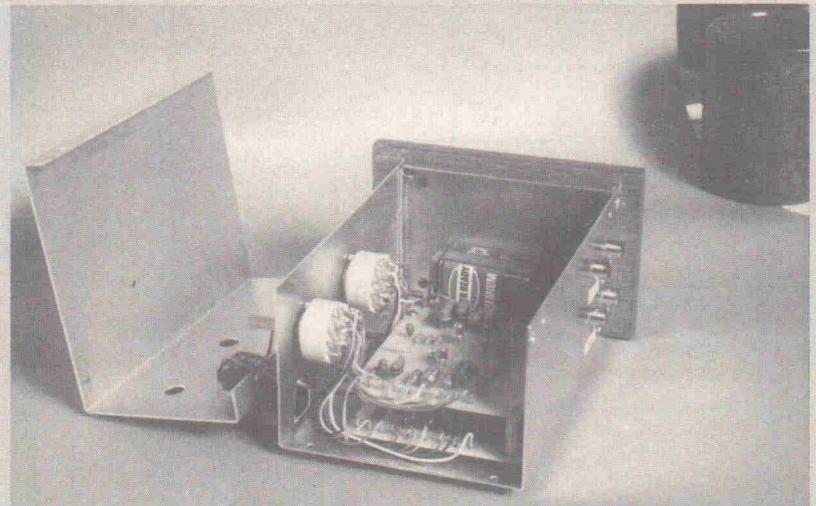


Fig. 5



Das fertige Gerät. Diese Version verfügt über zwei Bereichsschalter für das Rausch- und das Rumpelfilter und damit wählbare Frequenzen. Blick in die Stereo-Version des Filters – es werden zwei gleiche Leiterplatten benutzt. Es ist jedoch nur ein Einzelschalter und eine Batterie erforderlich.

# Signal-Verfolger

Ein NF-Verstärker sollte fester Bestandteil einer jeden Bastler-Werkstatt sein. Mit ihm können andere NF-Schaltungen geprüft werden. Um einen weiten Einsatzbereich des Verstärkers zu gewährleisten, sollte er mit verschiedenartigen Eingangssignalen angesteuert werden können und die Möglichkeit besitzen, auf Ausgangslasten unterschiedlicher Impedanz zu arbeiten.

Der hier beschriebene Prüfverstärker erfüllt diese Anforderungen.

Er besitzt 4 Eingänge:

1. Eingang mit hoher Verstärkung und geradem Frequenzgang (z. B. zum Anschluß von Mikrofon oder Gitarre).
2. Phonoeingang mit RIAA-Entzerrung.
3. Eingang mit mittlerer Verstärkung und geradem Frequenzgang (z. B. zum Anschluß von keramischen Tonabnehmern oder Tunern).
4. Eingang mit Abschwächer und geradem Frequenzgang (z. B. zum Anschluß eines Tonbandgerätes).

Der Vorverstärker-Ausgang des Gerätes wird auf den Lautstärkeregel geführt, so daß der Verstärker mit fast allen vorkommenden NF-Signalen angesteuert werden kann.

Das Ausgangssignal des Vorverstärkers wird separat herausgeführt (siehe Schaltung), um das Gerät auch als separaten Spannungsverstärker benutzen zu können. Über entsprechende Ausgangsbuchsen kann ein externer Lautsprecher angeschlossen werden.

Zusätzlich besitzt der Verstärker einen Ausgang verminderter Leistung zum Anschluß von Kopfhörern.

## Der Aufbau

Dem Prototypen des hier beschriebenen Gerätes können die Eingangssignale über drei verschiedene Buchsen zugeführt werden, die intern parallel geschaltet sind:

- 5polige DIN-Buchse
- Klinkenbuchse
- Cinchkuchse

Die meisten NF-Signale werden an einer der drei entsprechenden Steckertypen zur Verfügung stehen. Die Anschlußmöglichkeiten können natürlich nach Belieben erweitert werden. Die Leiterplatte ist relativ übersichtlich.

Mit den Drahtbrücken 1 und 2 kann die Stromversorgung auf einfache Weise von IC1 bzw. IC2 abgetrennt werden. Das ist besonders bei der Einstellung und Überprüfung des Gerätes hilfreich.

Das Gerät wird in 3 Schritten überprüft:

1. Stromversorgung
2. Leistungsverstärker
3. Vorverstärker

Achten Sie darauf, daß IC2 und 3 um  $180^\circ$  gegeneinander verdreht eingebaut werden müssen (siehe Fig. 7).

Der Schalter SW2 besteht aus einem Tastensatz (4x2 Umschalter), der direkt in die Platine eingelötet wird, um Verdrahtungsarbeiten zu sparen. Es gibt Tastensätze in verschiedenen Größen! Achten Sie also darauf, daß Sie den richtigen besorgen!

Zur Vermeidung von Brummstörungen sollten Sie abgeschirmte Kabel für die Verdrahtung der Eingänge, des Vorverstärkerausganges und des Lautstärkereinstellers verwenden.

Der Prototyp unseres Verstärkers trägt alle Bedienelemente wie Eingangsbuchsen, Eingangswahlschalter, Netzanzeige, Lautstärkeregel und Kopfhörerbuchse auf der Frontplatte. Die Anschlüsse für einen externen Lautsprecher befinden sich auf der Rückseite des Gerätes.

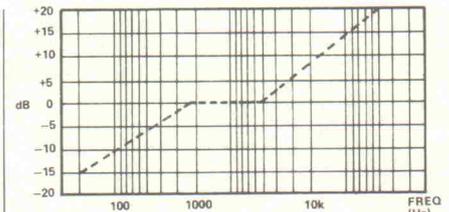


Fig. 1 Die frequenzabhängige Veränderung der Signalamplitude bei der Aufnahme.

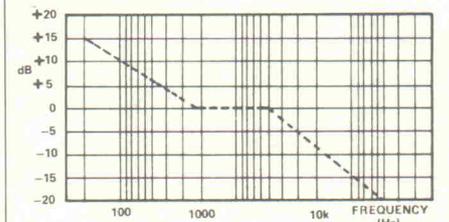


Fig. 2 Die frequenzabhängige Veränderung der Signalamplitude bei der Wiedergabe.

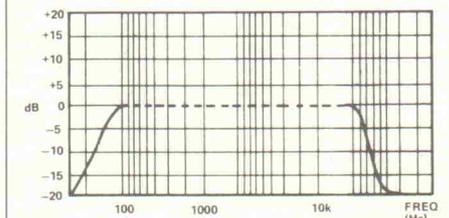
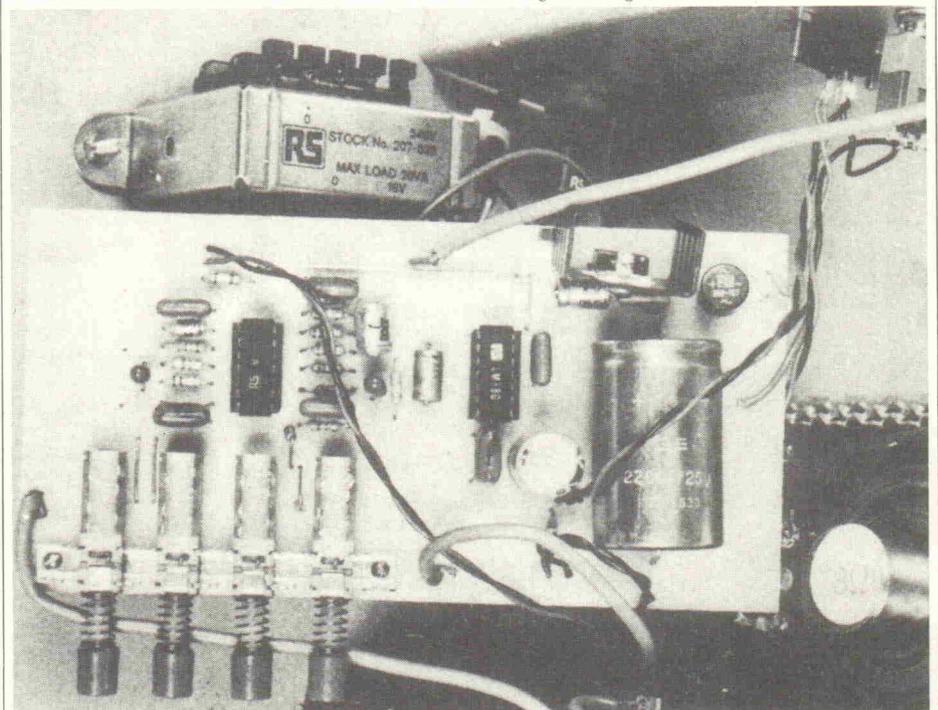


Fig. 3. Der ideale, gerade Frequenzgang am Ausgang des Vorverstärkers bei korrekter Entzerrung nach Fig. 2.



## Wie funktioniert's?

Das Vorverstärker-Teil des Gerätes wurde mit dem Doppeloperationsverstärker LM381 aufgebaut. Die eine Hälfte bildet den Entzerrervorverstärker für den Anschluß magnetischer Tonabnehmer nach RIAA (Record Industrie Association of America), mit der anderen Hälfte wird der hochempfindliche frequenzlineare Eingang realisiert.

Eine Entzerrung nach RIAA ist notwendig, da aus Gründen der Rillenauslenkung und Rauschreduzierung bei der Aufnahme von Schallplatten eine Vorverzerrung des Signals nach Fig. 1 durchgeführt wird. Dargestellt ist die Amplitude des 'geschnittenen' Signals als Funktion der Frequenz. Zum Ausgleich dieser Charakteristik muß bei der Wiedergabe des Signals eine entgegengesetzte Entzerrerkurve verwendet werden, wie sie in Fig. 2 dargestellt ist.

Insgesamt entsteht dabei ein gerader Frequenzgang nach Fig. 3 (d. h., die Signalamplitude ist bis auf ganz geringe Änderungen nicht mehr von der Frequenz abhängig).

Wie läßt sich nun eine Rauschreduzierung mit Hilfe der angegebenen Frequenzkurven erreichen?

Bei der Aufnahme ist das Rauschen unabhängig von der Amplitude des Nutzsignals. Da das Rauschen im wesentlichen hohe Frequenzen enthält, wird in diesem Frequenzbereich das Nutzsignal besonders stark angehoben (siehe Fig. 1).

Bei der Wiedergabe unter Berücksichtigung der entsprechenden Entzerrung nach Fig. 2 wird sowohl das Nutzsignal als auch proportional dazu das Rauschen vermindert. Resultat ist eine Verbesserung des Nutzsignal/Störsignal-Verhältnisses, was der Qualität der Wiedergabe zugute kommt.

Der übliche Weg zum Aufbau einer Schaltung mit dem in Fig. 2 angegebenen Frequenzverhalten ist der, frequenzabhängige Bauelemente in den Rückkopplungszweig eines Verstärkers einzufügen, so daß die tieffrequenten Signalanteile eine größere Verstärkung erfahren als die höherfrequenten (siehe auch Fig. 4).

Die andere Hälfte des OpAmps ist als Vorverstärker hoher Verstärkung mit

einem geraden Frequenzgang ausgelegt. Hier können Mikrophone oder Gitarrentonabnehmer angeschlossen werden.

Der Eingang mit mittlerer Verstärkung ist zum Anschluß von Tunern oder keramischen Tonabnehmern gedacht. Das Signal gelangt direkt auf den Eingang des Leistungsverstärkers.

Zum Anschluß von Tonbandgeräten und anderen Signalquellen mit hohen Ausgangspegeln ist ein weiterer Eingang vorgesehen. Das Signal gelangt über den Schwächer, gebildet aus R11 und R12, auf den Eingang des Leistungsverstärkers. Mit dem Schalter SW2a, b werden die notwendigen Umschaltungen am Ein- bzw. Ausgang des Vorverstärkers vorgenommen.

Der Leistungsverstärker ist mit einem IC vom Typ LM380 aufgebaut. Zur Entkopplung der Versorgungsspannung ist C14 vorgesehen. R14 und C16 bilden ein frequenzabhängiges Netzwerk zur Unterdrückung von Eigen-Schwingungen. Mit R15 wird die an der Kopfhörerbuchse zur Verfügung stehende Leistung auf für Kopfhörer passende Werte vermindert.

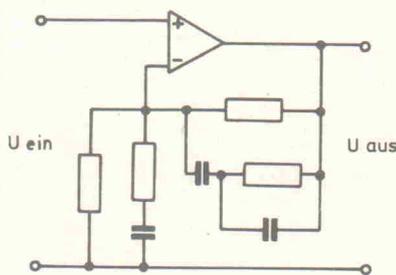


Fig. 4 Ein Operationsverstärker mit Entzerrnetzwerk im Rückkopplungszweig.

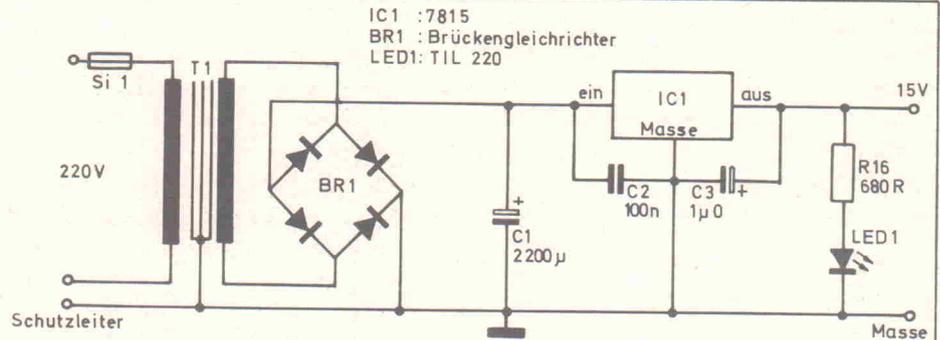


Fig. 5 Schaltung des Netzteil.

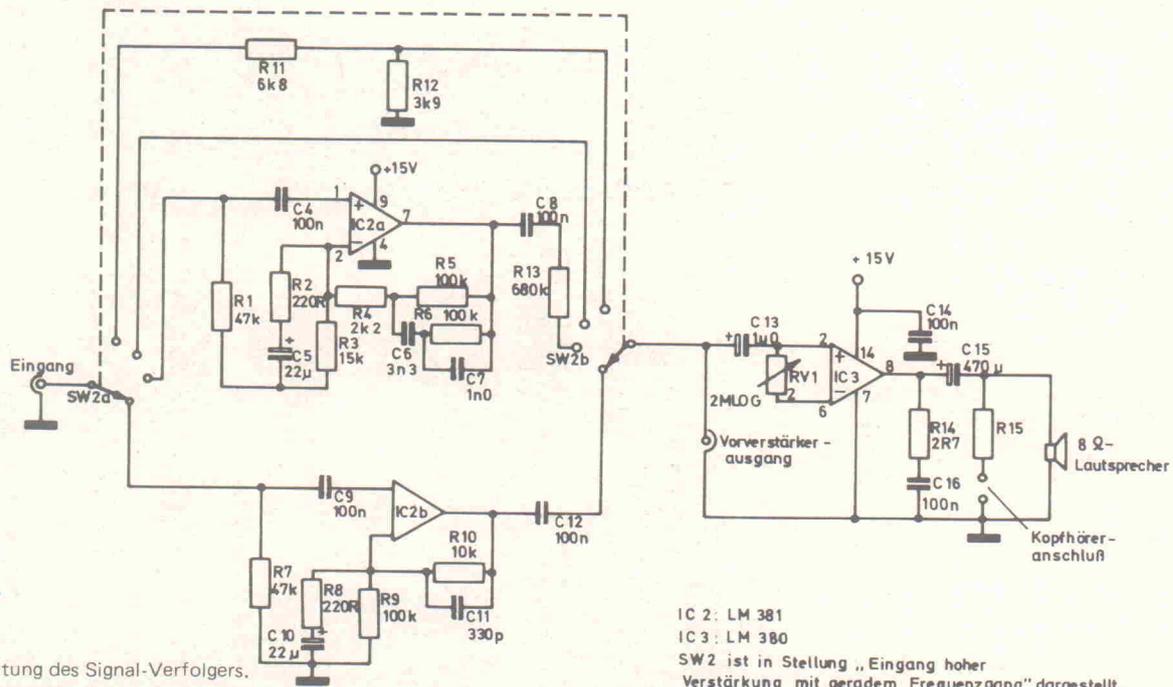


Fig. 6 Schaltung des Signal-Folgers.

IC 2: LM 381  
IC 3: LM 380  
SW 2 ist in Stellung „Eingang hoher Verstärkung mit geradem Frequenzgang“ dargestellt.

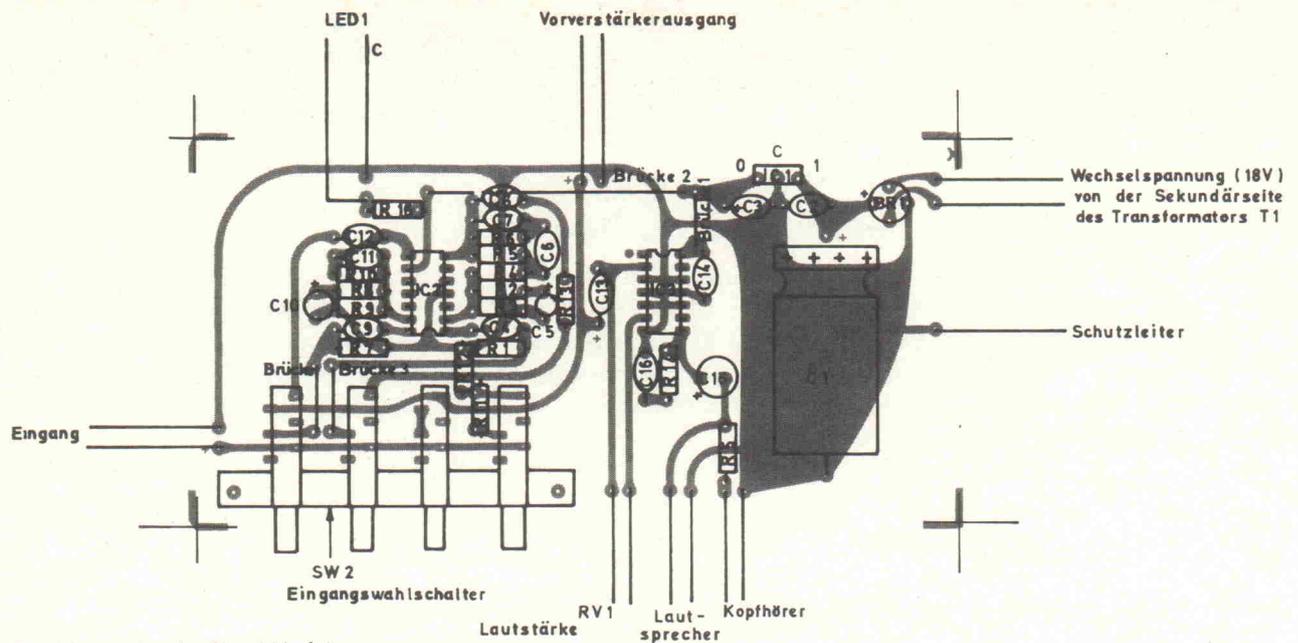


Fig. 7 Bestückungsplan des Signal-Verfolgers.

### Stückliste

Widerstände, 0,25 W, 5%

R1, 7	47k
R2, 8	220R
R3	15k
R4	2k2
R5, 6, 9	100k
R10	10k
R11	6k8
R12	3k9
R13	680k
R14	2R7
R15	100R
R16	680R

Potentiometer

RV1 2M log

Kondensatoren

C2, 4, 8, 9

12, 14, 16 100n MKH

C3, 13 1 $\mu$ /16V Elko

C5, 10 22 $\mu$ /16V Tantal

C6 3n3 MKH

C7 1n MKH

C11 330p Styroflex

C15 470 $\mu$ /16V Elko

Halbleiter

IC1 7815

IC2 LM381

IC3 LM380

BR1 1A Brücken-Gleichrichter

LED1 TIL 220

Verschiedenes

T1 220V primär

18V/1A sekundär

Sicherungshalter mit Sicherung  
0,5A T

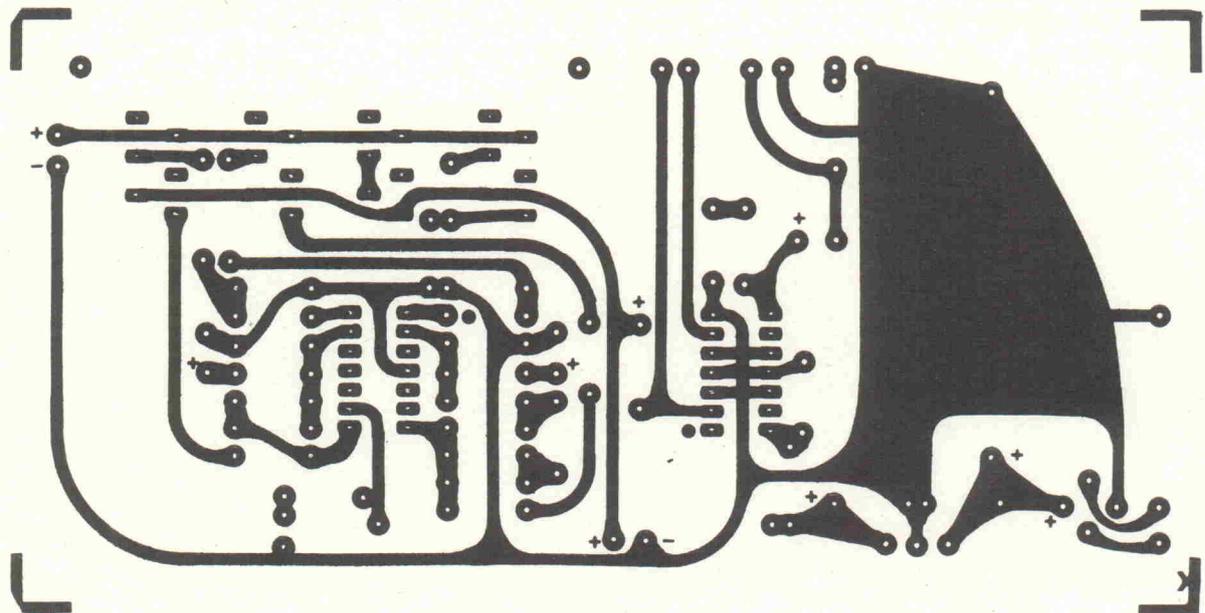
Eingangs- und Ausgangsbuchsen,

Lautsprecher 8 Ohm, 4 W, SW 2

Tastenschalter mit 4x2 Umschalt-

kontakten gegenseitig auslösend,

Gehäuse, gedruckte Platine



Platinen-Layout für den Signal-Verfolger.

# Eimerketten- Speicher

Es gibt viele Phänomene in der Natur, die durch Zeitverzögerung entstehen. Alle akustischen Instrumente, ja eigentlich alles, was mit Akustik zu tun hat, ist auf die Zeit bezogen. Es erscheint daher kaum verwunderlich, daß es viele Hersteller gibt, die integrierte Schaltungen anbieten, mit denen sich Zeitverzögerungen verwirklichen lassen. Sie werden analoge Verzögerungsleitungen oder auch Eimerkettenpeicher genannt; diese Bezeichnung beschreibt ihre Funktion schon recht genau. In dem folgenden Artikel beschreibt Tim Orr Schaltungsbeispiele zu diesem Thema.

## Eine Anzahl Eimer

Man kann sich die Funktionsweise dieser Halbleiter als eine Serie von Eimern vorstellen, die Wasser beinhalten (übertragen heißt das eine Serie Kondensatoren, die eine gewisse Ladung beinhalten). Das Signal, das am Eingang ansteht, füllt praktisch den ersten Eimer bis zur Höhe dieses Signals, in der Phase 1 eines kontrollierenden Clocksignals. Beim zweiten Clockimpuls (Phase 2) werden alle ungeradzahigen Eimer ihr Wasser in einen geradzahigen Eimer weitergeben; es wird kein Eingangssignal verarbeitet. In der nächstfolgenden Phase (Phase 1) wird das Eingangssignal wieder verarbeitet, und alle geradzahigen Eimer geben ihr Wasser weiter an die ungeradzahigen Eimer. In dieser Weise durchläuft das Signal die Verzögerungskette. Die beschriebenen Eimer sind in Wirklichkeit analoge Abfrage- und Speicher-Einheiten, die durch elektronische Schalter betätigt werden. Diese Technik ist quasi eine Mischung aus analogen und digitalen Prozessen. Die Speicherung der Ladung erfolgt analog proportional zur Eingangsspannung. Sie ist aber in kurze Zeiteinheiten aufgeteilt und in diesem Sinne digitalisiert. Wenn die Verzögerungsreihe z. B. 512 Stufen (Eimer) lang ist und die Clockfrequenz 512 Hz beträgt, dann ergibt sich die Verzögerungszeit durch:

$$\frac{\text{Anzahl der Stufen}}{2 \times \text{Clockfrequenz}} = 0,5 \text{ sek.}$$

Das heißt, daß eine bestimmte Wellenform 0,5 sek. später wieder am Ausgang erscheint oder umgekehrt 0,5 sek. früher am Eingang liegen muß. Im Beispiel, das in Fig. 1 gezeigt

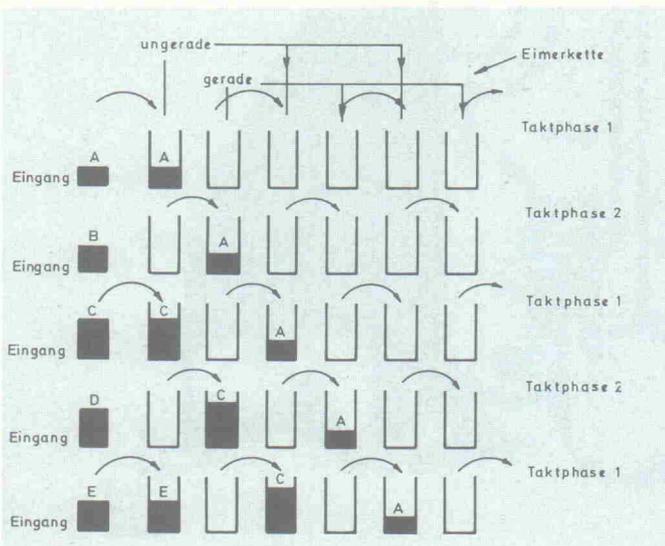


Fig. 1. Eimerkettenverzögerungsleitung

wird, erscheint das Signal am Ausgang nur für die Taktphase 2. Um die Lücken zu füllen, wird eine zweite Verzögerungsleitung parallel zur ersten geschaltet, diese wird jedoch mit entgegengesetzter Phase getaktet, so daß das verzögerte Ausgangssignal bei beiden Taktphasen erscheint.

Es scheint, als könne man mit Verzögerungsleitungen eine ganze Menge elektronischer Probleme lösen, aber bei jeder Anwendung ergeben sich doch noch einige Schwierigkeiten. Zunächst verhält sich die maximale Bandbreite des verzögerten Signals direkt proportional zur Taktfrequenz. Wird das Signal abgetastet, dann besagt die Abtast-Theorie (sampling theorem), daß die Bandbreite des Signals um die Hälfte kleiner sein muß als die Abtastfrequenz, in praktischen Anwendungen bezieht man sich sogar auf ein Drittel. Wenn Sie also ein Audiosignal von 10 kHz Bandbreite um eine Sekunde verzögern wollen, brauchen Sie 60 000 Verzögerungsstufen. Diese Verzögerungsreihe wird Sie dann schon ein paar tausend Mark kosten. Legen Sie die Taktfrequenz niedriger, um mit weniger Stufen auszukommen, dann wird automatisch auch die Bandbreite reduziert. Durchläuft dieses in der Bandbreite reduzierte Signal nicht ein externes Tiefpaßfilter, so entsteht ein Phänomen, das man 'Umfalteeffekt' nennt. Das verzögerte Signal erhält dann einen Klang, als ob es ringmoduliert wäre. Das typische Blockschaltbild einer Verzögerungslinie zeigt Fig. 2. Das Tiefpaßfilter wird dazu benutzt, den Übertragungsbereich des Eingangssignals einzuschränken, dies verhindert den genannten Umfalt-Effekt. Ein zweites Filter am Ausgang dient zur Aufbereitung des verzögerten Signals, indem es alle unerwünschten höheren Harmonischen unterdrückt.

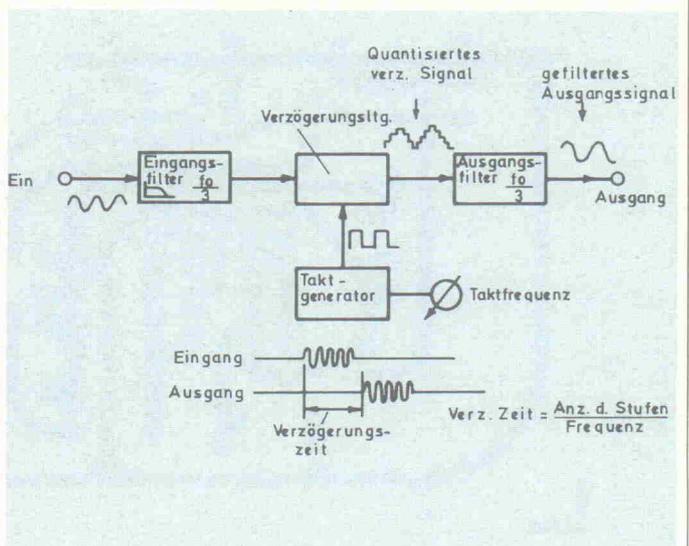


Fig. 2. Schaltschema eines kompletten Verzögerungssystems

Auf Grund von Verlusten ist das Eingangssignal immer größer als das Ausgangssignal — die Eimer haben Löcher —, diese 'Lecks' sind in beiden positiven und negativen Richtungen gleich. Hierzu kommt: Je niedriger die Taktfrequenz ist, um so größer werden auch die Verluste, das Leck wird also größer. Durch dieses Verhalten entsteht auch die Hauptrauschquelle. Das Rauschen ist breitbandig, stark ausgeprägt bei niedrigen Frequenzen (genau der Bereich, den Sie hören) und wird lauter und tieffrequenter, je weiter die Taktfrequenz herabgesetzt wird. Um dieses schlechte Merkmal zu umgehen, kann natürlich eine Rauscherdrückungsschaltung, z. B. ein Kompander, verwendet werden. Die Verzerrungen, die durch die Verzögerungsleitungen hervorgerufen werden, liegen in der Größenordnung von 1%, und die Übersteuerungscharakteristik ist auch nicht sehr überzeugend. Starke Übersteuerungen können die Verzögerungsreihe regelrecht 'lahmlegen', d. h. man erhält überhaupt kein Ausgangssignal mehr. Es ist daher zweckmäßig, die Eingangsspannung wenigstens mit ein paar einfachen Dioden zu begrenzen. Ein anderes Ärgernis ist die Veränderung der Ausgangsgleichspannung bei schwankender Taktfrequenz; die Gründe dafür sind in ungünstigen Durchbruch-Effekten zu suchen. Doch lassen Sie sich nicht entmutigen, wenn Sie erst einmal die Grenzen von Verzögerungslinien kennen, wird es Ihnen möglich sein, eine Vielzahl interessanter Geräte zu entwickeln. Eigentlich arbeiten Verzögerungslinien überraschend gut, wenn man bedenkt, daß sie eine geringe Ladung über mehrere hundert Speicherstufen transportieren und dabei nur einen sehr geringen Teil verlieren.

### Einige Verzögerungsschaltkreise

Fig. 3a zeigt eine Verzögerungsleitung mit einem IC, das von Valvo /Signetics hergestellt wird. Verwendet wird hier ein Zweiphasentakt. Wird der Halbleiter am Eingang übersteuert,

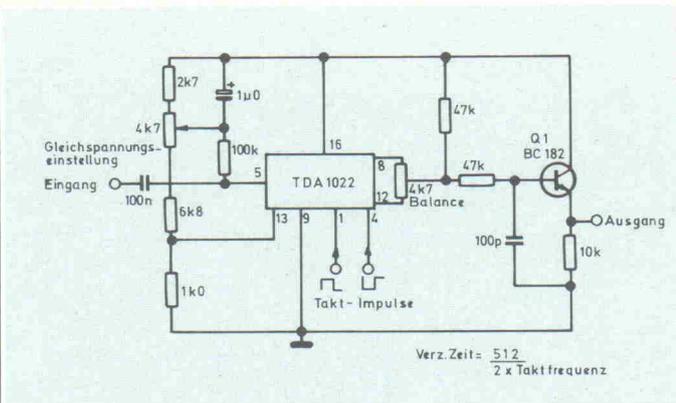


Fig. 3a. Verzögerungsleitung mit dem TDA 1022

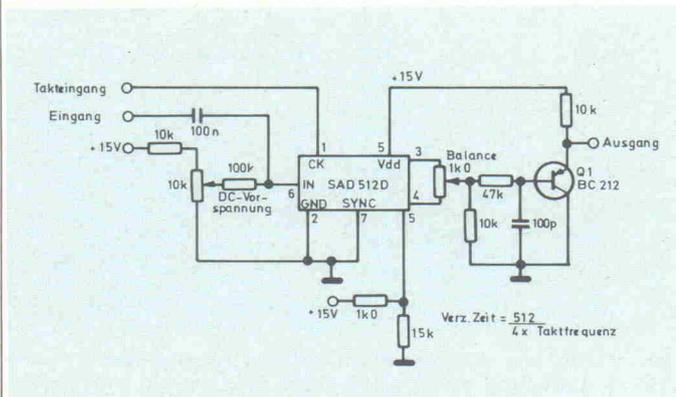


Fig. 3b. Verzögerungsleitung mit dem SAD 512 D

so setzt die Begrenzung symmetrisch ein. Der Begrenzungspunkt kann gleichspannungsmäßig mit dem Trimmer 4k7 eingestellt werden. Mit einer Balance-Einstellung am Ausgang werden die Taktstörungen auf ein Minimum eingestellt. Diese Einstellung ist sehr empfehlenswert, wenn lange Verzögerungszeiten mit niedrigen Taktfrequenzen angewandt werden.

Die zweite Verzögerungsschaltung (Fig. 3b) verwendet den SAD 521 D von Reticon. Dieses IC hat die gleichen Voreinstellungsmöglichkeiten, benötigt jedoch nur ein einfaches Takt-signal. Im IC ist ein komplementärer Taktgenerator (bestehend aus einem Teiler aus zwei Flip-Flops) eingebaut. Deswegen muß die Eingangstaktfrequenz doppelt so hoch wie vorgesehen ausgelegt werden.

Werden lange Verzögerungszeiten benötigt, gibt es von Reticon den R 5101 mit einer Sekunde Verzögerung bei einer Bandbreite von 500 Hz. Dieses IC hat einen sehr guten 'Automatic-Double-Tracking-Effekt' (50 mS bei 10 kHz Bandbreite), aber leider ist es auch sehr teuer.

### Taktgeneratoren

Eine Auswahl von Taktgenerator-Schaltungen zeigt Fig. 4. Schaltung 4a ist ein einfacher CMOS-Rechteckgenerator. Das IC kostet nur rund 1,- DM und erzeugt komplementäre Rechtecksignale; die niedrigste mögliche Frequenz liegt bei 1 MHz (mit einem entsprechenden zeitbestimmenden Kondensator), und der manuell einstellbare Bereich ist etwa 50 zu 1.

Schaltung B benutzt ein Generator-IC mit einem VCO, den NE566. Die Frequenz kann über den Kondensator C1 gewählt werden oder, indem man ein Potentiometer oder eine regelbare Stromquelle an Punkt X anschaltet. Das Ausgangsrechteck muß im Pegel angepaßt werden, was durch T1 geschieht. Die maximale Frequenz dieser Schaltung liegt bei 100 kHz. Für höhere Frequenzen bis zu 1 MHz ist ein schnellerer Pegelregler erforderlich.

In Fig. 4c werden ein CMOS Schmitt-Trigger und ein paar Transistoren eingesetzt. Dieser Oszillator kann wirkungsvoll durch eine Stromquelle gesteuert werden. Die Wellenform am Ausgang ist ein kurzer positiver Impuls. Ein Teiler aus zwei Flip-Flops wandelt diesen Impuls in zwei komplementäre Rechtecke.

Die Beispiele in 4e und d nutzen die schnellere Anstiegszeit (13V/mS) des Texas TL 081 FET-Operationsverstärkers. Das ermöglicht hohe Frequenzen des Oszillators bei sehr guten Anstiegsflanken der Rechtecksignale. Fig. 4d ist eine manuell einzustellende Schaltung, während 4e spannungsgesteuert ist.

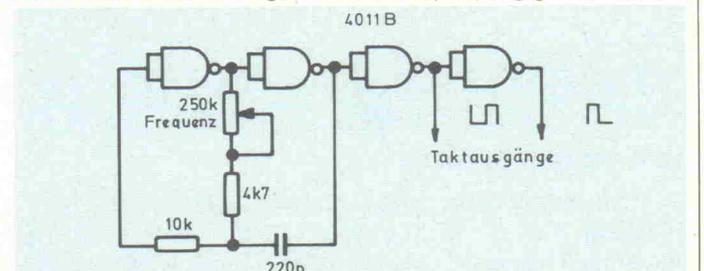


Fig. 4a. Ein Standard-Kippgenerator mit CMOS ICs

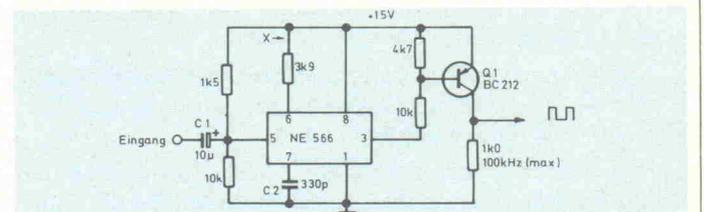


Fig. 4b. Die Frequenz dieses Taktgenerators wird bestimmt durch C1.

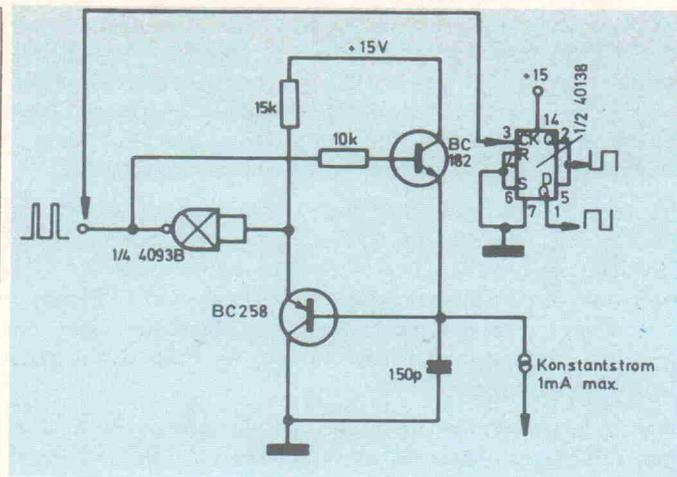


Fig. 4c. Dieser Taktgenerator verwendet einen CMOS Schmitt-Trigger. Das Flip-Flop erzeugt komplementäre Rechtecke.

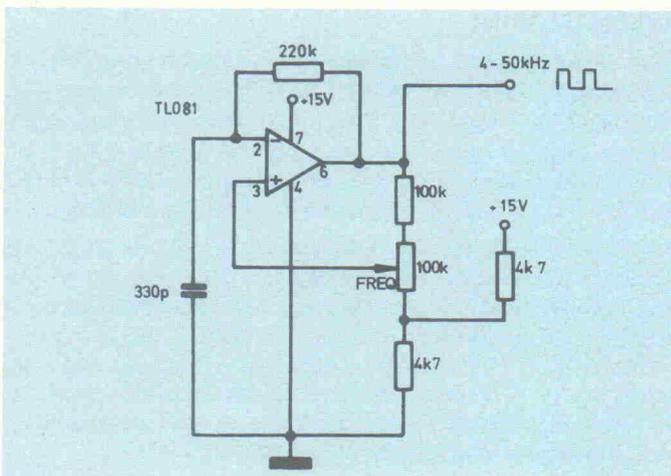
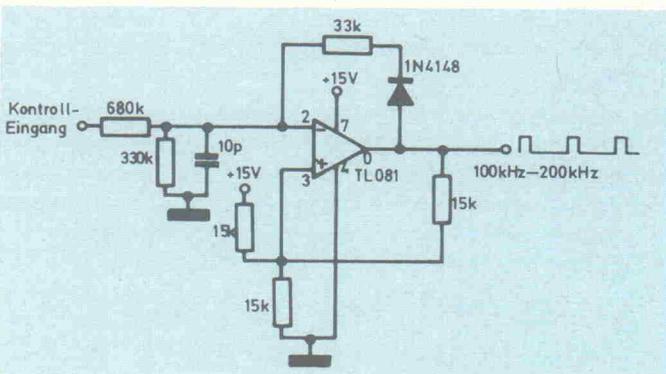


Fig. 4d/e. In 4d (oben) und 4e (unten) werden Operationsverstärker mit schnellen Anstiegsgeschwindigkeiten verwendet.



## Do-it-yourself-Entwürfe

Ein Tiefpaßfilter selbst zu dimensionieren, gelingt mit Bild 5. Es handelt sich um ein Butterworth-Filter vierter Ordnung. Der Amplitudenabfall beträgt 24 dB pro Oktave. Damit ist gesagt, daß Signale einer Oktave über der Grenzfrequenz 24 dB ( $\times 0,06$ ) abgeschwächt werden; diese Abschwächung beträgt 48 dB ( $\times 0,004$ ) nach zwei Oktaven.

Die Verstärkung des Filters im Durchlaßbereich beträgt 8,3 dB ( $\times 2,6$ ). Wenn Sie Verzögerungsleitungen bauen, schlagen wir folgende Reihenfolge im Entwurf vor:

1. Bestimmen Sie die Länge der Verzögerungsleitung für Ihre spezielle Anwendung. Danach bemessen Sie die Bandbreite, die Sie benötigen.

2. Entwerfen Sie die Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz entsprechend Ihrer Signalbandbreite.
3. Wählen Sie einen akzeptablen Taktgenerator mit entsprechendem Ausgang (einfach oder komplementär) und einer ausreichend hohen Frequenz. Verwenden Sie, wenn nötig, eine spannungsgesteuerte Ausführung. Bestimmen Sie die erforderliche Clock-Frequenz.

Die folgenden Beispiele zeigen komplette Verzögerungsleitungs-Systeme. Die geschilderten Verzögerungsleitungen schließen verwendbare Filter mit ein.

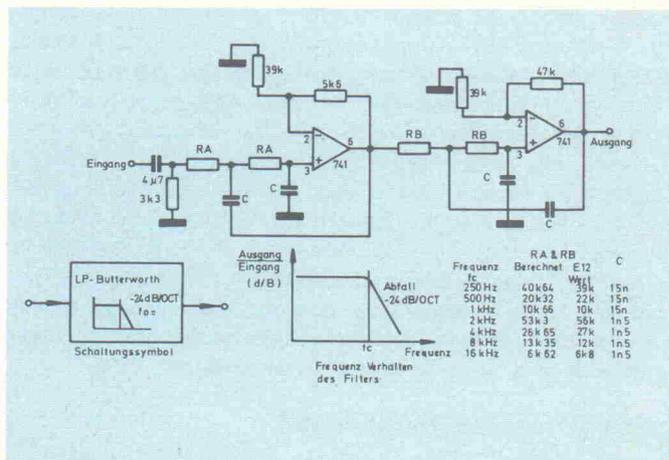


Fig. 5. Ein Butterworth-Filter vierter Ordnung zum Selbstentwurf.

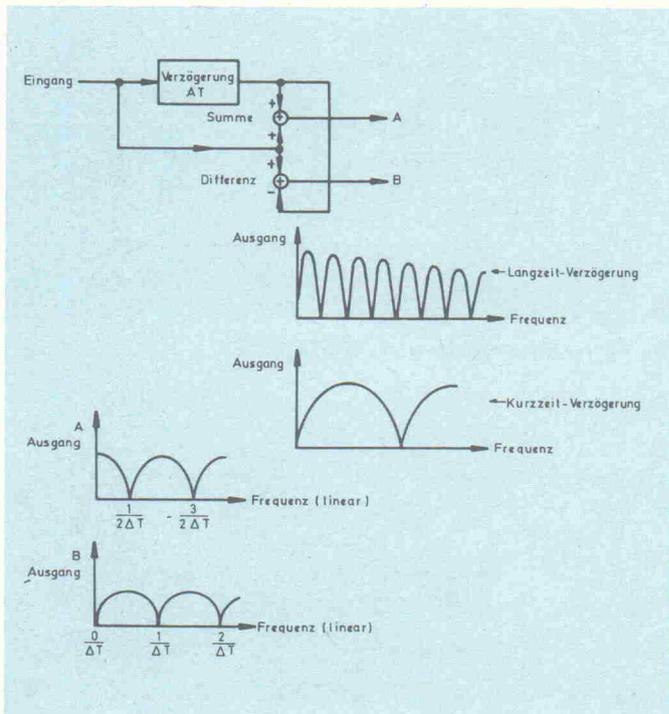


Fig. 6. Indem man die Summe und Differenz zwischen dem unverzögerten und dem verzögerten Signal bildet, wird eine Kamm-Filtercharakteristik generiert. Die Einbrüche haben einen Abstand von  $1/(\Delta T)$  Hz, wobei  $\Delta T$  die Verzögerungszeit bedeutet.

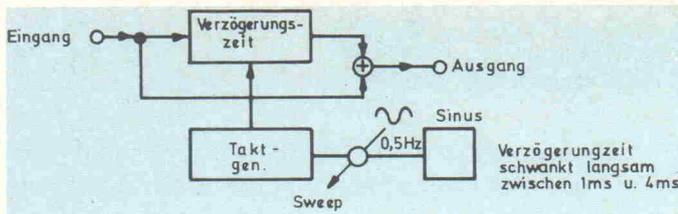


Fig. 7. Beachten Sie, daß eine lange Verzögerung eine Menge Einbrüche verursacht, kurze Zeiten nur wenige. Ein sehr populärer musikalischer Effekt ist das Phasing. Dabei wird ein langsam schwingendes Kamm-Filter eingesetzt. Dieses, die Verzögerungszeit und hieraus der Kernbestand sind mit einer sich langsam bewegenden Sinuskurve moduliert.

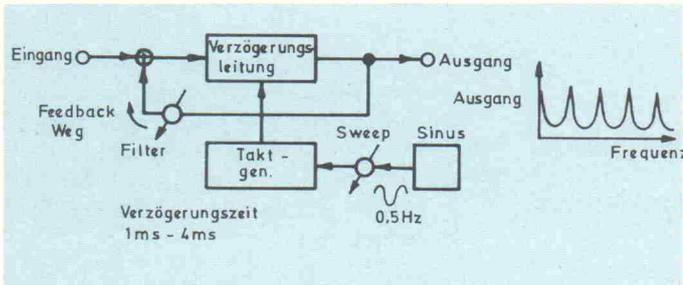


Fig. 8. Flanging ist ein anderer ähnlicher Effekt, außer, daß die Rückkopplung die gesamte Verzögerungsleitung einschließt. Liegt diese Rückkopplung in Phase zum Eingang, wird eine Spitze im Frequenzverlauf generiert. Ein Potentiometer dient zur Einstellung der Rückkopplung und bestimmt damit das 'Spitzenverhalten' des Filters. Flanging bestimmt sehr stark die Klangfarbe.

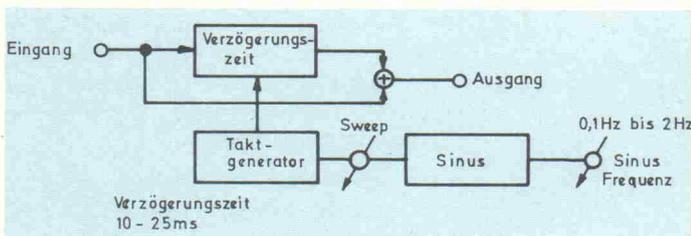


Fig. 9. Automatic-Double-Tracking wird dazu benutzt, der menschlichen Stimme und den Musikern Klangtiefe und Chorqualität zu verleihen. Die Verzögerungszeit ist relativ lang, so daß es wie ein Echo wirkt. Dieses Echo schwingt, zeitlich gesehen, langsam vor und zurück, und daraus entsteht die Chorqualität. Der Effekt ist so wirkungsvoll, daß sogar manche dünne Stimme gut klingt.

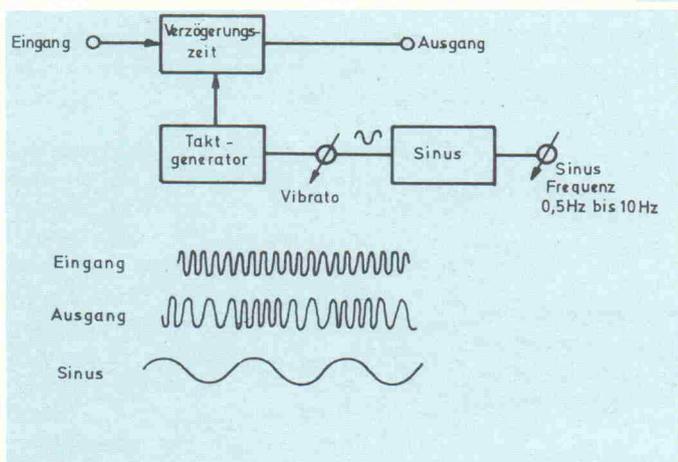


Fig. 10. Dieses Schaltbild zeigt einen 'richtigen' Vibrator. Er produziert eine echte Frequenzmodulation über das gesamte Eingangssignal. Bei schneller Modulation der Taktfrequenz des Generators wird die Verzögerungsleitung gleichermaßen moduliert. Dies bewirkt eine Kompression und Expansion des Ausgangssignals über die Zeit, eben Vibrato.

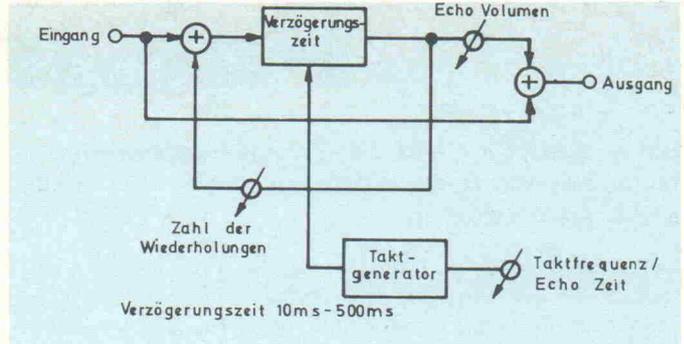


Fig. 11. Jedes elektrisch erzeugte Echo benötigt lange Verzögerungen, so daß man den günstigsten Kompromiß zwischen Bandbreite und Echozeit wählen muß. Drei Einstellungen haben übliche elektronische Echogeräte: Zeitverzögerung, Lautstärke des Echos und Wiederholpegel. Die letzte Einstellung erlaubt es dem Benutzer, das Echo von einer einzigen bis hin zu zahllosen Wiederholungen einzustellen.

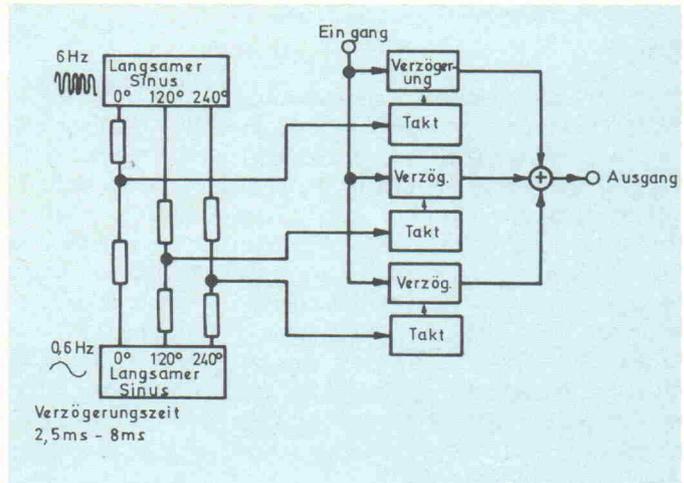


Fig. 12. Elektronische Saiteninstrumente haben fast alle einen Chorus-/Ensemble-Generator. Das ist eine Schaltung, die komplexes Phasing des Saitensignals bewirkt, das aus einem ziemlich 'flachen' elektronischen Signal zu einem sehr saitenähnlichen Sound führt. Das bewirken drei Verzögerungsleitungen, deren Verzögerungszeiten durch drei niederfrequente Sinuswellen moduliert werden.

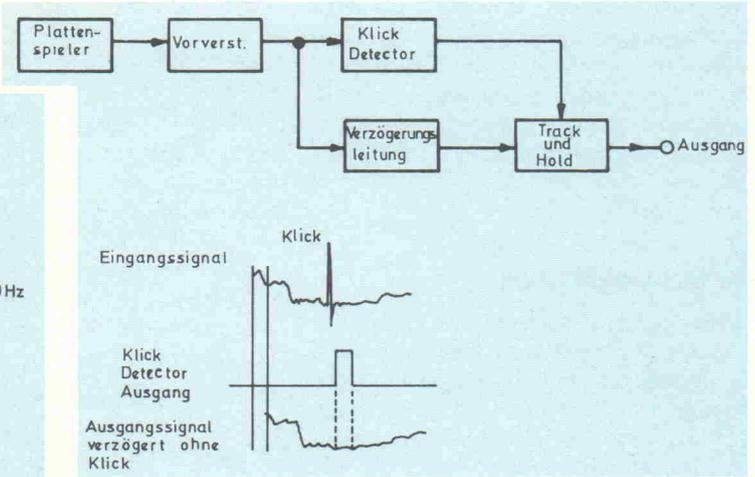


Fig. 13. Es ist möglich, Kratzgeräusche und Knacksen auf Schallplatten mit einer Verzögerungsleitung zu entfernen. Der Kratzer auf der Schallplatte ist ein Signal, das man sehr einfach von der Musik unterscheiden kann. Wenn das Knacksen erkannt wird, hat es im allgemeinen schon die Lautsprecher erreicht, so daß es zu spät ist, irgend etwas dagegen zu tun. Wird aber das Musiksignal verzögert, kann das Knacksen durch eine Trickschaltung eruiert werden. Das entstehende 'Loch' ist im Gegensatz zum Original-Knackser erheblich weniger störend.

# Pulsmesser

**Ein preiswertes Gerät für Entspannungsübungen und zur Belastungskontrolle von Sportlern. Es gibt viele Methoden, die Herzfrequenz zu messen. Sie reichen vom Fühlen des Pulses bis zur Aufzeichnung mit dem Elektrokardiographen.**

Andere Meßmethoden schließen die Darstellung der am Körper im Takt des Herzschlages auftretenden Potentialänderungen mit ein. Sie entstehen durch Widerstandsänderungen im Körper, die durch Blutflußschwankungen mit der Herzfrequenz hervorgerufen werden. Die kombinierte Aufnahme der Herzfrequenz und elektrischer Signale ist die zuverlässigste Meßmethode. Von besonderem Wert ist sie, wenn die Testperson körperlich belastet wird.

In jedem Fall muß aber auf einwandfreien Kontakt der Elektroden mit dem Körper der Testperson geachtet und zusätzlich Leitpaste verwendet werden, um die Übergangswiderstände klein zu halten. Der Vorbereitungsaufwand zur Durchführung solcher Messungen ist also erheblich, und besonders die Befestigung der Elektroden erfordert viel Erfahrung und Geschicklichkeit. Bei dieser Messung der Körperimpedanz müssen gleiche Elektroden verwendet werden. Um größere Meßsignale zu erhalten, wird normalerweise ein Strom durch den Körper geschickt.

Damit sind jedoch erhebliche Gefahren verbunden, denn, wenn eines der netzbetriebenen Meßgeräte einen Isolationsfehler hat, können tödliche Ausgleichsströme durch den Körper fließen.

Aus diesem Grund verwenden wir diese Methode nicht und weisen auch die Leser darauf hin, so etwas nicht zu versuchen. Schon bei kleinen Spannungen und gut angebrachten Elektroden können gefährlich hohe Ströme durch den Körper fließen.

## Die Lichtstrahlungsmessung

Da wir aus Sicherheitsgründen jede Messung mit elektrischen Kontakten am Körper vermeiden wollten, wählten wir zur Messung der Herzfrequenz die Lichtstrahltechnik. Prinzipiell gibt es dazu 2 Varianten. Bei der einen wird ein Lichtstrahl durch das Gewebe auf einen Knochen geschickt, von diesem reflektiert und mit einem lichtempfindlichen Element aufgenommen. Das hat den Vorteil, daß der Aufnehmer an jeder geeigneten Stelle des Körpers befestigt werden kann, z. B. der Stirn.

Die zweite Variante geht davon aus, daß geeignete Körperstellen von einem Lichtstrahl durchleuchtet werden. Lichtgeber und photoempfindlicher Aufnehmer sitzen also auf verschiedenen Seiten der untersuchten Stelle. Als geeignet haben sich das Ohrfläppchen und die Fingerspitzen erwiesen.

Diese Lichtmeßverfahren benötigen keinerlei elektrischen Kontakt zum Körper und sind damit gefahrlos anwendbar.

## Die Schaltung

Die Aufnahme und Verstärkung der Herzsignale sollen mit normalen linearen Verstärkerelementen durchgeführt werden. Beim Entwurf der Schaltung mußte darauf geachtet werden, daß keine anderen als die interessierenden Frequenzen verarbeitet werden und daß keine Offsetprobleme in Abhängigkeit von der ausgewählten Meßstelle auftreten. Außerdem mußte eine Entscheidung über die Art der Anzeige gefällt werden.

Wird eine Digitalanzeige vorgesehen, muß eine Meßzeit von ca. 1 Minute vorgegeben werden, bis die Herzfrequenz auf einen Puls genau angezeigt wird. Eine gültige Änderung der Anzeige ist erst nach abermals 1 Minute zu erwarten. Dieses Problem kann natürlich durch eine Messung der Periodendauer und anschließende Spannungs-Frequenzwandlung gelöst werden. Die Momentanfrequenz wird in einer digitalen Schaltung weiterverarbeitet und angezeigt. Dann kann jede Signalveränderung ohne Verzögerung angezeigt werden.

Solche Anzeigen sind jedoch sehr aufwendig und werden daher nur in diagnostischen Meßgeräten verwendet, die von Natur aus schon sehr viel teurer sind. Dann ist auch die Information interessant, welche Änderungen der Herzfrequenz sich zwischen zeitlich nahe beieinander liegenden Messungen ergeben.

Wenn ein solcher Aufwand betrieben wird, ist das in unserem Gerät beschriebene Lichtmeßverfahren nicht mehr genau genug und muß durch bessere Aufnehmer ersetzt werden.

Da das hier beschriebene Gerät nicht für Diagnosezwecke eingesetzt werden soll, wurde auf die Digitaltechnik verzichtet und eine einfache analoge Anzeige vorgesehen.

## Die Wahl der Anzeigeintegration

Auch bei Verwendung einer analogen Anzeige gibt es mehrere Betriebsmöglichkeiten. Es kann, wie oben angegeben, die Periodendauer zwischen zwei Herzschlägen gemessen oder ein integrierender Frequenzmesser aufgebaut werden. Die letztgenannte Anzeigeschaltung erfordert eine anfängliche Meßzeit von ca. 25 Sekunden, bis bei konstanter Herzfrequenz ein ebenfalls konstanter Wert angezeigt wird.

Nachfolgende Änderungen des Taktes werden dann sehr genau und schnell wiedergegeben.

Die Messung der Periodendauer führt zu einer schnelleren Anzeige, erfordert aber auch erheblich mehr Schaltungsaufwand. Zudem ist die Empfindlichkeit der Anzeige für Störungen größer. Darüber hinaus muß das Anzeigeelement eine nichtlineare Skala bekommen, auf der hohe Taktwerte links und niedrige Taktwerte rechts liegen.

Aus diesem Grund wurde eine einfache, aber betriebssichere integrierende Frequenzanzeige vorgesehen.

## Probleme am Prototyp

Der Originalprototyp des Gerätes wurde mit Operationsverstärkern vom Typ 741 aufgebaut. Das endgültige Gerät arbeitet dagegen mit dem LM 3900, in dem vier Norton-OpAmps enthalten sind.

Diese Schaltungslösung ist günstig, da trotz relativ aufwendiger Schaltung nur zwei billige integrierte Bausteine verwendet werden.

Während der Schaltungsentwicklung im Labor wurde zur Stromversorgung ein Netzteil verwendet. Nach Fertigstellung des Gerätes arbeitete es ohne Schwierigkeiten auch im Batteriebetrieb. Nach einer gewissen Zeit begann die Schaltung allerdings, falsche Frequenzen anzuzeigen, obwohl die Batterien noch nicht entladen waren. Der Fehler lag darin, daß der Schmitt-Trigger ein Signal von ungefähr 10mV Amplitude auf der Stromversorgungsleitung erzeugte. Dadurch wurde die Glühbirne moduliert und erzeugte empfangsseitig Impulse. Durch Speisung der Glühbirne aus einer separaten Batterie wurde das Problem gelöst.

## Der Aufbau

Die Wahl des Gehäuses ist vollkommen frei. Sie sollten nur dem angegebenen Verdrahtungsdiagramm folgen.

Der Sensor wurde aus einem Röhrchen aufgebaut, in das später der Finger hineingesteckt wird. In zwei gegenüberliegenden Löchern befestigt man den LDR und die Glühlampe, so daß der mittlere Teil des ersten Fingergliedes durchleuchtet wird.

Bei der Bestückung der Platine sollten Sie besonders auf die richtige Anordnung der gepolten Bauelemente achten (ICs, Dioden und Elkos bzw. Tantal Kondensatoren).

## Der Einsatz des Gerätes

Zum Gebrauch des Pulsmessers wird der Finger einfach in das Sensor-Röhrchen

gesteckt. Nun wird mit RV1 die Empfindlichkeit so eingestellt, daß die LED im Takt des Pulsschlages leuchtet. Sie zeigt bei regelmäßigem Aufleuchten die gewünschte Verarbeitung des Pulssignals an.

Jetzt wird auch das Meßwerk anfangen auszuschielen. Die Anzeige wird nach einigen Sekunden stabil. Anschließend folgt die Anzeige schnell jeder Veränderung der Herzfrequenz.

Achten Sie darauf, daß während der Ablesung der Finger oder Daumen nicht bewegt wird, da sonst Veränderungen im Gewebe des Fingers auftreten, die leichte Schwankungen des angezeigten Wertes hervorrufen. Sie könnten irrtümlich als Veränderungen der Herzfrequenz interpretiert werden.

Nun messen Sie Ihren Puls mit der Uhr und stellen den gefundenen Wert mit RV2 auf der Skala des Pulsmessers ein.

Wer es genau wissen will, baut sich mit einem Timer-IC NE555 einen Signalgenerator für 3,3 Hz auf. Diese Frequenz

wird über eine Leuchtdiode auf den LDR gekoppelt, und nun können Sie mit RV2 auf Vollausschlag einstellen, nachdem Sie bei abgeschaltetem Steuersignal den Skalen-Nullabgleich mit RV3 vorgenommen haben.

Eine Schaltung für den 3,3 Hz Generator finden sie in Elrad Heft 4/79 auf Seite 22, Bild 13.

### Achtung!

Das hier beschriebene Gerät ist nicht zum Einsatz im diagnostischen Bereich gedacht, sondern für Entspannungsübungen und zur Beobachtung der Herzfrequenz von Sportlern unter Belastung. Wir müssen die Leser darauf hinweisen, daß dieses Gerät nicht für andere als die angegebenen Zwecke verwendet werden sollte; es sei denn, es wird unter Kontrolle einer qualifizierten Person eingesetzt.

### Wie funktioniert's?

Der Aufnehmer besteht aus einer Glühlampe und einem lichtempfindlichen Widerstand, die sich gegenüberstehen. Der Finger wird dazwischengeschoben und unterbricht den Strahlengang.

Da das Herz Blut durch das gesamte Gewebe des Körpers pumpt, schwillt dieses an und ab. Daher verändert sich die Lichtdurchlässigkeit des Gewebes rhythmisch im Takte der Herzfrequenz. Der LDR im Aufnehmer detektiert diese Schwankungen, indem er seinen Widerstand verändert. Diese Veränderungen könnten im Prinzip schon mit einem Meßgerät angezeigt werden.

Da die Meßverhältnisse bei verschiedenen Testpersonen aber sehr unterschiedlich sein können, wurde die hier dargestellte Schaltung entwickelt. Sie erlaubt Messungen in einem großen Empfindlichkeitsbereich.

Der große Einsatzbereich wird durch IC1/1 und IC1/2 erreicht.

Entsprechend der Betriebsart von IC1/1 entspricht der Strom durch den LDR stets dem durch R1.

Der Strom durch R1 wird von IC1/2 bestimmt, so daß am Ausgang des IC1/1 ungefähr vier Volt auftreten (da der Strom durch R2 gleich dem durch R3 sein muß).

Der Kondensator C2 verhindert schnelle Änderungen des Stromes durch R1, die durch abrupte Schwankungen der Herzfrequenz auftreten könnten (dadurch würde sich der Widerstand des LDR ändern).

Da das Ausgangssignal des IC1/1 einen sehr niedrigen Pegel besitzt, muß es mit

IC1/3 und IC1/4 um ungefähr 40 dB verstärkt werden.

Ein Tiefpaßfilter begrenzt den Meßfrequenzbereich auf 250 Takte pro Minute. Es wird durch IC1/3 gebildet. Darauf folgt ein Hochpaßfilter (IC1/4), das Herzfrequenzen sperrt, die kleiner als 30 Schläge pro Minute sind. Diese beiden Filter unterdrücken weiterhin das Netzbrummen (50 Hz) und andere niederfrequente Störungen, die durch langsame Bewegungen des Körpers hervorrufen werden könnten.

Da das Sensorsignal je nach Testperson in einem Bereich von ca. 20 dB schwanken kann, ist eine Pegeleinstellung vorgesehen. Das entsprechende Potentiometer liegt am Ausgang des IC1/4. Anschließend wird das Signal in IC2/1 noch einmal um 26 dB verstärkt.

Das Ausgangssignal von IC2/1 muß nun in ein Rechtecksignal umgewandelt werden, bevor es weiterverarbeitet werden kann.

Diese Umformung wird mit dem Schmitt-Trigger IC2/2 durchgeführt. Seine positive Rückkopplung erfolgt mit R17.

Beide Eingänge des Schmitt-Triggers erhalten ihre Vorspannung vom Ausgang des IC2/1. Durch Filterung mit C11 wird jedoch der Wechselspannungsanteil vom invertierenden Eingang abgehalten. LED1 am Ausgang von IC2/2 zeigt visuell an, daß der Herzschlag detektiert wird.

Nun muß das Rechtecksignal am Ausgang von IC2/2 in eine Spannung umgewandelt werden, die proportional zur Herzfrequenz ist. Dazu wird IC2/3 eingesetzt.

Jedesmal, wenn der Ausgang von IC2/2 auf hohes Potential geht, wird C12 über R19 (am nichtinvertierenden Eingang

von IC2/3) aufgeladen. Entsprechend der Funktion dieses Operationsverstärkers müssen die Eingangsströme in beide Eingänge des OpAmps gleichgroß werden.

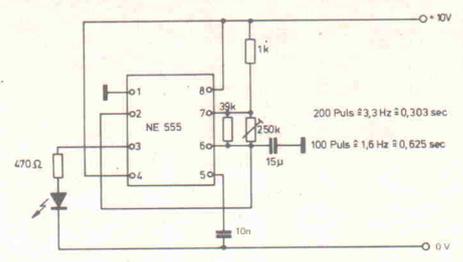
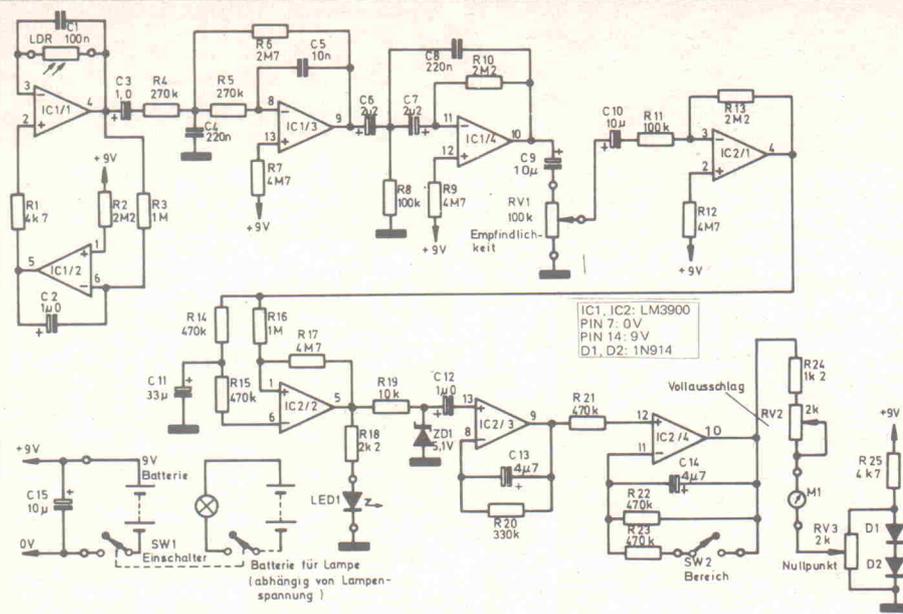
Der in den invertierenden Eingang fließende Strom kann nur dann über C13 geliefert werden, wenn der Ausgang von IC2/3 positiv wird. Dadurch wird C13 etwas aufgeladen. Während der Zeiten mit negativem Signal am Ausgang von IC2/2 wird der Kondensator C12 über die Schutzdiode am Eingang von IC2/3 entladen.

Ohne R20 würde sich C13 mit jedem Takt weiter aufladen und den Operationsverstärker in die Sättigung treiben. R20 entlädt C13 aber ständig etwas, so daß sich bei einer bestimmten Ladespannung ein Gleichgewichtszustand einstellt.

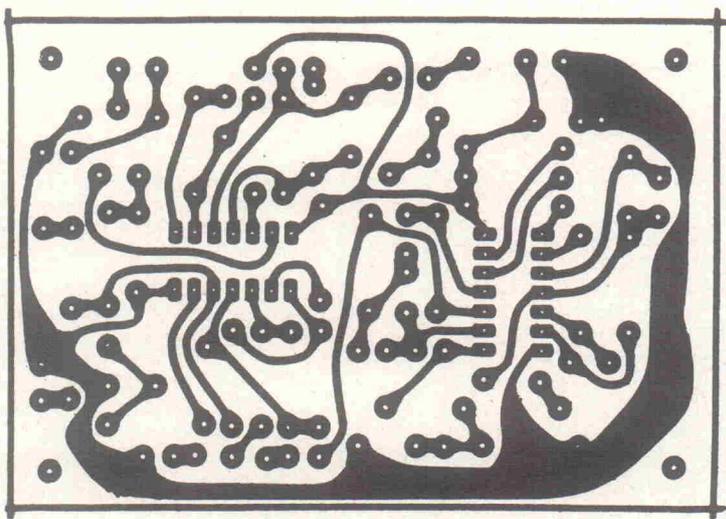
Die an C13 stehende Spannung ist der Herzfrequenz proportional. Die Welligkeit auf dieser Gleichspannung ist durch die Zeitkonstante  $T = R20 \times C13$  festgelegt. T wurde so gewählt, daß weder die Ansprechzeit der Schaltung noch die Welligkeit zu groß ist. Die Zenerdiode stabilisiert die Ausgangsspannung von IC2/2 gegen Schwankungen der Versorgungsspannung.

Der letzte Schaltungsteil IC2/4 arbeitet als Verstärker mit Bereichsumschaltung und zusätzlicher Filterung. Der Ausgang des OpAmps steuert das Zeigerinstrument zur direkten Anzeige der Herzfrequenz. Am Trimpotentiometer RV2 kann das Instrument kalibriert werden und mit RV3 erfolgt die Nullpunkteinstellung (da der Ausgang von IC2/4 nicht auf 0 Volt, sondern auf ungefähr 0,8 Volt liegt).

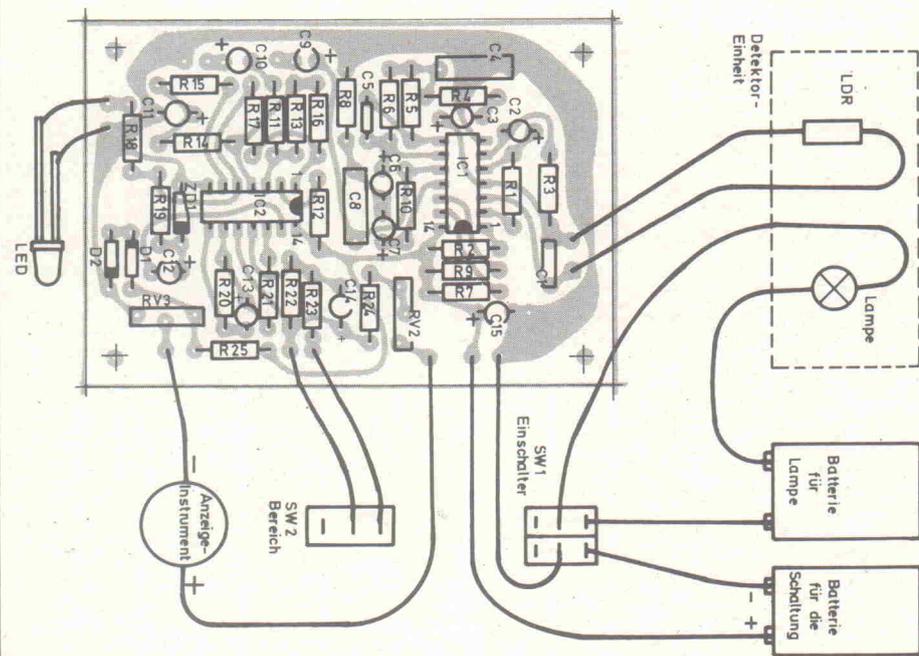
Die Dioden D1 und D2 stabilisieren die Anzeige gegen Schwankungen der Versorgungsspannung.



Die vollständige Schaltung für den Pulsmesser



Das Platinen-Layout für den Pulsmesser



Bestückungs- und Verdrahtungsplan für den Pulsmesser

### Stückliste

- Widerstände 1/4 W, 5%
- R1 4k7
  - R2 2M2
  - R3 1M
  - R4, 5 270k
  - R6 2M7
  - R7 4M7
  - R8 100k
  - R9 4M7
  - R10, 2M2
  - R11 100k
  - R12 4M7
  - R13 2M2
  - R14, 15 470k
  - R16 1M
  - R17 4M7
  - R18 2k2
  - R19 10k
  - R20 330k
  - R21-R23 470k
  - R24 1k2
  - R25 4k7
- Potentiometer
- RV1 100k log
  - RV2 2k Trimmer
  - RV3 2k Trimmer
- Kondensatoren
- C1 100n MKH
  - C2 1µF 35 V Tantal
  - C3, 12 1µF 35 V Tantal
  - C4 220n MKH
  - C5 10n MKH
  - C6, 7 2µ2 25 V Tantal
  - C8 220n MKH
  - C9, 10 10µ 35 V Elko
  - C11 33µF 16 V Tantal
  - C13, 14 4µ7 25 V Tantal
  - C15 10µ 16 V Tantal
- Halbleiter
- IC1, 2 LM3900
  - D1, 2 1N914
  - ZD1 5,1 V Zener 400mW
- LED1
- Verschiedenes
- Meßwerk 1mA
  - Platine
  - Gehäuse
  - 9V-Batterie
  - Batterie für Glühlampe
  - Schalter
  - LDR ORP 12 oder ähnlich
  - Glühlampe für Sensor

# Ton-Burst-Schalter

Das Testen einer Schaltung mit einem Ton-Burst ist eine Technik, die in weiten Bereichen zunehmend Anwendung findet. Typische Beispiele sind das Testen von Unterwasser-Horch-Geräten, die Übersprech-Messung von benachbarten Signalleitungen, das Prüfen von Nachhallkammern und – im Hinblick auf Impulsverzerrungen – auch das Testen von Lautsprechern. Das Testen mit dem Ton-Burst hat bei Lautsprechern den besonderen Vorteil, daß diese mit ihrer maximalen Spitzenleistung betrieben werden können, während die durchschnittliche Schallabgabe zu gering ist, um die Nachbarn zu belästigen – ein wirklich nicht zu verachtender Vorteil.

## Schaltungsmerkmale

Ein Ton-Burst besteht immer aus einer ganzzahligen Zykluszahl. Wird der Burst (= Impuls/e) nur ein- oder ausgeschaltet, könnte eine *unbestimmte* Anzahl schneller Impulse produziert werden, die das Testergebnis verfälschen würden. Deshalb muß dafür gesorgt werden, daß die Impulse exakt im Nulldurchgang auf einer Sinuskurve gestartet und gestoppt werden.

In aufwendigen Industrieschaltungen können vorgewählte Zeiten unabhängig von dem Verhältnis von Ein- und Ausschalt-dauer gewählt werden. Solche Geräte sorgen selbständig dafür, daß die Impulszeit automatisch umgeschaltet wird, um einen ganzzahligen Zyklus zu erhalten. Das vorgewählte Ein-Aus-Verhältnis ist also unabhängig von der Signalfrequenz. Um den erforderlichen Einstellbereich zu erhalten, werden sowohl mehrere schaltbare Bereiche als auch eine variable Einstellung für die Ein- und auch die Ausschaltung vorgesehen. Ein anderes Merk-

mal solcher Schaltungen ist die Möglichkeit, zu jedem Zeitpunkt des Zyklus zu starten, ebenso wie während des Null-durchgangs; mit einem phaseninvertierenden Schalter kann die positive oder negative Halbwelle gewählt werden, und eine Ausgangspegel-einstellung kann einen Grund-Tonpegel erzeugen, auf den der Ton-Burst 'aufgesetzt' wird. Zusätzlich kann der Gleichspannungspegel des Ausgangs eingestellt werden, und es ist meist ein Schalter vorgesehen, um Impulse oder Dauerton wahlweise ein- und auszuschalten.

Für Anwendungen im Hobby-Labor stellt sich jedoch heraus, daß einige dieser Merkmale – besonders für den, der damit Lautsprecher testet – gar nicht zu verwenden sind. So haben wir einer solchen Schaltung eine Diätkur verordnet und können Ihnen eine sehr einfache Ausführung vorstellen.

Anstelle der Verwendung monostabiler Kippstufen für variable Ein/Ausschalt-

zeiten haben wir uns entschieden, das Eingangssignal mit einem Zähler zu teilen. Damit erhält man Zeiten, die in einem bestimmten Verhältnis zu den Eingangsfrequenzen stehen. Wir hielten es an Auswahlmöglichkeiten für ausreichend, zwei, vier, acht und 16 Zyklen während des Burst-Durchlaufs zu haben, da dieser Kompromiß die Schaltung erheblich vereinfacht. Den Schalter für Dauer-Ton, Ton-Burst oder Aus-Stellung haben wir beibehalten, aber auf die 'Burst-auf-Grund-Ton-Schaltung' haben wir verzichtet. Diese kann jedoch mit Leichtigkeit nachgerüstet werden, wie das Schaltbild zeigt. Die Einstellmöglichkeiten für den Ausgangs-DC-Pegel und für den Startpunkt mit variabler Phase wurden ebenfalls weggelassen.

Wir benötigen eigentlich nur ein halbes IC CD 4016; die andere Hälfte haben wir für einen invertierten Ausgang benutzt. Dieser schaltet genau umgekehrt wie der normale Signalzweig. Der Ausgang ist



## Technische Daten

Einschaltzeit:	2, 4, 8 oder 16 Sinus-Wellen
Ausschaltzeit:	2, 4, 8 oder 16 Sinus-Wellen
Frequenzgang 3 Hz ... 300 kHz:	+0/-3 dB
Klirrfaktor bei 3 V Eingangsspannung und 1 kHz:	<0.02%
Maximaler Eingangspegel:	3 V
Nennpegel:	100 mV bis 1 V
Eingangs-Impedanz	47 k
Rauschspannung am Ausgang:	<25µV
Stromaufnahme:	4 mA

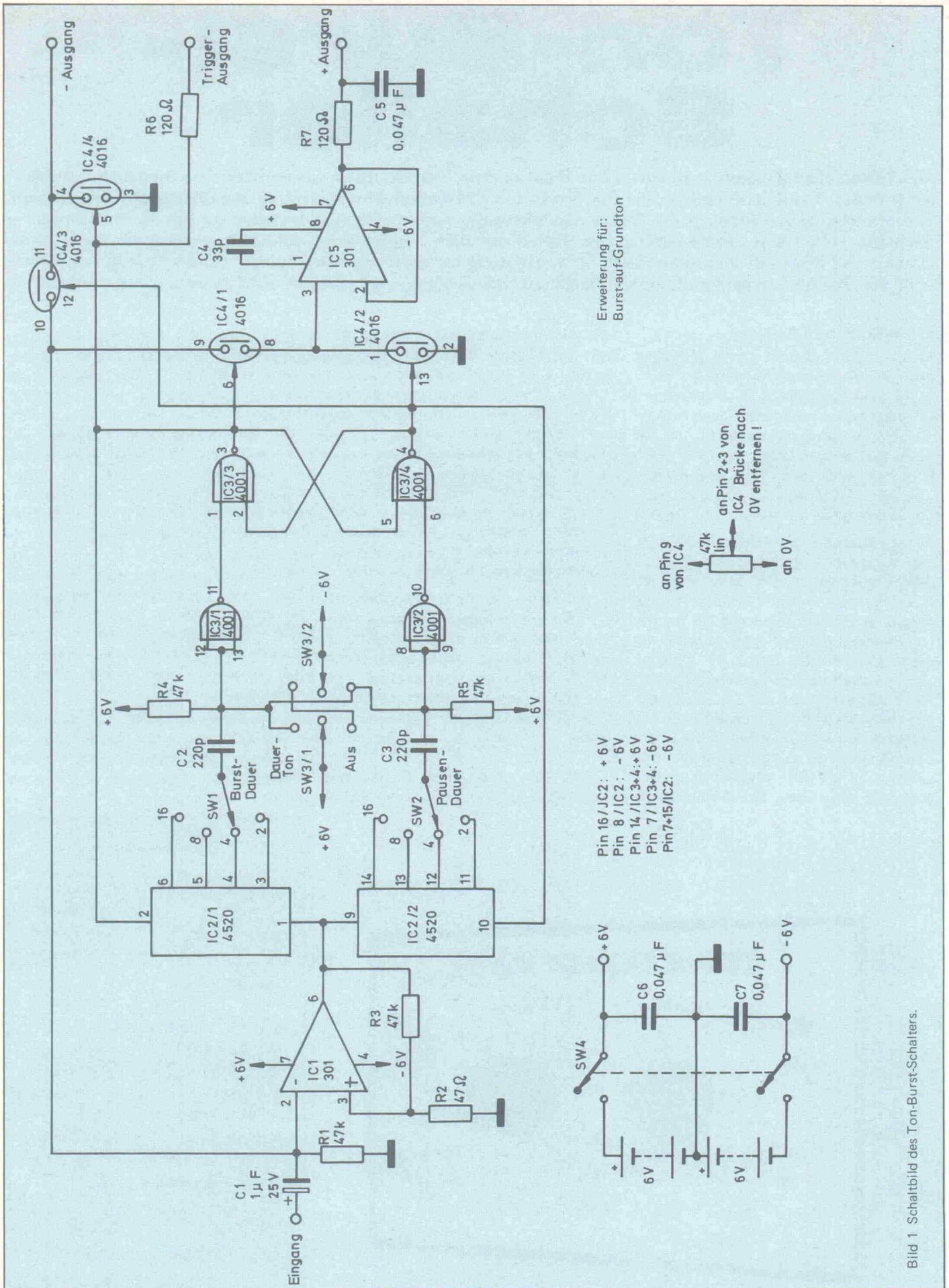


Bild 1 Schaltbild des Ton-Burst-Schalters.

nicht gepuffert und wird auch nicht an die Frontplatte geführt. Soll dieser Ausgang mit weniger als 47 k belastet werden, so empfiehlt es sich, ein CD 4066 zu verwenden, da dieses CMOS-IC eine Last bis zu 10k ansteuern kann. Für noch niedrigere Lastimpedanzen ist dann — wie am normalen Ausgang — eine Pufferstufe zu verwenden.

## Aufbau

Der Aufbau der Schaltung wird — wie immer — durch ein Platinen-Layout erheblich vereinfacht. Die Leiterbahnführung auf der Platine ist nicht kritisch; so läßt sich auch nach Belieben jede andere Methode des Aufbaus wählen, z. B. mit Veroboard oder Lötleisten. Wir raten jedoch dazu, — gerade, wenn keine fertige Platine verwendet wird — die ICs, und hier besonders die CMOS-ICs, auf entsprechende Sockel zu setzen, da diese ICs beim Löten nicht selten Schaden nehmen. Die Verwendung von IC-Sockeln vereinfacht auch eventuell später notwendig werdende Reparaturen. Und vergessen Sie bitte nicht, anders als bei TTL, alle nicht beschalteten Eingänge auf entsprechend positive oder negative Versorgungsspannung zu legen.

Wir bauten die Platine in ein Plastik-Gehäuse mit den Abmaßen 160 x 95 x 50 mm ein. Dies erwies sich als sehr einfach, da die Platine von zwei Abstandsrollen gehalten wird, an denen auch die Frontplatte befestigt wird. Zwar hatten wir für die Beschriftung der Prototyp-Frontplatte

Scotchcal-Folie verwendet, aber man kann auch, weil einfacher zu handhaben, Abreibebuchstaben (z. B. Letraset) benutzen.

Für die innere Verdrahtung des Geräts können nichtabgeschirmte Leitungen verwendet werden, wenn man es von 50 Hz-Streufeldern fernhält; anderenfalls muß das Gerät in ein abgeschirmtes Gehäuse eingebaut werden.

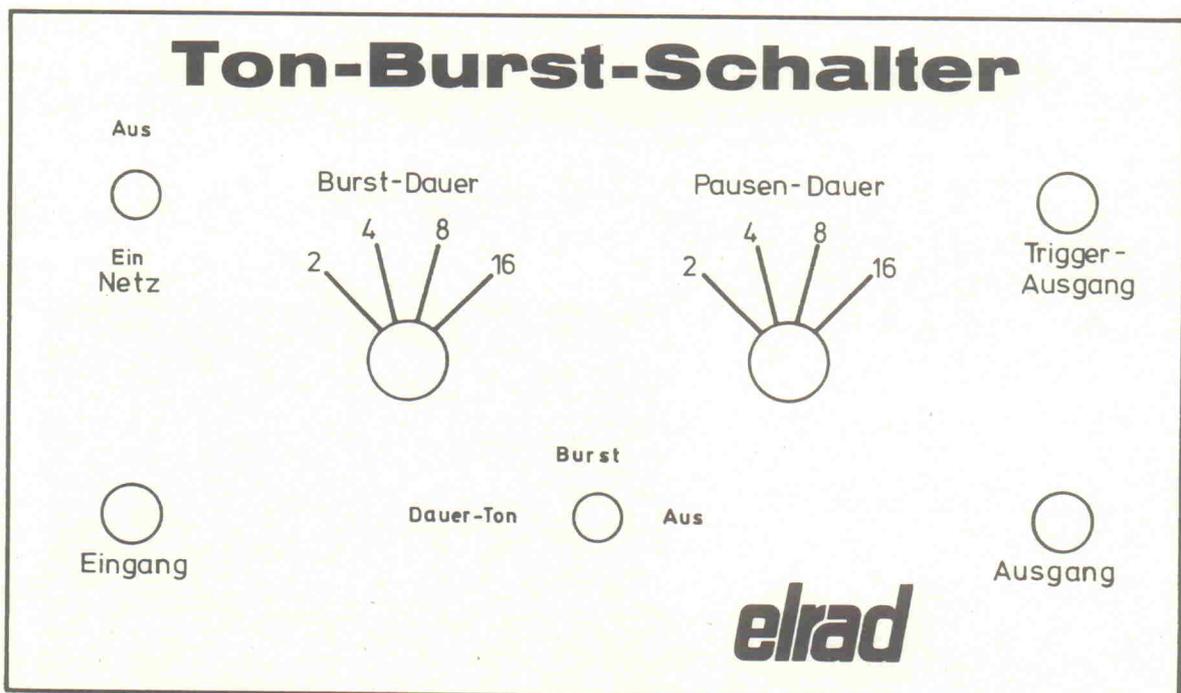
## Anwendung

Lautsprecher zu testen, ist ein sehr kompliziertes Unterfangen, nicht nur dann, wenn man die letzten Feinheiten genau messen will, sondern schon, wenn man einigermaßen sicher reproduzierbare Ergebnisse erhalten will. Das Hauptproblem stellt sich in dem Umstand dar, daß der Lautsprecher nicht einfach für sich isoliert werden kann; z. B. verändern die Reflektionen der Wand den Frequenzverlauf (und das erkennt ein — gleich wo — im Raum aufgestelltes Mikrofon ja nicht). Hätte man die Möglichkeit, Reflektionen gänzlich auszuschließen, wäre die Situation schon bedeutend verbessert; gut wäre ein schalltoter (echofreier) Raum zum Lautsprechertest. Aber solche Räume sind teuer in der 'Ausrüstung' und daher für den Amateur leider kaum zu verwenden.

Auch das Abschätzen der kurzzeitigen Spitzenbelastbarkeit des Lautsprechers ist problematisch. Lautsprecher verkraften viel größere kurzzeitige Spitzenpegel,

als durch ihre effektive Leistungsangabe ausgesagt wird. Dies ist ein sehr wichtiges Attribut der Lautsprecher bei der Musikwiedergabe. Jeder Versuch, die Spitzenbelastbarkeit mit einem sinusförmigen Signal herauszufinden, wird scheitern, da der Lautsprecher thermisch zerstört wird, ohne besonders große Lautstärken erreicht zu haben.

Die Verwendung eines Ton-Burst-Schalters minimiert beide Probleme. Wie das erreicht wird, versteht man am besten beim Betrachten des Bildes. Es zeigt im oberen Kanal einen fünf Zyklen dauernden 1000 Hz-Impuls, der an einem Lautsprecher anliegt. Der untere, zweite Kanal zeigt den gleichen Impuls, nachdem er über ein Mikrofon vom Lautsprecher aufgenommen wurde. Wir sehen, daß der Impuls durch den Lautsprecher verändert wurde, und die Überprüfung dieses Vorgangs sagt viel über den Lautsprecher aus. Zum Beispiel bemerken wir, daß der erste halbe Zyklus nicht die volle Amplitude erreicht. Das besagt, daß dieser Lautsprecher einige Schwierigkeiten mit der Wiedergabe hoher Frequenzen hat. Als nächstes stellen wir fest, daß statt fünf Zyklen 5 1/2 vorhanden sind. Das kann zweierlei bedeuten: Entweder liegt eine Lautsprecher/Raum-Resonanz vor, oder der Lautsprecher setzt die Schwingung fort, nachdem der eigentliche Impuls ausgesetzt hat. Wie kommt das? Mißverständnisse können wir ausschließen, indem wir die Lautsprecher-Position im



Raum verändern und kontrollieren, ob sich eine Veränderung der Form des letzten Impulses ergibt. Wenn das nicht der Fall ist, so ist die Fehlerquelle der Lautsprecher selbst, ansonsten ist es eine Lautsprecher/Raum-Resonanz. Ein Lautsprecher, der den Impuls unzulässig verlängert, wird in diesem Bereich undeutlich klingen. Natürlich muß der Lautsprecher so über seinen gesamten Bereich überprüft werden, um eine Aussage über seine Qualität treffen zu können.

Es ist natürlich auch möglich, Raumreflektionen zu eliminieren, indem man den Test im Freien durchführt. Meist jedoch leben Sie nicht in einer absolut ruhigen Gegend, so daß die Hintergrundgeräusche Probleme verursachen werden, und auch Ihr Nachbar wird über die von Ihrer Box abgestrahlten Impulse nicht gerade hocherfreut sein.

Die Länge der Ausschaltzeit muß aber immer so eingestellt werden, daß ein 'Nachschwingen' durch Raumreflektionen oder schlechte Lautsprecher nicht schon die ersten Halbwellen des nächsten Bursts verfälscht. Nur so kann die Übertragungscharakteristik des Lautsprechers von der Amplitude her eingeschätzt werden. Dies ist also ein Verfahren, um den Frequenzverlauf, die Qualität bei kurzzeitigen Impulsen und den Klang eines Lautsprechers durch die sorgfältige Anwendung der Ton-Burst-Technik einzuschätzen.

Die Spitzenbelastbarkeit eines Lautsprechers kann man nun durch die Auswahl leidlich langer Aus/Ein-Schaltverhältnisse der Impulse bestimmen, die Verwendung eines entsprechenden Leistungsverstärkers zur Ansteuerung des Lautsprechers vorausgesetzt. Ist z. B. das Verhältnis der 'Aus'-Zeit zur 'Ein'-Zeit wie 8:1, wird die Spitzenleistung achtmal größer sein als die mittlere Leistung. So wird der Lautsprecher vorsichtig auf einen Pegel eingestellt, bis ein vorbestimmbarer Betrag an Verzerrungen auftritt. Natürlich muß man sicher sein, daß der Verstärker in der Lage ist, diese entsprechende Leistung abzugeben.

Sicherlich kann ein Ton-Burst Schalter zu Testzwecken in weiteren Bereichen eingesetzt werden. Wir haben uns in diesem Artikel aber hauptsächlich auf die Prüfung von Lautsprechern beschränkt.

Erwähnt sei hier nur die Messung des Phasengangs von NF-Verstärkern oder der Zeitverzögerung in Eimerketten-Speichern.

### Wie funktioniert's?

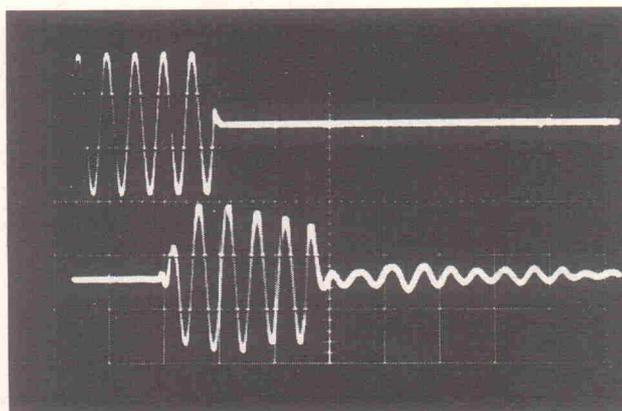
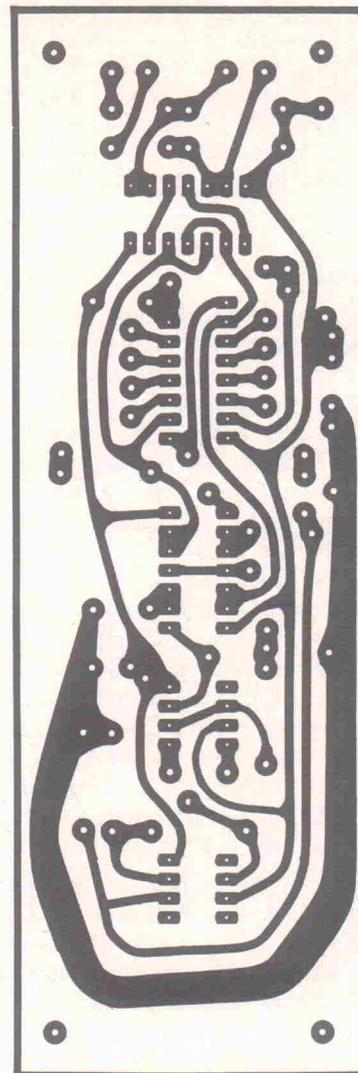
Das Eingangssignal durchläuft den Komparator IC1, so daß der Ausgang des Komparators 'High'-Pegel führt, wenn der Eingang über +6 mV liegt und 'Low'-Pegel erreicht wird, wenn das Eingangssignal negativer als -6 mV ist. Die Widerstände R2 und R3 erzeugen die notwendige Mitkopplung, um das IC als Komparator arbeiten zu lassen. Der Ausgang des Komparators ist mit den beiden Taktleitungen des IC2 verbunden. Befindet sich die Freigabeleitung (Enable) auf 'High'-Potential, arbeiten die Zähler (IC2) mit der Eingangsfrequenz.

IC3/3 und IC3/4 bilden ein RS-Flipflop, dessen Ausgang sich in einem der beiden Zustände, 'High' oder 'Low', befindet, d. h., daß das Flipflop nur zwei stabile Zustände kennt. Ist der Ausgang des IC3/3 'High', kann IC2/1 takten und die mit SW1 vorgewählten Eingangsimpulse abzählen. Ist die vorgewählte Anzahl erreicht, geht der Ausgang von SW1 nach 'Low'. Dieses 'Low' ist über C2 an das Flipflop gekoppelt. Wenn das Flipflop umschaltet, sperrt IC2/1 und gibt IC3/2 frei. Nach einer bestimmten Anzahl Zyklen, die durch SW2 gewählt wird, schaltet das Flipflop erneut um. IC3/1 und IC3/2 formen die Impulsnadeln von C2 und C3 zu einem Rechteck.

Das Eingangssignal ist ebenfalls mit dem Ausgangspuffer IC5 über den Analogschalter IC4/1 verbunden. Wenn dieser Schalter geschlossen ist (angesteuert durch ein 'High'-Signal), liegt am Ausgang das gleiche Signal wie am Eingang. Ist der Schalter IC4/2 geschlossen, wird die Ausgangsspannung auf 0 Volt gehalten. Werden diese Schalter durch das Flipflop gesteuert, steht am Ausgang der gewünschte Ton-Burst.

Für einen Trigger-Ausgang wird das Signal vom Flipflop abgenommen, um einen Oszillograph synchronisieren zu können. Einen zweiten Ausgang erhält man, wenn man das Signal an den Pins 4 und 11 von IC4 abnimmt; es ist gegenüber dem normalen Ausgangssignal invertiert.

Der Schalter SW3 schaltet das Flipflop in einen der beiden möglichen Zustände. Dadurch schalten Sie das Ausgangssignal entweder aus, oder es liegt ein Dauerton am Ausgang. In der Mittelstellung erhält man das normale Ton-Burst-Signal.



**Stückliste**

Widerstände 1/4 W, 5%

- R1 47 k
- R2 47 R
- R3 47 k
- R4 47 k
- R5 47 k
- R6 120R
- R7 120R

Kondensatoren

- C1 1µF 25 V Elko

- C2 220 pF ker.
- C3 220 pF ker.
- C4 33 pF ker.
- C5 47 nF Folie
- C6 47 nF Folie
- C7 47 nF Folie

Halbleiter

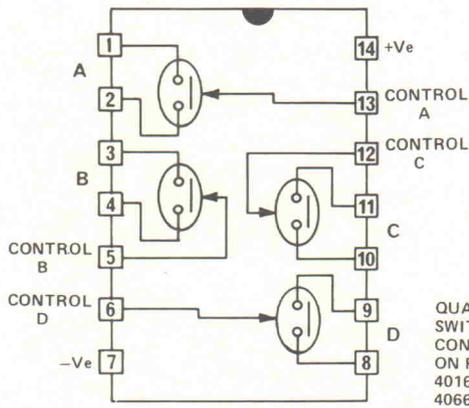
- IC1 LM 301A
- IC2 4520 (CMOS)
- IC3 4001 (CMOS)
- IC4 4016 (CMOS)
- IC5 LM 301A

Schalter

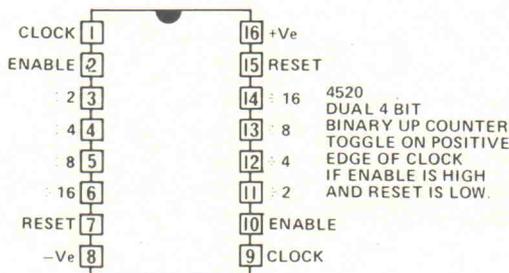
- SW1 Drehschalter 1-polig, 4 Schaltstellungen
- SW2 Drehschalter 1-polig, 4 Schaltstellungen
- SW3 2-poliger Kippschalter mit Mittelstellung
- SW4 2-poliger Kippschalter

Verschiedenes

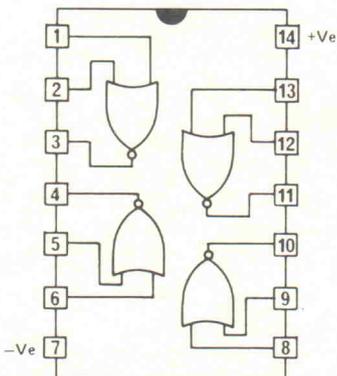
gedruckte Platine, 8 Mignon-Zellen, 2 Batteriehalter je 4 x Mignon mit Anschluß-Clips, Gehäuse, Befestigungsmaterial, Buchsen, Knöpfe.



4016  
4066  
QUAD ANALOGUE SWITCH. ON IF CONTROL IS HIGH ON RESISTANCE 4016 TYP 280Ω 4066 TYP 80Ω

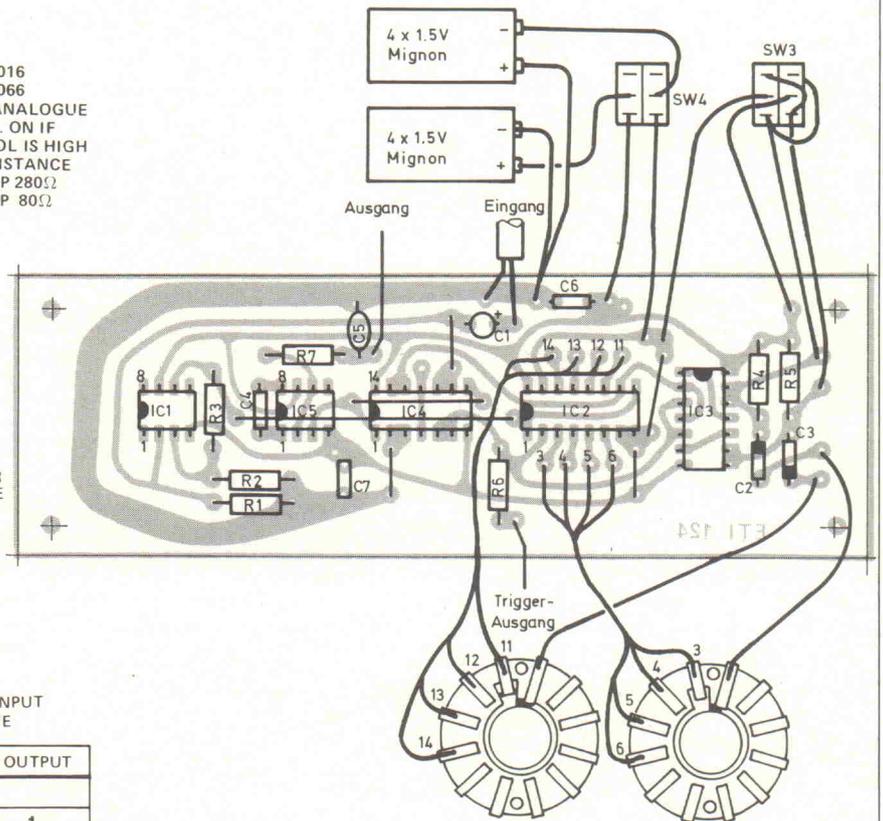


4520  
DUAL 4 BIT BINARY UP COUNTER TOGGLE ON POSITIVE EDGE OF CLOCK IF ENABLE IS HIGH AND RESET IS LOW.



4001  
QUAD 2 INPUT NOR GATE

INPUTS		OUTPUT
A	B	
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



# Digitale Stimmgabel

Eine Stimmgabel gehört zu den wichtigsten Utensilien eines Musikers. Im Zeitalter der Elektronik ist es heute kein Problem mehr, die althergebrachte Stimmgabel oder auch Stimmpfeife durch ein komfortableres und genaueres Gerät zu ersetzen. Die Elrad-Schaltung zeichnet sich dabei durch ihren einfachen und preiswerten Aufbau aus. Der Ton 'A' (440 Hz) wird quazgenau erzeugt.

## Zur Geschichte der Stimmgabel

Gemäß dem 'Oxford Musik-Lexikon' wurde die Stimmgabel im Jahre 1711 von einem Engländer namens John Shore erfunden, der Trompeter und Lautenspieler am königlichen Hofe war.

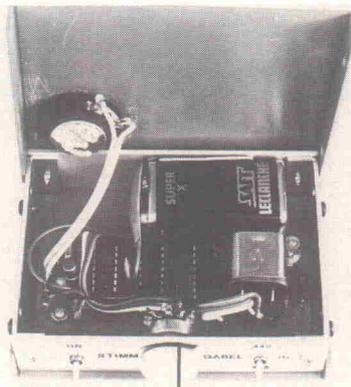
Obwohl er für seine Kunstfertigkeit im Trompetebasen berühmt war (Händel und Purcell komponierten Werke für ihn), machte er die große Erfindung in seiner Eigenschaft als Lautenspieler. Die Stimmgabel G. F. Händels ist von John Shore hergestellt worden, und sie existiert heute noch.

Ein Wissenschaftler der Mitte des 19. Jahrhunderts schließlich hat der Stimmgabel die heute übliche Form gegeben.

Musikinstrumente entstehen aus einer kunstreichen Mischung von Physik und Ästhetik (sowohl hörbar als auch sichtbar). Aber hinter all dieser Harmonie und menschlicher Cleverness steckt das Gesetz der 'Widerborstigkeit der Natur'. Ganz einfach erklärt, besagt dieses Gesetz nichts anderes, als daß alle Klarheit und Harmonie, die wir in der Natur finden, immer wieder durchbrochen wird, daß irgendwo immer etwas nicht stimmt.

Wenn zwei Musikinstrumente zusammenspielen sollen, dann müssen beide gleich 'gestimmt' sein. Wenn sie das nicht sind, dann hört es sich unerfreulich an — man nennt das auch 'dissonant'. Im Laufe der Jahrhunderte gab es verschiedene Vorstellungen, auf welchen Grundton man sich einigen sollte.

Im Jahre 1929 wurde nach vielen verschiedenen Versuchen endlich eine 'Standard-Konzert-Stimmung' etabliert. Dabei wurde der Note 'A' eine Frequenz von 440 Hz zugeordnet. Dieser Standard gilt bis zum heutigen Tage. Das heißt aber auch, daß moderne Orchester die Musik von Haydn, Mozart oder Bach nicht in der Tonhöhe spielen, in der diese eigentlich komponiert wurde.



Blick in das geöffnete Gehäuse

Noch deutlichere Beispiele sind Aufnahmen von modernen Popgruppen, die alten Blues spielen. In den Zeiten, als dieser Blues original eingespielt wurde (häufig direkt auf die Platte!), spielte man in Amerika, speziell unter den Gitarristen, in ganz verschiedenen Stimmungen'.

Ein Vergleich der Beatles-Version von 'Matchbox Blues' und der 30 Jahre älteren Aufnahmen von Leadbelly und Blind Lemon Jefferson zeigt große Unterschiede. Leadbelly stimmte seine 12saitige Gitarre 'tief', Blind Lemon Jefferson stimmte seine 6saitige Gitarre 'hoch', und die Beatles spielten im 'British Standard Concert Pitch'. Es gibt nur sehr wenige Musikinstrumente, die ihre Tonhöhe über lange Zeit beibehalten. Besonders alle tragbaren Saiteninstrumente sind besonders anfällig für Verstimmung (Gitarre, Banjo, Mandoline, Violine, Cello usw.).

Auch Blasinstrumente leiden darunter, denn zum Transport müssen sie auseinandergenommen werden. Nach jedem Zusammenbau müssen sie dann neu gestimmt werden. Jetzt werden Sie wohl verstehen, was wir mit der 'Widerborstigkeit der Natur' meinten. Zur Lösung dieser Probleme braucht man unbedingt eine Einrichtung, die einen genauen Vergleichston erzeugt, nach dem dann die Instrumente gestimmt werden. Sogar das Klavier oder die Oboe, die man häufig als Bezugsinstrumente im

Orchester nimmt, verlangen von Zeit zu Zeit eine Stimmung. Früher verwendete man kleine 'Stimm-Pfeifen' zur Erzeugung des Vergleichstones. Dies waren einfache hölzerne Pfeifen, entweder offen oder mit vibrierender Zunge.

Diese kleinen Geräte waren zwar einfach und tragbar, aber ihre Genauigkeit war bei Änderungen der Lufttemperatur oder der Feuchtigkeit nicht besonders gut. Trotzdem sind sie auch heute noch dort in Verwendung, wo es nicht so sehr auf Genauigkeit oder auf Einhaltung eines Standards ankommt.

Die ursprüngliche Stimmgabel von John Shore bestand aus zwei vierkantigen Balken, die auf einer gemeinsamen Basis standen. Sie erinnerte stark an das Eßinstrument, von dem sie den Namen bekam. Wenn die beiden Zinken angeschlagen werden (oder auch nur eine), dann schwingen sie und erzeugen einen Ton von ganz bestimmter Frequenz. Die Tonhöhe (oder die Frequenz) ist abhängig von der Länge der Zinken. Sie ist in einem weiten Bereich der Temperatur mit Ausnahme von großen Temperatursprüngen einigermaßen stabil. Man erreicht eine Genauigkeit von ca. 0,1%. Die Stimmgabel ist leicht zu transportieren und relativ billig herzustellen, aber die von ihr erzeugte Lautstärke ist nur gering, und sie kann keinen anhaltenden Ton liefern. Ihr Ton wird sehr schnell leiser und nimmt dann ganz ab. Man müßte sie immer wieder neu anschlagen. Viele moderne Gruppen haben elektrisch verstärkte Instrumente, aber die Stimmgabel hat keinen Tonabnehmer.

In den letzten Jahren wurde die Forderung nach einer 'elektronischen Stimmgabel' immer dringender. Schon als Ergebnis der steigenden Anzahl 'vollelektrifizierter' Bands.

Es wurden einige kommerzielle Modelle angeboten, aber die hartnäckigen Bastler bauten sich ihre selbst. Wir möchten mit

unserer Elrad-Stimmgabel eine preiswerte Alternative vorstellen.

## Der Entwurf

Das Problem wurde ziemlich schnell offenbar: Erzeugen Sie einmal 440 Hz mit einer Genauigkeit von mindestens 0,1%!

Ein musikkundiger Freund wies außerdem darauf hin, daß viele Musiker es lieben, ihre Instrumente 3 bis 5 Hz höher zu stimmen, um den Klang ihrer Instrumente etwas 'heller' zu gestalten. Wir hörten auch von einigen Orchestern, die auf ein 'A' von 445 Hz stimmen.

Die Frage war nun, ob unser Projekt beide Frequenzen liefern sollte (440 Hz und 445 Hz) oder nur 440 Hz allein. Unter dem Gesichtspunkt, daß das Gerät tragbar und batteriegespeist sein sollte, wurden verschiedene Methoden untersucht, mit denen die geforderten Frequenzen erzeugt werden könnten. Am besten erschien es uns, einen gebräuchlichen, möglichst preiswerten Quarz zu benutzen und dann dessen Frequenz bis auf 440 Hz herunterzuteilen. Durch eine etwas andere Teilung sollten dann 445 Hz erreicht werden.

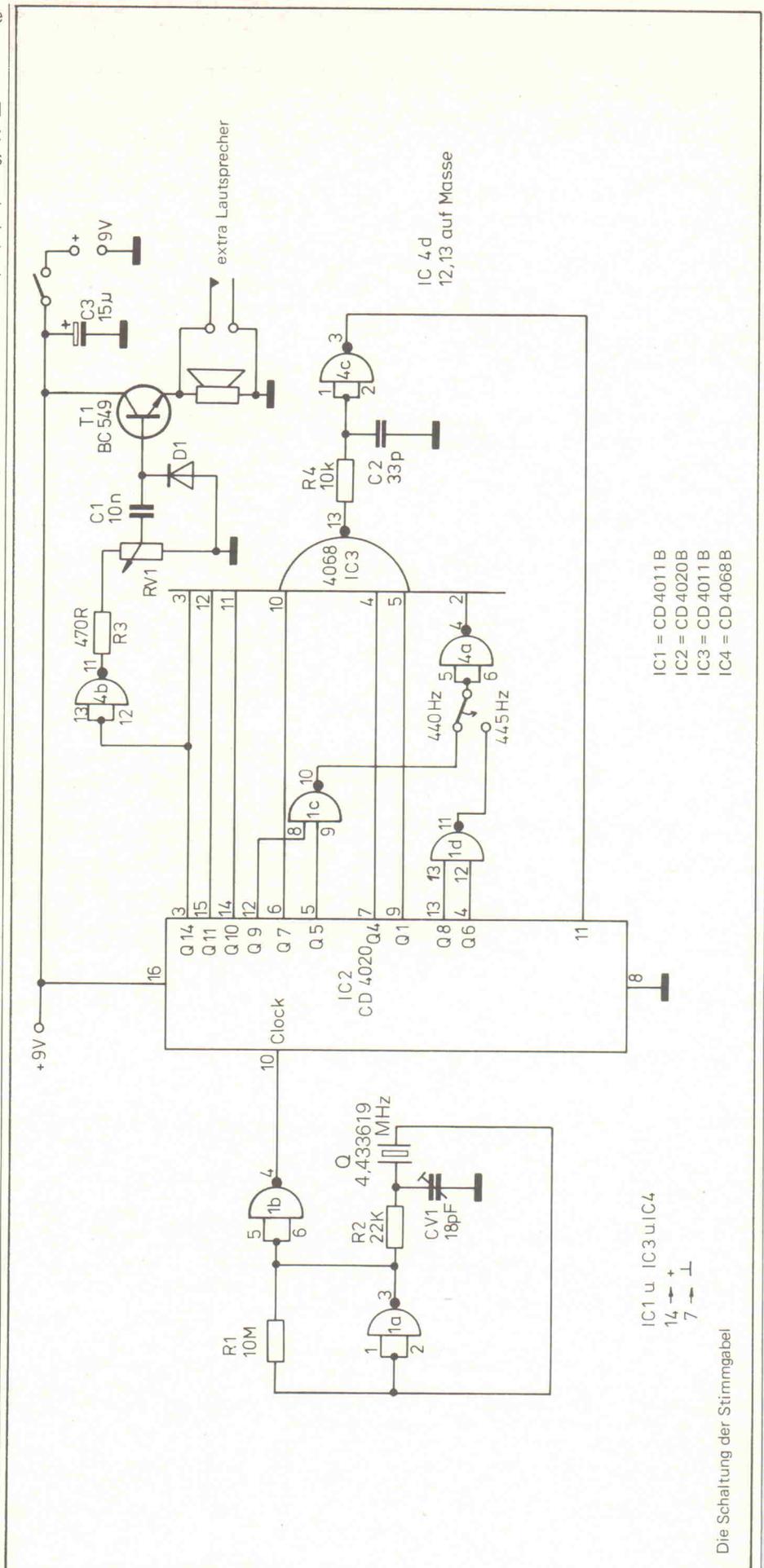
Da das Gerät aus Batterien gespeist werden sollte, kamen nur CMOS-ICs in Frage. Dadurch aber wurde die höchstmögliche Frequenz des Quarzes auf ca. 5 MHz begrenzt. In diesem Bereich gibt es einen weit verbreiteten Quarz, den man überall leicht und sehr preiswert bekommt: Der PAL-Color Farbträgerquarz hat 4,433619 MHz.

Um aus so einer hohen Frequenz 440 Hz zu gewinnen, muß man durch eine sehr große Zahl teilen. Um 440 Hz zu erreichen, muß durch ca. 10076 geteilt werden, um 445 Hz zu erreichen, durch 9963.

Entsprechend wurde ein 4020-CMOS-Teiler aufgebaut. Damit kann man ein Teiler-Verhältnis von bis zu  $1:2^{14}$  erreichen. Durch passendes Dekodieren der Teiler-Ausgänge und Rücksetzen nach dem entsprechenden Zählschritt erhält man die gewünschte Frequenz am Ausgang.

Läßt man den 4020 bis 10069 zählen (10076 läßt sich mit dem CD 4020 nicht verwirklichen), dann erhält man eine Ausgangsfrequenz von 440,323 Hz. Das ist nur 0,07% zu hoch und damit innerhalb der Toleranz einer Standard-Stimmgabel. Für 445 Hz teilt man durch 9959 und erhält damit 445,187 Hz. Das ist nur 0,04% zu hoch. Diese geringen Fehler kann man mit dem Trimmer noch verkleinern.

Dann haben wir noch eine ganz einfache NF-Endstufe, die einen kleinen Lautsprecher speist, und eine Ausgangsbuchse für einen Verstärker vorgesehen.



Der Stromverbrauch liegt bei ca. 10 mA, so daß eine kleine 9 V-Batterie sehr lange reichen wird. Zumal das Gerät ja immer nur für kurze Zeit eingeschaltet sein wird.

## Konstruktion

Wir raten dringend, für dieses Projekt die Elrad-Platine zu verwenden; das erleichtert den Aufbau und schließt Verdrahtungsfehler aus. In digitalen Schaltungen können Verdrahtungsfehler entsetzlich schwierig zu finden sein, besonders wenn man noch nicht viel Erfahrung in dieser Richtung hat.

Dieses Projekt gehört keineswegs zu den schwierigen. Wenn Sie nur etwas Erfahrung haben und sich in einem Verdrahtungsplan zurechtfinden, dann kann eigentlich nichts schief gehen. Am besten beginnt man den Aufbau mit der Bestückung der Platine. Dabei setzt man die ICs zuletzt ein — wir sehen gleich warum.

Löten Sie den Quarz ein, dann den BC 547, die Diode, die IC-Sockel, die Widerstände und Kondensatoren. Beachten Sie die richtige Polung der Diode D1. Dann löten Sie die Drahtbrücken aus verzinneter Kupferlitze ein. Jetzt werden die beiden Schalter, der Lautstärkereglern, die Buchse und der Lautsprecher angeschlossen. Natürlich werden sie vorher fest in die Frontplatte eingebaut. Nun erst werden die ICs eingesetzt. Da es alles CMOS-ICs sind, müssen sie vorsichtig behandelt werden. Berühren Sie möglichst nicht die Anschlußpins.

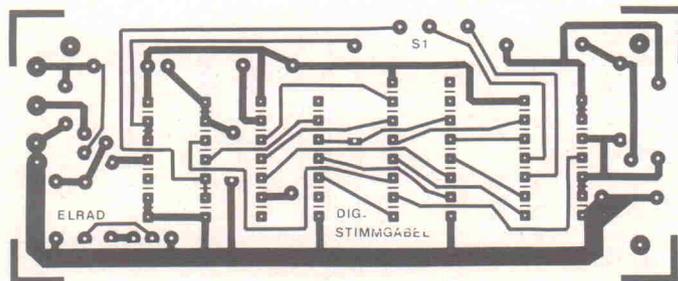
Beim Einsetzen in die Platine achten Sie bitte auf richtige Orientierung der ICs. In unmittelbarer Nähe von Pin 1 befindet sich normalerweise ein Punkt, der eine die Orientierung erleichtert. Alle ICs müssen in der gleichen Richtung eingesetzt werden.

Unseren Prototyp haben wir in ein kleines Gehäuse mit den Abmessungen 100x70x

25 mm eingebaut. In die Alu-Frontplatte wurden entsprechende Löcher zur Aufnahme der Bedienungselemente gebohrt. Im Gehäuse geht es relativ eng zu, man kann natürlich auch ein etwas größeres nehmen. Den Quarz haben wir umgebogen, da die Höhe des Gehäuses sonst nicht ausreicht. Der Lautsprecher wird einfach auf das Gehäuse geklebt, nachdem eine entsprechende Schallöffnung gebohrt ist.

Die Platine wird mit Schrauben und 5 mm Abstandsrollen befestigt. Sie wird so angebracht, daß zwischen ihrem einen Rand und der Gehäusewand die Batterie mit etwas Schaumstoff festgeklemmt werden kann. Selbstverständlich kann man auch eine externe Stromversorgung mit einer Buchse vorsehen, die die Batterie bei Einführen des Steckers abschaltet.

Als letztes prüfen Sie, ob auch die Schalter richtig verdrahtet sind. Beim Schalten von 440 Hz auf 445 Hz muß der Ton etwas höher werden.



Das Platinenlayout

## Wie funktioniert's?

Es wird ein Signal sehr hoher Frequenz erzeugt (4,4 MHz) und dann durch eine Zehlschaltung auf die Ausgangsfrequenz heruntergeteilt.

IC1a bildet den Oszillator. Die Gates sind durch R1 und R2 auf ihren linearen Bereich vorgespannt. CV1 bildet gemeinsam mit R1 und R2 ein Phasenschiebernetzwerk, das die Phase der erzeugten Frequenz um 180° dreht. IC1b ist als Puffer zwischen den Oszillator und den Zähleringang von IC2, einen 14stufigen Zähler, geschaltet.

Weil der gewünschte Teiler nicht ein Vielfaches von 2 ist, ist ein Dekodieren des Zählerausganges notwendig. Das geschieht durch die drei Gatter IC1c, IC1d und IC4a.

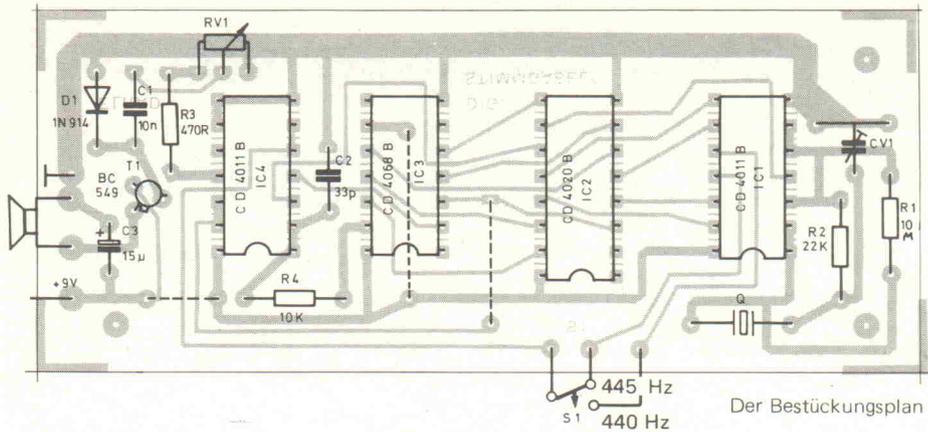
Die Ausgänge von IC2 werden dadurch so verknüpft, daß der Zähler nach der gewünschten Anzahl Zähl Schritte rückgesetzt wird: es ergibt sich die gewünschte Division.

Mit dem Schalter wird die Teilung von 10069 (440 Hz) auf 9959 (445 Hz) umgeschaltet.

IC3 ist ein NOR-Gatter mit 8 Eingängen. Sind alle 8 Eingänge 'High', geht der Ausgang auf 'Low' und steuert IC4c über ein Netzwerk (R4, C2) an, das Störimpulse aussieben soll.

IC4c erzeugt dann ein Reset-Signal und läßt den Teiler einen neuen Zählvorgang beginnen.

Der Teilerausgang Q14 liefert das Signal mit der gewünschten Frequenz. Nach Pufferung durch IC4b wird dieses Signal an den Lautstärkereglern gelegt. Über einen Emitterfolger Q1 geht das Signal dann an den Lautsprecher.



### Stückliste

Widerstände 5%, 1/4 W

T1	10M
R1	10M
R2	22k
R3	470R
R4	10k
RV1	Potentiometer 10k

### Kondensatoren

C1	10n MKH
C2	33p ker
C3	15µ Tantal 15 V
CV1	Folientrimmer 18p Valvo (grün)

### Halbleiter

IC1	CD 4011 B
IC2	CD 4020 B
IC3	CD 4068 B

IC4	CD 4011 B
D1	Diode 1N4148 o. 1N914
T1	Transistor BC 549 o. BC 108 B

### Sonstiges

Quarz 4,433619 MHz (PAL-Quarz)  
Schalter, 9V-Batterie, Lautsprecher  
Miniatur) 8Ω, Platine, Gehäuse.

# elrad SOFTWARE

Sind Sie des Computer-Spiele-Allerleis müde? Dann gehen Sie mit elrad-Software auf eine Safari:

## RHINO (für PET 2001/CBM 3001 und TRS-80)

Das spannende Spiel für intelligente Leute

Wütende Rhinocerosse warten im afrikanischen Dschungel auf Sie! Suchen Sie eine Strategie, ihnen zu entgehen, ehe Sie zertrampelt werden.

### Und das ist einmalig:

Sie erhalten die Programmkassette und eine ausführliche Programmdokumentation, bestehend aus Beschreibung, Spielanleitung, Programmliste, Liste und Beschreibung der Variablen, Vorschläge für Programmänderungen. Alles in deutscher Sprache! So können Sie durch Studium des Programms Ihre eigenen Programmierkenntnisse vertiefen oder das Programm für einen anderen Computer anpassen.

**Komplett-Preis** **DM 19,80**

Programmkassette allein	DM 16,80
Dokumentation allein	DM 5,80

## Analog-Uhr, Digital-Uhr (für PET 2001/CBM 3001)

**Analog-Uhr:** Ein Spitzenprogramm. Ein rundes Ziffernblatt mit Minuten- und Stundenzeiger und einer Sekundenanzeige füllt den Bildschirm. Zusätzlich wird die Zeit noch in digitaler Anzeige eingeblendet.

**Digital-Uhr:** Eine 6-ziffrige Digitaluhr mit 40 mm hohen Ziffern gibt die sekundengenaue Zeit an.

**Komplett-Preis** **DM 19,80**

Programmkassette allein	DM 15,80
Dokumentation (58 Seiten) allein	DM 7,80

## Morse-Tutor (für PET 2001/CBM 3001)

Übungsprogramm für das Erlernen des Morse-Codes. Das Programm gestattet u. a. folgende Möglichkeiten: Akustische Ausgabe von Morsezeichen, Eingabe von Schriftzeichen auf der Tastatur und Umwandlung in den Morsecode (auch Texte). Eingabe von Morsezeichen auf der Tastatur, der Computer gibt das Schriftzeichen aus. Wahl der Geschwindigkeiten.

**Komplett-Preis** **DM 24,80**

Programmkassette allein	DM 19,80
Dokumentation allein	DM 7,80

## elrad Programmbibliothek Nr. 1 (für PET/CBM und TRS-80)

Eine Sammlung von 10 lehrreichen und unterhaltsamen BASIC-Programmen. Sie enthält:

Schnell-Lese-Training – Drill für das Präzisionsschreiben – Kopfrechen-Drill – Kalender – Umwandlung einer römischen in eine Dezimalzahl – Umwandlung einer Dezimalzahl in eine römische Zahl – Zinsseszinsen – Erzeugung von Lottozahlen – Erzeugung von eindrucksvollen Formulierungen – Computer als Hellseher.

**Komplett-Preis** **DM 19,80**

Programmkassette allein	DM 14,80
Dokumentation allein	DM 8,80

Die ausführliche Dokumentation enthält neben den Programmbeschreibungen auch die Auflistung der Programme.

## elrad Programmbibliothek Nr. 2 (für PET 2001/CBM 3001)

Eine Sammlung von 10 BASIC-Programmen aus unterschiedlichen Anwendungsbereichen. Sie enthält:

Drillprogramm für das Bruchrechnen – Übung für das Geschwindigkeitsschreiben – Tilgungsplan für ein Darlehen – Reaktionszeittest – Ratensparen – Pig-Latin – Anzahl der Tage zwischen zwei Daten – Gedächtnis-Training – Trainingsprogramm für die Beobachtungs-gabe – Der Computer als Poet.

**Komplett-Preis** **DM 19,80**

Programmkassette allein	DM 14,80
Dokumentation allein	DM 8,80

### Demnächst erscheinen

Harmonielehre, PACK/UNPACK, Menüplanung, Finanzmathematik.

Leerkassetten C-10 nur **DM 2,50, ohne Vorspannband DM 2,80**

Alle Preise inkl. Mehrwertsteuer  
Versand erfolgt nur per  
Nachnahme

**Elrad-Versand**  
Postfach 27 46  
3000 Hannover 1

# Aussteuerungs-Meßgerät mit LED-Anzeige

Eine ausgezeichnete Möglichkeit, um NF-Pegel in Musikanlagen zu überwachen. Das Gerät ist universell anwendbar und an jeden Pegel anzupassen.

Diese Baugruppe soll nicht konventionelle VU- oder Spitzenwert-Messer ersetzen — kein LED-Display könnte das. Mit einer Anzeige in 3 dB-Stufen und in Verbindung mit einem Anreih-Display ist es trotzdem ein gut verwendbarer und attraktiver Zusatz im Audio-Bereich.

## 5 ICs = 10 x 3 dB

Wenn die logarithmische Anzeigecharakteristik schon im IC5 eingebaut ist, scheint die Verwendung vier separater Operationsverstärker zur Signalaufbereitung leicht extravagant. Die Schaltungsauslegung ließ aber die Verwendung eines konventionellen 4fach-Operationsverstärkers nicht zu. Es werden also die guten, altbekannten und preiswerten 741 verwendet, sowie die extrem hochohmigen CA3140. Die Anzeige besteht aus 10 LEDs; sie kann als Punkt- oder Strichskala ausgelegt werden. Die Anzeigeart kann mittels eines Schalters oder — festgelegt — mit einer Drahtbrücke gewählt werden. Die Schaltung hat eine große Empfindlichkeit. Die Verstärkung der ersten Stufe ist einstellbar; ein Vollausschlag der Skala kann mit wenigen Millivolt erreicht werden.

Um Kosten und Aufwand in der Schaltung zu verringern, wurde ein Einweg-Gleichrichter verwendet. Die Anzeige kann mit umschaltbaren Widerständen auf eine Spitzenspannungs-Charakteristik mit schneller Anstiegszeit und langsamem Abfall und eine Volumen-Unit(VU)-Charakteristik mit langsamer, annähernd gleicher Ansprechzeit eingestellt werden. Durch Auswahl einiger Widerstände kann die Ansprechzeit für jede Betriebsart einfach eingestellt werden — bei geringer Beeinflussung untereinander.

## Aufbau

Die Verwendung unserer Platine macht die Konstruktion sehr einfach und ergibt eine kompakte Einheit. Die Platine wurde zur Aufnahme von rechtwinklig steckbaren LEDs entworfen. Natürlich können auch jede andere Type und unterschiedliche Farben verwendet werden.

Es müssen nur vier Drahtbrücken hergestellt werden, und die übrigen Bauteile können dann der Reihe nach eingebaut werden. Es ist ratsam, die Halbleiter erst zum Schluß einzubauen, wobei man auf IC-Sockel nicht verzichten sollte, denn das vereinfacht die Fehlersuche. IC3 und IC4 haben eine FET-Eingangsstufe, diese ist jedoch gut geschützt und bedarf keiner speziell vorsichtigen Behandlung.

## Abgleich

Ist die Platine bestückt, wird die Stromversorgung bei kurzgeschlossenem Eingang eingeschaltet, und mit einem Oszilloskop (Einstellung DC) oder einem empfindlichen Voltmeter stellen Sie nun den Ausgang von IC4 (Pin 6) mittels RV2 auf null Volt ein. Dann legt man das größte noch darzustellende Signal an den Eingang und stellt mit RV1 Voll-Ausschlag ein, nachdem die Einheit auf 'VU' umgeschaltet ist. Nach dem Umschalten auf PPM (Peak to Peak-Meter) wird dieser Vorgang mit RV3 wiederholt. Das Gerät deckt einen weiten Eingangspegel-Bereich ab. Sollten Sie jedoch hohe Eingangsspannungen anlegen (größer als 500 mV), müßten Sie das Eingangssignal abschwächen. Dies erreichen Sie mit einem einfachen, aus Widerständen bestehenden Spannungsteiler. Beim Nachbau wünschen wir Ihnen viel Erfolg.

## Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5 %

R1, 10	100k
R2, 3, 4	10k
R5	2M7
R6	10M
R7,9	22k
R8	47k
R11	1k0

Potentiometer

RV1	10k min. Trimmer
RV2, 3	100k min. Trimmer

Kondensatoren

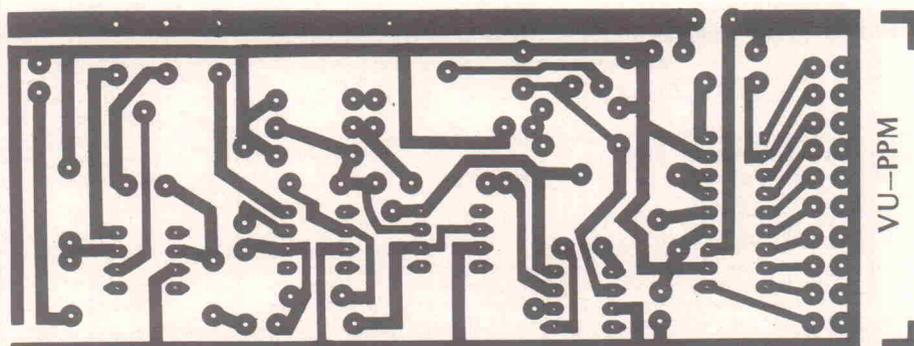
C1, 2	470n MKH
C3	100µ Elko
C4	100n MKH
C5, 6	10µ Tantal

Halbleiter

IC1, 2	741
IC3, 4	CA3140
IC5	LM3915
D1, 2	1N4148
LEDs	Standard-Typen

Verschiedenes

Platine	
SW1	2polig Um
SW2	1polig Um



Das Platinen-Layout.

## Wie funktioniert's?

Der Eingang besteht aus einem Wechselspannungsverstärker, der einen Einweg-Gleichrichter ansteuert. Dessen Ausgangssignal lädt eine Kapazität über einen Widerstand auf. Die Größe der Spannung wird verstärkt und treibt dann direkt oder über ein Potentiometer den eigentlichen Anzeigeverstärker.

Das Signal wird über C1 auf den nicht invertierenden Eingang des IC1 gelegt. Der Widerstand R1 sorgt für die Gleichspannungseinstellung des IC1, das mit einer variablen Verstärkung als wechsellspannunggekoppelter Verstärker arbeitet. Dieser Schaltungsaufbau vermeidet Offset-Probleme, so daß der wirksame Aussteuerungsbereich ohne Einschränkung zur Verfügung steht.

Der Ausgang des IC1 steuert den Einweg-Gleichrichter an, der mit IC2 aufgebaut ist. Diese Schaltung folgt einer konventionellen Konzeption, mit Ausnahme des IC3 in der Rückkopplungsschleife. Die Verwendung dieses BIFET-ICs sichert eine hohe Eingangsimpedanz und eine kleine Speicherkapazität (100 nF), so daß mit dem Vorteil eines relativ niedrigen Steuerstroms eine große Spannungsänderung erreicht wird. Ohne IC3 in der Schaltung und mit dem Schalter SW1A in Stellung PPM würde C4 über R7 zwar relativ schnell geladen, aber über die Wi-

derstände R7 und R3 fast ebenso schnell wieder entladen werden. In der vorliegenden Schaltung erfolgt die Ladung über R7, die Entladung aber über R7 und R6. Somit ergibt sich eine schnelle Ansprechzeit, jedoch eine langsame Abklingzeit. Die Diode D1 arbeitet als Sperre für positive Eingangssignale und verhindert, daß IC2 in die Sättigung geht.

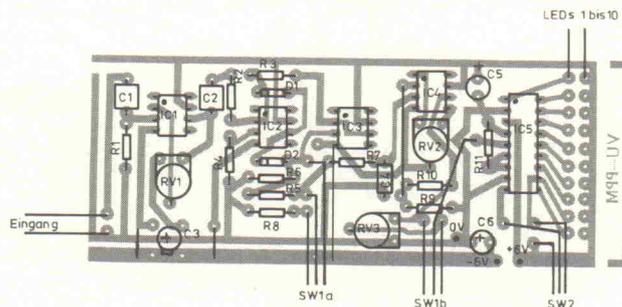
In der Stellung VU wird C4 über R5 und R7 geladen, die Entladung erfolgt über R5, R7, R6 und R8. Das Verhältnis dieser Widerstände erzeugt ungefähr gleiche Ansprech- und Abfallzeiten.

Weil jede Last an C4 die Zeitkonstante des RC-Netzwerks verändern würde, wird ein zweiter BIFET-Operationsverstärker als nicht invertierender Verstärker mit einer Verstärkung von etwas über 5 benutzt. Die Offset-Einstellung dieser Stufe geschieht mittels RV2, um den Ausgang auf genau 0 Volt eichen zu können. Um die höhere Einfügungsdämpfung des RC-Netzwerks in Schalterstellung VU auszugleichen, ist RV3 eingebaut, so daß eine übereinstimmende Vollaussteuerung in beiden Betriebsarten möglich ist.

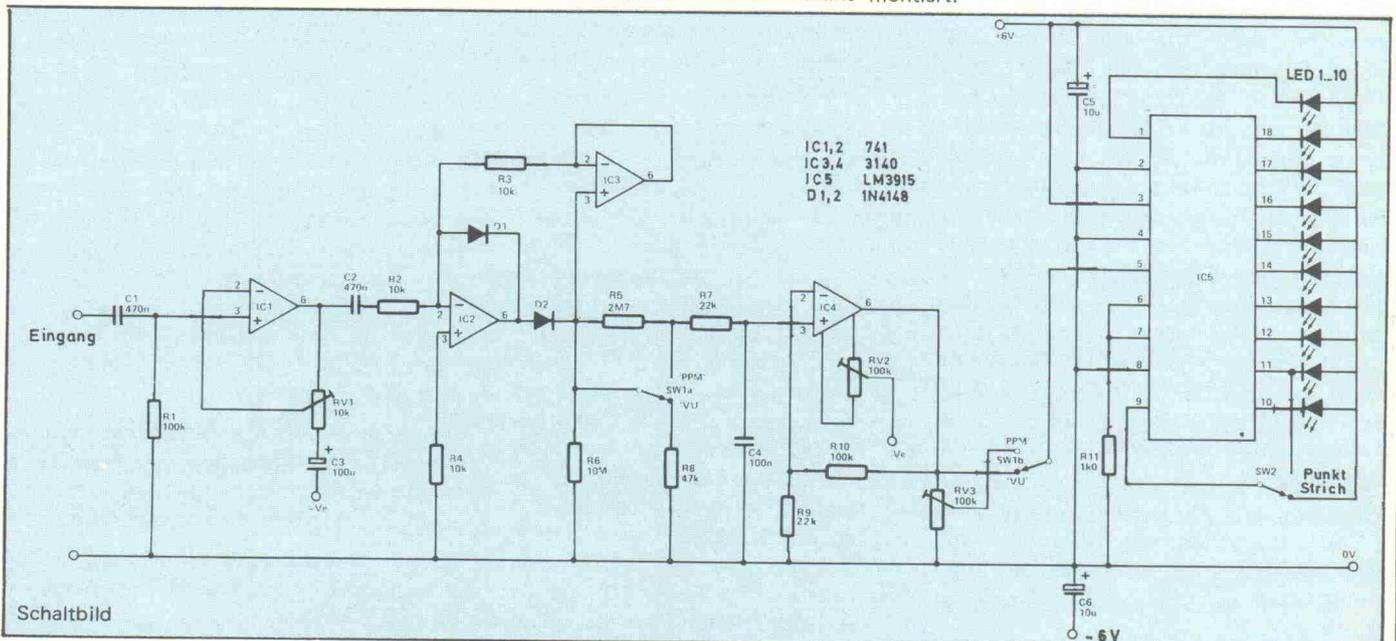
Das IC5 steuert das Display an. Das Eingangssignal von SW1B liegt an Pin 5; 1,2 Volt ergeben Vollausschlag. Das interne Widerstands-Netzwerk erzeugt eine Anzeige in 3 dB-Stufen, so daß zehn

LEDs einen Anzeigebereich von 30 dB umfassen; ein Verhältnis von 32:1. Es wurde kein Versuch unternommen, die Charakteristik dieses ICs der des LM3916 anzupassen, der eine eingebaute VU-Charakteristik hat und in Zukunft erhältlich sein wird. Dieses IC soll pin-kompatibel ersetzbar sein. Der Strom durch die LEDs wird durch R11 auf 10 mA festgesetzt, die Kapazitäten C5 und C6 sorgen für eine Entkoppelung.

Es wird eine Versorgungsspannung von  $\pm 6V$  benötigt. Eine niedrigere Versorgungsspannung verändert die Ausgangsspannung des IC4 und verhindert damit eine Vollaussteuerung mit der Betriebsart PPM. Eine höhere Betriebsspannung kann IC5 durch unzulässige Verlustleistung zerstören. Der Grenzwert für diese ICs beträgt 660 mW. Wenn Sie eine positive Betriebsspannung von mehr als 6 V benutzen wollen, müssen die LEDs mit Vorwiderständen in der positiven Versorgungsleitung versehen werden, oder es muß eine Zenerdiode eingesetzt werden. IC5 erzeugt jeweils eine Punkt- oder Strich-Anzeige durch Verbinden des Pin 9 oder Pin 11 mit der positiven Versorgungsspannung. Natürlich kann statt des Schalters SW2 auch eine Drahtbrücke verwendet werden.



Bestückungsplan. Die rechtwinkligen Leuchtdioden sind an der rechten Seite der Platine montiert.



# Metallsuchgerät

Das Aufspüren von Metall ist in der letzten Zeit zu einem weitverbreiteten Hobby geworden. Und bei der Schatzsuche muß es nicht immer um Gold gehen. Es lohnt sich auch, nach alten Münzen oder anderen metallischen Überbleibseln vergangener Zeiten zu suchen. Probieren Sie's mal aus!

Alle Metalldetektoren besitzen eine von Wechselstrom durchflossene Detektorspule. Wird sie in die Nähe eines metallischen Objektes gebracht, verändert sich das die Spule umgebende elektromagnetische Feld. Einer der hierbei auftretenden Effekte kann zur Metalldetektion ausgenutzt werden.

Die prinzipiellen Effekte sind:

Die Form des die Spule umgebenden elektromagnetischen Feldes und ihre Induktivität ändern sich. Die meisten bekannten Detektorgeräte nutzen diese durch metallische Gegenstände hervorgerufenen Änderungen aus. Sie werden elektronisch weiterverarbeitet und angezeigt.

Nachteilig ist, daß auch nichtmetallische Gegenstände in gewissem Maße solche Änderungen hervorrufen können.

Es gibt drei grundsätzliche Methoden zur Ausnutzung der genannten Effekte.

Der Balance-Detektor (Induction Balance (IB)) besitzt zwei Spulen. Die eine wird von einem modulierten Oszillator gespeist, die andere ist an einen Detektor mit darauffolgendem Verstärker angeschlossen.

Die beiden Spulen werden so genau zueinander ausgerichtet und fixiert, daß ohne Anwesenheit von Metall keine Induktion in der Detektorspule auftritt. Befindet sich jedoch Metall oder metallisches Mineral in der Nähe der Spulen, wird die Symmetrie des Magnetfeldes um die Erregerspule gestört und eine nennenswerte Induktion in der Detektorspule erzeugt. Das demodulierte Induktionssignal kann verstärkt und in einem Lautsprecher hörbar gemacht werden oder direkt ein Anzeigeinstrument ansteuern. Aus verständlichen Gründen wird diese Art von Detektor auch als Sende-/Empfangsdetektor (TR oder IB/TR-Detector) bezeichnet.

Die Hauptvorteile dieser Geräte sind die hohe Lokalisierungsgenauigkeit und Durchdringungstiefe sowie geringe Empfindlichkeit auf sehr kleine eisenhaltige Partikel.

Die Empfindlichkeit der Balance-Detektoren verringert sich im Bereich eisen- oder erzhaltiger Böden sehr stark.

Die Hauptschwierigkeit beim Selbstbau liegt in der richtigen Ausführung und gegenseitigen Anordnung der beiden Spulen.

Die meisten nach dem Prinzip der induktiven Balance arbeitenden Geräte werden auf einer Frequenz im Bereich von 85 kHz bis 150 kHz betrieben.

Da die Empfindlichkeit, wie bereits erwähnt, im Bereich erzhaltiger Böden stark abnimmt, wurde eine Technik entwickelt, in der die Erregerspule mit Energie sehr niedriger Frequenz gespeist wird. Die VLF-(Very Low Frequency)-Geräte arbeiten mit Frequenzen zwischen 4 und 6 kHz. Das sind Frequenzen, die jede Art von Boden gut durchdringen. Um aber auch für kleinere metallische Objekte noch genügende Empfindlichkeit zu erreichen, muß eine sehr hohe Leistung aufgebracht werden. Das geht natürlich auf Kosten der Batterie. Aber auch bei hohen Leistungen bleibt die Lokalisierungsgenauigkeit gering.

Die Spulen im Suchkopf der Puls-Induktionsdetektoren sind genauso aufgebaut und angeordnet wie in normalen IB-Metallsuchgeräten.

Im Gegensatz dazu wird aber bei den Puls-Induktionsgeräten ein kurzzeitiger Impuls hoher Energiedichte in die Übertragungsspule eingespeist. Der Empfänger vergleicht daraufhin die Phasenlage des empfangenen mit der des ausgesendeten Impulses. Wenn ein eisenhaltiges oder magnetisches Objekt in die Nähe der Suchspule gebracht wird, eilt die Phase des empfangenen der des gesendeten Signales voraus. Der entgegengesetzte Fall tritt auf, wenn ein nichtmagnetischer Leiter in die Nähe der Suchspulen gerät. Mit diesem Detektortyp besteht also die Möglichkeit, zwischen Eisen- und Nicht-eisenmetallen zu unterscheiden. Der Einfluß von Bodeneigenschaften kann weitgehend ausgeschaltet werden, indem die

Detektorschaltung des Gerätes so eingestellt wird, daß Signale mit den Phaseneigenschaften des Bodens unterdrückt werden. Aus diesem Grund besitzen viele der nach diesem Prinzip arbeitenden Detektoren eine Einstellmöglichkeit zur 'Bodenunterdrückung'.

Da auch die Stärke des empfangenen Signals je nach aufgespürtem Objekt unterschiedlich ist, existiert eine weitere Möglichkeit zur genaueren Identifizierung des Objektes.

Eigenschaften:

- hohe Empfindlichkeit
- ausgezeichnete Stabilität
- hohe Lokalisierungsgenauigkeit
- Lautsprecherausgang
- einfacher Aufbau und Abgleich
- Bodenunterdrückung
- geringe Kosten

Es ist klar, daß ein IP-Detektor den Hobbybastler vor viele Probleme stellt.

In der einfachsten Ausführung detektiert er lediglich Induktionsänderungen einer einzigen Suchspule. Wenn diese Spule Bestandteil einer Oszillatorschaltung ist, kann durch Vergleichen der 'Such'-Oszillatorfrequenz mit der eines stabilen Referenzoszillators die Anwesenheit von Metall festgestellt werden. Diese Art von Detektor wird im Englischen als 'Beat Frequency Oscillator' (BFO) bezeichnet. Die beiden Oszillatoren werden so eingestellt, daß ein kleiner Frequenzversatz zwischen ihnen auftritt. Die Mischung ihrer Ausgangssignale ergibt u. a. die Differenzfrequenz (Beat-frequency). Die Hauptvorteile der BFO-Suchgeräte liegen in ihrer einfachen Schaltung und deren Abgleich sowie einer guten Lokalisierungsgenauigkeit.

Die meisten veröffentlichten Schaltungsentwürfe der Vergangenheit ergaben jedoch Geräte mit zu geringer Empfindlichkeit und Verstimmungsstabilität.

Durch geschickte Signalmischung und einige andere Tricks können diese Probleme beseitigt werden.

Daher ist unser neues Metallsuchgerät auch nach dem BFO-Prinzip unter Verwendung einiger moderner Schaltungsdetails aufgebaut.

In unserem ersten Heft 11/77 haben wir ja schon einen Metalldetektor als Bauanleitung veröffentlicht, das neue Gerät ist jedoch einfacher aufzubauen und abzugleichen. Es gibt keinerlei kritische Einstellungen.

## Vorüberlegungen zum Schaltungsentwurf

Unser neuer Metall-Detektor besitzt drei Einstellmöglichkeiten: grober Frequenzabgleich, feiner Frequenzabgleich, Lautstärke mit Ein-/Aus-Schalter.

Die grobe Frequenzeinstellung dient im wesentlichen dazu, den Suchoszillator so einzustellen, daß verschiedene Einflüsse, die ein Driften des Oszillators hervorrufen, kompensiert werden können. Frequenzdrift wird hauptsächlich durch Temperatureinflüsse und Änderungen der Batteriespannung hervorgerufen.

Die Frequenz-Feineinstellung wird abgeglichen, während der Detektor über den Boden gehalten wird. So ist es möglich, den Bodeneinfluß auf die Frequenz des Oszillators zu kompensieren. Mit der Lautstärkeinstellung wird der Pegel des Lautsprecherausgangs variiert.

Die beiden Hauptprobleme beim Aufbau eines BFO-Detektors liegen in der Frequenzstabilität der beiden Oszillatoren und in der kleinen, aber zu detektierenden Frequenzänderung.

Der Entwurf des Suchoszillators bedurfte einiger Experimente. Unser erster Versuch war ein LC-Oszillator mit CMOS-Gattern. Es stellte sich jedoch heraus, daß die Frequenzstabilität nicht ausreichend war. Eine Frequenzkontrolle durch Steuerung der Versorgungsspannung führte zu störenden Rückwirkungen. Schließlich wählten wir einen diskret aufgebauten Oszillator, der alle unsere Anforderungen erfüllte.

Die Induktivität der von uns gewählten Colpitts-Oszillatorschaltung wird durch die Suchspule gebildet.

Es mag sein, daß einigen Lesern dieser Schaltungsteil etwas fremd ist. Daher einige Erläuterungen:

Um höhere HF-Ströme in der Suchspule zu ermöglichen, ist sie im Kollektorkreis des Transistors Q1 angeordnet. Die Mitkopplung der Schaltung erfolgt zwischen Kollektor und Emitter, während die Basis wechselstrommäßig auf Masse liegt.

Um die Rückkopplung zu ermöglichen, wird die frequenzbestimmende Kapazi-

tät des Kreises angezapft. C2 und C3 erfüllen diese Funktion.

Eine gute Stabilität der Oszillatorgrundfrequenz wird erreicht, wenn für C2 und C3 Styroflex-Kondensatoren verwendet werden. Sie besitzen einen Temperaturkoeffizienten, der im wesentlichen dem TK der übrigen Bauelemente entgegengesetzt ist.

Die Kurzzeitstabilität des Oszillators ist in der Regel sehr gut.

Die hier verwendete Oszillatorschaltung besitzt eine für den Gesamtschaltungsentwurf positive Eigenschaft: In einem kleineren Frequenzbereich kann die Schwingfrequenz durch eine Steuergleichspannung beeinflusst werden. Die Frequenzänderung wird durch Variation der Kollektor-Basis-Kapazität hervorgerufen, die eine Funktion der Basisvorspannung ist.

In dieser Schaltung ist die C-B-Kapazität Teil der frequenzbestimmenden Gesamtkapazität.

Mit steigender Basisvorspannung sinkt die C-B-Kapazität, so daß sich die Schwingfrequenz erhöht.

Auf diese Weise kann die Grundfrequenz des Oszillators um ca. 10% verändert werden. Wir haben zwei Einstellungen vorgesehen. Mit der Einstellung 'Fein' läßt sich ungefähr 1/10 des mit der Einstellung 'Grob' durchstimmbaren Bereiches erfassen.

Der Suchoszillator ist über einen 47 pF-Kondensator locker an einen CMOS-Schmitt-Trigger und zwei Inverter gekoppelt. Am Ausgang dieses Schaltungsteils tritt eine Rechteckspannung auf.

Die lose Ankopplung der übrigen Schaltung an den Oszillator hat den Vorteil, daß dieser in seiner Frequenz und Stabilität kaum beeinflusst wird.

Als Referenzoszillator wählten wir wegen der ihm eigenen hohen Frequenzstabilität einen Quarzoszillator.

Es wurde vermutet, daß ein einfacher LC-Generator als Referenz ausreichen würde, da er ähnliches Frequenzdriftverhalten wie der Suchoszillator besitzt. Das ist zwar richtig, die Driftraten sind aber sehr unterschiedlich.

Daher kamen wir zu einer anderen Einstellung: Wir sagten uns, wir machen beide Oszillatoren so frequenzstabil wie möglich, also mit Quarz.

Der Referenzoszillator ist ein einfacher 'Inverter'-Quarzoszillator, der mit mehreren Gattern des CMOS-NORs IC2 aufgebaut ist.

Das rechteckförmige Ausgangssignal gelangt über die als Buffer arbeitenden 3 anderen Gatter des IC2 auf ein D-Flip-Flop (IC3).

Der verwendete Quarz besitzt eine Schwingfrequenz von 3,579545 MHz (NTSC Farbhilfsträger) und kann von den meisten Händlern preiswert bezogen werden. Die Ausgangsfrequenz von IC3 beträgt ungefähr 890 kHz. Die genaue Frequenz ist unwichtig, solange der Oszillator stabil bleibt.

Der Suchoszillator arbeitet auf einer Frequenz von wenig über 100 kHz, also ungefähr einem Achtel der Referenzfrequenz.

Das Geheimnis um die hohe Gesamtempfindlichkeit unseres Suchgerätes liegt in der Mischerschaltung. Dazu wird eine Hälfte eines 4013-Flip-Flops verwendet. Der Teiler Ausgang des Referenzoszillators (890 kHz) wird auf den D-Eingang von IC4a gegeben, und das umgeformte Ausgangssignal des Suchoszillators gelangt auf den Takteingang. Wenn die Taktfrequenz (hier die Frequenz des Suchoszillators) sich um 1 Hz ändert, verändert sich die Ausgangsfrequenz von IC4a (Q-Ausgang) um 8 Hz (siehe auch: Wie funktioniert's?).

Auf diese Weise werden auch kleinste Änderungen der Suchoszillatorfrequenz stark vergrößert. Das Ausgangssignal des Mixers gelangt auf einen einfachen NF-Verstärker mit Lautsprecher.

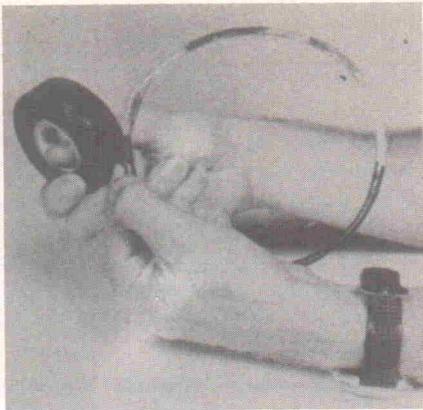
Such- und Referenzoszillator müssen gut voneinander und von der Mischstufe entkoppelt sein, um ein 'Ziehen' der Oszillatoren zu vermeiden. Besonders bei tiefen Ausgangsfrequenzen würde dieser Effekt auftreten, wenn die Entkopplung der genannten Schaltungsteile ungenügend ist. Daher haben wir auch nach jeder Schaltungsstufe Buffer und Entkopplungs-Kondensatoren an der Versorgung vorgesehen. Auch die separate Batterie der NF-Schaltung dient diesem Zweck. Die hohen, kurzzeitigen Strompulse in der NF-Stufe können über die Batterie auf die Oszillatoren gelangen.

## Die Suchspule

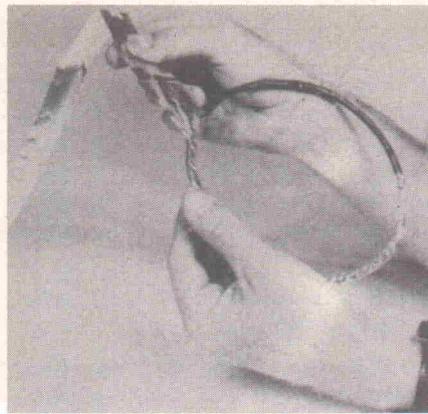
Die wichtigste Charakteristik der Suchspule ist ihre Größe. Überraschenderweise hat ihre Induktivität keinen nennenswerten Einfluß auf die Empfindlichkeit des Gesamtgerätes.

Je größer der Spulendurchmesser ist, um so größer die Durchdringungstiefe, aber auch um so geringere Empfindlichkeit auf kleine Objekte.

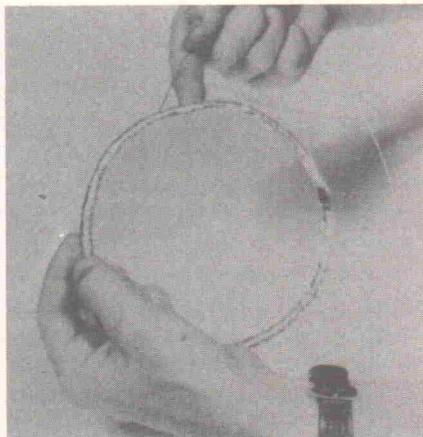
Als Faustregel gilt, daß die Durchdringungstiefe dem Spulendurchmesser entspricht und die Empfindlichkeit der Kubikwurzel des Objektdurchmessers.



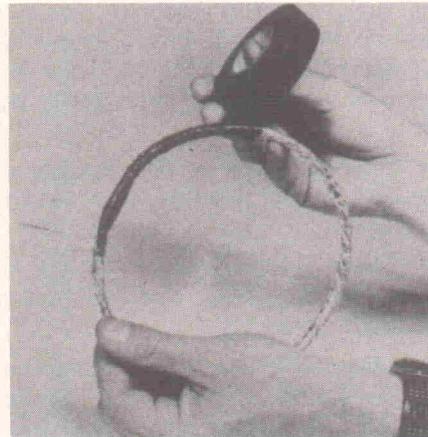
Nachdem die Spule fertig ist, werden noch zwei Lagen Isolierband um die Spule gewickelt.



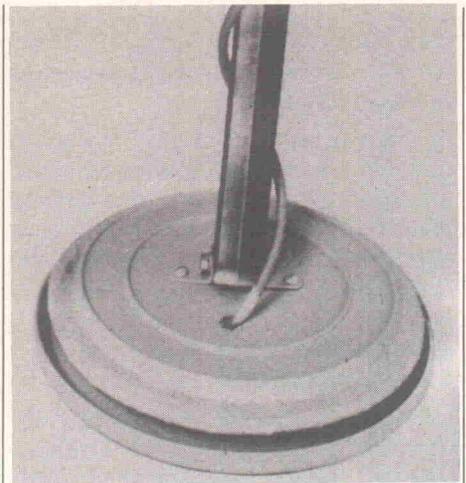
Als nächstes wird der Faradaysche Schirm mit Aluminiumfolie gewickelt. Beachten Sie, daß die Folienenden nicht zusammenstoßen.



Nun wird blanker Kupferdraht um die Folie gewickelt und herausgeführt.



Zum Schluß wird die Spule noch einmal mit zwei Lagen Isolierband geschützt.



Die fertige Spule wird nun im Topf verklebt, und die Anschlüsse werden mit einem abgeschirmten Kabel verlötet.

## Der Aufbau

Wir haben, um es auch den Neulingen leichtzumachen, nur leicht beschaffbare mechanische und elektronische Bauteile zum Aufbau des Gerätes verwendet. Die Suchspule wird in einen Plastiktopf mit 165 mm Durchmesser eingebaut, der in Kaufhäusern erhältlich ist.

Die Elektronik des Gerätes wird in ein einfaches Aluminiumgehäuse eingebaut, das an einem Stiel befestigt wird. Der Stiel ist ein Rohrstück geeigneten Durchmessers. Es dient auf der einen Seite als Griff und trägt am unteren Ende den Suchkopf. Die elektrische Verbindung der Schaltung mit dem Suchkopf erfolgt über ein abgeschirmtes Kabel. Wer es sich noch einfacher machen will, der kann sich einen fertigen Stiel mit Griff kaufen. Sehr gut geeignet sind dazu die Stiele für sogenannte 'Rasenkantenschneider', die für ca. DM 20,- im Handel erhältlich sind (wir haben es auch so gemacht).

Die Bedienelemente des Gerätes werden auf einer Seite des Alugehäuses eingebaut. Auf welcher Seite sie installiert werden, hängt davon ab, ob Sie Linkshänder oder Rechtshänder sind.

Der Lautsprecher sollte in die obere, dem Bediener zugewandte Seite des Alukästchens eingebaut werden.

Der Aufbau sollte mit der Elektronik beginnen. Zuerst wird die Platine bestückt. Achten Sie darauf, daß der Transistor Q1 und die ICs richtig herum eingelötet werden.

Verwenden Sie keine anderen als die in der Schaltung angegebenen Kondensatoren (Styroflex). Das Einlöten des Quarzes muß schnell erfolgen, sonst besteht die

Außerdem geht der Abstand  $r$  Suchspule—Objekt mit  $1/r^6$  in die Empfindlichkeit des Gerätes ein. Das bedeutet: Eine Halbierung der Objektgröße verringert die Empfindlichkeit auf  $1/8$  des ursprünglichen Wertes. Oder auch: Eine Verdoppelung der Objektgröße vermindert die Empfindlichkeit auf  $1/64$ .

Daher wird ersichtlich, warum alle Metallsuchgeräte, die kleine Objekte aufspüren sollen, kleine Suchspulen besitzen (150–300 mm Durchmesser) und nur den Bodenbereich unmittelbar unter der Oberfläche erfassen. Wenn der Suchspulendurchmesser verdoppelt wird, fällt die Empfindlichkeit auf kleine Objekte auf  $1/8$ .

Einige aufwendige Metallsuchgeräte erhöhen ihre Durchdringungstiefe bei gleichzeitiger Verringerung der Empfindlichkeit, indem eine komplizierte Anordnung mehrerer Spulen die Form des elektromagnetischen Feldes in geeigneter Weise verändert. Das kann beim BFO-Detektor dadurch erreicht werden, daß die Spulenform bis zu einem gewissen Grad oval gemacht wird.

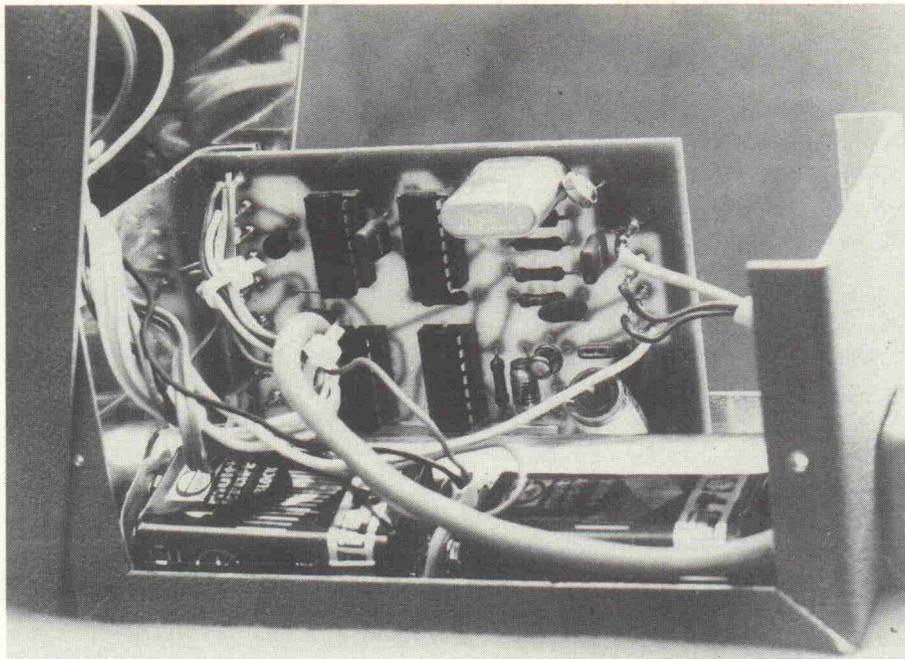
Wir entschieden uns für eine runde Spule mit 150 mm Durchmesser, um gute Empfindlichkeit für kleine Objekte und

eine Durchdringungstiefe von 100–150 mm zu erreichen. Sie können natürlich auch andere Dimensionen nach Ihren Wünschen wählen.

Denken Sie nur daran, daß mit steigendem Spulendurchmesser die Anzahl der Windungen reduziert werden muß, um den Suchoszillator auf gleicher Frequenz (ca. 110 kHz) betreiben zu können.

## Faradayscher Schirm

Wenn die Suchspule bewegt wird, ändert sich die Kapazität zwischen ihr und dem Boden oder anderen Objekten. Das verursacht Frequenzänderungen im Suchoszillator. Sie können so groß sein, daß der gesamte Nutzfrequenzbereich überschritten wird. Zur Vermeidung dieses Effektes wird die Suchspule mit einer Abschirmung umgeben. Sie kann aus einem metallenen Schlauch oder wie bei uns aus Aluminiumfolie bestehen, die um die Spule gewickelt wird. Sie muß an einer Stelle unterbrochen sein, um nicht als Kurzschlußwindung zu wirken. Diese Abschirmung wird an die OV-Leitung des Oszillators angeschlossen.



Ein Blick in das Gerät.

Gefahr, daß er überhitzt und damit zerstört wird.

Der nächste Schritt ist die Anfertigung des Gerätestiels. Am einfachsten wird er aus einer Plastikröhre von ca. 25 mm Durchmesser und 850 mm Länge hergestellt. 100 mm vom einen Ende entfernt wird das Rohr etwas gebogen, so daß sich ein Griff ergibt.

Dazu wird das Rohr über (nicht in) einer Flamme vorsichtig erhitzt und dann um einen Winkel von ungefähr 60° gebogen.

Als Stiel kann auch ein Aluminiumrohr verwendet werden. Die Griffkrümmung wird durch Flachdrücken und anschließendes vorsichtiges Biegen an der entsprechenden Stelle des Rohres im Schraubstock erreicht.

Bei Verwendung eines Metallrohres sollte dessen unteres Ende 200–250 mm von der Suchspule entfernt enden. Das kann durch ein zwischengesetztes Holzstück oder Plastikrohr erreicht werden.

Für die Elektronik verwendeten wir ein zweiteiliges Aluminiumgehäuse. Das untere Gehäuseeteil wurde auf beiden Stirnseiten so durchbohrt, daß es über das Halterohr geschoben werden konnte. Die Befestigung erfolgte mit Schraube und Mutter auf der Seite 'unterhalb' des Griffstückes.

Der kleine Lautsprecher wird in diesen Teil des Gehäuses eingebaut, bevor es mit dem Stiel verschraubt wird. Der Lautsprecher soll zur Bedienperson weisen.

Auf der entgegengesetzten Seite wird ein kleines Loch gebohrt und eine Gummidurchführung eingebaut. Durch sie er-

folgt die Verbindung der Suchspule mit der Elektronik. Leiterplatine und Bedienungselemente werden in das Gehäuseoberenteil eingebaut. Die Bedienungselemente werden so eingebaut, daß sie gut erreicht werden können. Unser Modell ist vorzugsweise für Rechtshänder konstruiert.

Nun zur Suchspule. Sie wird so gewickelt, daß sie in den Rand der aufgestellten Plastikschale paßt. Zum Wickeln wird aus Karton ein passender Spulenkörper hergestellt. Am besten legen Sie dazu einen Streifen harten Kartons um den Schalenrand und sichern ihn durch eine Klammer oder mit Klebestreifen. Dann nehmen Sie ihn ab und wickeln nach den Angaben der Bauteileliste die Spule darauf.

Die Spulenden müssen genügend lange Anschlußdrähte besitzen. Binden Sie die fertige Spule an verschiedenen Stellen zusammen und ziehen sie dann vorsichtig vom Spulenkörper ab. Sie erhält dann einen Mantel aus zwei Lagen Isolierband. Anschließend wird die kapazitive Abschirmung angebracht. Dazu werden zwei ungefähr 15 mm breite Streifen aus Küchenfolie (Alufolie) in zwei Lagen über das Isolierband gewickelt. Dort, wo die Anschlußdrähte herausgeführt sind, bleibt ein nicht abgeschirmter Spalt von ungefähr 10 mm Breite. Auf keinen Fall dürfen sich die beiden Enden der Abschirmung berühren. Sie würde dann als Kurzschlußwindung wirken und eine korrekte Funktion des Gerätes unmöglich machen.

Um die abschirmenden Windungen fest anzudrücken und elektrisch gut leitend miteinander zu verbinden, wird ein ver-

zinnter Kupferdraht mit einem Windungsabstand von ungefähr 10 mm um die Abschirmung gewunden. Das Ende dieses Drahtes wird an der gleichen Stelle wie die Anschlußdrähte der Spule herausgeführt. Nun erhält die Suchspule nochmals zwei Lagen Isolierband.

Nachdem ein 3 mm-Loch in die Seite des Plastiktopfes gebohrt worden ist, wird die Spule so in dessen Rand gedrückt, daß ihre Anschlüsse in der Nähe der Bohrung liegen. Die Anschlüsse werden durch das Loch gezogen und die Spule mit schnelltrocknendem Klebstoff im Rand festgeklebt.

Der Suchkopf wird mit 2 Metallwinkeln (rechter Winkel) und einer quer durch das Stielende gehenden Schraube mit dem Stiel verbunden. Die kleinen Metallstückchen haben keinen merklich störenden Einfluß auf die Gerätefunktion.

Nun werden die Spulenanschlüsse mit dem abgeschirmten Kabel und die Spulenabschirmung mit der Abschirmung des Kabels verlötet. Zur Sicherung gegen mechanische Einwirkungen wird das Verbindungskabel unterhalb des Suchkopfes mit Epoxyd-Kleber festgelegt. Wenn Sie wollen, können Sie auch die gesamte Unterseite der Schale mit Klebstoff ausfüllen. Das Anschlußkabel wird dann bis zum Elektronikgehäuse fest um den Gerätestiel gewunden, durch die Gehäusebohrung geführt und mit der Elektronikplatine verbunden.

### Das Metallsuchgerät in der Praxis

Wenn der Aufbau beendet ist, schalten Sie den Detektor ein, vergrößern die Lautstärke und drehen an der groben Frequenzeinstellung. Dann werden Sie ein Signal hören, das aus einer Grundfrequenz und ungeraden Vielfachen der Referenzfrequenz besteht. Diese ist wiederum mit Vielfachen der Suchoszillatorkomplexfrequenz getaktet. Die Grundfrequenz wird normalerweise zur Indikation benutzt.

Es kann jedoch auch der Fall auftreten, daß einer der schwächeren Signalanteile sehr viel empfindlicher auf metallische Objekte reagiert als die Grundfrequenz. Die feine Frequenzeinstellung wird nun auf Mittelstellung gebracht und die Grobeinstellung auf starke Signalüberlagerung eingestellt. Dabei wird der Suchkopf vom Boden ferngehalten.

Wenn Sie nun den Suchkopf dem Boden nähern, werden Sie einen Frequenzversatz feststellen. Diese Frequenzänderung ist vom Bodentyp abhängig.

Mit der feinen Frequenzeinstellung wird das Lautsprechersignal auf niedrige Frequenz eingestellt.

Bewegen Sie nun den Suchkopf über dem Boden, wird jedes metallische Objekt durch eine deutliche Änderung der Tonhöhe angezeigt.

Das Ohr ist bei tiefen Frequenzen sehr viel empfindlicher auf Schwankungen der Tonhöhe als bei hohen Frequenzen. Daher sollte das Gerät mit der feinen Frequenzeinstellung immer auf eine möglichst niedrige Tonhöhe bei guter Lautsprecherhörbarkeit eingestellt werden.

Theoretisch erhöht sich die Frequenz des Suchoszillators, wenn der Suchkopf in die Nähe eines Nichteisenmetalles gerät, und sie fällt in der Nähe von eisenhaltigen oder diamagnetischen Metallen.

Dieser Effekt ist in der Praxis sehr schlecht feststellbar, da Wirbelströme in Eisenme-

tallen ihn überdecken, so daß die Reaktion des Gerätes auf Eisen- und Nichteisenmetalle nahezu gleich ist.

Einige Mineralien, z. B. Hämatit, können jedoch ein differenziertes Verhalten des Gerätes hervorrufen.

Wird der Oszillator mit der Feineinstellung aus der Nullfrequenz heraus leicht zur einen Seite verstimmt, erzeugen metallische Objekte eine Frequenzerhöhung und magnetische Mineralien eine Verringerung der Ausgangsfrequenz.

Bei Verstimmung zur anderen Seite der Nullfrequenz hin treten genau entgegengesetzte Tonhöhen Schwankungen auf.

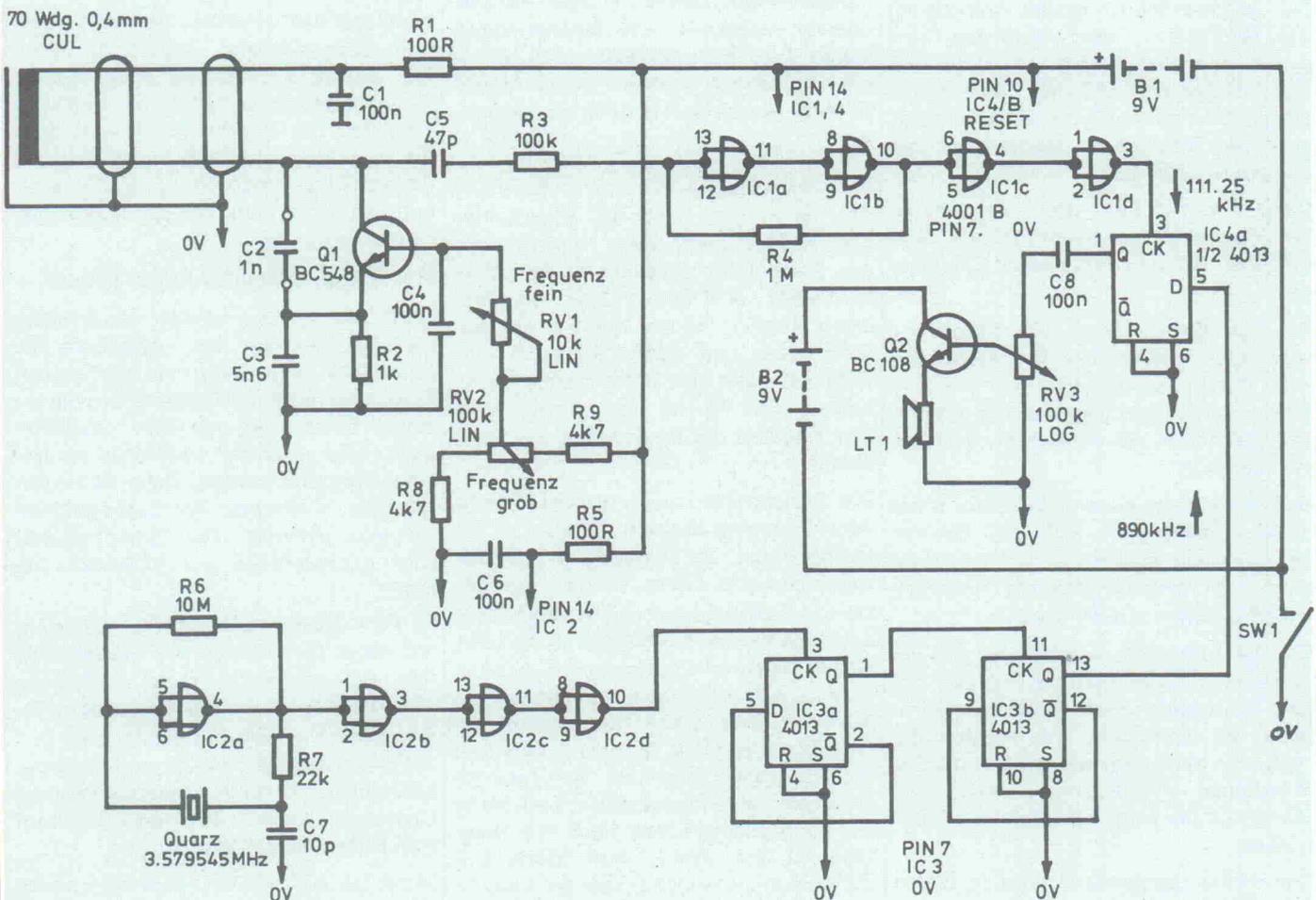
Nun genug Theorie!

Achten Sie im Betrieb nur darauf, daß Sie einen möglichst gleichmäßigen Abstand

zwischen Suchkopf und Boden einhalten und die Abtastung in regelmäßigen, sich überdeckenden Bahnen durchführen.

Bei unseren praktischen Erprobungen haben wir festgestellt, daß die Feinabstimmung sich mit einem 10-Gang-Wendelpotentiometer noch erheblich verbessern läßt. Es ist aber eine ziemlich hohe, zusätzliche Ausgabe, und man sollte es erst einmal mit dem normalen Poti versuchen.

Es gibt auch ein paar Bücher über das Metallsuchen. Darin sind einige erfolgversprechende Methoden beschrieben. Viel Spaß!



Das Schaltbild.

## Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%

R1	100R
R2	1k
R3	100k
R4	1M
R5	100R
R6	10M
R7	22k
R8, R9	4k7

Potentiometer

RV1	10k lin
-----	---------

RV2	100k lin
RV3	100k log (mit Schalter)

Kondensatoren

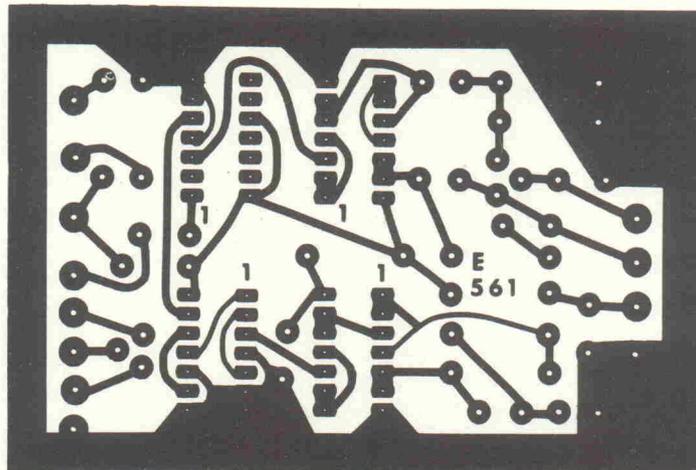
C1	100n MKH
C2	1n Styroflex
C3	5n6 Styroflex
C4	100n MKH
C5	47p ker.
C6	100n MKH
C7	10p ker.
C8	100n MKH

Halbleiter

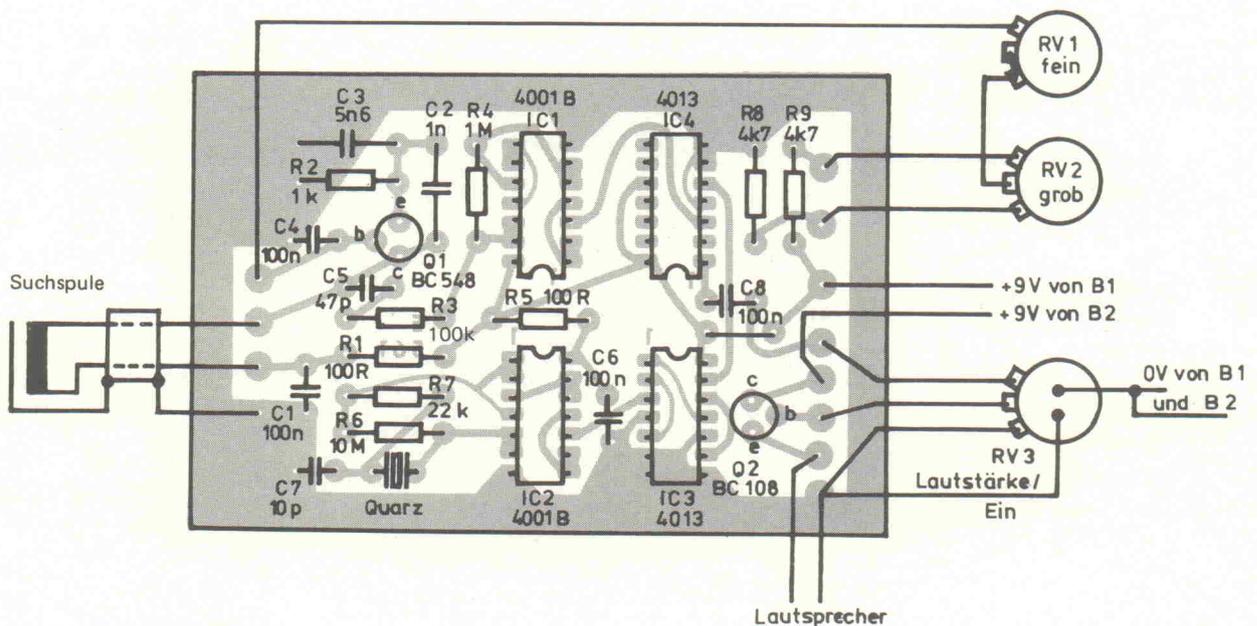
Q1, Q2	BC 108, BC 548 o.ä.
IC1, IC2	CD 4001 B o. MC 14001 B
IC3, IC4	CD 4013 B o. MC 14013 B

Sonstiges

SP1	8R Lautsprecher
B1, B2	9 V Batterie
Quarz	3,579545 MHz (NTSC)
Platine, 0,4 mm CUL, Stiel mit Griff, Gehäuse, Alufolie, Spulengehäuse.	



Das Platinenlayout.



Der Bestückungsplan mit der Verdrahtung der Potis und der Spule.

## Wie funktioniert's?

Der BFO-Metalldetektor besitzt zwei Oszillatoren: einen sehr frequenzstabilen Referenzoszillator und einen Suchoszillator.

Der Suchoszillator besitzt einen abstimmbaren Kreis, der verstimmt wird, wenn Metalle oder Erze in die Nähe seiner Schwingspule geraten.

Die beiden Oszillatoren sind so eingestellt, daß ihre Frequenzen zueinander harmonisch sind. Die beiden Oszillatorausgangssignale werden einer Mischstufe zugeführt.

Bei genauer Einstellung des Suchoszillators ist die Frequenz des Referenzoszillators genau achtmal so groß wie die Suchfrequenz. Dann ist die Ausgangsfrequenz des Mischers gerade Null. Die Suchfrequenz kann leicht verstimmt werden, so daß am Mischstufenausgang die Differenz der beiden Eingangsfrequenzen auftritt. Die auftretenden Differenzfrequenzen liegen im hörbaren Bereich (NF).

Wird ein Stück Metall oder Erz in die Nähe der Suchspule gebracht, ändert sich die Frequenz des Suchoszillators und damit auch die Tonhöhe des Mischstufenausgangssignals. Das Ausgangssignal wird von einem Lautsprecher abgestrahlt, so daß die Tonhöhenschwankungen leicht wahrnehmbar sind.

Der Referenzoszillator ist quarzstabilisiert und wird mit einem CMOS-Gatter (IC2a) aufgebaut. Der Widerstand R6 erzeugt eine solche Vorspannung am Gatter, daß dieses im linearen Bereich arbeitet.

IC2a, c und d verhindern, daß der Referenzoszillator von der fol-

genden Schaltung belastet wird und dadurch Frequenzschwankungen auftreten.

IC3a und b teilen die Ausgangsfrequenz des Referenzoszillators durch 4 auf 890 kHz.

Der Suchoszillator ist mit einem diskreten Transistor aufgebaut. Seine Basis ist geerdet, und die Suchspule liegt in der Kollektorleitung.

Dadurch können höhere Ströme aufgebracht werden, und es entsteht ein kräftiges Magnetfeld, das nicht gleich restlos durch die Bodenverluste vernichtet wird.

Die Rückkopplung wird durch das Verhältnis von C2 zu C3 bestimmt und erfolgt vom Kollektor auf den Emitter. Die Werte dieser Kondensatoren bestimmen zusammen mit der Suchspule die Frequenz des Oszillators. Die Basis liegt über C4 auf Masse.

Durch Veränderung der Basisvorspannung können die inneren Kapazitäten des Transistors variiert werden. Dadurch ist eine Beeinflussung der Oszillatorfrequenz möglich.

An RV1 und RV2 ist die Frequenz fein bzw. grob einstellbar. Die Widerstände R8 und R9 bestimmen die maximale und minimale Basisvorspannung und bewahren den Transistor vor Überlastung und damit den Oszillator vor Ausfall.

Das Ausgangssignal des Suchoszillators gelangt auf einen Schmitt-Trigger (IC1a, b), wo es in ein Rechtecksignal umgeformt wird. IC1c und d dienen der Entkopplung des Oszillators und der nachfolgenden Schaltung.

Die beiden Oszillatoren werden auch versorgungsspannungsseitig durch R1, C1 und R5, C6 entkoppelt.

Die Mischstufe besteht aus der einen Hälfte eines Dual-D-Flip-Flops. Die Frequenzen des Such- und Referenzoszillators werden in den Takt- bzw. D-Eingang eingespeist. Das Flip-Flop übernimmt immer dann den Zustand des D-Einganges und überträgt ihn auf den Q-Ausgang, wenn der Suchoszillator am Takteingang eine positive Flanke erzeugt.

Da die beiden Oszillatoren Frequenzen erzeugen, die in einem geraden Verhältnis (z. B. zweite, vierte, sechste oder wie in unserem Fall die achte Harmonische) zueinanderstehen, wird der D-Pegel bei jedem Takt den gleichen Wert haben, so daß am Ausgang Q des Mischers die Frequenz Null auftritt.

Wird die Suchfrequenz jedoch variiert, sind die Frequenzen an D- und Takteingang nicht mehr zueinander harmonisch, sondern ändern fortlaufend ihre Phasenlage zueinander. Nach ein paar Taktimpulsen tritt nun am D-Eingang ein veränderter logischer Pegel auf, und die Ausgangsfrequenz der Mischstufe wird ungleich Null. Die auftretende Signalfrequenz ist achtmal so groß wie die Frequenzänderung des Suchoszillators.

Der Kondensator C8 und RV2 bilden ein differenzierendes Netzwerk, das die Pulse auf den NF-Verstärker Q2 überträgt. Jede Periode des Mischers erzeugt zwei Pulse im Lautsprecher.

Wenn die Frequenz des Suchoszillators um 1 Hz verändert wird, ändert sich die Ausgangsfrequenz des Mischers um 8 Hz und erzeugt ein Ausgangssignal von 8 Pulsen pro Sekunde im Lautsprecher.

VIEWEG

## Bücher

die über den Elrad-Versand erhältlich sind:

Bishop, Einführung in die linearen elektronischen Schaltungen . . . . . 21,80 DM  
 Böhmer, Elemente der angewandten Elektronik . . . . . 42,00 DM  
 Morris, Einführung in die Digitaltechnik . . . . . 18,80 DM  
 Geschwinde, Einführung in die PLL-Technik . . . . . 19,80 DM  
 Schumny, Digitale Datenverarbeitung für das technische Studium . . . . . 32,- DM  
 Schneider, Einführung in BASIC . . . . . 24,- DM  
 Schneider, FORTRAN Einführung für Techniker . . . . . 22,- DM

Schneider, PASCAL Einführung für Techniker . . . . . 22,- DM  
 Schumny, Signalübertragung . . . . . 48,- DM  
 Schumny, Taschenrechner Handbuch . . . . . 19,80 DM  
 Schumny, Taschenrechner + Mikrocomputer Jahrbuch 1981 . . . . . 24,80 DM  
 Bromm, Programmierbare Taschenrechner in Schule und Ausbildung . . . . . 28,80 DM  
 Reihe „Anwendung programmierbarer Taschenrechner“  
 Alt, Band 1: Angewandte Mathematik  
 Finanzmathematik-Statistik

Informatik für UPN-Rechner 32,- DM  
 Alt, Band 2: Allgemeine Elektrotechnik, Nachrichtentechnik, Impulstechnik für UPN-Rechner . . . . . 29,80 DM  
 Kahlig, Band 3/I: Mathematische Routinen der Physik, Chemie und Technik für AOS-Rechner – Teil 1 . . . . . 38,- DM  
 Band 3/II – Teil II . . . . . 38,- DM  
 Nahrstedt, Band 4: Statik, Kinematik, Kinetik für AOS-Rechner . . . . . 29,80 DM  
 Kahmann, Band 5: Numerische Mathematik – Programme für den TI-59 . . . . . 32,- DM  
 Alt, Band 6: Elektrische Energietechnik, Steuerungstechnik-Elektri-

zitätswirtschaft für UPN-Rechner . . . . . 29,80 DM  
 Reihe „Programmieren von Taschenrechnern“  
 Gloistehn, Lehr- und Übungsbuch für den:  
 Band 1: SR 56 . . . . . 22,80 DM  
 Band 2: TI-57 . . . . . 21,80 DM  
 Band 3: TI-58 und TI-59 . . . . . 24,80 DM  
 Thießen, Band 4: HP-29C/HP-19C/ u. HP-67/HP-97 . . . . . 29,80 DM  
 Ludwig, Band 5: Programmoptimierung für Taschenrechner (AOS) . . . . . 19,80 DM  
 Thießen, Band 6: Lehr- u. Übungsbuch für die Rechner HP-33E/HP-33C und HP-25/HP-25C . . . . . 26,80 DM

Elrad-Versand, Postfach 27 46, 3000 Hannover 1

Alle Preise inkl. MwSt. zzgl. Versandkosten.  
 Versand erfolgt per Nachnahme.

# Brumm-Einstreuungen

**Wenn Ihre Hi-Fi-Anlage brummt, dann können Sie sich damit trösten, daß auch Profis dasselbe Problem haben – aber viel hilft das ja auch nicht. Wenn Sie aber wissen, worauf man achten muß, dann werden Sie auch mit dem Brumm fertig werden.**

Die am meisten verbreitete Störung in Hi-Fi-Anlagen aller Art und jeder Preisklasse ist der Brumm, dieser tiefe Ton, der fast jedes Gerät mindestens einmal im Laufe seines Lebens heimsucht. Das einzig Gute, das man über den Brumm sagen kann, ist, daß er nicht wählerisch ist. Er macht dem Profi und dem Amateur gleichermaßen zu schaffen.

Das Schlimmste am Brumm ist die Mühe, die er macht. Nicht, daß er Bauteile zerstören würde, nein das nicht, aber es kostet manchmal Stunden konzentrierten Suchens, bis man ihn niedergekämpft hat. Bis der Grund gefunden und beseitigt ist, ist die Anlage selten zu gebrauchen.

## Was ist Brumm?

Wer einmal Brumm gehört hat, der wird ihn immer wiedererkennen. Aber er ist ziemlich schwer zu beschreiben.

Das hört sich dann etwa so an: „Brumm, ein nicht erwünschter, tiefer Ton in Hi-Fi-Anlagen, der meistens durch Einkopplung der Versorgungswechselspannung entsteht. Normalerweise hat er die Netzfrequenz von 50 Hz oder deren 2. Harmonische 100 Hz. Er kann hervorgerufen werden durch . . .“ und dann folgen ca. ein Dutzend der häufigsten Gründe. Trotz der etwas unklaren Beschreibung ist Brumm sofort feststellbar. Wer genau wissen will, wie sich der Brumm anhört, der sollte folgenden Versuch machen: Plattenspieler-Anschlußkabel am Verstärker herausziehen, mit einer aufgebogenen Büroklammer oder einem ähnlichen dünnen blanken Metallstück die einzelnen Kontaktbeine der Plattenspieler-Buchse 'antasten'. Drehen Sie dabei aber die Lautstärke des Verstärkers auf ganz kleine Werte, da sie sonst die Lautsprecher beschädigen können. Wenn Sie die richtigen Eingangsleitungen getroffen haben, hören Sie einen sauberen 50 Hz-Brumm, der über Ihren Körper als Antenne in den Verstärker eingekoppelt wird.

Die Gründe für Brummstörungen sind nicht so leicht dingfest zu machen, aber man kann einen Brumm in Hi-Fi-Anlagen meistens auf eine dieser drei Quellen zurückführen: Schleifen, Abschirmung und induktive Kopplung.

Meist tritt Brumm in Stufen mit kleinem Signalpegel und hohem Eingangswiderstand auf. Häufig ist der Tonkopf am Plattenspieler mit seinen angeschlossenen Teilen der Übeltäter. Durch hohe Verstärkung (spezielle Baßanhebung im Entzerrer-Vorverstärker) wird dieses Teil besonders anfällig für jede Art von Brumm.

In Deutschland ist die Netzspannung 220 V, Frequenz 50 Hz. Wo immer diese Spannung auftaucht, sind die Netzleitungen von elektrostatischen und magnetischen Feldern umgeben, die diese Frequenz (50 Hz) 'abstrahlen'.

Bei einer Spannung von 220 V (und dem entsprechenden Strom!) sind diese Felder schon ziemlich kräftig und können in die umgebende Verkabelung winzige Wechselströme induzieren: Schon ist der Brumm da. Nur ganz selten ist ein defektes Bauteil der Grund für einen Brumm. Meistens liegt es an der Aufstellung und Verbindung der Hi-Fi-Anlage.

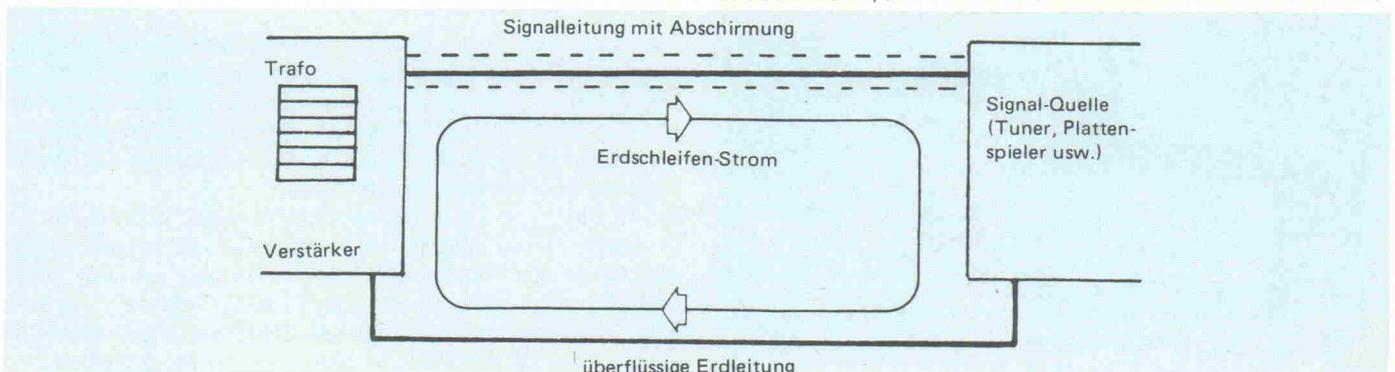
## Schleifen

Erdschleifen sind wohl der häufigste Grund für Brumm. Und sie sind auch am ärgerlichsten, denn hervorgerufen werden sie durch zuviel Aufwand! Eine doppelte Erdverbindung zwischen zwei Teilen bildet eine Erdschleife – eine echte Falle für Anfänger, die etwas ganz Tolles bauen wollen.

Das Problem tritt auf, wenn zwar die Abschirmung eines signalführenden Kabels richtig geerdet ist, aber noch eine zusätzliche Erdverbindung zwischen den beiden Teilen besteht. Auch die Leitung von einer Gehäuse-Masse über den Schutzkontakt zur anderen Gehäuse-Masse ist eine solche Leitung! Die zusätzliche Verbindung ist dann überflüssig und bildet eine elektrische Schleife.

Wenn zwischen den Erdpunkten kleine Potentialdifferenzen sind oder die Schleife in einem magnetischen Streufeld liegt, wird ein kleiner Wechselstrom in der Schleife fließen. Dieser Strom beeinflusst das Audio-Signal, das über den Mittelleiter fließt, indem er unerwünschte Komponenten überlagert – und schon ist der Brumm da.

Unter Umständen kommt so eine Schleife auch ganz ohne Schuld desjenigen zustande, der die Anlage baut. Wenn die Signaleingänge mit ihrer Abschirmung alle verbunden sind, um eine gemeinsame Erde zu haben, dann ist die Erdschleife schon fast vollständig. Solche Erd- oder Brummschleifen sind der Grund für viele Probleme. Ihre Ursache kann ganz unterschiedlich sein, und die Abhilfe kann viel Zeit und Mühe kosten.



Die ideale Verbindung zwischen zwei Anlagenteilen besteht aus einem Kabel, das das Signal und die Erdverbindung nur über je einen Leiter transportiert. Separate Erdverbindungen sollten nur dann verwendet werden, wenn einzelne Chassis-Teile oder Gehäuse keine Masseverbindung haben. Der Tonabnehmerarm kann z. B. solch ein Fall sein.

Die Erdung ist wichtig, um Leckspannungen oder statische Aufladung direkt zur Netzerde abzuleiten. Würde man diese Spannungen über die Signalleitungen führen, würden auch sie wieder Brumm durch Überlagerung mit dem Audio-Signal hervorrufen können.

### Abhilfe bei Erdschleifen

Erderschleifen entstehen durch überflüssige Erdverbindungen und können also auch beseitigt werden, indem diese überflüssigen Verbindungen beseitigt werden.

Das hört sich einfach an, aber der Prozeß, einen Brumm zu beseitigen, kann sehr langwierig sein. Wenn die Mehrzahl der Steckverbindungen aus Cynch-Steckern besteht, ist es einfacher, als wenn DIN-Stecker verwendet werden.

Beginnen Sie damit, alle Eingangsleitungen am Verstärker herauszuziehen. Nur die Erdverbindung zwischen dem Plattenspieler und dem Verstärker-Chassis soll bestehen bleiben. Jetzt schließen Sie einen Kanal des Plattenspielers an und beobachten den Brummpegel. Versuchen Sie, den Stecker etwas herauszuziehen, so daß der äußere Rand keinen Kontakt mehr hat. Ist der Brumm jetzt schlimmer, schieben Sie den Stecker wieder ganz hinein. Zunehmender Brumm zeigt, daß der Randkontakt nicht überflüssig ist, sondern zur Abschirmung gebraucht wird. Wenn jedoch der Brumm bei halb herausgezogenem Stecker schwächer wird, dann lassen Sie den Stecker so (halb herausgezogen), denn diese Erdverbindung ist überflüssig.

Jetzt kontrollieren Sie den zweiten Kanal des Plattenspielers auf gleiche Weise. Ist der Brumm danach immer noch nicht weg, dann entfernen Sie die Erdverbindung zwischen dem Rahmen des Plattenspielers und dem Verstärker-Chassis. Es ist unwahrscheinlich, daß diese Verbindung überflüssig ist, denn normalerweise sollte sie isoliert von allen signalführenden

Leitungen sein. Aber in seltenen Fällen kann die Unterbrechung dieser Verbindung den Brumm beseitigen. Setzen Sie diese Kontrolle für alle Eingänge fort, bis Sie genau wissen, welche Erdleitungen überflüssig sind. Diese werden dann auf Dauer abgelötet.

DIN-Stecker machen es Ihnen nicht so leicht. Wenn Sie nicht sehr gut mit dem Lötkolben umgehen können, ist es besser, erst einmal eine Sichtkontrolle zu machen und dann zu prüfen, ob das Problem nicht an anderer Stelle liegt.

Während dieser Prüfprozedur sollte der Lautstärkereger immer zurückgedreht werden, wenn Sie einen Kontakt herstellen oder unterbrechen. Es können sonst sehr starke Impulse entstehen, besonders wenn Sie in der Nähe des Plattenspielers prüfen.

### Elektrostatischer Brumm

Die elektrostatischen Felder, die das Netzkabel umgeben, sind ziemlich kräftig, so daß alle signalführenden Leitungen innerhalb dieser Felder beeinflußt werden können. Die Kopplung erfolgt über den (sehr kleinen) Kondensator, den Nutz- und Störleitung gegeneinander bilden. Je hochohmiger der Kreis und je niedriger der Signalpegel ist, desto wahrscheinlicher ist das Auftreten eines Brumms. Normalerweise läßt sich das Problem durch Verwendung eines abgeschirmten Kabels vermeiden, daher werden fast immer nur solche Kabel als Verbindungsleitungen genommen. Die Abschirmung muß so ausgeführt sein, daß die 'heißen' Leitungen an jeder Stelle durch geerdetes Metall abgeschirmt sind. Sieht man sich einen DIN- oder einen RCA-Stecker an, dann sieht man, daß beide diese Bedingung erfüllen. Die Abschirmung muß selbst isoliert sein, so daß sie keinen Kontakt zu anderen geerdeten Metallteilen herstellt. So ein Kontakt würde ja eine ideale Erdschleife bringen und den Brumm noch verstärken. Die einzigen Elemente, die keine abgeschirmten Leitungen benötigen, sind die Lautsprecher, denn sie werden mit großem Signalpegel niederohmig gespeist und sind aus diesem Grunde nicht störanfällig.

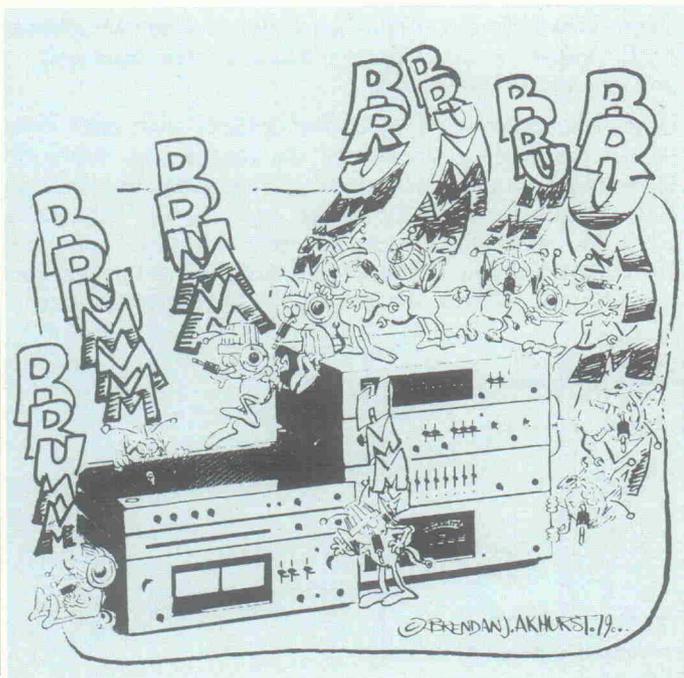
### Abhilfe bei elektrostatischem Brumm

Die beste Abhilfe ist die Vermeidung kritischer Stellen. Alle signalführenden Leitungen sollten in möglichst großem Abstand von Netzleitungen verlegt und auch so kurz wie möglich gehalten werden. Da die elektrischen Felder über Kapazitäten eingekoppelt werden, der Effekt also mit wachsender Entfernung abnimmt, kann man ruhig etwas längere Leitungen in Kauf nehmen, wenn man damit weiter von den Netzleitungen weg bleiben kann. Verlängern Sie aber niemals die mitgelieferten Verbindungskabel.

Netzleitungen sollten aus verdrehter Litze bestehen oder aus symmetrischer Zweidrahtleitung, da sich dann die Störfelder beider Drähte gegenseitig aufheben.

Hat man festgestellt, daß der Brumm auf elektrostatischem Wege entsteht, kann man aber die betreffenden Kabel nicht anders verlegen, dann muß man eine Abschirmung zwischen Stör- und Signalleitung legen. Dafür ist jedes Stück Blech geeignet – vorausgesetzt, es berührt keine Signalleitung, sonst würde wieder eine Brummschleife entstehen.

Bei Brumm vom Plattenspieler schafft erstaunlich häufig ein bekannter Trick Abhilfe. Man vertauscht einfach die beiden Anschlüsse im Netzstecker. Durch Vertauschen von Phase und MP-Leiter wird mitunter das Feld um Schalter oder ähnliche Teile, die gefährlich nahe an Signal-Leitungen liegen, so geschwächt, daß keine Brummspannungen mehr entstehen.



Es kann auch erfolversprechend sein, mit der Kabelführung der Signal-Leitungen zu experimentieren, um sie möglichst weit von Netzleitungen entfernt zu halten. Stellen Sie sicher, daß die Netzleitungen genug Abstand vom Tonabnehmer haben.

## Magnetische Induktion

Transformatoren und Motoren arbeiten mit starken magnetischen Feldern, die dadurch erzeugt werden, daß ein Wechselstrom durch die Windungen einer Spule fließt. Es ist sehr schwierig, diese starken Felder zusammenzuhalten; sie neigen dazu, sich über die unmittelbare Umgebung, z. B. des Motors, hinaus auszubreiten. Jede Spule oder auch nur eine einzige Windung in einer signalführenden Leitung, die sich in so einem magnetischen Streufeld befindet, ist sehr empfindlich gegen magnetisch induzierte Brummstörungen. Die geerdete Abschirmung, die die elektrostatischen Felder zurückhält, ist leider kein Hindernis für magnetische Felder. Man muß zu speziellen Abschirm-Metallen greifen – z. B. Mu-Metall (sehr teuer und schwierig zu verarbeiten). Die gegen magnetischen Brumm anfälligsten Bauteile sind Tonköpfe und Tonabnehmer, Teile, deren Funktionieren auf magnetischer Kopplung beruht.

Tonköpfe sind normalerweise durch Aufbau und Layout des Wandlersystems abgeschirmt. Abnehmersysteme müssen nun aber einmal in der Nähe des Motors liegen, das erfordert die Natur der Sache. Die Motoren sind meist gut abgeschirmt, aber die Abnehmer differieren stark in ihrer Empfindlichkeit gegen magnetische Felder. Trotz aller vorgesehenen und eingebauten Abschirmungen gegen Brumm, sollten Plattenspieler und Tonband- oder Cassettengeräte doch soweit wie möglich von den Netztrafos in Verstärkern, Tunern und anderen Geräten entfernt aufgestellt werden.

## Schutz gegen magnetischen Brumm

Am meisten Schwierigkeiten macht magnetisch induzierter Brumm bei den Tonabnehmersystemen. Vor den Gegenmaßnahmen muß aber erst einmal die Ursache genau festgestellt

werden. Haben Sie den Verdacht, daß der Plattenspielermotor die Ursache ist, dann schalten Sie den Motor in verschiedenen Stellungen des Tonarms ein und aus. Wenn der Brumm beim Einschalten auftritt und beim Ausschalten wieder verschwindet, dann ist der Motor der Übeltäter.

Im schlimmsten Falle ist die einzige Abhilfe, die Position des Tonarms zu verändern. Wenn das nicht möglich ist, wie meistens bei automatischen und halbautomatischen Plattenspielern, muß man sich nach einer magnetischen Abschirmung umsehen.

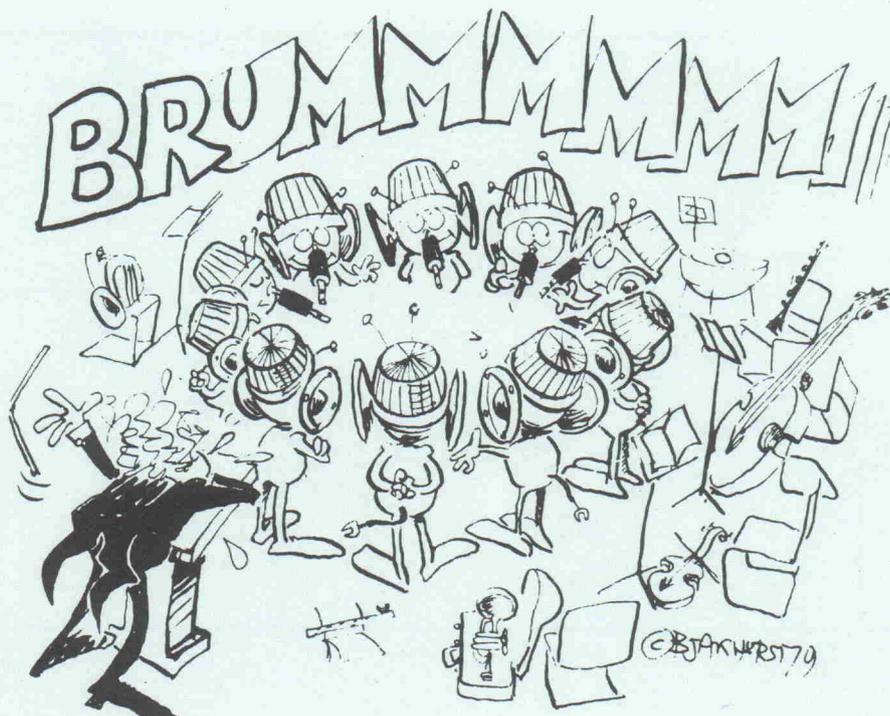
Ändert sich der Brumm-Pegel mit verschiedenen Stellungen des Tonarms über dem Chassis (auch wenn der Motor ausgeschaltet ist), dann kann ein Bauteil der Grund sein, das Netzspannung führt. Möglicherweise ein Netztrafo im Verstärker oder etwas ähnliches. Versuchen Sie, die Position des Plattenspielers relativ zu den anderen Teilen der Anlage zu verändern. Manchmal genügt schon ein geringfügiger Platzwechsel, und der Brumm ist verschwunden.

Ähnlich muß man vorgehen, wenn der Brumm im Cassetten-Rekorder auftritt (obwohl das nur selten vorkommen wird, wenn die Geräte in ein ordentliches Gehäuse eingebaut sind).

## Stopp den Brumm!

Eine Brummquelle zu suchen, kann viel Zeit in Anspruch nehmen. Man muß immer darauf gefaßt sein, daß es einige Stunden dauert. Aber es ist ja die Mühe wert, denn, bevor der Brumm nicht beseitigt ist, ist das Hörvergnügen recht zweifelhaft. Denken Sie daran, daß der Brumm nur selten von einem defekten Bauteil verursacht wird. Durch Einbau von Ersatzteilen ist ihm also nicht beizukommen.

Prüfen Sie alle Hauptursachen in logischer Reihenfolge durch – die Chance, damit zur Wurzel des Problems vorzustoßen, ist groß. Das Problem hat schon Profis zur Verzweiflung getrieben – Sie sind also in bester Gesellschaft.



# LM 380 - Kochbuch

Wenn Sie sich an einige Schaltungen aus den letzten Monaten erinnern, werden Sie bemerken, daß oft der LM 380 verwendet worden ist. Der LM 380 ist eines dieser populären und gut verwendbaren ICs, die jeder Elektronik-Fan kennen sollte. Er ist ein unkomplizierter, zweckmäßiger Audio-Leistungs-Verstärker, der zwei Watt an einer 8-Ohm-Last mit einer typischen Verzerrung von nur 0,2 % abgeben kann und an einer Einfach-Versorgungsspannung im Bereich 8–22 V betrieben wird.

Das IC hat eine intern eingestellte Verstärkung von 50 (34 dB), eine Leistungsbandbreite von 100 kHz und einen Ausgang, der gegen Kurzschluß und thermische Überlastung gut geschützt ist.

Bild 1 zeigt die nackte Innenschaltung des LM 380. T1–T4 bilden einen PNP-Differenzverstärker, dessen Eingangssignale über R4 und R5 eingestellt werden. Dies ermöglicht, wenn nötig, den direkten Anschluß von Signalquellen zwischen Masse und Eingangsanschluß. Der Ausgang des Differenzverstärkers ist direkt auf die Basis des gemeinsamen Emittterverstärkers T12 gekoppelt, der T11 als Konstantstrom-Kollektorlast verwendet. Das Kollektorsignal von T12 ist über die Transistoren T7, T8, T9, die einen quasikomplementären Emittterfolger aus Leistungstransistoren bilden, auf die Ausgangsanschlüsse des ICs geführt. Der Ausgang von T7 und T8 ist für 1,3 A Spitzenstrom ausgelegt.

Die Ausgangsstufen des ICs sind durch die Emittter-Widerstände sowie durch eine gute thermische und Überlastungs-Schutzstufe, bestehend aus D1, D2, R6 und R7, geschützt. Die Widerstände R1 und R2 ziehen den Ausgang des Verstärkers im Ruhezustand automatisch auf die annähernd halbe Versorgungsspannung, um dem IC eine maximale Ausgangsleistung bei minimalen Verzerrungen zu sichern. R2 und R3 bestimmen die intern eingestellte Spannungsverstärkung von 34 dB.

## Anwendung des LM 380

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung des LM 380, der in ein standardisiertes, 14-poliges Dual-In-Line-Gehäuse eingebaut ist. Im Gehäuse befindet sich ein Kupferblech, das als Kühlkörper fungiert und intern mit den innen liegenden Anschlüssen beider Seiten verbunden ist (Pin 3, 4, 5, 10, 11 und 12). Dieses Blech ermöglicht eine Ausgangsleistung von 2 W bei 25 °C Umgebungstemperatur. Die Leistung kann auf 3,7 W bei 25 °C erhöht werden, wenn die sechs Pins, die mit dem Kühlblech verbunden sind, auf eine Leiterplatte von 37,5 cm<sup>2</sup> bei üblicher Kupferschichtstärke angelötet werden.

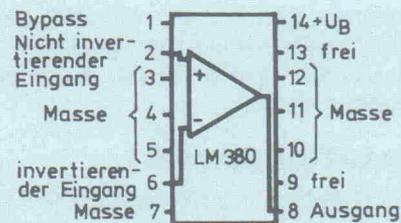


Bild 2. Anschlußbelegung der Dual-in-Line-Version des LM 380 (von oben)

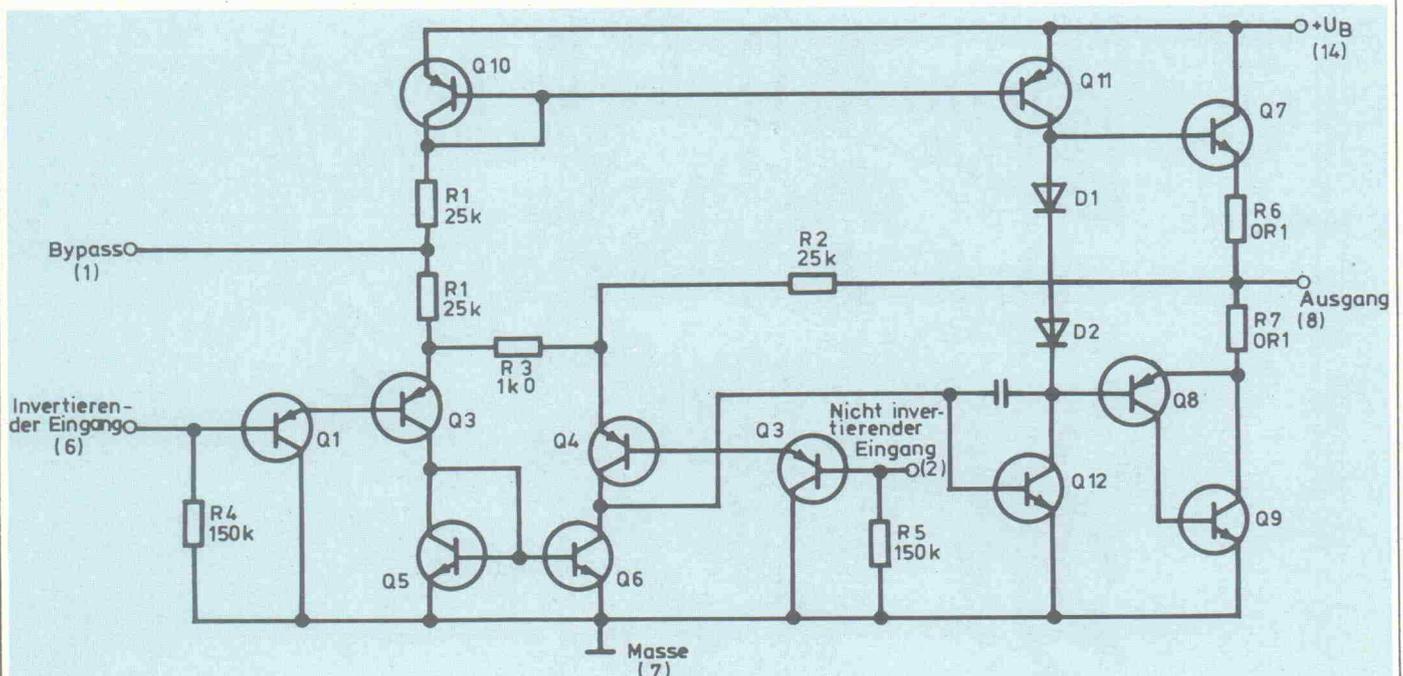


Bild 1. Das Innenleben des LM 380

Der LM 380 ist ein sehr einfach zu verwendendes Bauelement. Eingangssignale können an jedem der Eingänge, invertierend (Pin 6) oder nicht invertierend (Pin 2), angeschlossen werden. Die Eingangsimpedanz ist größer als 150 k. Ein nicht verwendeter Eingang kann offen gelassen oder über einen Widerstand oder direkt gegen Masse gelegt werden. Der Lautsprecher wird zwischen dem Pin 8 und Masse über einen Elko angeschlossen.

Der LM 380 kann an einer Einfachversorgungsspannung im Bereich von 8 bis 22 V verwendet werden. In allen Fällen muß die Versorgungsspannung über einen Kondensator entkoppelt werden (47  $\mu$ F oder größer), der nahe dem IC angebracht ist. Ein keramischer Kondensator (100 nF) muß von Pin 14 so kurz wie möglich gegen die Masseleitung des ICs führen, um 'wilde Schwingungen' zu vermeiden. Wenn das IC dazu benutzt wird, Lautsprecher oder andere induktive Lasten zu speisen, sollten Sie ein Zobel-Glied verwenden. Es besteht aus einem 2,7- $\Omega$ -Widerstand in Reihe mit einem 100nF-Kondensator und wird zwischen den Ausgang (Pin 8) und Masse geschaltet, um das IC vor hochfrequentem Schwingen zu schützen. Wenn die Versorgungsspannung für das IC schlecht gesiebt ist, muß ein Kondensator (10  $\mu$ F oder größer) zwischen den als Bypass bezeichneten Kontakt Pin 1 und Masse gelegt werden, damit die Brumm-Störungen nicht den Lautsprecher erreichen. Durch diese Bypass-Kapazität ergibt sich eine Brummunterdrückung von mehr als 37 dB bei 50 Hz.

## LM 380-Applikationen

Der beste Weg, ein IC kennenzulernen, ist, es auf der 'Werkbank' durch Experimente zu erforschen. Die Bilder 3 bis 10 zeigen eine Vielzahl von Möglichkeiten, den LM 380 als NF-Verstärker einzusetzen. Die meisten Leser werden dabei sicher nur geringe Schwierigkeiten haben, die Schaltungen direkt nach Schaltbild (auf Veroboard etc.) aufzubauen.

Bild 3 zeigt die Verwendung des LM 380 als einfachen, nicht invertierenden 2W-Verstärker. Das Eingangssignal ist direkt an den nicht invertierenden Eingang des ICs (Pin 2) gelegt, damit ergibt sich eine Eingangsimpedanz  $> 150$  k. C1 und C2 sind Kondensatoren zur Entkopplung der Betriebsspannung und zur Unterdrückung von Schwingneigungen, R1 und C4 stellen das Zobel-Glied am Ausgang des ICs dar.

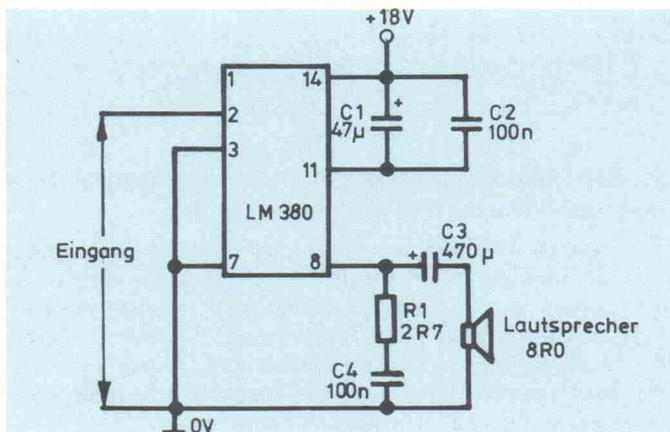


Bild 3. Ein einfacher, nicht invertierender 2-Watt-NF-Verstärker

Bild 4 zeigt die Verwendung des ICs in invertierendem Betrieb durch einfaches Anschalten des Signals an Pin 6 bei offenem Pin 2 (nicht invertierenden Eingang des ICs). Im Schaltbild ist zusätzlich ein als Lautstärksteller verwendeter Spannungsteiler (RV 1) enthalten. Außerdem wird gezeigt, wie man das Versorgungsspannungsbrummen durch Hinzufügen des Bypass-Kondensators (C5) an Pin 1 unterdrückt.

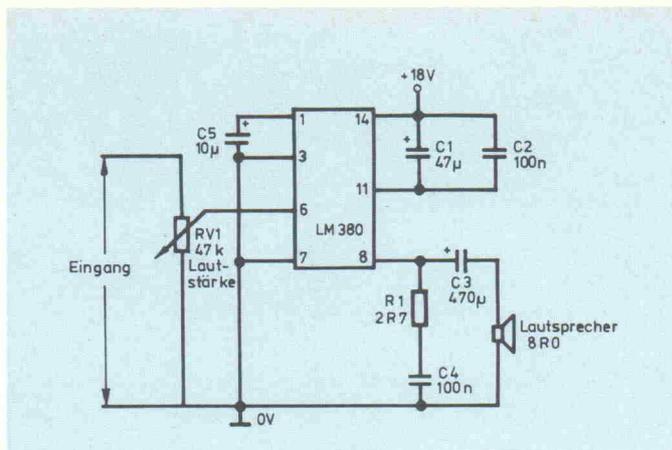


Bild 4. Der LM 380 als invertierender 2-Watt-NF-Verstärker, mit Lautstärksteller und Brummunterdrückung beschaltet

Bild 5 zeigt eine Möglichkeit, den LM 380 als einfachen, nicht invertierenden 2W-Plattenspieler-Verstärker einzusetzen, der mit jedem Keramik- oder Kristall-Tonabnehmer kombiniert werden kann. RV 1 und R2 stellen eine einfache Lautstärke-einstellung dar; C6 und RV 2 bilden eine Klangeinstellung mit veränderbarer Grenzfrequenz für hohe Frequenzen. R2 ist in Serie zum Tonabnehmer geschaltet und führt direkt auf den Schleifer von RV 1, um der Schaltung eine hohe Eingangsimpedanz zu geben. Ein Schönheitsfehler der Schaltung nach Bild 5 ist allerdings die Verringerung des Eingangssignals durch R2.

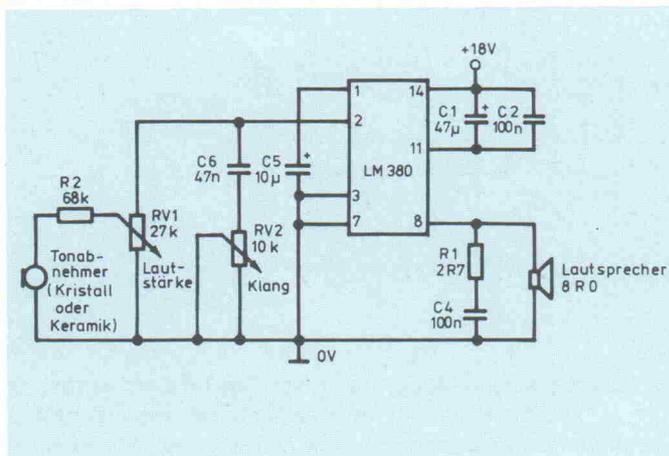


Bild 5. Ein einfacher 2-Watt-Phono-Verstärker

Bild 6 zeigt die Alternative, eine bessere Lautstärke-einstellung, die auch mit dem LM 380 verwirklicht werden kann. Hier wird das Eingangssignal direkt dem Anschluß 2 des Differenzverstärkers und dem Anschluß 6 über ein hochohmiges Potentiometer RV 1 zugeführt. Wenn RV 1 auf Null gestellt ist, wird das Signal auf beide Eingänge des ICs geführt, so daß der Verstärker keine Verstärkung hat und das IC auch keine Ausgangsspannung abgibt: In diesem Falle hat die Schaltung eine Eingangsimpedanz von  $> 75$  k. Hat RV 1 seinen maximalen Wert, wird ein großes Signal an Pin 2 anliegen und ein vernachlässigbares Signal gelangt auf Pin 6, so daß der Verstärker eine hohe Verstärkung hat und ein großes Ausgangssignal zur Verfügung steht. In diesem Fall beträgt die Eingangsimpedanz 150 k.

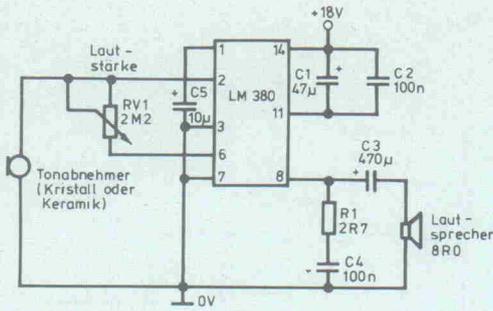


Bild 6. Ein 2-Watt-NF-Verstärker mit Gleichtakt-Lautstärksteller

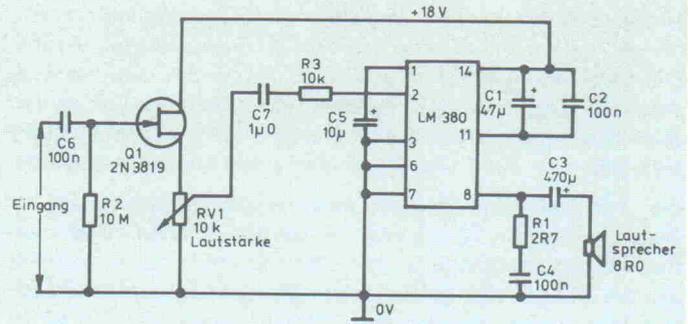


Bild 9. Ein universeller 2-Watt-NF-Verstärker mit 10 M Eingangs-impedanz

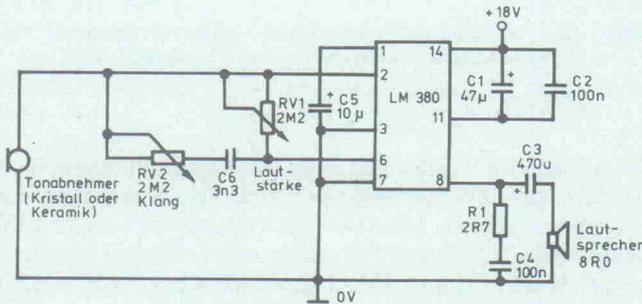


Bild 7. Ein praxisgerechter 2-Watt-Phono-Verstärker mit Gleichtakt-Lautstärksteller und Klangblende

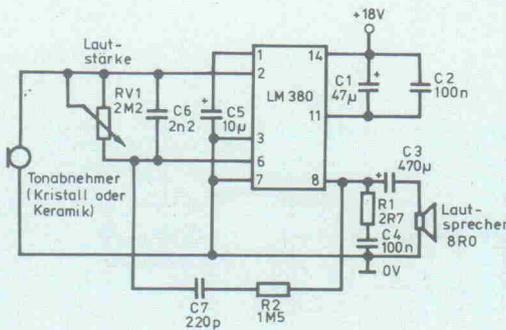


Bild 8. Ein Phono-Verstärker mit RIAA-Entzerrung

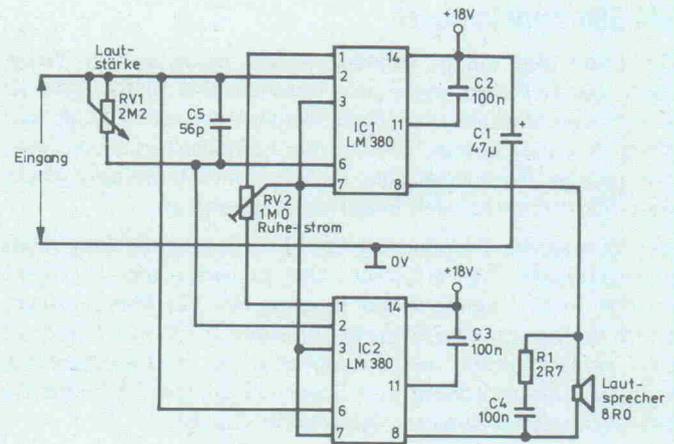


Bild 10. Ein 4-Watt-Verstärker mit zwei LM 380 in Brückenschaltung. Die Schaltung verwendet die Gleichtakt-Lautstärke-Einstellung.

Die Lautstärkeeinstellung, die zuvor beschrieben wurde, ist auch als Gleichtakt-Ansteuerung bekannt; der Hauptvorteil ist eine hohe Eingangsimpedanz. Bild 7 zeigt, wie eine entsprechende Klangeinstellung mit dieser Lautstärkeeinstellung verbunden werden kann. Alternativ dazu wird in Bild 8 gezeigt, wie man diese Klangeinstellung durch ein festes RIAA-Entzerrer-Netzwerk ersetzt. Beide Schaltungen stellen exzellente, preiswerte Phonoverstärker dar. Sie können für Stereo-Anwendungen eingesetzt werden, wenn sie doppelt, aber mit Stereopotentiometern ausgeführt werden.

Wie gesagt, der LM 380 kann zu NF-Zwecken in vielen Varianten eingesetzt werden. Um eine hohe Eingangsimpedanz (10 M) zu erreichen, ist in Bild 9 ein Feldeffekttransistor hinzugefügt worden. T1 ist der FET; er ist als Source-Folger geschaltet. Seine Eingangsimpedanz wird durch R2 bestimmt, sein Ausgang führt über den Lautstärksteller RV1 und R3 zum IC.

Endlich, um das Kochbuch für diesen Monat zu vervollständigen,

zeigt Bild 10 zwei LM 380 in Brückenschaltung. Diese Anordnung bringt die doppelte Ausgangsleistung.

Das Eingangssignal liegt am nicht invertierenden Eingang des einen ICs und am invertierenden Anschluß des anderen. Dadurch wird die notwendige Gegenphase der Ausgangssignale beider ICs erreicht und die Ausgangsverlustleistung halbiert. Die Schaltung hat ebenfalls eine Gleichtakt-Lautstärkeeinstellung, aber natürlich läßt sich diese Brückenschaltung mit jeder anderen Lautstärkeeinstellung kombinieren.

Beachtenswert ist in Bild 10 der Anschluß des Lautsprechers zwischen den beiden Ausgangspins der ICs und die Tatsache, daß eine Balance-Einstellung über RV2 vorgenommen werden muß. Um diese Einstellung vorzunehmen, wird ein Gleichspannungsmessgerät in die positive Versorgungsspannungslleitung (an der beide ICs liegen) gelegt und RV2 auf minimalen Strom abgeglichen, wenn kein Eingangssignal anliegt. Wenn RV1 einmal eingestellt ist, kann bis zum Ableben des Verstärkers auf eine Korrektur verzichtet werden.

# Ringmodulator

Erfreuen Sie sich an der technischen Wiedergabegüte Ihres Hi-Fi-Gerätes mit einer Toneffekt-Ringmodulatorschaltung.

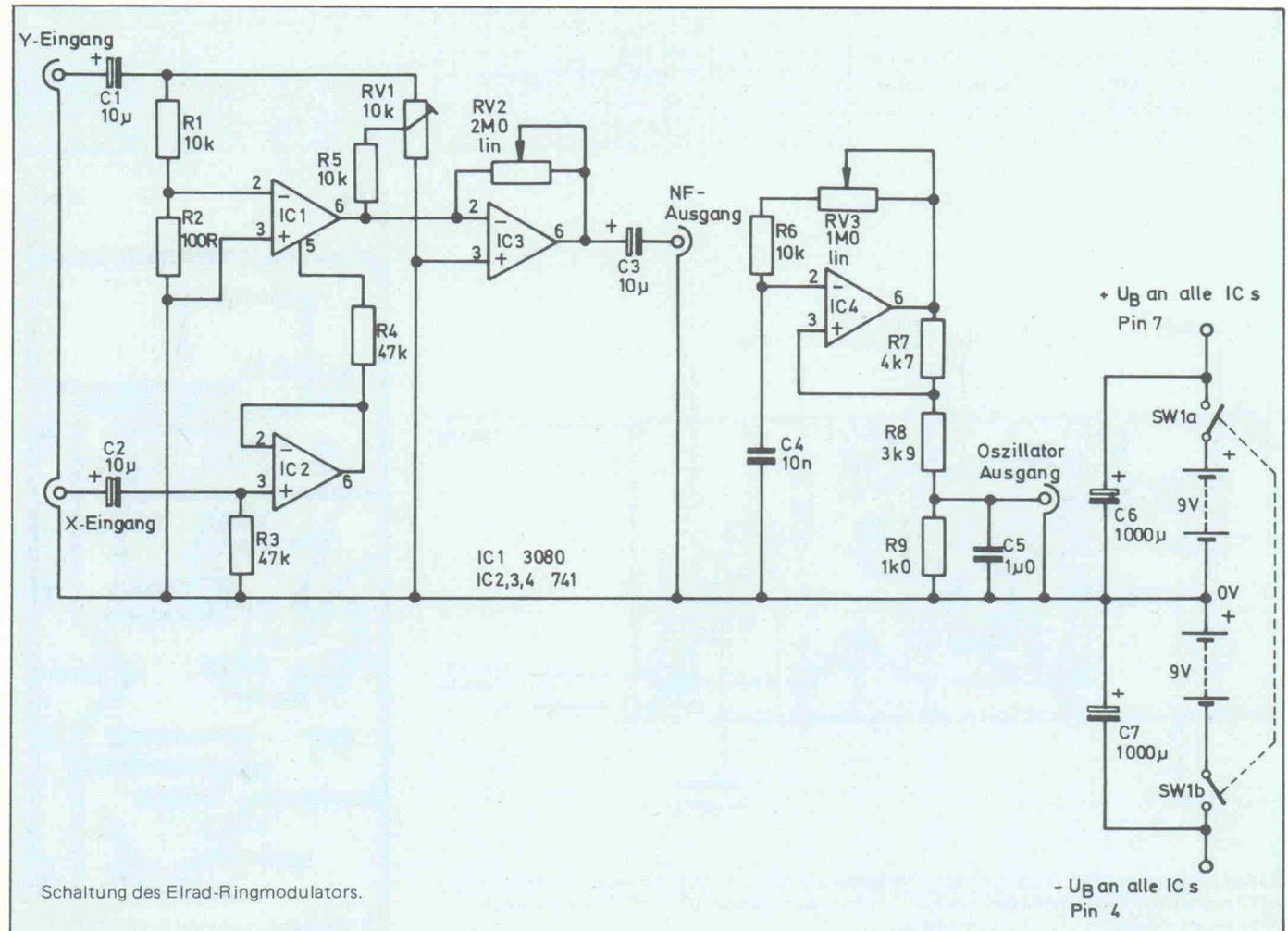
Wie kann man den einzigartigen 'Dalek-Ton' in seinem gemütlichen und stillen Heim erzeugen? (Dalek: eine Roboterart im Film 'Dr. Who') Diese Trick-Schaltung wandelt Sprache in Kreischen und Flüstern in Stammeln um. Mit dem eingebauten Oszillator und zwei Einstell-Reglern ist der Ausbau einfach zu bewerkstelligen. Nur vier Standard-ICs und eine Handvoll passiver Bauteile werden benutzt, um die Kosten niedrig zu halten, ohne die Güte zu beeinträchtigen.

## Gigo

Es gibt einen Computer-Fachausdruck 'Gigo', der 'garbage in – garbage out' bedeutet (Unsinn rein – Unsinn raus). Diese Schaltung ist ein bißchen anders... es kommt immer Unsinn raus, egal was eingegeben wird!

Es gibt zwei Eingänge und einen Ausgang. Die Eingangssignale müssen eine Amplitude von  $1-2V_{SS}$  haben, um einen zufriedenstellenden Betrieb zu erhalten. Mit RV2 läßt sich der Ausgangspegel verändern. Zum Abgleich der Schaltung wird ein Signal an Eingang X gelegt (Dabei bleibt Eingang Y unbenutzt), dann wird RV1 verstellt, bis das Ausgangssignal sich zu einem gedämpften Zischton verringert hat. Das Signal vom Eingang X müßte sich vollkommen unterdrücken lassen. Falls das nicht möglich ist, gibt es höchstwahrscheinlich Streukopplungen zwischen den Verbindungsleitungen. Man kann abgeschirmte NF-Signalkabel verwenden, wobei nur *ein* Ende der Litze mit der Masse des Metallgehäuses verbunden wird. Ein Metallgehäuse wird empfohlen um Netzbrumm und andere Schmutzeffekte zu unterdrücken.

Wenn dieser Schaltungsabgleich gemacht ist, kann ein Signal an Eingang Y gegeben werden – und eine mit 'Y' modulierte Form des Signals vom Eingang X erscheint am Ausgang. Der interne Oszillator besteht aus einem Operationsverstärker 741, der als astabiler Standard-Oszillator verdrahtet ist. Mit RV3 wird die Frequenz des annähernd sägezahnförmigen Ausgangssignals eingestellt. Der Ausgangspegel des Oszillators sinkt mit ansteigender Frequenz infolge der einfachen Filterschaltung, die aus R8/9 und C5 besteht. Der Ausgangspegel kann durch Vergrößern des R9-Wertes und Erniedrigen des R8-Wertes erhöht werden, wobei der Gesamtwiderstand ungefähr  $5k\Omega$  betragen soll. Man erhält einen Rechteck-Ausgangsimpuls, wenn C5 weggelassen oder abgetrennt wird. Falls ein Signalgenerator zur Verfügung steht, kann mit verschiedenen Wel-



lenformen und Amplituden experimentiert werden.

## Der Aufbau

Am besten wird ein Metallgehäuse verwendet, und wenn Sie unser Platinen-Layout benutzen, sollten keine Bestückungsschwierigkeiten auftreten. Die Schaltung ist jedoch so einfach, daß eine Vero-Platte oder andere mechanische Aufbauten verwendet werden können.

Beim Schaltungszusammenbau wird wie üblich vorgegangen. Zuerst werden die Widerstände, Kondensatoren und IC-Stecksockel eingelötet, dann werden die ICs aufgesteckt. Die Verwendung von Stecksockeln verteuert nur geringfügig den Schaltungsaufbau, aber erleichtert wesentlich die Fehlersuche und ermöglicht ein einfaches Auswechseln der Chips für andere Schaltungsaufbauten. Die verwendeten Chips sind unempfindlich gegen statische Aufladung und daher sind keine besonderen Vorsichtsmaßnahmen bei der Handhabung erforderlich.

Wenn die Schaltung zusammengebaut ist, kann sie eingestellt und ausprobiert werden. Falls kein Monitor-Verstärker zur Verfügung steht, kann ein Kristall-Kopfhörer benutzt werden (Der einfache 8- $\Omega$ -Kopfhörer funktioniert nicht in diesem Aufbau). Geeignete Eingangssignale sind Leitungsverstärker-Ausgangssignale sowie Kopfhörer-Ausgangssignale von Transistor-Rundfunkempfängern.

## Wie funktioniert's?

Das IC1 ist das wesentliche aktive Element in dieser Schaltung. Es ist ein 'Transconductance-Operationsverstärker' 3080, dessen Verstärkung über den Strom durch Anschluß 5 gesteuert wird. Dieser Strom fließt durch R4 und wird von der IC 2-Ausgangsspannung an Anschluß 6 bestimmt. Wenn am Eingang Y kein Signal anliegt, fließt durch R4 ein konstanter Strom, der in IC1 eine bestimmte Verstärkung verursacht.

Jedes Signal am Eingang X erscheint invertiert am Ausgang von IC1 als ein veränderlicher Strom. IC3, dessen Verstärkung mit RV2 eingestellt wird, wandelt den Strom in eine Spannung um. Mit RV1 wird der Signalanteil vom Eingang X so eingestellt, daß sich an Pin 2 vom IC3 das invertierte und nicht-invertierte Signal gegenseitig aufheben (An Eingang Y wird dabei kein Signal angelegt). Jedes nun an Eingang Y angelegte Signal moduliert die IC 1-Verstärkung, um den bekannten 'Ringmodulator-Ton' zu erzeugen.

In das Gerät ist ein Oszillator eingebaut, der aus IC 4 und den entsprechenden diskreten Bauteilen besteht, die zusammen einen instabilen Standard-Multivibrator bilden. Der Spannungsteiler R7, 8, 9 zapft einen Teil des Rechteckimpulses ab. Der Kondensator C5 formt aus dem Rechteck einen angenäherten Sägezahnimpuls. Mit RV3 wird die Frequenz verändert. Die Kondensatoren C6, 7 sorgen für eine niederohmige Stromversorgung.

## Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%

R1, R5, R6	10k
R2	100R
R3, R4	47k
R7	4k7
R8	3k9
R9	1k0

Potentiometer

RV1	10k Trimmer
RV2	2MO lin
RV3	1MO lin

Kondensatoren

C1, C2, C3	10 $\mu$ Elko
C4	10n Folie
C5	1 $\mu$ Folie
C6, C7	1000 $\mu$ Elko

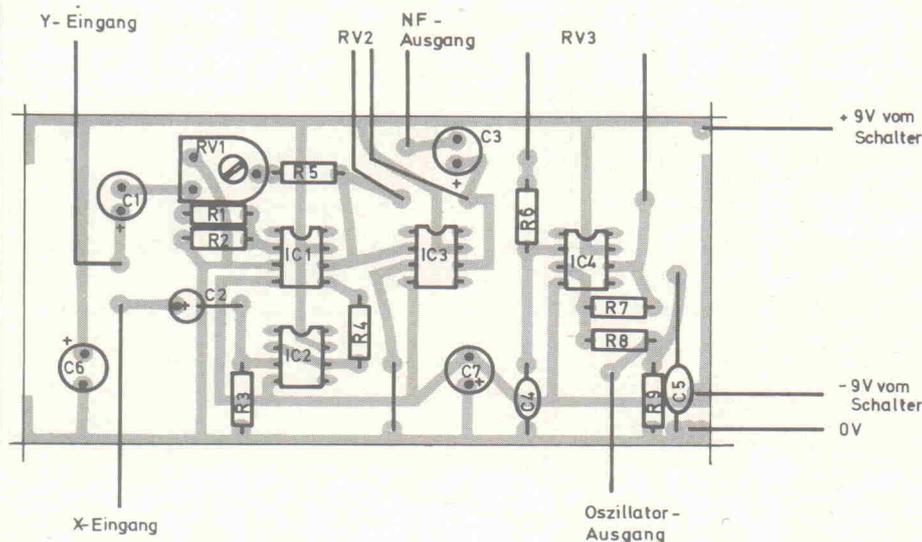
Halbleiter

IC1	CA 3080
IC2, IC3, IC4	$\mu$ A 741

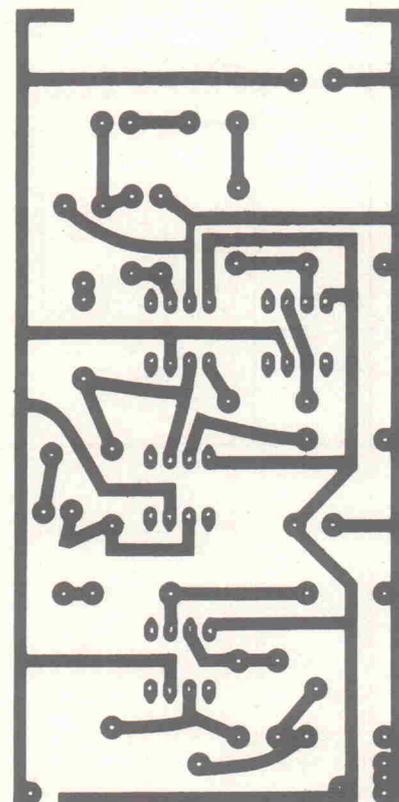
Verschiedenes

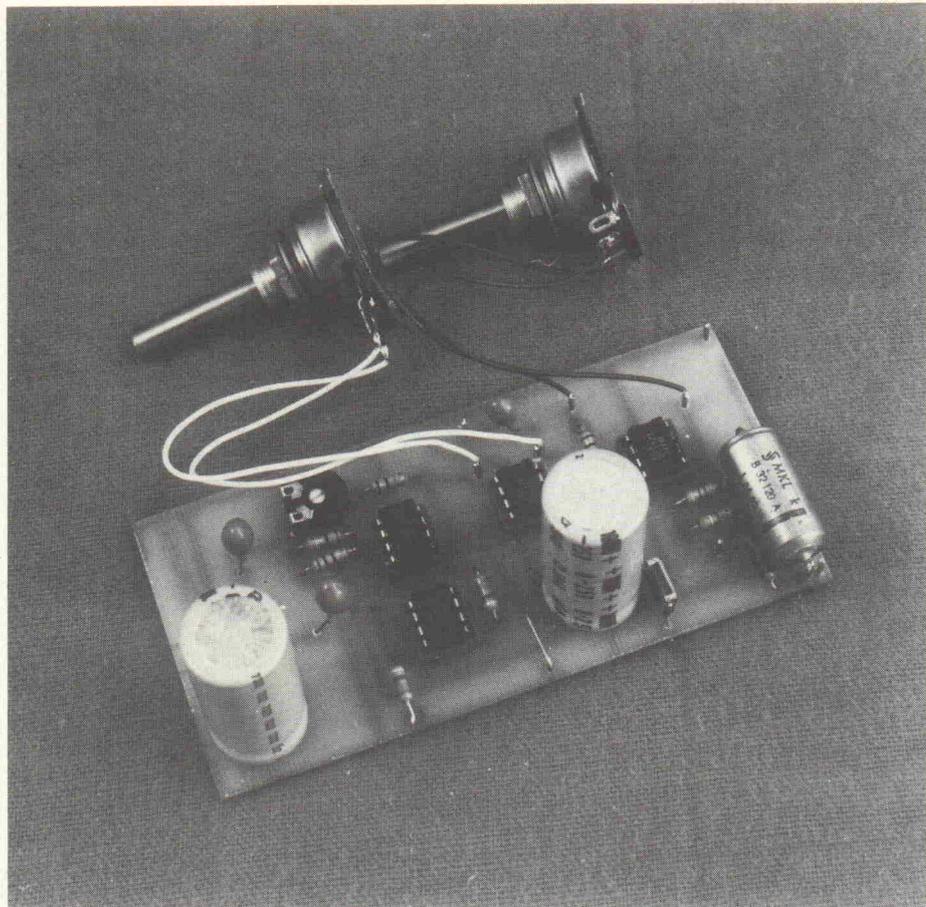
SW1 doppelpoliger Einschalter, Eingangs- und Ausgangsbuchsen, Platine, 2 9V-Batterien, Knöpfe

Platinen-Layout für den Ring-Modulator.

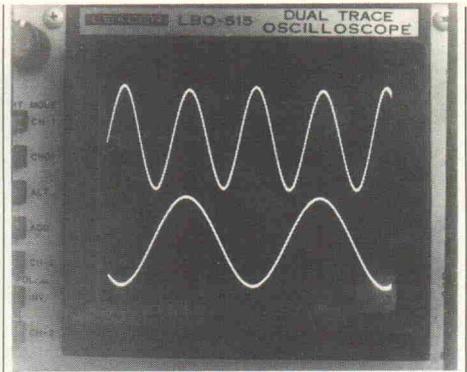


Bestückungsplan für den Ringmodulator. Vergewissern Sie sich, daß die gepolten Bauteile entsprechend den Einbauvorschriften verlötet werden, und machen Sie eine zweifache Kontrolle, bevor Sie einschalten. Es lohnt sich meistens!

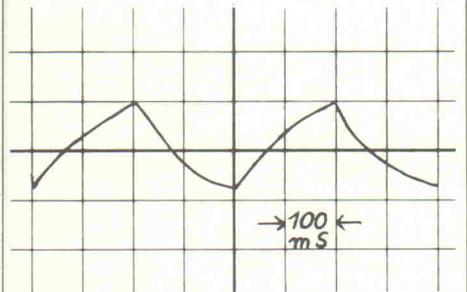




Die fertig bestückte Platine des Elrad-Ringmodulators.



Frequenzverdopplung erhält man, wenn 'x' und 'y'-Eingänge mit dem gleichen Signal angesteuert werden.



So sieht das Ausgangssignal des eingebauten Oszillators aus.

# NEU!

*Endlich ein BASIC-Buch, das nicht Nicht-Techniker, Nicht-Mathematiker, Nicht-Computerspezialisten verstehen können!*

Siegmar Wittig

## BASIC-Brevier

Eine Einführung in die Programmierung von Heimcomputern

VI, 194 Seiten mit 15 Abbildungen, 6 Tabellen, zahlreichen Programmbeispielen, Programmieraufgaben mit Lösungen und einer Sammlung von zehn ausführlich beschriebenen Programmen.

Format 18,5 x 24 cm. Kartiert DM 29,80.

Dieses Buch ist ein BASIC-Kurs,

- der die Möglichkeiten der BASIC-Versionen moderner Heimcomputer beschreibt (PET 2001/cbm 3001, TRS-80 Level II, Apple II, Heathkit WH 89, ...),
- der aber BASIC nicht nur beschreibt, sondern auch zeigt, wie man mit BASIC programmiert,
- der dank seines didaktisch und methodisch gelungenen Aufbaus den Leser schon nach der zweiten Lektion in die Lage versetzt, eigene Programme zu schreiben,
- der durch eine Vielzahl von Programmbeispielen eine wertvolle Sammlung von immer wiederkehrenden Programmteilen darstellt,
- der Material enthält, das in zahlreichen BASIC-Kursen vom Verfasser erprobt wurde,
- und der für den Amateur (im reinsten Sinne des Wortes) geschrieben wurde: in verständlicher Sprache, ohne abstrakte Definitionen, ohne technischen Ballast.

### Inhalt

**Grundkurs:** 1. Gedanken ordnen (Algorithmus - Programmablaufplan). 2. Die ersten Schritte (Zeichen - Konstanten -

Variablen - Anweisungen - LET - PRINT - Programmaufbau - END - Kommandos - NEW - RUN). 3. Wir lassen rechnen (Arithmetische Operatoren - Ausdrücke - Zuweisungen). 4. Wie ein Computer liest (INPUT - REM - LIST - Programmänderungen). 5. Wie man einen Computer vom rechten Wege abbringt (GOTO - IF ... THEN ... - Vergleichsoperatoren). 6. Einer für alle (Bereiche - DIM - FOR ... NEXT).

**Aufbaukurs:** 7. Textkonstanten und Textvariablen (Verkettung - Vergleich). 8. Funktionen. 9. READ, DATA und RESTORE. 10. ON ... GOTO ... 11. Logische Operatoren (AND - OR - NOT). 12. GET und Verwandtschaft (GET - INKEY\$ - CIN). 13. Unterprogramme (GOSUB ... RETURN - ON ... GOSUB ...). 14. Zu guter Letzt: Anwendungen.

Programmsammlung. Anhang (Lösung der Aufgaben. 7-Bit-Code. Überblick über die BASIC-Versionen einiger Heimcomputer). Literaturverzeichnis. Stichwortverzeichnis.

Zum Buch erhältlich:

**Magnetband-Kompaktkassette C-10 mit den zehn Programmen der Programmsammlung des Anhangs.**

Für PET 2001/cbm 3001 (mind. 8 KByte)	DM 12,80
Für Apple II (Applesoft)	DM 12,80
Für Radio Shack Tandy TRS-80 Level II	DM 12,80

Ein Buch aus dem

**Verlag Heinz Heise Hannover KG, Postfach 27 46  
3000 Hannover 1**

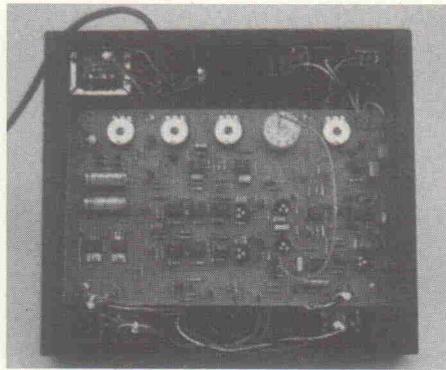
Lieferung erfolgt per Nachnahme (+4,00 DM Versandkosten) oder beiliegendem Verrechnungsscheck (+2,50 DM Versandkosten).

# Choraliser

Tim Orr, der produktive Entwickler von Effektgeräten, stellt hier den 'Choraliser' vor. Sie können wählen zwischen Chorus-Effekt und Vibrato. Die Bedienung erfolgt über Fußschalter und Potis.

Der Choraliser ist ein musikalisches Effektgerät zur Aufbereitung von natürlichen und synthetischen Klängen. Er hat zwei Betriebsarten, Chorus und Vibrato. Beim Chorus wird das Eingangssignal über eine analoge Verzögerungsleitung um 12 msec verzögert. Dann wird es wieder mit dem Originalsignal gemischt. Diese Verzögerung ist nicht lang genug, um sie deutlich 'doppelt' hören zu können, besonders, da die Zeitverzögerung sanft moduliert wird. Der Sound, der auf diese Weise produziert wird, klingt so, als ob das Eingangssignal von einem Chor begleitet würde. Man nennt diesen Effekt auch ADT (Automatic Double Tracking). Was tatsächlich geschieht, ist folgendes: Ein Kerbfilter bewirkt alle 90 Hz einen Einbruch im Frequenzgang. Da die Verzögerungszeit moduliert wird, bewegen sich diese 'Kerben' in der Frequenz auf und ab und produzieren eine Klangfärbung ähnlich dem 'Phasing'. Dies, zusammen mit der kurzen Verzögerungszeit, bewirkt den räumlichen Klang, den Chorus-Effekt. Eine manuelle Geschwindigkeitseinstellung gestattet es dem Spieler, das Tempo der Modulation zu verändern. Eine langsame Modulation ist am besten geeignet für Gitarren- und Keyboard-Begleitung, während ein höheres Tempo mit einer hörbaren Tonhöhenmodulation gut für Gesang geeignet ist. Eine andere Art von Chorus wird durch das Dazuschalten einer zweiten Verzögerungskette hervorgerufen, die ungleichphasig angesteuert wird.

Das Vibrato ist im Grunde genommen dasselbe wie der Chorus; die einzigen Unterschiede sind die Wellenform der Modulation (dreieckig für Chorus, sinusförmig bei Vibrato) und der Frequenzbereich. Eine Frequenz von 2–13 Hz bewirkt eine gut wahrnehmbare Tonhöhenmodulation. Die Steuerung für das Vibrato sind Tempo und Modulationstiefe. Der Vibrato-Effekt besteht nicht nur aus reiner Frequenzmodulation, sondern zusätzlich aus Amplitudenmodulation, was einen naturgetreuen Effekt bewirkt. Die Ansteuerung von Vibrato oder Chorus geschieht per Fußschalter. Zwei LEDs zeigen an, welche Betriebsart gerade eingeschaltet ist. Eine dritte LED signalisiert das Modulations-



Die fertig bestückte Platine

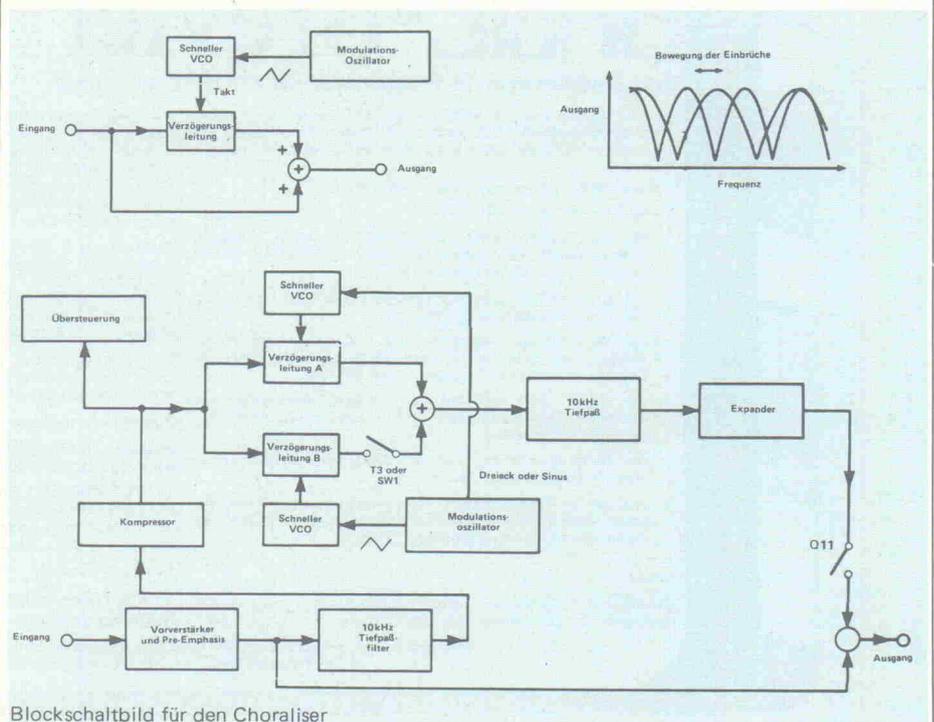
tempo. Der Eingangsverstärker verfügt über eine manuelle Pegeleinstellung und einen Wahlschalter, mit dem man eine Signalquelle mit hoher Impedanz und hohem Pegel oder mit geringer Impedanz und niedrigem Pegel an die Eingangsstufe anpassen kann; damit kann ein weiterer Bereich von Eingangspegeln verwendet werden. Der höchstmögliche Eingangspegel beträgt 4,5 V, der niedrigste 4,5 mV; das ist ein Bereich von 60 dB. Eine Übersteuerungs-LED zeigt eine zu große Eingangsspannung an.

## Wichtiger Hinweis

Unser Choraliser lässt sich nur dort sinnvoll einsetzen, wo einzelne Instrumente oder Gesangsstimmen bearbeitet werden können. Dies ist nur auf der Bühne oder im Studio der Fall, wo einzelne Signale zur Verfügung stehen, bevor sie im Mischpult zu einem Klangbild abgemischt werden. Wenn Sie ein fertiges 'Werk' über den Choraliser schicken, werden Sie schlicht enttäuscht sein (ein Schlagzeug mit Vibrato hört sich nun einmal nicht besonders gut an!).

## Aufbau

Für den geübten Hobby-Elektroniker dürfte der Aufbau keine Schwierigkeiten bereiten, und ein Neuling auf diesem Gebiet sollte sich nur mit der Hilfe eines erfahrenen Elektrikers an dieses Projekt heranwagen. Gehen Sie bei der Bestückung der Platine in der üblichen Reihenfolge vor: 1. Widerstände. 2. Kondensatoren. 3. Halbleiter. Nachdem die Platine mit den Schaltern und Buchsen verdrahtet wurde, können die Inbetriebnahme und der Abgleich erfolgen.



Blockschaltbild für den Choraliser

## Abgleichanweisung

1. Nehmen Sie alle ICs heraus und messen Sie die Ausgangsspannung an IC9 und IC10 ( $\pm 15V$ ). Die unregelmäßige Gleichspannung an C26 und C27 soll etwa  $\pm 22V$  betragen.

Setzen Sie alle ICs wieder ein und messen Sie die Betriebsspannungen noch einmal.

2. Tongenerator mit 1000 Hz und 500 mV an den Eingang anschließen.

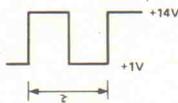
An IC11, Pin 1 und 7 sowie an IC12, Pin 1 und 7 muß das NF-Signal **ohne** Gleichspannungsanteil zu messen sein.

3. Am Kompressor-Ausgang IC13, Pin 10 muß das NF-Signal mit einem Gleichspannungsanteil von etwa +7V zu messen sein.

4. Oszillograph an den Taktgenerator anschließen. An IC1, Pin 6 und IC4, Pin 6 müssen folgende Signale zu sehen sein:



An IC2, Pin 6 und IC5, Pin 6 müssen folgende Signale zu sehen sein:



$\tau$  kann von  $22\mu\text{sec}$  bis  $28\mu\text{sec}$  variieren, da die Taktfrequenz vom Modulations-Oszillator IC7 verändert werden kann.

5. Oszillograph an den Schleifer von PR1 anschließen. Das Eingangssignal so einstellen, daß mit dem Oszillographen etwa  $2V_{SS}$  zu messen sind und mit

PR1 jetzt auf maximale Unterdrückung der Taktstörungen abgleichen



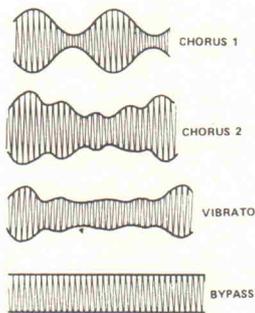
Nun erhöhen Sie den Eingangspegel soweit, bis das Signal auf dem Oszillographen anfängt abzukappen. PR2 wird so eingestellt, daß das Abkappen symmetrisch erfolgt.

Klemmen Sie den Oszillographen jetzt an den Schleifer von PR3 und führen Sie den Abgleich der Verzögerungsleitung B entsprechend durch (PR3 auf Taktminimum und PR4 auf symmetrisches Abkappen).

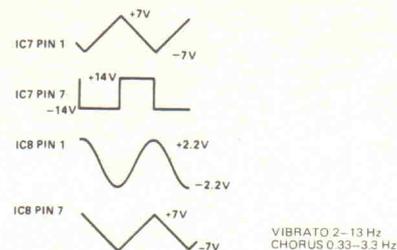
6. Am Ausgang des Tiefpaßfilters IC15, Pin 7 muß das verzögerte Audio-Signal **ohne** Gleichspannungskomponente zu sehen sein.

7. Am Expanderausgang IC13, Pin 7 muß das verzögerte Audio-Signal **mit** einer Gleichspannungskomponente von +5V zu sehen sein.

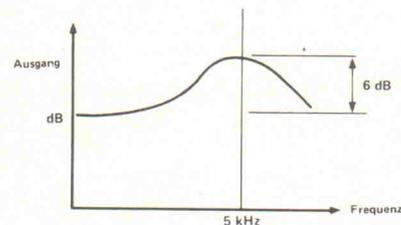
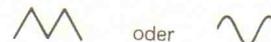
8. An IC15, Pin 1 müssen die unten abgebildeten Signal-Diagramme zu sehen sein.



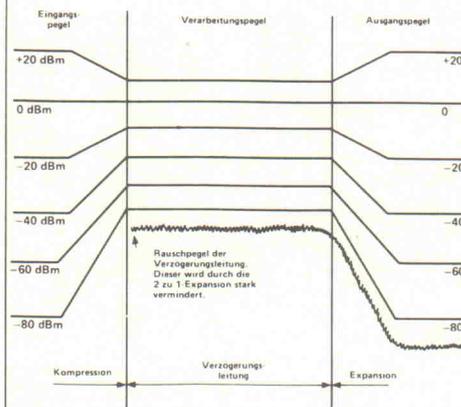
9. Kontrolle der Steuersignale



Verbindungspunkt von Q4, Q5 und R47



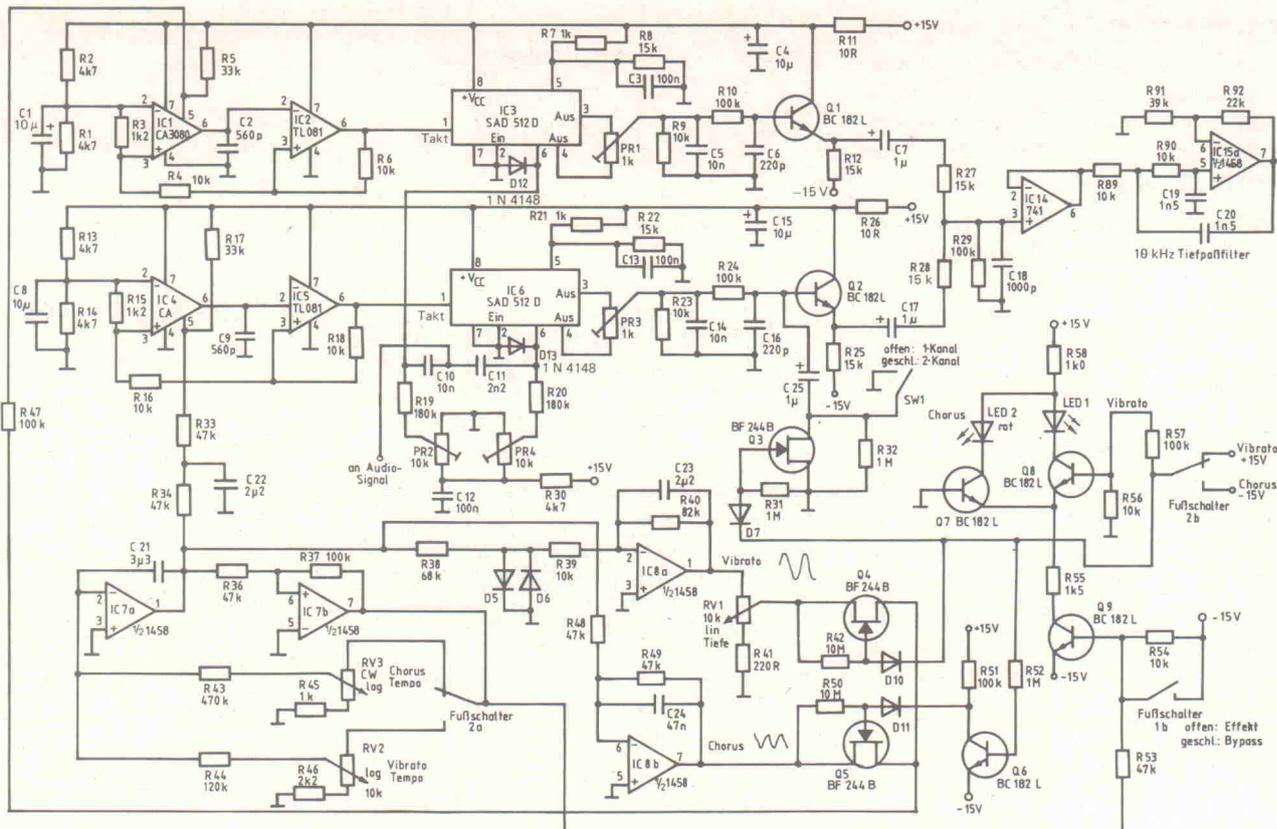
Frequenzgang der Pre-Emphasis-Schaltung (IC 11 b)



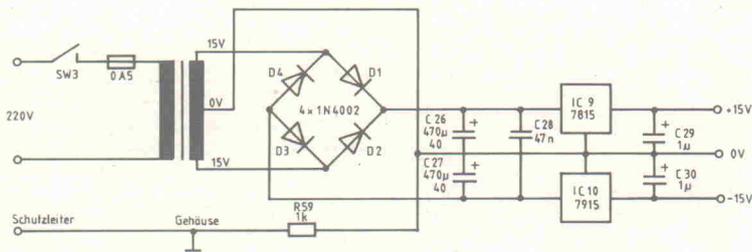
Pegeldiagramm der Companderschaltung

## Technische Daten

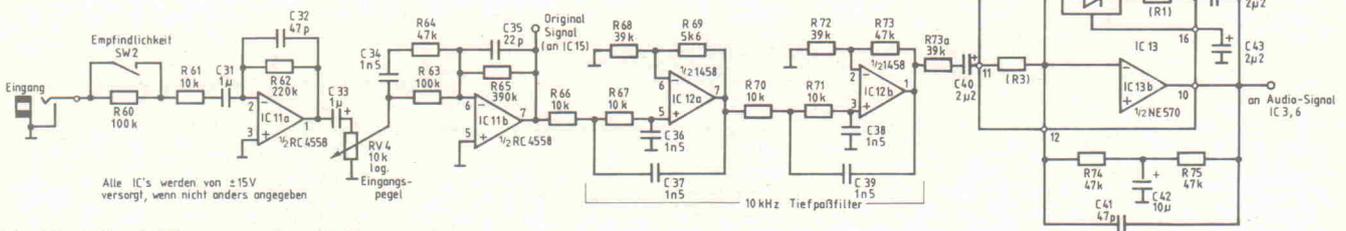
	SW2: Ein	SW2: Aus
Eingangs-Impedanz	10k	110k
Maximaler Eingangspegel	0,5 V	4,5 V
Minimaler Eingangspegel	5mV	50mV
Fremdspannungsabstand	68dB	74dB
Maximaler Ausgangspegel		350mV
Ausgangs-Impedanz		600 Ohm
Vibrato-Geschwindigkeit		2 ... 13 Hz
Chorus-Geschwindigkeit		0,3 ... 3,3 Hz



Schaltbild für den Choraliser-Teil



Schaltbild für das Netzteil



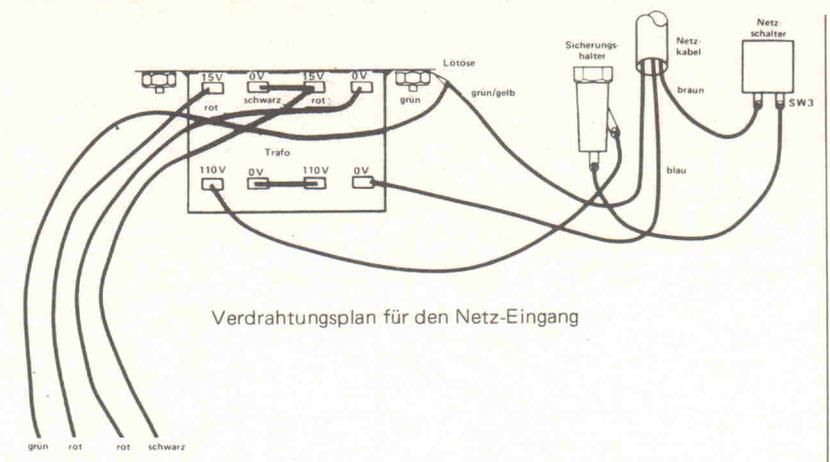
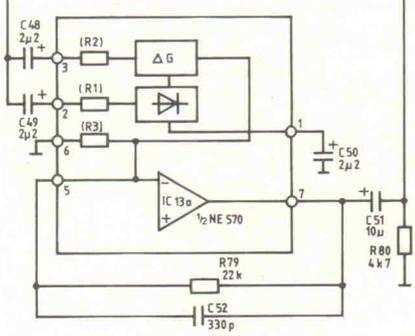
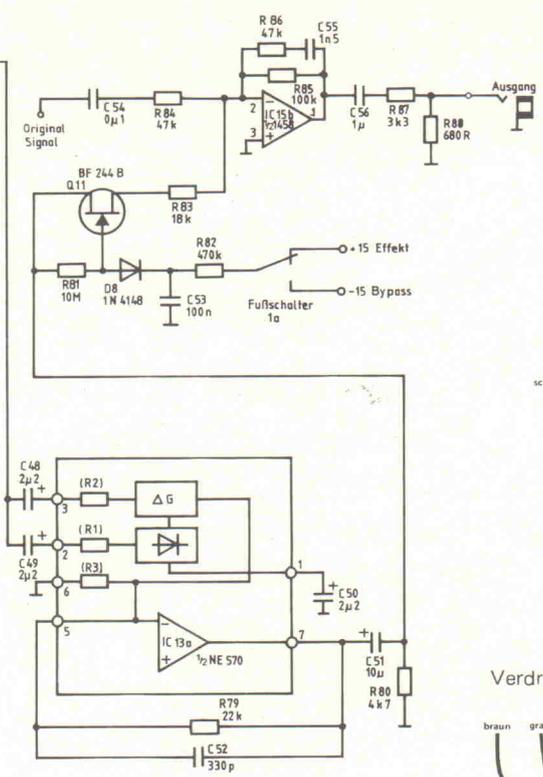
Schaltbild für die Eingangsstufen mit Componder

## Elrad-Folien-Service

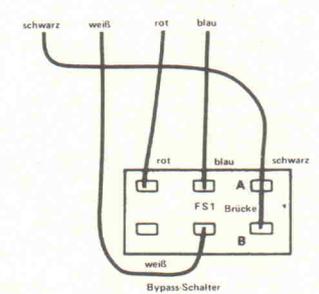
Wie für alle Elrad Hefte (ab 10/80) gibt es auch für dieses 'Elrad-Special 5' den Folien-Service: Für den Betrag von 8,- DM erhalten Sie vier Klarsichtfolien, auf denen sämtliche Platinen-Vorlagen aus diesem Heft abgedruckt sind. Diese Folien sind zum direkten Kopieren auf Pla-

tin-Basismaterial im Positiv-Verfahren geeignet. Überweisen Sie bitte den Betrag von 8,- DM auf das Postscheckkonto 9305-308 (Postscheckamt Hannover). Auf dem linken Abschnitt der Zahlkarte finden Sie auf der Rückseite ein Feld 'Für Mitteilungen an den Empfänger'. Dort tragen Sie bitte Ihren Namen und Ihre vollständige

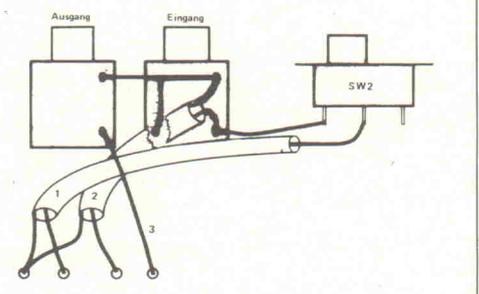
Adresse in Blockbuchstaben ein. Ferner vermerken Sie hier bitte die Bestellnummer z. B.: Folien Special 5 oder: Folie 10/80. Übrigens: **Alle** Folien, also auch die von 'Normal'-Heften, sind sofort bei Erscheinen des Heftes erhältlich. Der Preis hierfür beträgt DM 2,00. Viel Erfolg und noch mehr Spaß am Hobby wünscht Ihnen Ihr Elrad-Team



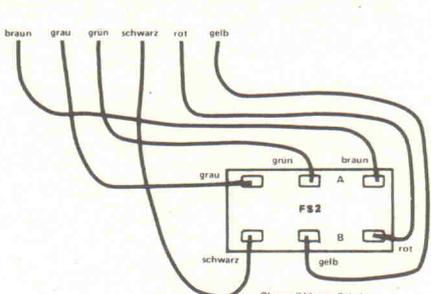
Verdrahtungsplan für den Netz-Eingang



Verdrahtungsplan für den Fußschalter FS1



Verdrahtung der Eingangs- und Ausgangsbuchse



Verdrahtungsplan für den Fußschalter FS2

### Wie funktioniert's?

Der Eingangsverstärker ist ein rauscharmer Operationsverstärker, der RC 4558 (IC 11a). Wenn der Schalter SW 2 geschlossen ist, beträgt die Eingangsimpedanz 10 k und die Verstärkung der ersten Stufe 26 dB. Ist SW 2 geöffnet, hat die Schaltung eine Eingangsimpedanz von 110 k, und die Verstärkung der ersten Stufe beläuft sich auf 46 dB. Mit IC 11b wird eine sogenannte 'Pre-Emphasis' bewirkt, die die höheren Frequenzen des Eingangssignals anhebt. Eine 'De-Emphasis'-Schaltung mit IC 15b korrigiert diese Höhenanhebung am Ausgang wieder und vermindert damit das hochfrequente Eigenrauschen der Verzögerungsleitung und des Companders. Nach der Pre-Emphasis läuft das Signal durch ein 4poliges Tiefpaßfilter mit der Eckfrequenz von 10 kHz (IC 12), um störende Signale von der Verzögerungsleitung fernzuhalten. Ein Compander-System (Kompressor/Expander) dient zur weiteren Verbesserung des 'Über alles'-Rauschabstandes. Dadurch ist sichergestellt, daß die Verzögerungsketten immer mit einem relativ

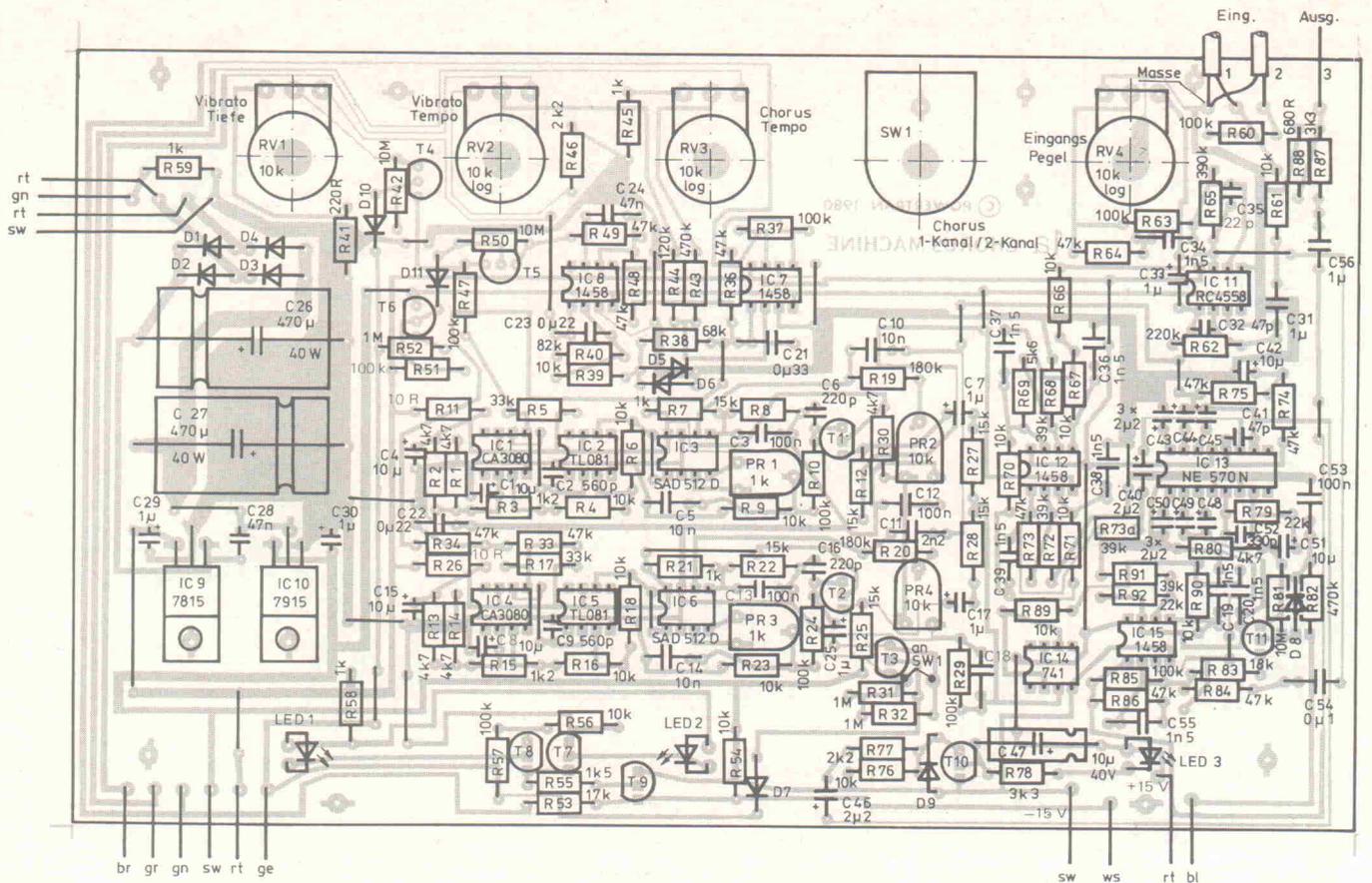
großen Signal betrieben werden, und – wenn kein Eingangssignal anliegt – das Rauschen der Verzögerungsleitungen bis in unhörbare Bereiche abgesenkt wird. Die Verzögerungsleitungen werden von spannungsgesteuerten Oszillatoren (VCOs) getaktet (IC 1,2 und IC 4,5). Der 'VCO' ist ein einfacher Dreieck-/Rechteck-Generator, der etwa Signale von 45 kHz abgibt. Der Steuerstrom, der in Anschluß 5 des CA 3080 hineinfließt, bestimmt die Oszillatorfrequenz; dieser Strom wird moduliert mit dem langsamen Oszillator IC 7/IC 8. Die Verzögerungszeit der Audiosignale wird mit folgender Formel bestimmt:

$$\text{Verzögerungszeit} = \frac{512}{\text{Taktfrequenz}}$$

In diesem Falle sind das etwa 12 msec. Die Ausgänge der beiden Verzögerungsketten werden von R 10/C 6 und R 24/C 16 vorgefiltert, dann zusammen gemischt und von einem 10 kHz-Tiefpaß gefiltert (IC 15a). Das Signal wird dann mit dem IC NE 570 expandiert und danach in IC 15b mit dem Original-Signal gemischt, nachdem es erst einen 'knackfreien' analogen Schalter (Q 11) passiert

hat. Dieser ist durchgeschaltet, wenn Chorus oder Vibrato gewählt wurde, und hochohmig (also abgeschaltet) im Bypass-Betrieb. Der Modulationsoszillator arbeitet mit zwei Frequenzbereichen: einer für die Steuerung des Chorus, der andere für das Tempo des Vibratos. IC 7 ist ein Dreieck-/Rechteck-Generator mit sehr niedriger Frequenz. Bei Chorus ist das Modulations-Signal sinusförmig; die Sinusform wird von IC 8a erzeugt. Das Signal läuft über den Schalter 4 zum Taktgenerator IC 1, der die Verzögerungsleitung A steuert, während die Verzögerungsleitung B durch Q 3 ausgeschaltet ist. Eine einfache LED-Anzeigeschaltung (Q 7, Q 8 und Q 9) zeigt 'Bypass' an bzw., ob Chorus oder Vibrato eingeschaltet ist. Ebenso wird das Tempo der Modulation mit einer LED angezeigt.

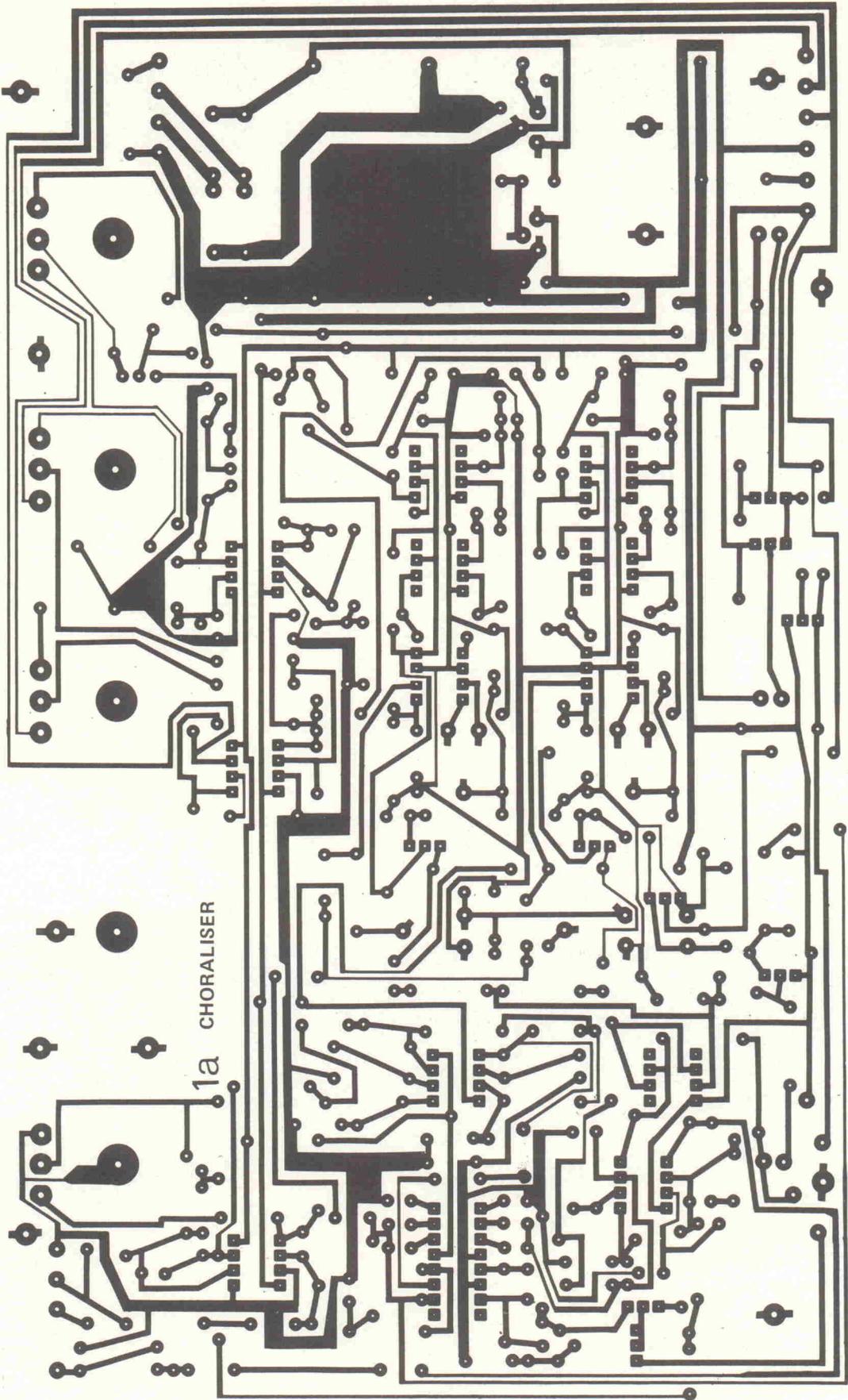
Ein normales Doppelspannungsnetzteil liefert eine stabilisierte Spannung von +15 V bei 70 mA und -15 V bei 30 mA über die beiden Spannungsregler IC 9 und IC 10.



Bestückungsplan für den Choraliser

**Einkaufstip:**  
Bitte beachten Sie die Anzeige der Firma  
Elektronik-Versand auf Seite 83!

Stückliste					
Widerstände 1/4W, 5%		R65	390k	C31, 56	1µ0 MKH
R1, 2, 13, 14,		R68, 72, 91	39k	C32, 41	47p ker.
30, 80	4k7	R69	5k6	C35	22p ker.
R3, 15, 21	1k2	R73a	39k	C40, 43, 44, 45,	2µ2 16V Tantal
R4, 6, 9, 16, 18,		R78, 87	3k3	46, 48, 49, 50	2µ2 16V Tantal
23, 39, 54, 56,		R83	18k	C47	10µ 40V Elko
61, 66, 67, 70,		R88	680R	C52	330p
71, 76, 89, 90	10k	R92, 79	22k		
R5, 17	33k	Potentiometer		Halbleiter	
R7, 45, 58, 59	1k0	RV1	10k lin Platinenbef.	IC1, 4	CA3080E RCA
R8, 12, 22, 25,		RV2, 3, 4	10k log Platinenbef.	IC2, 5	TL081CP Texas
27, 28	15k	PR1, 3	1k0 Trimmer	IC3, 6	SAD512D Reticon
R10, 24, 29, 37,		PR2, 4	10k Trimmer	IC7, 8, 12, 15	1458CP Motorola
47, 51, 57, 60,		Kondensatoren		IC9	78M15
63, 85	100k	C1, 4, 8, 15, 42,		IC10	79M15
R11, 26	10R	51	10µ 16V Tantal	IC11	RC4558NB Raytheon
R19, 20	180k	C2, 9	560p ker.	IC13	NE570N Signetics/ Valvo
R31, 32, 52	1M0	C3, 12, 13, 53,		IC14	741CP
R33, 34, 36, 48,		54	100n	Q1, 2, 6, 7, 8,	
49, 53, 64, 73,		C5, 14, 10	10n	9, 10	BC182L/BC167
74, 75, 84, 86	47k	C6, 16	220p ker.	Q3, 4, 5, 11	BF244B
R38	68k	C7, 17, 25, 29,		D1-4	1N4002
R40	82k	30, 33	1µ0 16V Tantal	D5-11	1N4148
R41	220R	C11	2n2	LED 1-3	Universal-LEDs
R42, 50, 81	10M	C18	1n0	Verschiedenes	
R43, 82	470k	C19, 20, 34, 36,		IC-Sockel, Schiebeschalter 1-polig Um,	
R44	120k	37, 38, 39, 55	1n5	Dreheschalter 1-polig Ein, Netzschalter,	
R46, 77	2k2	C21	330n	2 Stück Fußschalter 2-polig Um, 2 Stück	
R55	1k5	C22, 23	220n	Klinkenbuchsen isoliert, Sicherungs-	
R62	220k	C24	47n	halter mit Sicherung,	
		C26, 27	470µ 40V Elko	Trafo 15V-0-15V, Platine, Gehäuse.	
		C28	47n 63V ker.		



1a CHORALISER

# Wind- generator

Erzeugen Sie die Geräusche von Wind und Wellen, röhrenden Düsenjets und fauchenden Dampfzügen mit diesem Elrad-Effektgerät.

Dies kleine Gerät gibt Ihnen eine hervorragende Einführung in die Erzeugung spezieller Sound-Effekte. Es besteht aus einem Generator für weißes Rauschen, einem durchstimmbaren Tiefpaßfilter und einem frequenz-durchstimmbaren Verstärker. Mit dieser Kombination kann es eine ganze Menge interessanter Sound-Effekte liefern, wie Wind, Wellen, Jumbo-Jets und alle 'Dampf'-Geräusche. Zusätzlich können Sie das Gerät auch als einen durchstimmbaren 'Ton'-Generator benutzen.

Weißes Rauschen wird am einfachsten beschrieben als ein Signal mit einem sehr breiten Spektrum, das aus zufallsmäßig erzeugten Frequenzen ('Tönen') besteht, wobei die ebenso zufälligen Amplituden über einen größeren Zeitraum gemessen jedoch eine gleiche Leistung besitzen, wenn man verschiedene Frequenzbereiche vergleicht.

Der Klang des weißen Rauschens erinnert an entweichenden Dampf, und dieser Klang kann durch geeignete Filter, wie wir sie auch in unserem Gerät benutzen, zur Erzeugung vieler interessanter Effekte verändert werden.

Das Effektgerät wird mit Batterien betrieben und verfügt über eine als Betriebsanzeige in die Frontplatte eingebaute Leuchtdiode (LED). Zur Einstellung sind verschiedene Regler vorgesehen:

#### Filter

bestimmt die obere Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters.

#### Tune/Frequenz

bestimmt die Resonanzfrequenz des durchstimmbaren Verstärkers.

#### Q

bestimmt die 'Schärfe' oder 'Güte' dieses Verstärkers (damit kann auch die 'Tonerzeugung' bewirkt werden).

#### Level

bestimmt die Gesamtlautstärke.

Das Gerät hat drei Ausgangsbuchsen. Der Hauptausgang läuft über einen Wahlschalter (Filter bzw. Tune/Frequenz) und den Lautstärkereglern sowie über zwei Begrenzerdioden. Für die beiden Filter sind zusätzlich Direktausgänge vorgesehen, um weitere Zusatzgeräte wie Mixer, Modulatoren oder Hüllkurvengeneratoren zur Erzeugung weiterer Effekte anschließen zu können.

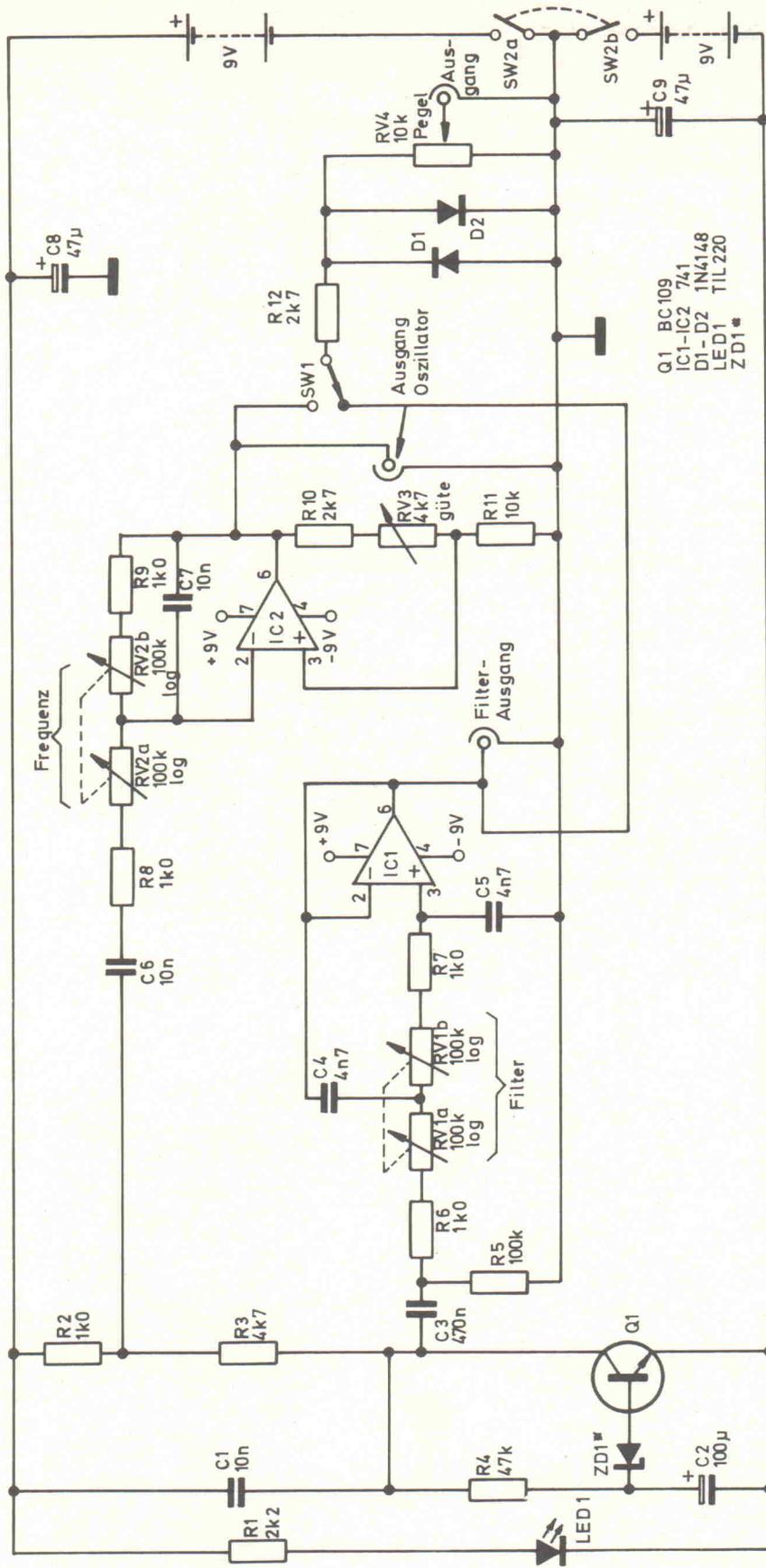
## Der Aufbau

Der größte Teil der Schaltung ist auf einer Printplatte aufgebaut. Beachten Sie bitte die Polungen der Halbleiter und Elektrolytkondensatoren und folgen Sie ansonsten dem Bestückungsplan. Das wichtigste Bauteil des ganzen Gerätes ist die Diode ZD1 im Rauschgenerator. Dies kann eine ausgewählte, besonders gut rauschende Zenerdiode von 5,6 V . . . 10 V sein (Dioden aus billig angebotenen Bastelpäckchen eignen sich da oftmals recht gut) oder aber auch eine spezielle Rauschdiode. Wenn eine hinreichend rauschende Diode Verwendung findet, sollte die mittlere Amplitude am Kollektor von Q1 etwa eine Größe von einigen hundert Millivolt haben.

Wenn die Bestückung der Printplatte beendet ist, bauen Sie diese in ein geeignetes Gehäuse ein und verdrahten Sie die Printplatte mit den Bedien-Elementen. Schließen Sie dann einen NF-Verstärker an den Hauptausgang an, schalten Sie ihn ein und lauschen Sie den Sound-Effekten, die Sie mit diesem Gerät erzeugen können.



Das fertige Gerät



- Q1 BC109
- IC1-IC2 741
- D1-D2 1N4148
- LED1 TIL220
- ZD1\*

Schaltbild für den Wind-Generator

### Wie funktioniert's?

Das Herz des Gerätes ist der Generator für weißes Rauschen, der aus dem Transistor Q1 und der Zenerdiode ZD1 besteht. Diese Zenerdiode kann eine normale, stark rauschende Zenerdiode von etwa 5,6 V bis 10 V oder eine spezielle Rauschdiode sein. In beiden Fällen wird das Bauelement in Reihe mit der Basis von Q1 betrieben, und zwar im Durchbruchgebiet, aber mit einem niedrigen Strom, der über R4 geliefert wird. C2 schafft an der Kathode der Diode eine niedrige Impedanz.

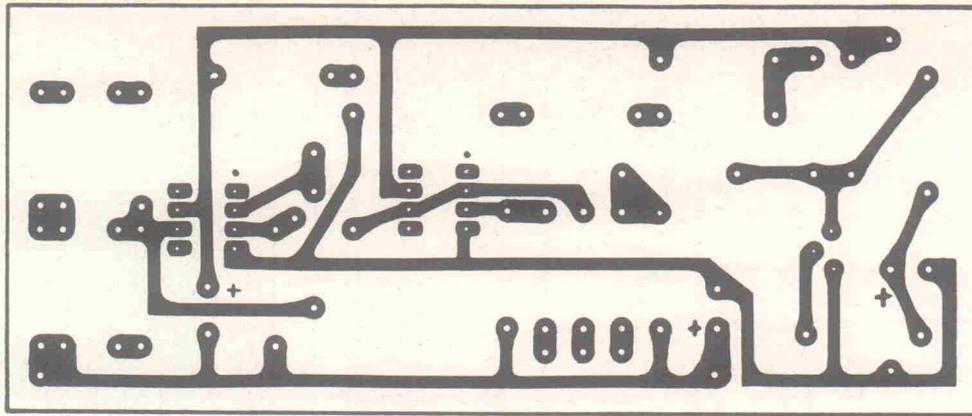
Q1 wird in Emitterschaltung betrieben, wobei C1 einen Verstärkungsabfall bei den oberen Frequenzen bewirkt.

Wenn als ZD1 ein Bauelement mit guten Rauscheigenschaften benutzt wird, mißt man am Kollektor von Q1 ein Signal von einigen hundert Millivolt.

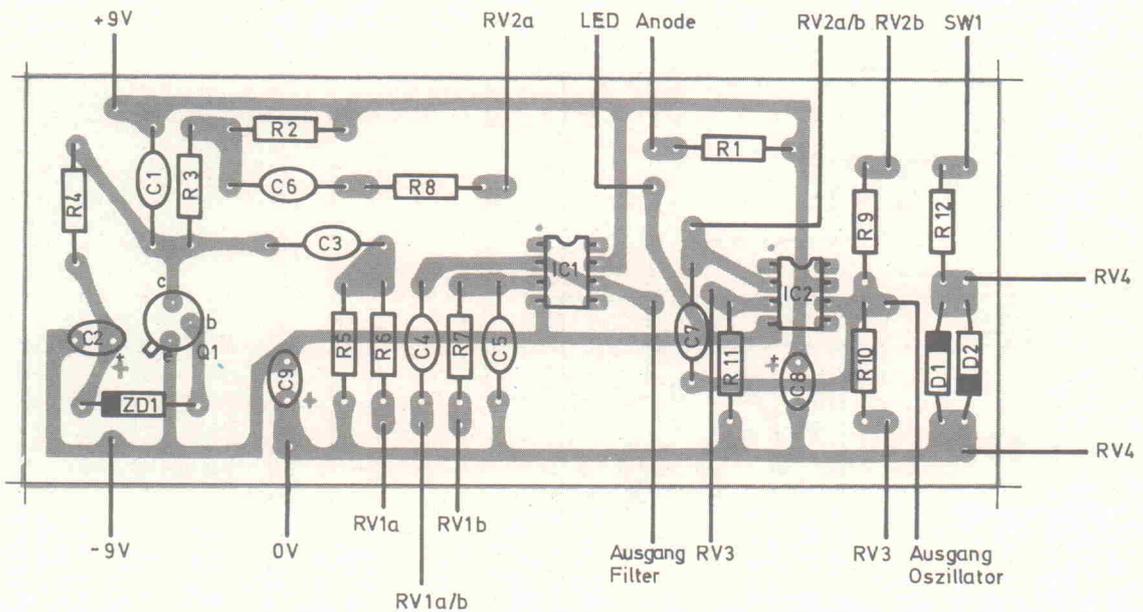
Von hier wird das Signal an das mit IC1 und den zugehörigen Bauteilen aufgebaute, durchstimmbare Tiefpaßfilter gegeben. Dieses Filter läßt alle Frequenzen unterhalb einer bestimmten Übergangsfrequenz passieren und hält alle Frequenzen oberhalb davon zurück. Es handelt sich um ein Filter 2. Ordnung mit einer Flankensteilheit von 12 dB/Oktave. Die Grenzfrequenz ist mit RV1 innerhalb eines Bereiches von ca. 220 Hz bis 24 kHz veränderbar.

Über einen zweiten Zweig (vom Punkt zwischen R2 und R3) ein Anteil des am Kollektor von Q1 zur Verfügung stehenden Rauschsignales an den aus IC2 und den zugehörigen Bauteilen bestehenden frequenzdurchstimmbaren Verstärker gegeben. Dieser Verstärker ist mit einem Wien-Netzwerk (C6-R8-RV2a und C7-R9-RV2b) aufgebaut und kann mit RV2 über einen Bereich von ca. 150 Hz bis 15 kHz abgestimmt werden. Die Güte Q (Abstimmstärke) kann mit RV3 verändert werden und von 'sehr niedrig' bis 'fast unendlich' eingestellt werden. Wenn RV3 über den 'unendlich'-Punkt hinaus gedreht wird, arbeitet IC2 als abgestimmter, nicht stabiler Oszillator, der an seinem Ausgang ein Rechtecksignal liefert, das mit RV2 von 150 Hz bis 15 kHz verändert werden kann. Dabei beeinflussen sich jedoch die Einstellungen von RV2 und RV3 in geringem Maße gegenseitig.

Die Ausgänge des Filters und des durchstimmbaren Verstärkers/Oszillators sind sowohl an eigene Ausgangsbuchsen als auch über den Schalter SW1 und den Lautstärkereglern RV4 an einen Hauptausgang angeschlossen. An RV4 sind zusätzlich zwei Siliziumdioden (D1 und D2) vorgesehen, die den Spitzenpegel auf ca. 600 mV begrenzen und damit sicherstellen, daß die Lautsprecher nicht plötzlich aus dem Gehäuse fallen, wenn RV3 unbedacht in die 'Oszillator'-Stellung gedreht wird.



Platinen-Layut für den Wind-Generator



Bestückungsplan für den Wind-Generator

**Stückliste**

Widerstände 0,25W/5%

- R1 2k
- R2, 6, 7, 8, 9 1k0
- R3 4k7
- R4 47k
- R5 100k
- R10, 12 2k7
- R11 10k

Potentiometer

- RV1, 2 Stereo-Poti 100 k log
- RV3 4k7 lin
- RV4 10k log

Kondensatoren

- C1 10n Folie
- C2 100µ Elko

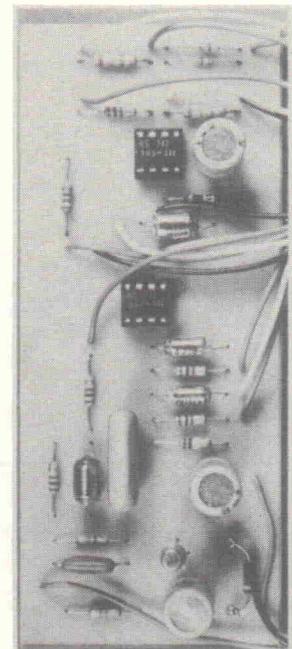
- C3 470n Folie
- C4, 5 4n7 Styroflex
- C6, C7 10n Styroflex
- C8, C9 47µ Elko

Halbleiter

- Q1 BC109
- D1, D2 IN4148
- ZD1 siehe Text
- IC1, IC2 741
- LED TIL220

Verschiedenes

- 3 Klinken-Einbaubuchsen
- 2 Batterien 9V
- Gehäuse



Eine fertig bestückte Platine

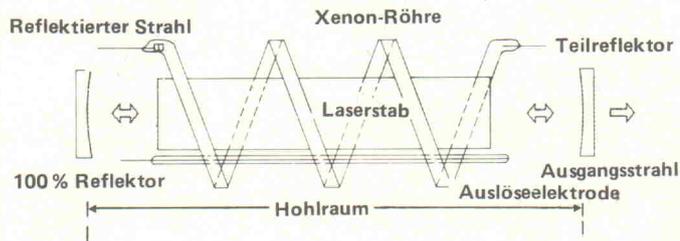
# LASER

**Laser wurden Bestandteile unserer täglichen Arbeit und Freizeit. Jim Perry gibt einen Überblick über den augenblicklichen Stand der Entwicklung.**

Der erste Laser wurde von dem Forscher Theodore Maiman im Jahre 1960 gebaut, als er bei der Hughes Aircraft Corporation arbeitete. Zu dieser Zeit wurde der Laser 'die ideale Lösung zu noch nicht gefundenen Problemen' genannt. Die Probleme wurden in den vergangenen 18 Jahren am laufenden Band gefunden!

Das Wort Laser ist die Abkürzung für **L**ight **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation (Lichtverstärkung durch stimulierte Aussendung von Strahlen); Lasergeräte sind in der Tat Oszillatoren – aber wie entsteht ein Laser? Die Laserstrahlung ist monochromatisch, d. h., sie tritt mit einer spezifischen Frequenz auf und ist somit eine reine Lichtquelle. Diese Eigenschaft erlaubt es, Laserlicht aus anderem, ziemlich stark 'verrauschem' Licht auszumodulieren; dazu genügt fast schon ein gutes optisches Filter.

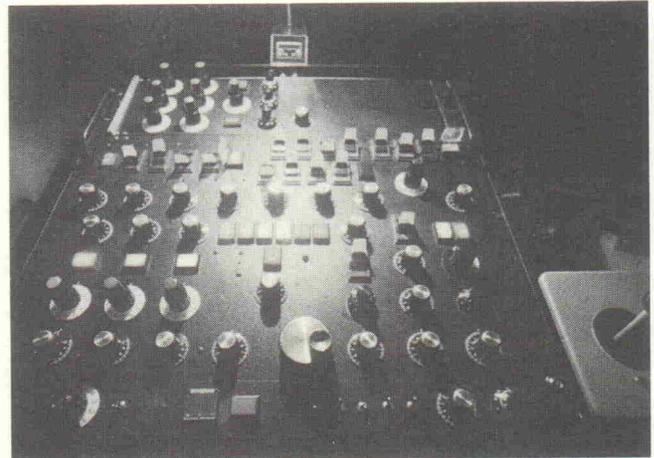
Laserlicht ist außerdem kohärent. Das heißt, der Hauptanteil der Wellen im Strahl ist in Phase, wodurch das Licht für Interferenzmusterbildung verwendet werden kann. Laserlicht tritt als gebündelter Strahl auf – und nicht als Punktquelle, die in allen Richtungen strahlt – mit typischer Divergenz von  $1\text{‰}$ . Der Strahl kann ohne jegliche Modifikation als eine schwerelose Linie im Raum wirken, was eine Unmenge Richtungsmessungen ermöglicht. Das Licht ist gebündelt mit kleiner Apertur und ist daher sehr intensiv. Bei noch stärkerer Bündelung kann man mit dem Laserstrahl Energiedichten produzieren, die fähig sind, Temperaturen von einigen Millionen Grad zu erreichen.



In einem Rubinlaser, wie beim ersten von Theodore Maiman entwickelten, erhöht Xenon-Lampenlicht das Energieniveau des Chrom-Atoms in einem Rubinstab, bis ein kohärenter roter Lichtimpuls aus dem Teilreflektor austritt.

## Verwendung

Laserlichtvorführungen wie Laserium und Laserock sind möglicherweise die häufigsten 'öffentlichen' Anwendungen. Diese zwei Vorführungen bringen ein bis zum Bersten volles Haus in allen Planetarien der Welt. Die hohe Reinheit und die Stärke des Laserlichts erzeugen einen fast unbeschreiblichen Anblick – ein so klares Licht ist noch niemals in der Natur gefunden worden. Schon sieben Jahre nach der Entdeckung des Lasers wurden Experimente mit künstlerischen Effekten durchgeführt, wobei der Strahl durch geschliffenes Glas und Rauch projiziert wurde.



Das Steuerpult des Laseriums.

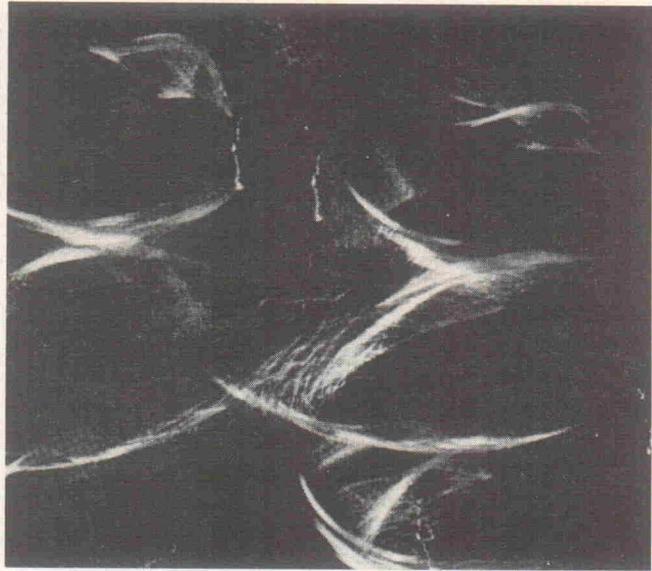
Moderne Laserlichtvorführungen sind äußerst eindrucksvoll, sie benutzen starke Kryptonlaser und kostspielige Elektronik mit Dutzenden von Scannern. Scanner sind im Prinzip Drehspul-Instrumente, die statt des Zeigers einen Spiegel bewegen. Das mag sehr einfach klingen, aber die hierbei benutzten Spezialscanner kosten wenigstens 1500,- DM! Mit zwei Scannern im rechten Winkel ist eine volle X-Y-Bewegung des Laserstrahls möglich – und Vorführungen wie Laserium mit bis zu 24 Scannern muß man gesehen haben, um das zu glauben.

## Messungen

Landvermesser (und Militärs) benutzen Laser auf unterschiedlichste Weise, um Entfernungen zu messen. Ein modulierter Laserlichtstrahl wird auf das entsprechende Meßobjekt gerichtet und dort reflektiert. Mit dem Wert der Lichtgeschwindigkeit (den man mit  $1\text{‰}$  Genauigkeit in Luft kennt) läßt sich aus der ermittelten Rückkehrzeit des Laserstrahls die zurückgelegte Entfernung leicht erreichen. Das Hauptproblem liegt darin, den Strahl irgendwo zu 'markieren', so daß der reflektierte Strahl wiedererkannt werden kann. Das wird für gewöhnlich erreicht entweder durch Aussenden von Impulsen und Warten auf ihre Rückkehr oder durch Senden von einem dauermodulierten Strahl und Vergleichen des Phasenunterschieds zwischen den Impulsen.

Da die erhaltenen Rückkehrzeiten sehr kurz sind, wird das Laserentfernungsmeßgerät normalerweise nur für ziemlich große Entfernungen benutzt, die Auflösung liegt im Millimeter-Bereich bei einer Entfernung von einigen Kilometern.

Eine Weiterentwicklung dieser Ortungsmessung ist die Landrelief-Vermessung mit dem Flugzeug. Wenn ein Laserstrahl von einem Flugzeug auf das Gelände gestrahlt wird, ist eine Erfassung des Geländereiefs möglich. Als diese Technik zum



Ein Beispiel eines Laserium-Bildes (leider können wir nicht die lebhaften Farben reproduzieren, die eine Hauptcharakteristik von solchen Bildern sind).

ersten Mal angewandt wurde, waren die Wissenschaftler von den offensichtlich falschen Ergebnissen verwirrt, wenn über Seen geflogen wurde. Es zeigte sich, daß der Laserstrahl durch Wasser dringen kann und mit stark geschwächter Intensität zum Flugzeug zurückkehrte – man hatte das Relief des Seebodens gemessen! Man hat nun mit weiteren Entwicklungen von Lasertiefenmeßgeräten begonnen.

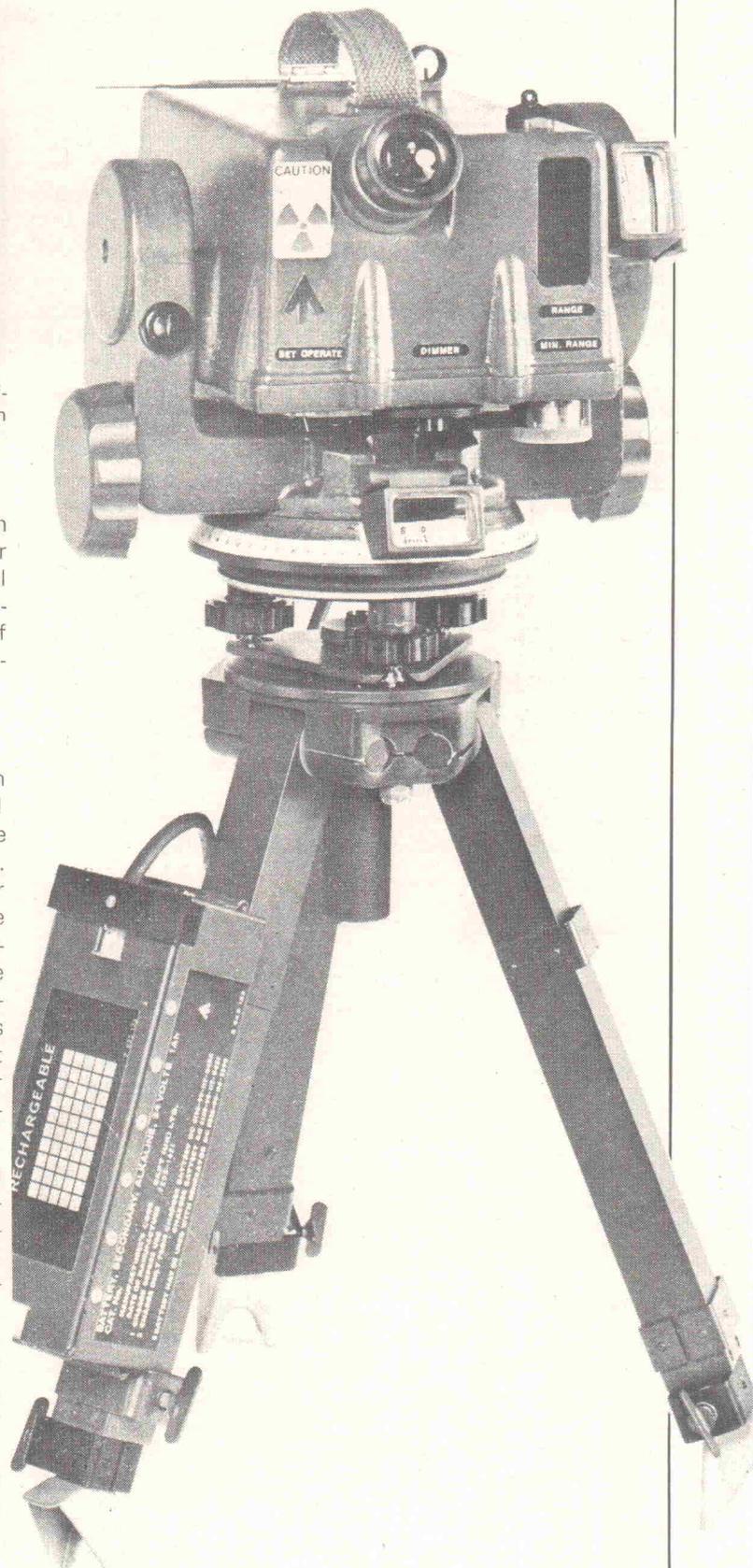
### Laserwaffen

Der 'Todesstrahlaser' ist nicht so abwegig, wie man annehmen könnte, aber wir geben nicht die Hand darauf! Schon 1971 wurden Tests mit 60 kW-Lasern durchgeführt, die imstande waren, Holzziele bis zu 4 Kilometer Entfernung zu entzünden. Neulich hörten wir von einem – unbestätigten – Bericht über einen 3 Megawatt-Laser. Es scheint, als sei dieses gewaltige Ungeheuer in ein umgebautes Düsenverkehrsflugzeug montiert, das mit einem zusätzlichen Triebwerk für die benötigte Leistung ausgerüstet ist. Der Laser ist ein 58 m langes Kohlendioxidgerät, das genau passend geknickt sich im Innern des Flugzeugs befindet. Der Strahl eines CO<sub>2</sub>-Lasers ist infrarot (und kann nicht gesehen werden), deshalb wird ein kleiner sichtbarer Laser als Führungsstrahl benutzt – um das Verfolgen des Hauptstrahls zu ermöglichen.

Der Führungslaser war eines Tages außer Betrieb, und jemand entfernte den Reflektor, um ihn zu säubern. Unglücklicherweise schaltete jemand das Monster an – für ein paar Sekunden. Der Strahl brannte ein Loch durch die Hangarwand, zwei abgestellte Flugzeuge, eine andere Hangarwand (an der anderen Seite des Flugfeldes) und zwei weitere Flugzeuge – um endlich im Innern des fünften Flugzeugs haltzumachen. Glücklicherweise war kein Mensch im Wege, weil ja ein 8 cm großes Loch im Körper nicht sehr amüsant ist. Wie gesagt, wir können diese Geschichte nicht bestätigen, aber wir könnten sie ohne weiteres glauben!

Laser können also viele Dinge tun, wir haben hier nur einige von vielen Anwendungen angeführt. Andere Anwendungen finden wir in der Krankenbehandlung (Augenchirurgie), Konstruktion (Nivellierung auf Baustellen) und Kommunikation (ein einziger Laserstrahl kann eine Million Fernsehkanäle auf-

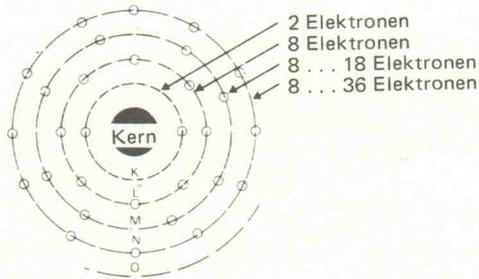
nehmen). Eine weitere und die potentiell aufregendste Laseranwendung ist die des Hologramms – das Thema des Artikels in Elrad, Januar 80.



Ein Laser-Entfernungsmesser.

## Funktionsweise des Lasers

Um die Laserwirkung zu verstehen, muß man sich etwas mit Atomphysik beschäftigen. Alle anderen elektronischen Systeme benutzen die Energie freier Elektronen im Atomverbund. Laser hingegen benutzen Prozesse innerhalb des Atoms, um kohärente Strahlungen zu erzeugen.



## Die Atomstruktur

Die Zeichnung zeigt die nun weithin bekannte Atomstruktur. Sie besteht aus einem Atomkern, der umkreist wird von einem oder mehreren Elektronen. Jedes Element besteht aus einem Atomkern und einer bestimmten Anzahl von Hüllenelektronen. Die Elektronenbahnen befinden sich auf getrennten 'Schalen', wobei jede Schale einem gewissen Energieniveau entspricht. Ein Elektron kann sich nicht zwischen den Schalen aufhalten, es setzt sich auf die nächsthöhere Schale, wenn es einer stärkeren Energiestrahlung ausgesetzt wird. Die elektromagnetische Strahlmenge, die erforderlich ist, um ein Elektron auf die nächsthöhere Schale zu setzen, wird Lichtquant oder Photon genannt. Ein Lichtquant kann sich als winziges Energiebündel vorgestellt werden, das gleichzeitig die Eigenschaft von Materie und von elektromagnetischer Strahlung hat.

## Das Lichtquant (Photon)

Das Lichtquant ist eine Grundeinheit in der Quantentheorie, und die Beziehung der Schwingungszahl des Lichtquants zu dem Energieniveau, in dem das Atomsystem sich befindet, ist gegeben mit folgender Gleichung:

$$E = h \cdot \nu$$

Dabei ist: E = Energiemenge in erg

h = Plancksche Konstante ( $6,624 \times 10^{-27}$  Ergsekunden)

$\nu$  = Lichtquanten-Schwingzahl

Um ein Elektron eines Atomsystems auf ein höheres Energieniveau zu setzen, ist ein Lichtquant mit der passenden Frequenz erforderlich. Wenn ein Atom sich im niedrigsten Energiezustand befindet, so ist es im Grundzustand, und wenn seine Energie durch ein Lichtquant erhöht wurde, so ist es im angeregten Zustand.

Es gibt eine Anzahl von Möglichkeiten, um vom angeregten Zustand zurück in den Grundzustand zu gelangen. Das Elektron könnte über einen Zwischenzustand in den Grundzustand gebracht werden. Jedes auftreffende Lichtquant verursacht bei jedem Übergang ein anderes Lichtquant, das eine niedrigere Frequenz hat (weil die Frequenz jedes niedrigeren Energieniveaus kleiner ist), oder aber es könnte direkt in den Grundzustand gesetzt werden und ein Lichtquant von gleicher Frequenz wie die auftreffende Strahlung

emittieren. Dieser Mechanismus ist bekannt als *spontane Lichtquantenemission* und vollzieht sich normalerweise sehr schnell (weniger als eine Mikrosekunde nach der Anregung).

Wenn ein Lichtquant mit der 'richtigen' Frequenz auf ein Atom auftrifft, das bereits im angeregten Zustand ist, dann wird es ein anderes Lichtquant mit genau der gleichen Phase wie das auftreffende Lichtquant emittieren und sich in die gleiche Richtung wie das auftreffende Lichtquant fortbewegen. Dieser Mechanismus ist als *stimulierte Emission* bekannt.

## Der Rubinlaser

Der erste Laser, der von Ted Maiman gebaut wurde, erscheint heute lächerlich einfach. Er besteht aus einem Rubinstab mit etwa 0,05% Chromanteilen (dieser Chromanteil verändert den Rubin zu seiner charakteristischen rosaroten Färbung). Der Stab ist umgeben von einer Xenon-Blitzlampe. Die Lampe hat die Aufgabe, mit 5 600 Angström (blaugrünes Licht) anzuregen, d. h. zu 'pumpen'; die Chrom-Atome absorbieren diese Lichtquelle.

Die Chrom-Atome, einmal angeregt, werden sich spontan in zwei Stufen auf den Grundzustand zurücksetzen. Sie setzen sich zuerst auf einen Zwischenzustand (bei einer Rotlichtemission von 6943 Angström), der als metastabiler Zustand bekannt ist.

In diesem Zustand strahlt der Rubinstab rotes Licht aus. Die Lampe pumpt weitere Energie in die Chrom-Atome und setzt sie auf ein höheres Energieniveau, solange, bis mehr Atome das höhere als das niedrigere Energieniveau besetzen. Hier ändert sich plötzlich der Prozeß. Nun beginnen die Lichtquanten und die angeregten Chrom-Atome in großem Ausmaße aufeinander einzuwirken, was eine stimulierte Emission von anderen identischen Lichtquanten zur Folge hat; diese emittierten Lichtquanten bewegen sich in die gleiche Richtung wie die auftreffenden Lichtquanten.

Im Rubinstab, der einige Zentimeter lang und von einem halben Zentimeter Durchmesser ist, bewegen sich einige Lichtquanten parallel zur Achse und werden an den Enden in den Kristall zurückreflektiert, wo sie weitere Lichtquanten produzieren. Diejenigen, die sich in die anderen Richtungen bewegen, treten an den Seiten aus und gehen verloren. Das Aufschaukeln der Lichtquanten parallel zur Achse hält solange an, bis an einem kritischen Punkt einige der kohärenten Strahlen durch die halbdurchlässigen Endflächen treten. Auf diese Weise entsteht der Laserimpuls! Durch den kontinuierlichen Pumpvorgang werden weitere rote kohärente Lichtimpulse von etwa einer oder zwei Millisekunden Dauer erzeugt.

Obwohl dieser Ablauf mit einem an beiden Enden polierten und vollkommen parallelen Rubinlaser möglich ist, ist es viel besser, äußere Reflektionsspiegel zu verwenden. Diese sind speziell gefertigte mehrschichtige (dichroitische) Spiegel, die die gewünschte Frequenz mit hohem Wirkungsgrad reflektieren. Einer von diesen Spiegeln ist teillichtdurchlässig, um den Laserimpulsaustritt zu ermöglichen. Um den Laser mit maximalem Wirkungsgrad betreiben zu können, ist es wünschenswert, möglichst viel Licht in den Rubinstab zu pumpen. Deshalb ist die Lampe in Form einer Spirale um den Stab gewunden.

Seit Maimans erstem Laser vor etwa 14 Jahren wurden enorme Fortschritte in der Entwicklung der Lasertechnologie gemacht. Viele neue Lasertechniken wurden entwickelt, und Spitzen- sowie Arbeitsleistungen wurden auf unglaubliche Werte erhöht.

# Selbstbau-Laser

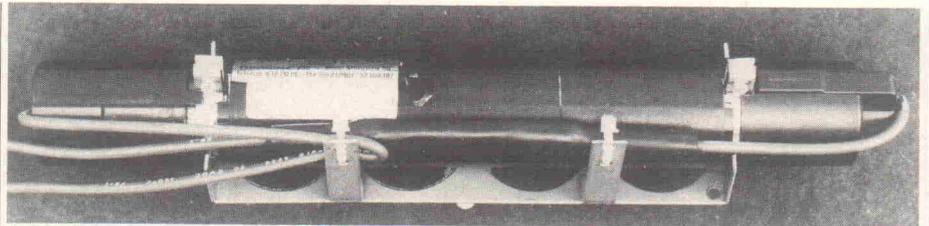
Helium-Neon-Laser können für die Nachrichtenübertragung und zahllose andere Anwendungen in allen Wissenschaftsbereichen verwendet werden. Der breiteste Interessenkreis für einen Selbstbau-Laser dürfte jedoch bei den Musikern sein, die ihre Licht-Show für die Bühne um ein weiteres Elrad-Effektgerät erweitern möchten.

Laser haben in den vergangenen zehn Jahren den Wissenschaftlern mehr Erkenntnisse über Physik ermöglicht als alle anderen Erfolge der vorhergegangenen wissenschaftlichen Forschung. Die Laseranwendungen sind in der Tat unbegrenzt; sie reichen von der Veranschaulichung des Grundprinzips bis zum 'Absägen' unerwünschter Gebäude, von der Anwendung bei der Entfernungsmessung bis zu militärtechnischen Geräten. Bis vor kurzem konnten sich nur die wohlhabendsten Elektroniker auf diesem Feld betätigen, aber die Einführung der Laser-Röhre in die Unterhaltungs-Elektronik (Bildplatten-spieler) bedingt die Produktion von größeren Serien und damit ergibt sich ein erheblicher Preisverfall. Jetzt gibt es einfache Helium-Neon-Laserröhren zu einem Preis von 450,- DM (Philips) bis 475,- DM (Siemens) zu kaufen.

Der Helium-Neon-Laser ähnelt einer Kaltkathoden-Röhre, gefüllt mit Gas und innenmontierten Spiegeln, die den Laser-vorgang 'erzeugen'. (Eine ausführliche Funktionsbeschreibung dieses — und anderer — Laser wurde in den Elrad Heften 12/78; 1/80 und 3/80 gemacht.)

Um einen Laser anzuregen, ist eine entsprechende Hochvolt-Stromversorgung nötig. Diese Stromversorgung ist der Hauptteil unserer Bauanleitung.

Die Laser-Kennlinie ist in Bild 1(a) graphisch dargestellt. Im Bereich O—A wird sehr wenig Strom benötigt, und es wird kein Licht ausgestrahlt — das ist der 'Dunkelentladungsbereich' oder der



'Townsend-Bereich'. Am Punkt A (ungefähr bei 6 kV für die hier verwendete Röhre) erfolgt ein Zusammenbruch, und die Dunkelentladung ändert sich zu der charakteristischen orangefarbenen, neonleuchtenden Entladung, d. h. die Röhre 'zündet'. Im Bereich A—B hält diese Glimmentladung an. Am Punkt C hingegen erfolgt ein weiterer Zusammenbruch, und die Glimmentladung ändert sich zu einer Bogenentladung.

Der Bereich der Glimm- und Lichtbogenentladung ist durch sich stetig verringern-de Spannungen und steigende Ströme charakterisiert, d. h. durch eine 'negative Widerstandskennlinie'.

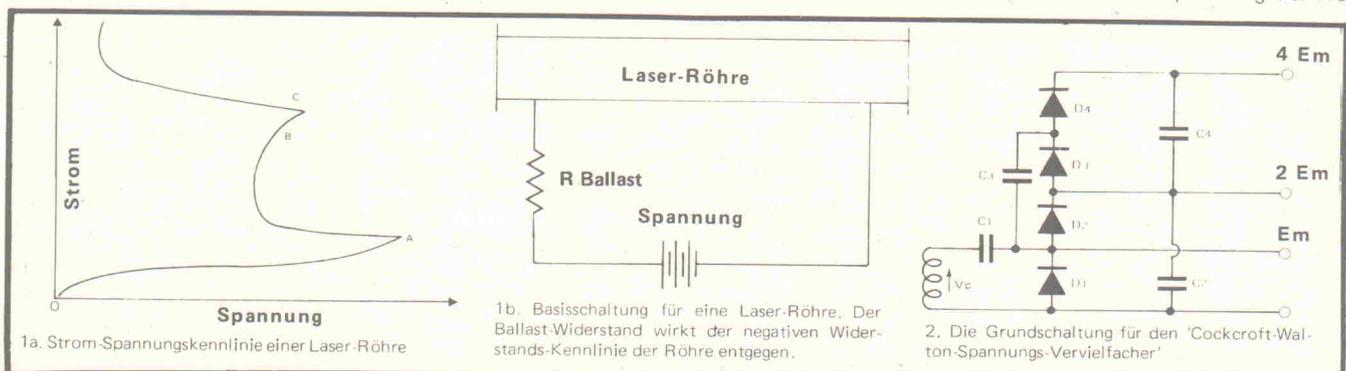
Die Laserröhre muß bei einem optimalen Punkt betrieben werden, der festgelegt wird durch Röhrenparameter wie Gasdruck, Länge der Entladungssäule und das optische Volumen im Lichtbogenentladungsbereich. Bei dieser Röhre liegt der angegebene Arbeitspunkt bei 900 V und 5 mA. Die Laserstromversorgung muß also eine Doppelfunktion ausführen:

1. Versorgung mit wenigstens 6 kV bei niedrigem Strom, um die Röhre zu zünden, und
2. Versorgung mit 900 V bei 5 mA, um die Entladung aufrechtzuhalten.

Eine für diesen Zweck geeignete Schaltung ist die modifizierte Cockcroft-Walton - Spannungsmultiplikationsschaltung. Die Basis-Schaltung wird in Bild 2 gezeigt.

Die 'Modifikation' wird ganz einfach mit den entsprechenden Werten der Kondensatoren gemacht. C1 wird ziemlich groß (Faktor 100) in bezug auf C2, C3 und C4 gewählt; C2, C3 und C4 werden so gewählt, daß bei geringer Stromentnahme im Dunkelentladungsbereich — also vor dem tatsächlichen Zünden der Röhre — die Schaltung als Spannungsmultiplikator arbeitet, aber bei Glimmentladung diese Kondensatoren den benötigten Strom nicht mehr liefern können und daher die Spannung zusammenbricht. Da C1 eine größere Kapazität hat, kann er einen ausreichenden Strom speichern, um die Schaltung nun — mit D1 und C1 — als einfachen Einweggleichrichter arbeiten zu lassen.

Um die negative Widerstandskennlinie des Lasers auszugleichen, wird ein Ballastwiderstand in Serie zur Röhrenanode (oder Kathode) gelegt. Der geeignetste Wert für diesen Widerstand wird für gewöhnlich angegeben, aber er ist nicht entscheidend und kann geändert werden, um die genaue Arbeitsspannung der Röh-



re zu erhalten. Ein passender Transformator T1 mit einer Sekundärspannung von 1325 V bei 13 mA wird benötigt.

Die 1325 V werden nach der Einweggleichrichtung zu 1870 V Spitzenspannung, und diese werden zu 7,5 kV nach der Multiplikationsschaltung, was ausreicht, um die Röhre zum Zünden zu bringen.

Mit dieser einfachen Stromversorgungsschaltung würde die Röhre zufriedenstellend arbeiten, aber es kann eine wesentliche Verbesserung erreicht werden, wenn eine bessere Ausgangsstabilität, niedrigere Restwelligkeit und geringere Rauschstörung gefordert werden. Das wird durch konstanten Röhrenstrom erreicht, der mit einem Konstantstromregler an der Kathodenseite erzeugt wird (Transistor Q1).

Ein sich ändernder Strom in der Laser-Röhre wird das kohärente Ausgangslicht proportional verändern, und deshalb wird ein angelegtes Signal an der Basis des Regeltransistors modulierte Licht am Laser-Ausgang erzeugen. Die Modulationsspannung sollte 1 V Spitzenspannung nicht überschreiten, um Beschneidungen zu vermeiden. Der spannungsabhängige Widerstand VDR 1 (voltage dependent resistor) verhindert eine Übermodulation des Lasers und schützt den Transistor Q1. Es sollte aber nicht verschwiegen werden, daß der Show-Effekt dieser Helligkeitsmodulation nur ein sehr geringer ist. Man kann diese Stufe ohne weiteres weglassen und die Kathode direkt mit Masse verbinden (gestrichelte Linie im Schaltbild).

### Aufbau

Die Bauteile sind entsprechend dem Bestückungsplan auf der Leiterplatte zu verlöten. Die bestückte Platine wird, nachdem die Drahtverbindungen zu Laser und Netztrafo hergestellt wurden, mit 12 mm Abstandsbuchsen auf eine Seite des Gehäuses montiert. Transformator, Schalter, Eingangsbuchse und Netzkabel werden an der anderen Seite befestigt. Die Ballastwiderstände sind nur bei der Siemens-Röhre nötig. Sie werden laut Schaltung zusammengelötet und mit Schrumpfschlauch überzogen. Dann wird diese Widerstands-Kette mit dem Laser-Rohr und der Platine verbunden. Die Röhre kann je nach Belieben montiert werden, solange sie sich nicht in der Nähe einer Wärmequelle oder eines Gebläses befindet. Temperaturschwankungen längs oder quer zur Röhre können mechanische Spannungen hervorrufen und somit kleinere Spiegelfluchtungsfehler verursachen.

Eine gute und einfache Röhrenbefestigung wird mit einer Dreipunktbefestigung aus Aluminium- oder Plexiglasrohr-

stücken an beiden Enden der Röhre erzielt. Das Rohr soll von etwa 50 mm Innendurchmesser und etwa 305 mm Länge sein. Die Entfernung der beiden Befestigungen hängt vom benutzten Röhrentyp ab.

Das Plexiglas hat den Vorteil, daß es isoliert und durchsichtig ist, so daß die Röhre gesehen werden kann (für Schulungszwecke usw.). Für einige Experimente kann jedoch die gelbleuchtende Gasentladung hinderlich sein. Wir klebten die Plexiglasrohrbefestigung auf eine 10 mm starke Plexiglasständerkonstruktion und bohrten Löcher für die Anoden- und Kathodenanschlußleitungen durch den Sockel und das Rohr.

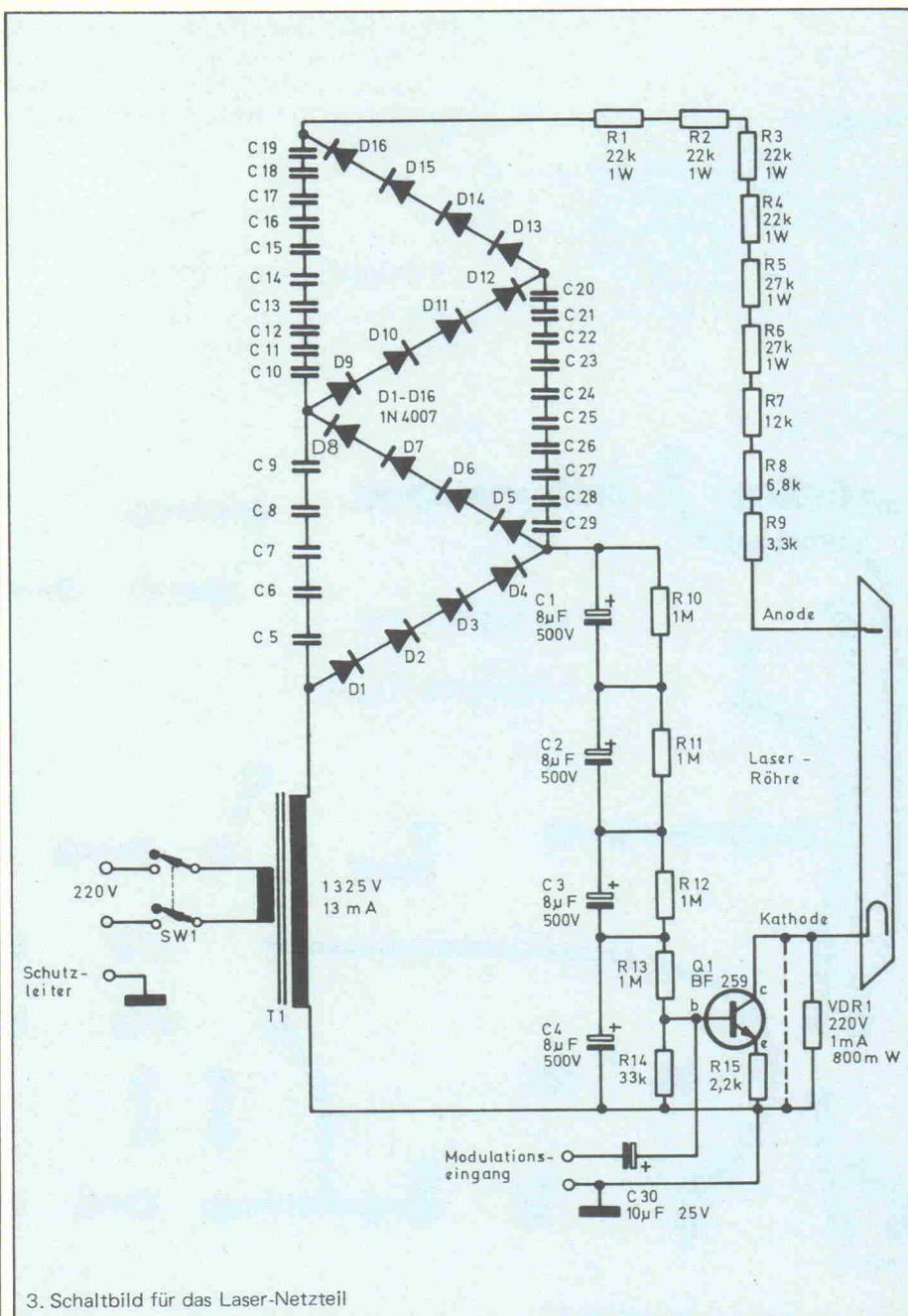
Die Leitung für die Verbindung des Ballastwiderstands am Stecksockel der Röhre

sollte so kurz wie möglich sein. Die Verbindung an den Stiften muß mit kleinen Clips gemacht werden. Das Anklemmen der Clips bitte mit einer leicht drehenden Bewegung vornehmen, **ohne Gewalt** zu gebrauchen. Bitte **keine** Lötungen an den Stiften vornehmen. Die Stift-Glas-Versiegelung ist sehr zerbrechlich.

Vergessen Sie nicht, daß die Röhrenspannung sehr hoch ist – **das ist tödlich**, falls die nötige Sorgfalt bei der Isolation und der Schaltungsanordnung fehlt.

### Die Laser-Röhre

Wir haben zwei Röhren-Typen ausprobiert: Die Siemens-Röhre LGR 7621 und



3. Schaltbild für das Laser-Netzteil

von Philips die Type LHN-10 P. Von Siemens bekommt man nur die nackte Röhre geliefert (etwa 550,- DM). Daher muß man sich noch den entsprechenden Ballastwiderstand zusammenstellen. Ferner benötigt man bei dieser Röhre eine Halterung. Vorteilhaft ist hier, daß man für Demonstrationszwecke und Experimente das Innere der Röhre gut beobachten kann.

Der Philips-Laser (etwa 450,- DM) wird komplett mit Halterung, Ballastwiderstand und Anschlußdrähten geliefert. Man braucht sie nur noch mit drei Schrauben im Gehäuse festzumachen, und schon kann es losgehen. Nachteilig ist, daß die Röhre verkleidet ist, so daß man vom Innern fast nichts sehen kann.

### Abgleich

Wenn Sie die Konstantstromquelle mit Q1 verwenden, sollten Sie den Ballastwiderstand so einstellen, daß zwischen Kollektor und Emittter von Q1 eine Spannung von 100 V steht. Damit ist der richtige Strombereich für die Laser-Röhre gesichert.

### Das Thema Sicherheit!

#### Der Umgang mit einem Laser ist gefährlich!

Einmal ist die notwendige hohe Betriebsspannung (etwa 1000 V) gefährlich. Wenn Sie Leitungen oder Bauteile mit dieser hohen Spannung berühren, erleiden sie einen elektrischen Schlag, der unter Umständen zum sofortigen Herzstillstand führen kann. Sorgen Sie daher dafür, daß niemand – auch Sie selbst nicht – das eingeschaltete Gerät berühren kann! Im Einschaltmoment erzeugt das Netzteil eine Spannung von 7000 V. Sie müssen daher entsprechende Sicherheitsabstände zwischen Platine und Gehäuse vorsehen.

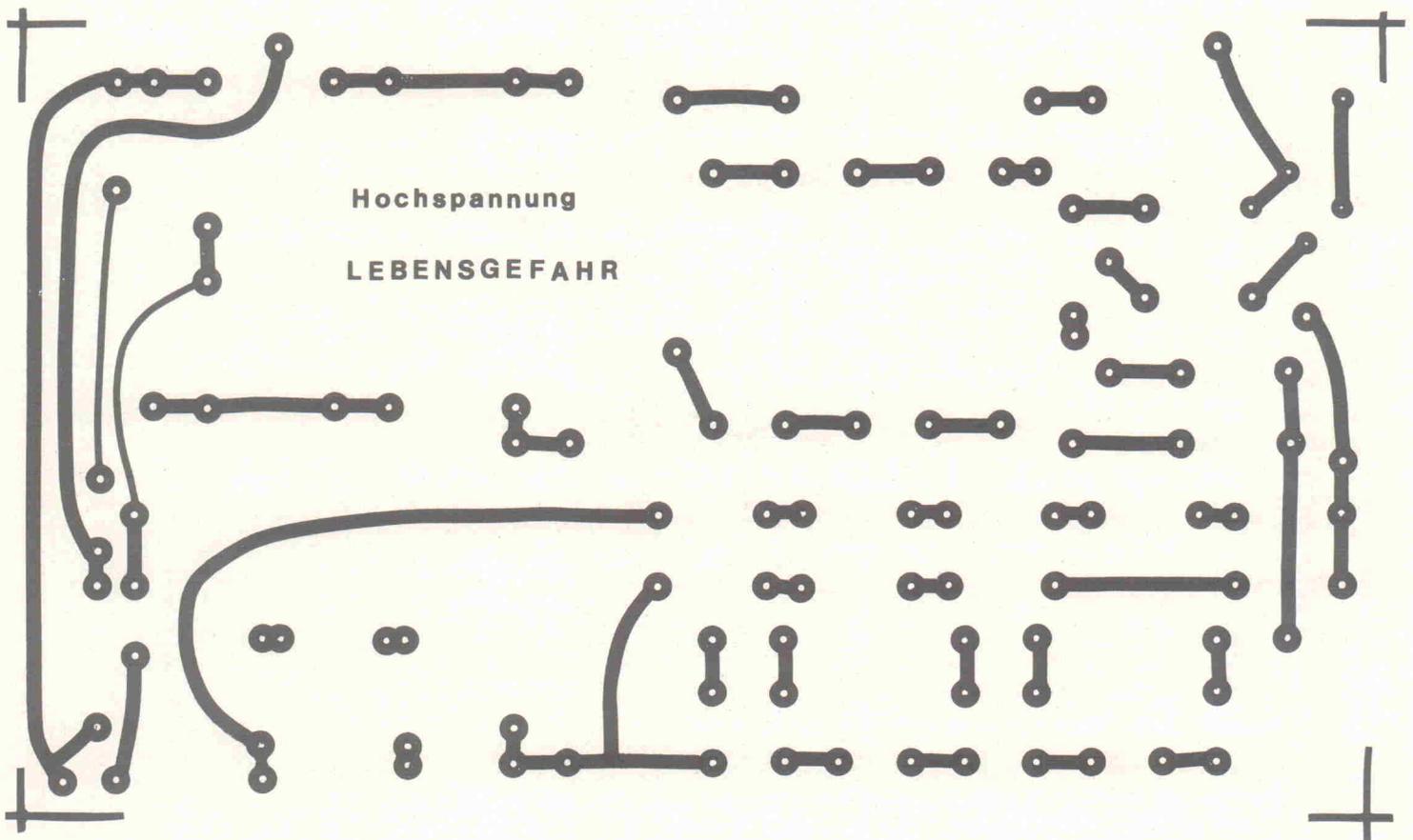
Einen anderen wichtigen Sicherheitsaspekt gilt es beim Lichtstrahl selbst zu beachten. Ein Milliwatt Leistung ist zwar nicht viel, aber auf der menschlichen Netzhaut im Auge läßt sich damit schon einiges an Zerstörungen anrichten. **Richten Sie den Strahl also niemals direkt auf Menschen!**

#### Anwendung für Lichteffekte

Die einfachste Möglichkeit, den Laser für Lichteffekte einzusetzen, ist die Spiegel-

kugel. Dazu besorgt man sich eine Styroporkugel (Blumengeschäft) von etwa 20 bis 30 cm Durchmesser und beklebt diese vollständig mit Spiegelscherben. Diese Kugel wird drehbar an der Decke befestigt und von einem kleinen Motor in eine ständige Drehbewegung versetzt. Wenn Sie den Laserstrahl auf die Kugel richten und etwas Rauch oder Nebel im Zimmer verbreiten (bei kleinen Räumen reichen schon zwei Pfeifenraucher), haben Sie vielfach gebrochene Lichtstrahlen, die ständig im Raum umherwandern. Dieser Effekt wird besser, je kleiner die Scherben sind. Eine weitere einfache Möglichkeit ist der von einem Lautsprecher angetriebene Spiegel. Dazu wird ein kleiner Spiegel auf die Membran eines Hifi-Baß-Lautsprechers geklebt. Durch die sich im Takte der Musik bewegende Membran wird aus dem Lichtpunkt ein Lichtband unterschiedlicher Länge. Wenn Sie zwei dieser Systeme im Winkel von 90° anordnen, können Sie kreisförmige Figuren erzeugen. Es ist jedoch nicht zu verschweigen, daß diese Lautsprecherspiegel nur sehr kleine Figuren ermöglichen, da die Auslenkung der Membran relativ klein ist – oder man muß mit großen Musikleistungen arbeiten.

Im Elrad-Labor wird jedoch eifrig an der Lösung dieses Problems gearbeitet.



4. Platinen-Layout für das Laser-Netzteil

## Stückliste

Widerstände, 1/4 W (wenn nicht anders angegeben)

R1, R2, R3,  
R4 22k, 1W  
R5, R6 27k, 1W  
R7 12k, 1W  
R8 6k8, 1W  
R9 3k3, 1W  
R1 bis R9 entfallen bei der Philips-Röhre!  
R10, R11,  
R12, R13 1 M  
R14 33k  
R15 2k2  
VDR1 220V; 1 mA; 0,8W

Kondensatoren

C1, C2, C3,  
C4 8 $\mu$ F, 500V Elko  
C5, C6, C7,

C8, C9 47nF, 630V MKS  
C10, C11,  
C12, C13,  
C14, C15,  
C16, C17,  
C18, C19 470 pF, 500V Ker  
C20, C21,  
C22, C23,  
C24, C25,  
C26, C27,  
C28, C29 10 nF 630 V MKS  
C30 10 $\mu$ F/25 V Tantal

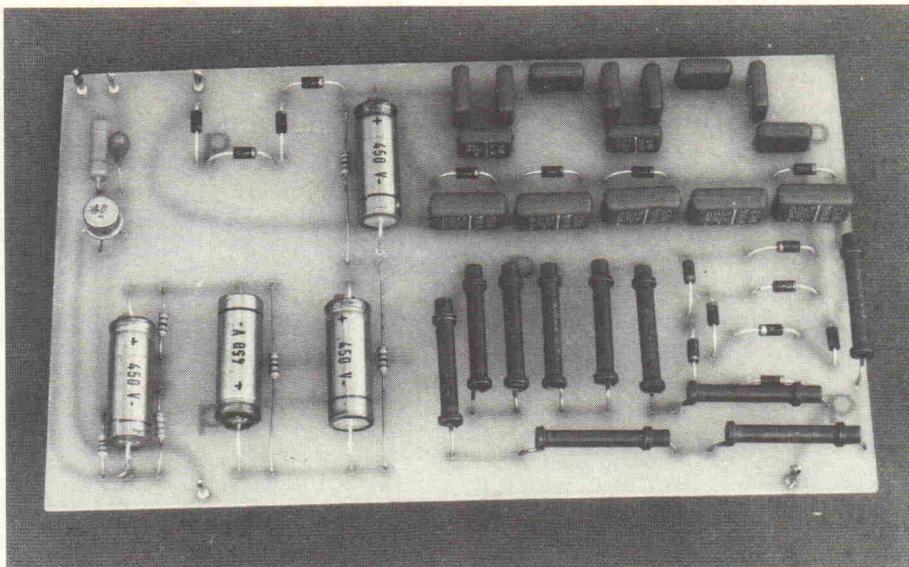
Röhren und Halbleiter

D1 ... D16 1N 4007  
Q1 BF 259  
Laser-Röhre LGR 7621  
Siemens oder LHN - 10P  
Philips

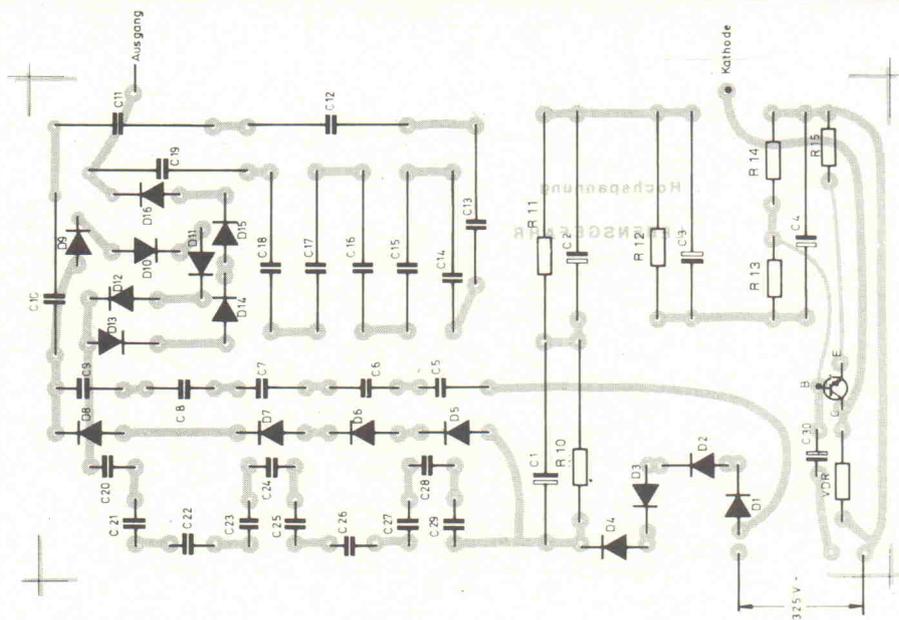
Verschiedenes

T1 Primär 220V  
Sekundär 1325V, 13 mA

Platine, Hochspannungskabel,  
Schrumpf-Schlauch, Gehäuse



Die fertig bestückte Netzteilplatte (oben) und die Laser-Röhre von Siemens (unten).



5. Bestückungsplan für das Laser-Netzteil

# Kurzzeit- Wecker

Einer der Gründe für schlechte Qualität bei der Vergrößerung von Schwarzweißfotos können Ungleichmäßigkeiten in der Entwicklungszeit sein.

Viele Foto-Amateure glauben, sie könnten bei der Herstellung von Vergrößerungen ohne Belichtungs-Teststreifen davonkommen, indem sie die Bilder einfach dann aus dem Entwicklungsbad nehmen, wenn sie gut zu sein scheinen.

Unser Kurzzeitwecker sollte ihnen bessere 'Sitten' beibringen und wird ihnen bessere Bilder bescheren. Das hier beschriebene Gerät gibt ein akustisches Signal ab, wenn seit dem Drücken des Auslöseknopfes eine bestimmte (einstellbare) Zeit vergangen ist. Hat man einmal die optimale Entwicklungszeit eingestellt, so werden alle Bilder gleichmäßig gut. Schlechte Abzüge kann es nur noch durch falsche Belichtungszeit geben.

## Anwendung

In Bild 1 sieht man, daß der Wecker als einzige sichtbare Bedienelemente einen 'Ein-Schalter' und einen 'START'-

Knopf hat. Das Gerät kann während einer normalen 'Dunkelkammersitzung' ruhig eingeschaltet bleiben, denn es zieht nur sehr wenig Strom.

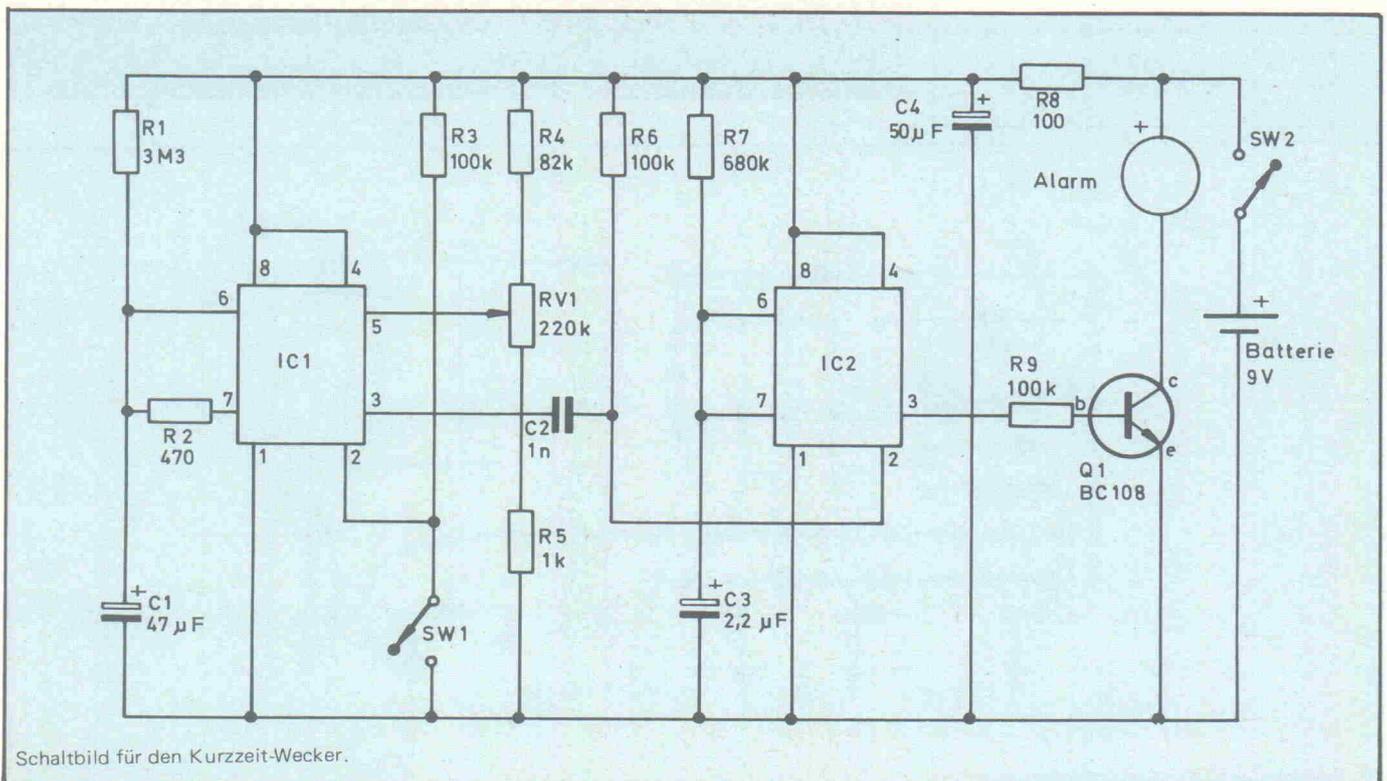
Wenn das Fotopapier in die Entwickler-Lösung hineingelegt ist, drückt man den 'Start-Knopf'. Nach der eingestellten Zeit (z. B. 2 Minuten) ertönt für einige Sekunden ein hörbarer Alarm, der anzeigt, daß die Entwicklungszeit abgelaufen ist. Der Wecker kann sofort aufs Neue verwendet werden. Man braucht also beim Entwickeln keine Uhr mehr dauernd zu beobachten. Der 'Start-Knopf' ist sehr groß, so daß man ihn in der Dunkelkammer nicht verfehlen kann. Wer es liebt, die ganze Zeit in der Dunkelkammer mit nassen Fingern herumzulaufen, der kann den Knopf auch mit dem Handrücken oder dem Ellbogen bedienen. Der Wecker kann auch als Eieruhr verwendet werden oder bei einem Quiz-

Spiel, wenn in einer bestimmten Zeit eine Antwort gegeben werden muß. Bei Ferngesprächen kann man sich durch ihn an das Verstreichen der Einheiten erinnern lassen. Eigentlich ist er ein fest eingestellter Wecker, aber man kann ihn auch frei einstellbar machen, wie wir noch sehen werden.

## Aufbau

Der Wecker wurde in ein Plastik-Gehäuse eingebaut (140 x 100 x 75 mm). Alle Bauteile sind auf einer Platine (70 x 47 mm) untergebracht. Die Platine ist über einen Alu-Winkel an der Frontplatte befestigt. Der gezeigte Aufbau läßt genügend Platz für eine 9V-Batterie, die für sehr lange Zeit ausreicht.

Das Platinen-Layout ist in keiner Weise kritisch. Wer lieber mit Veroboard oder Lochrasterplatten arbeitet, kann leicht sein eigenes Layout herstellen.



Beide ICs sind in einen 16poligen Sockel gesteckt, die Markierung in Richtung auf die Plusleitung. Beim Elko C1, C3 und C4 sowie beim Alarmgeber muß die Polarität beachtet werden.

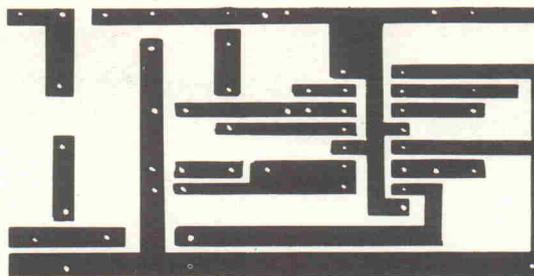
Der große 60 mm breite 'Start-Knopf' ist ein Geschenk Ihres Marmeladenherstellers — er ist nämlich der Schraubdeckel eines Marmeladenglases. Die 'Feder' des Druckknopfes (durch langes Probieren entwickelt!) ist eine Scheibe aus Plastikschaum, die ungefähr 3 mm dicker ist als der Deckel und 20 mm weniger Durchmesser hat. Zunächst sollte am inneren Rand des Deckels eine flexible Leitung angelötet werden. Trägt der Deckel einen Firmennamen, so malt man ihn weiß. Jetzt entfernt man die Farbe am unteren Rand des Deckels, indem man ihn auf Schleifpapier reibt. Der Rand muß rundherum blank sein, denn nur dann hat der Deckel Kontakt zur Aluminiumplatte. Dieser Kontakt muß immer da sein, in welcher Richtung der Deckel auch gedrückt wird. Die Plastikschaumplatte wird zentrisch ins Innere des Deckels geklebt. Danach ist der Deckel klar zur Montage auf der Frontplatte. Die Lage wird festgelegt, dann bohrt man ein Loch zur Kabeldurchführung in die Frontplatte. Es sollte zwischen der Schaumstoff-Scheibe und dem Deckelrand liegen. Durch dieses Loch steckt man den am Deckel angelöteten Draht und dreht dann alles so hin, daß der Draht die Beweglichkeit des Deckels nicht einschränkt. Wenn alles in Position ist, klebt man die Unterseite der Schaumstoff-Scheibe auf die Frontplatte. Sie haben nun einen hervorragend guten Druckschalter, viel größer als alles, was Sie kaufen könnten.

Der negative Batteriepol ist mit der Frontplatte durch eine geeignete Lötfläche am Befestigungsbolzen der Platine verbunden. Die Batterie sollte im Gehäuse durch einen entsprechenden Alustreifen befestigt werden.

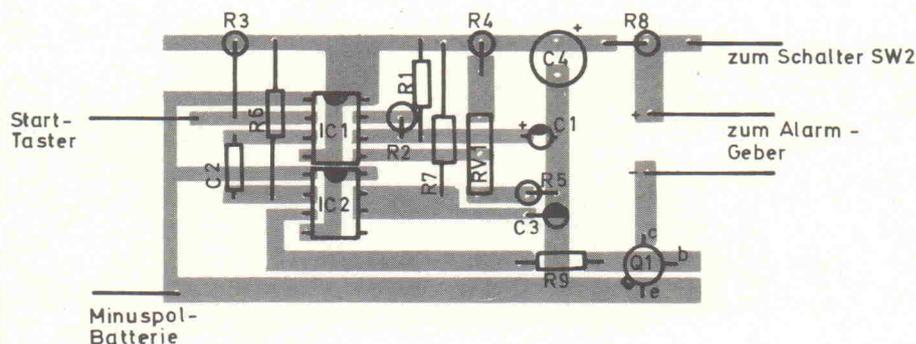
### Abgleich

Mit den angegebenen Werten ergibt sich eine Weckzeit zwischen 1/2 und 31/2 Minuten. Toleranzen der Bauelemente beeinflussen diese Zeit, die Batteriespannung jedoch nicht. Die richtige Zeit wird an RV1 eingestellt. Damit wählt man die gewünschte 'Entwickler-Zeit'.

Wer einen einstellbaren Wecker haben will, der auch für andere Zwecke verwendbar ist, ersetzt den Trimmer RV1 durch ein Potentiometer mit Drehknopf und befestigt dieses auf der Frontplatte.



Platinen-Lay-out für den Kurzzeit-Wecker.



Bestückungsplan für den Kurzzeit-Wecker.

### Wie funktioniert's?

Der Wecker benutzt zwei 555 Timer ICs (siehe Schaltbild). IC1 ist der Haupt-Timer. Seine Zeitkonstante wird durch R1, C1 und RV1 bestimmt. Wird der 'Startknopf' S1 gedrückt, so liegt Anschluß 2 von IC1 kurzzeitig am Minuspol der Batterie. Dadurch geht der Ausgang von IC1 auf 'H'. Nach der eingestellten Zeit geht der Ausgang zurück auf 'L' und gibt so einen negativen Impuls auf Anschluß 2 von IC2.

Anschluß 3 von IC2 geht auf 'H' und schaltet den Transistor BC108 (Q1) durch. Q1 läßt den Strom durch den Alarmgeber fließen. Nachdem der Alarm einige Sekunden gelaufen ist, geht Anschluß 3 von IC2 wieder auf 'L', und der Transistor sperrt wieder. Diese Zeit wird bestimmt durch R7 und C3. Für einige Geräte kann der Wert von R9 zu hoch sein. Er kann bis auf 10 kΩ reduziert werden, um eine saubere Funktion zu erreichen. R8 und C4 entkoppeln die Schaltung vom Geber, so daß die ICs nicht durch die Stromaufnahme des Gebers gestört werden.

### Stückliste

Widerstände, 0,25 W

R1	3M3
R2	470R
R3, 6, 9	100k
R4	82k
R5	1k
R7	680k
R8	100R
RV1	220k Trimmer

Kondensatoren

C1	47µ/6,3V Tantal
C2	1n ker.
C3	2µ2/25V Tantal
C4	50µ/16V Elko

Halbleiter

IC1, 2	NE 555
Q1	BC108

Verschiedenes

Alarmgeber 9V, 100mA max.  
S1 Drucktaste (siehe Text)  
S2 Miniatur Kippschalter  
Batterie 9V, Gehäuse,  
Platine.

# LED-Skalen

Ray Marston hat sich den integrierten Schaltkreis LM 3914 genau angesehen und beschreibt die verschiedenen Möglichkeiten, mit ihm Anzeigeeinstrumente für Auto und Werkstatt aufzubauen.

Der LM 3914 ist ein überaus vielseitiges IC, der entwickelt wurde, um eine analoge Eingangsspannung zu lesen und eine 10 LED-Zeile anzusteuern, damit so eine analoge optische Anzeige dieser Spannung ermöglicht wird. Der Baustein erlaubt entweder eine Punkt- oder eine Bandskalaanzeige. Bild 1 zeigt die möglichen Anzeigearten einer 5V-Spannung auf einer 10V-Skala. Die Vorteile einer elektronischen Skala liegen auf der Hand: unempfindlich gegen Vibration, eindeutige Anzeige und gute Genauigkeit. Außerdem bekommt man die ganze Schaltung auch preisgünstiger als ein entsprechendes Analoginstrument.

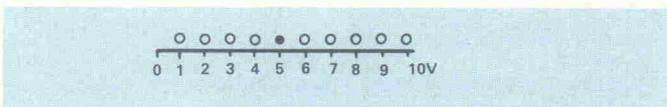


Bild 1a. Punktanzeige von 5 V an einer 10 V LED-Skala.

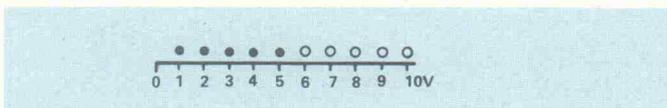


Bild 1b. Bandanzeige von 5 V an einer 10 V LED-Skala.

Der LM 3914 hat den großen Vorteil, daß er sehr leicht zu verstehen und einfach zu benutzen ist. Damit bietet er sich für eine Reihe von Schaltungen an. Man braucht kein Ingenieur oder Naturwissenschaftler zu sein, um seine Arbeitsweise zu verstehen, und er läßt sich an alle besonderen Schaltungsbedingungen anpassen. Auf den folgenden Seiten werden die wesentlichen Einzelheiten des Bauelements beschrieben und einige praktische Verwendungsmöglichkeiten aufgezeigt.

## Der LM 3914: Grundprinzipien

Zwischen den Anschlüssen 4 und 6 befindet sich ein Spannungsteiler aus 10 Widerständen. Im IC befinden sich auch zehn Spannungskomparatoren; jeder der nichtinvertierten Eingänge (+) ist mit einem eigenen Spannungsteilerabgriff verbunden, aber alle invertierten Eingänge (-) der Komparatoren sind gemeinsam zum Ausgang des Eingabepuffer-Verstärkers geführt. Dieser Pufferverstärker erzeugt eine Ausgangsspannung, die praktisch gleich der angelegten Eingangsspannung am IC-Anschluß 5 ist. Jeder der zehn Ausgänge der Spannungskomparatoren ist einzeln zu den IC-Anschlüssen (Anschluß 1 und Anschlüsse 10 bis 18) herausgeführt und treibt einen Strom von max. 30 mA.

Der IC enthält außerdem eine Referenz-Spannungsquelle, die eine hochstabile Spannung von 1,2 V zwischen den Anschlüssen 7 und 8 liefert. Die 1,2 V zwischen den Anschlüssen 7 und 8 werden immer erzeugt, unabhängig davon, ob der Anschluß 8 an Masse liegt oder ob er einige Volt über Masse gehalten wird. In Bild 2 sind die Anschlüsse 7 und 8 mit den Anschlüssen 6 und 4 des Spannungsteilers verbunden, so daß in diesem speziellen Falle 1,2 V über den 10 Widerständen des Spannungsteilers abfallen.

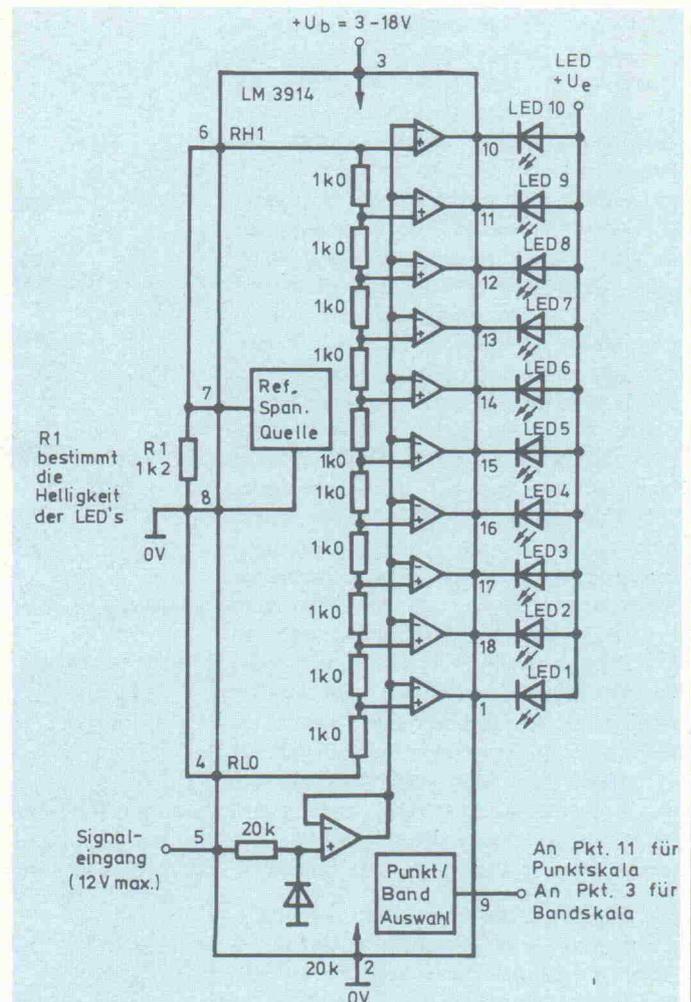


Bild 2 zeigt die Ersatzschaltung des LM 3914 mit einer Anschlußbelegung für ein 10 LED-Voltmeter und einem Skalenendwert von 12 V.

Im IC ist außerdem ein logisches Netzwerk integriert, das von außen programmiert werden kann, um entweder mit einer Punkt- oder einer Bandskala arbeiten zu können oder um Befehle der zehn Spannungskomparatoren ausführen zu können. Im Punktbetrieb wird nur einer der zehn Ausgänge zur gleichen Zeit freigegeben. Im Bandbetrieb werden alle unteren Ausgänge einschließlich dem höchst 'erregten' Ausgang zur gleichen Zeit freigegeben.

An dieser Stelle wollen wir alle wesentlichen Einzelheiten zusammenfassen, die wir über den LM 3914 und die Schaltung in Bild 2 gelernt haben, und uns ansehen, wie die Schaltung funktioniert. Nehmen wir an, daß der logische Selektor auf Bandbetrieb gesetzt wurde.

Wie bereits beschrieben, liegt 1,2 V über den 10 Widerständen des Spannungsteilers, der mit dem unteren Ende (Anschluß 4) mit der Masse (0 V) verbunden ist. Infolgedessen liegt 0,12 V

am nichtinvertierten Eingang (+) des untersten Komparators, 0,24 V am nächsten, 0,36 V am folgenden usw. Wenn man nun ein langsam steigendes Spannungspotential am IC-Eingangspin 5 legt, wird folgendes geschehen:

Bei 0 V am IC-Eingang 5 sind alle Ausgänge der Spannungskomparatoren auf logisch 'h' und keine der außen befindlichen LEDs leuchtet. Mit ansteigender Eingangsspannung wird die 0,12 V Schwellenspannung des ersten Komparators erreicht und überschritten, wobei LED 1 angesteuert wird und leuchtet. Wird die Eingangsspannung weiter erhöht und erreicht die 0,24 V Schwelle des zweiten Komparators, so wird LED 2 angesteuert und leuchtet. Nun leuchten LED 1 und LED 2. Mit weiterer Erhöhung der Eingangsspannung werden nacheinander die Komparatoren und damit die Leuchtdioden angesteuert, bis schließlich die Eingangsspannung auf 1,2 V und höher ansteigt und der letzte Komparator durchschaltet und die letzte Leuchtdiode leitend wird.

Ein ähnlicher Ablauf wird erreicht, wenn der logische Selektor des LM 3914 auf Punktbetrieb gesetzt wird, mit dem Unterschied, daß nur eine der Leuchtdioden zur gleichen Zeit leuchtet. Bei 0 V sind alle Leuchtdioden dunkel. Bei Spannungen über 1,2 V (oder einer höheren Eingangsspannung am letzten Komparator) leuchtet nur LED 10.

Bis hier ist der LM 3914 verhältnismäßig leicht zu verstehen. Aber wir wollen uns nun einige der schwierigeren Funktionen ansehen.

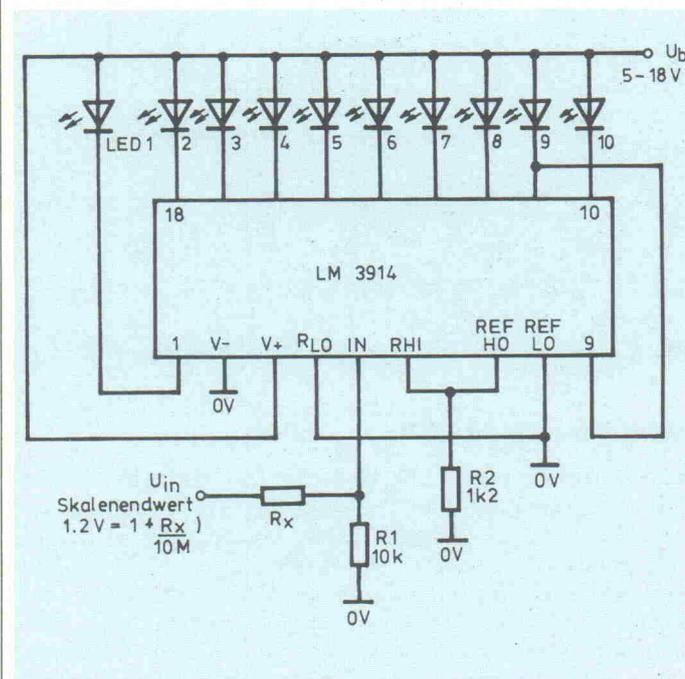


Bild 3. Ein Voltmeter für Punktbetrieb und einen 1,2V bis 1000 V Endausschlag.

### Der LM 3914: Genauer betrachtet

Der Widerstände R1 in Bild 2 liegt zwischen den IC Anschlüssen 7 und 8, den Ausgängen der Spannungsreferenzquelle. Er bestimmt oder 'programmiert' den Ausgangsstrom für die Helligkeit. Die Stromaufnahme jeder LED ist ungefähr zehnmal höher als der Ausgangsstrom der Spannungsreferenzquelle. Die Referenzquelle kann einen Strom bis max. 3 mA liefern, der LED-Strom hingegen kann bis auf max. 30 mA programmiert werden.

Bei einer Referenzspannung von 1,2 V und einem Widerstand von 1,2 k $\Omega$  über den Anschlüssen 7 und 8 fließt ein Strom von 1 mA und somit fließt durch jede LED ein Betriebsstrom von 10 mA. Der Gesamtstrom über den Referenzanschlüssen in Bild 2 ist gleich dem 1,2 k $\Omega$  von R1, der parallel zu dem 10 k $\Omega$  des internen Spannungsteiler im IC liegt. Somit fließen in diesem Referenzkreis ungefähr 1,1 mA, und der Leuchtstrom durch die LED ist damit 11 mA. Falls der R1 entfernt würde, würden trotzdem noch, infolge der Widerstandslast des internen Spannungsteilers, 1,2 mA durch den Referenzkreis und über die Anschlüsse 7 und 8 fließen.

Wie oben beschrieben, kann der IC im Bandbetrieb einen Gesamtstrom von max. 300 mA liefern, d. h. alle zehn LEDs leuchten. Der IC hat aber nur eine maximale Nenndauerleistung von 660 mW. Im Bandbetrieb besteht darum die Gefahr, daß die erlaubte Nennleistung überschritten wird. Wir kommen später auf diesen Punkt zurück.

Der LM 3914 kann mit einer Gleichspannungsversorgung von 3 bis 25 V gespeist werden. Dieselbe Spannungsversorgung kann für den IC und für die Leuchtdioden verwendet werden, oder die Leuchtdioden können unabhängig vom IC mit Spannungsversorgungen bis max. 25 V betrieben werden. Die Spannung über dem internen Spannungsteiler kann jeden Wert bis max. 25 V haben.

Der interne Referenzverstärker erzeugt eine Grundnennspannung von 1,28 V (die Grenzwerte sind 1,2 V bis 1,32 V), aber er kann von außen 'programmiert' werden, um effektive Referenzwerte bis zu 12 V zu erzeugen (wie das gemacht wird, zeigen wir später).

Der IC-Eingabepuffer hat einen Integralüberlastungsschutz und kann Spannungen bis zu  $\pm 35$  V ohne Beschädigung überstehen.

Durch Verbinden der Anschlüsse 9 und 11 kann der IC für Bandskalabetrieb ausgelegt werden, oder er kann durch Verbinden des Anschlusses 9 mit dem positiven Spannungsversorgungsanschluß 3 auch für Punktskalabetrieb verwendet werden.

### Praktische Schaltungen: Einfache Voltmeter für Punktbetrieb

Die Grundschiung in Bild 2 arbeitet als ein Voltmeter, das 1,2 V als Skalenendwert anzeigt. Der Meßbereich kann auf verschiedene Arten geändert werden. Die Empfindlichkeit kann z. B. erhöht werden, entweder durch Zwischenschalten eines Gleichstromverstärkers zwischen dem Eingangssignal und dem IC-Anschluß 5 oder durch Erniedrigen der Referenzspannung, die an den Anschlüssen 4 und 6 des ICs liegt. Im letzten Falle wird der IC bis zu einer Referenzspannung von etwa 200 mV recht gut funktionieren.

Bild 3 zeigt die einfachste Möglichkeit, die Voltmeterempfindlichkeit zu erniedrigen. Das Eingangssignal wird einem Spannungsteiler zugeführt (Rx, R1), so daß mit einer Dimensionierung von z. B. Rx = 90 k $\Omega$  eine 10 : 1 Teilung entsteht und der Endwert auf 12 V liegt. Diese Schaltung kann für eine Skalenendwertanzeige von 1,2 V bis zu etwa 1000 V verwendet werden.

Bild 4 zeigt eine Alternativ-Schaltung. Hier wird die Eingangsspannung direkt an den IC-Anschluß 5 geführt, aber die Referenzspannung am internen Teiler läßt sich mit RV1 von 1,2 V bis 10 V variieren. Wie bereits beschrieben, liefert die Referenzspannung 1,2 V zwischen den Anschlüssen 7 und 8, aber diese Spannung schwebt frei. Legt man RV1 zwischen Masse und Anschluß 8, so fließt der Referenzausgangsstrom über

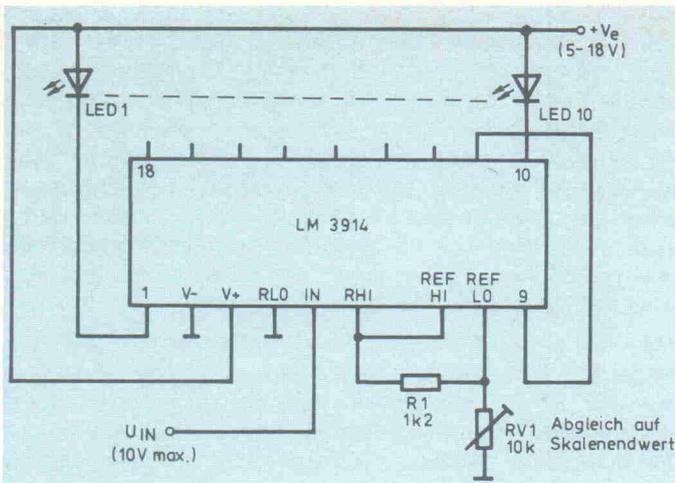


Bild 4. Ein Voltmeter für Bandbetrieb und einen 1,2V bis 10V Endauschlag.

RV1 an Masse und liefert somit eine Spannung an Anschluß 8 (und ebenfalls an Anschluß 7), deren Wert eindeutig über 0V liegt. Diese Spannungserhöhung wirkt sich auf das obere Ende des internen Spannungsteilers aus (Anschluß 6), dessen unteres Ende an Masse liegt (Anschluß 4); die Skalenendwertempfindlichkeit der Schaltung wird hiermit bestimmt. Diese Schaltung hat nur einen nutzbaren Spannungsbereich von 1,2V bis 10V.

In Bild 5 wird der LM 3914 für eine gedehnte Voltmeterskala verwendet, die z. B. einen 10V Skalenanfangswert und einen 15V Skalenendwert hat. Das Geheimnis dieser Schaltung besteht darin, daß das obere Ende des internen Spannungsteilers (Anschlüsse 6 und 4) von außerhalb zugänglich sind, so daß die obere und untere Skalengrenze einzeln eingestellt werden können. Im Schaltbild wird das obere Ende des Teilers aus der 1,2V Referenzquelle gespeist, aber das untere Ende wird vom Schleifer des RV2 abgenommen. Das Eingangssignal wird über dem Spannungsteiler  $R_x$ /RV1 dem IC zugeführt. Mit einer Einstellung von 1,2V am oberen Teilerende und 0,8V am unteren und einem Eingangsteiler von 20:1 wird der Bereich von 16V (Skalenanfang) und 24V (Skalenende) festgelegt.

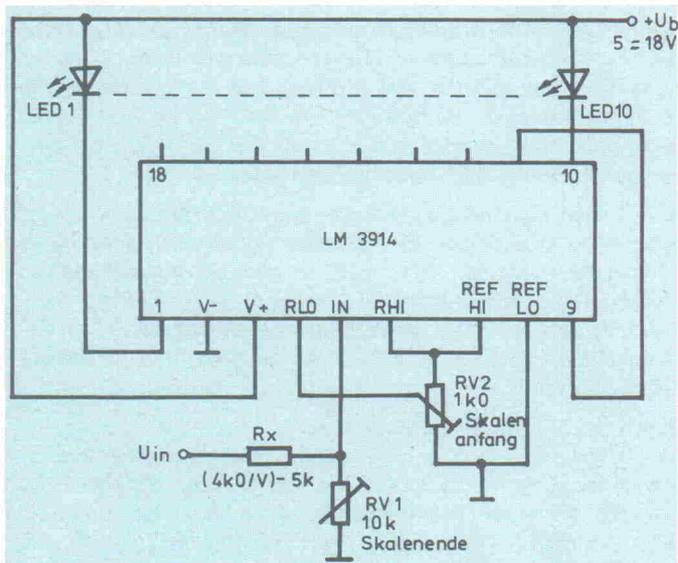


Bild 5. Voltmeter für Punktbetrieb und gedehnte Skala (10–15V).

## LED-Bandbetrieb

Die drei Voltmeter-Grundsaltungen in Bild 3 bis 5 können entweder für Punkt- oder Bandbetrieb verwendet werden. Im Bandbetrieb muß jedoch beachtet werden, daß bei gleichzeitigem Leuchten der zehn LEDs die IC-Nenndauerleistung überschritten werden kann, falls eine zu hohe Spannung an die IC-Ausgangsanschlüsse gelegt wird. Dieses Problem kann, wie in Bild 6 gezeigt wird, durch eine eigene niedrige Spannungsversorgung (2 bis 5V) für die Leuchtdioden gelöst werden, weil LEDs in Durchlaßrichtung normalerweise einen Spannungsabfall von ungefähr 2V haben.

Eine andere Lösung ist, den IC und die LEDs aus derselben Quelle zu speisen. Mit einem Strombegrenzungswiderstand in Serie zu jeder LED werden, wie in Bild 7 gezeigt wird, die IC-Ausgänge im Sättigungsbereich betrieben. Eine Überlastung wird damit verhindert.

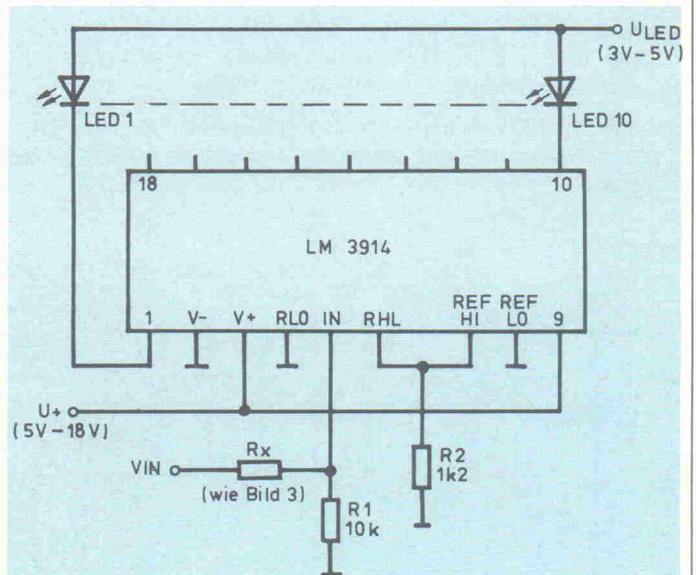


Bild 6. Voltmeter mit Bandskala und separater LED-Einspeisung.

## Voltmeter mit 20 LEDs

Bild 8 zeigt, wie zwei LM 3914 zusammengeschaltet werden, um eine Voltmeterskala mit 20 LEDs für Punktbetrieb zu verwirklichen. Die Eingänge der beiden ICs sind parallel verdrahtet, wobei IC1 für 0V bis 1,2V und IC2 für 1,2V bis 2,4V ausgelegt sind. Das untere Ende des internen IC2-Spannungsteilers ist mit der 1,2V Referenzspannung von IC1 verbunden, und das obere Ende des Teilers ist mit dem oberen Ende der 1,2V Referenzspannung von IC2 verdrahtet, die ein um 1,2V höheres Niveau als die IC1-Referenzspannung hat.

Die Schaltung in Bild 8 ist für Punktbetrieb vorgesehen. Deshalb ist der IC1-Anschluß 9 mit dem IC2-Anschluß 1 verdrahtet, und IC2-Anschluß 9 ist mit dem IC2-Anschluß 11 verbunden. Beachten Sie, daß bei dieser Betriebsart ein 22kΩ Widerstand parallel zur LED 9 von IC1 liegt.

Bild 9 zeigt die Verdrahtung eines 20 LED-Voltmeters für Bandbetrieb. Die Verdrahtung ist ähnlich der in Bild 8, mit dem Unterschied, daß die beiden Anschlüsse 9 mit den beiden Anschlüssen 3 verbunden sind und ein 470Ω Strombegrenzungswiderstand in Serie zu jeder LED geschaltet ist, um die IC-Verlustleistung zu erniedrigen.

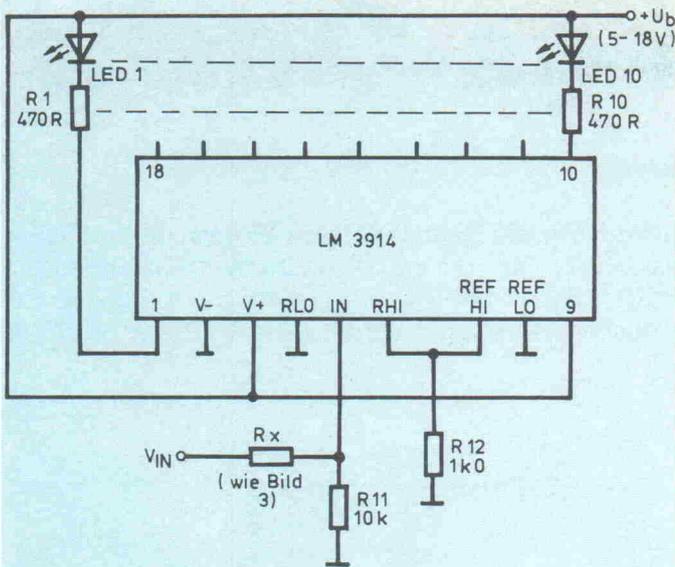


Bild 7. Voltmeter mit Bandskala und gemeinsamer Versorgung für LED und IC.

### KFZ-Drehzahlmesser mit LED-Skala

Der LM 3914 kann für einen Kraftfahrzeugdrehzahlmesser durch einfaches Zwischenschalten eines Frequenz-Spannung-Umsetzers verwendet werden.

Bild 10 zeigt die praktische Schaltung eines solchen Umsetzers, der als eine Schnittstelle für ein LED-Voltmeterkreis entweder wie Bild 8 oder wie Bild 9 ausgelegt ist. Beachten Sie, daß der hier verwendete LM 3914 ein IC mit 14 Anschlüssen ist. Der

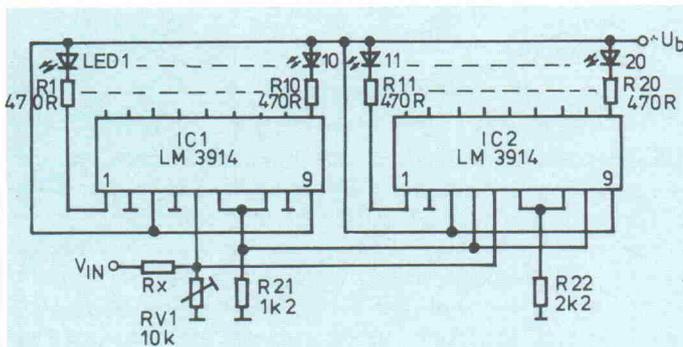


Bild 9. Voltmeter für Bandbetrieb mit 20 LEDs (2,4V Endausschlag, wenn  $R_x = 0$ ).

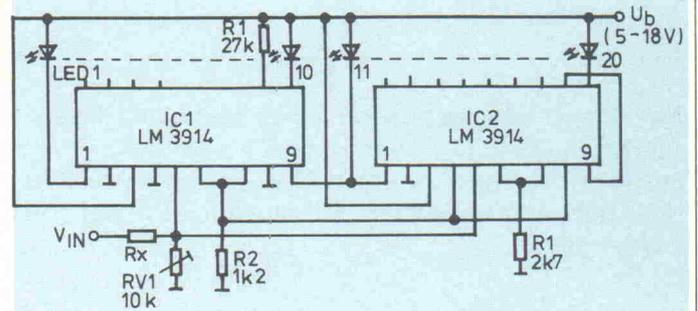


Bild 8. Voltmeter für Punktbetrieb mit 20 LEDs (2,4 V Endausschlag, wenn  $R_x = 0$ ).

22 nF Kondensator C2 ist der Optimalwert für einen Skaleneindwertbereich von ungefähr 10000 U/min für einen Viertaktmotor mit vier Zylindern. Um wesentlich niedrigere Werte der Umdrehungszahlen bei Skalendausschlag zu erreichen, müßte gegebenenfalls der Wert von C2 erhöht werden. Dieses könnte für Kraftfahrzeuge mit 6 oder mehr Zylindern zutreffen.

Eine ausführlichere Beschreibung dieser Schaltung wird in einer der nächsten Elrad-Ausgaben veröffentlicht.

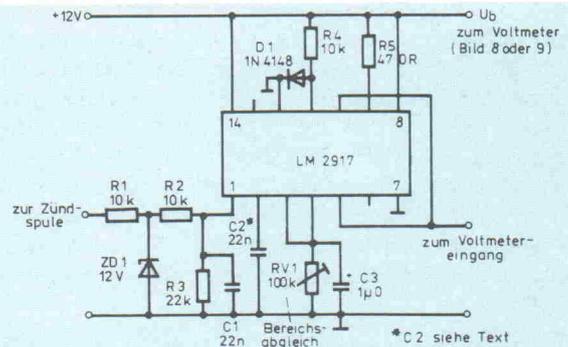


Bild 10. Umsetzerschaltung für Kraftfahrzeugdrehzahlmesser und 20 LED-Voltmeter (Bild 8 oder 9).

# Der Top-Termin für alle Hobby-Elektroniker:\*

## Hobby-tronic '81

12.-15. März 1981

4. Ausstellung für Micro-Computer, Funk- und Hobby-Elektronik (Am 11. 3. nur für den Fachhandel)

**Dortmund**



Dortmund präsentiert in zwei großen Hallen die größte Marktübersicht für Hobby-Elektroniker, für Micro- und Home-Computer-Interessenten, CB- und Amateurfunkler, DXer, Radio-, Tonband- und TV-Amateure, für Fernsteuerungsbauer und Elektro-Akustik-Bastler. Hobby-tronic '81 – so faszinierend, umfassend und vielseitig wie die gesamte Hobby-Elektronik. Mit Labor-Versuchen, Experimenten, Demonstrationen und vielen praktischen Tipps im **Actions-Center**. Hobby-tronic '81 – der wichtigste Termin des Jahres für alle, die sich ernsthaft mit Elektronik als Freizeit-Spaß beschäftigen.

**Auch für Profis interessant**

AUSSTELLUNGSGELÄNDE WESTFALENHALLEN

# Eichspannungs-Quelle

Günter Mayer

Für den Hobbyelektroniker ist es heute kein großes Problem mehr, ein Digitalvoltmeter einfach und preiswert selbst zu bauen. Es gibt dafür eine Vielzahl von integrierten Schaltungen, die den verschiedenen Anforderungen entsprechen. Auch an guten Bauanleitungen fehlt es nicht. Das Hauptproblem tritt erst nach dem Bau des Gerätes auf, wenn es an das Eichen geht oder wenn es bei einem älteren Gerät darum geht, die frühere Eichung zu überprüfen.

Mit der genauen Eichung steht und fällt aber der Zweck eines Digitalvoltmeters. Wenn kein zweites – genaues – Digitalvoltmeter zur Vergleichsmessung vorhanden ist oder wenn nur eine relativ ungenaue (d. h. nicht exakt bekannte) Referenzspannung zur Verfügung steht, kann es sein, daß ein gutes Analoginstrument eine bessere Genauigkeit (oder besser gesagt Ungenauigkeit) hat.

Selbst bei fertig gekauften Digitalvoltmetern kann man recht große Überraschungen erleben. Oftmals wird bei solchen Geräten nur die Grundgenauigkeit angegeben. Diese Angabe bezieht sich dann meist auf den Meßbereich von 200 mV bzw. 2 V. Betrachtet man den Fehler des Eingangsspannungsteilers (Widerstandstoleranz oft in der Größenordnung von 0,5%) sowie den grundsätzlichen Fehler von mindestens  $\pm 1$  Digit, dann kann eine beachtliche Abweichung des tatsächlichen Wertes vom gemessenen Wert zustande kommen. Beim Meßbereich von 20 V oder 30 V, der für Messungen an TTL-Schaltungen besonders wichtig ist (TTL-Schaltungen haben eine recht eng tolerierte Versorgungsspannung), kann leicht eine Meßunsicherheit von  $\pm 50$  mV oder mehr zustande kommen. (Dies bezieht sich auf ein übliches 3 1/2stelliges Meßgerät). Über die Langzeitstabilität machen die meisten Hersteller leider keine Angaben. Werte von  $\pm 0,1\%$  Fehler vom Meßwert und 0,1% Fehler vom Endwert im Zeitraum eines Jahres können bei vielen Instrumenten als durchaus gut angesehen werden. Rechnet man all diese Fehlermöglichkeiten zusammen, so sieht man, daß auch Messungen mit digitalen Instrumenten kritisch betrachtet werden müssen.

Aus diesen Überlegungen ergibt sich sowohl für die Neueichung als auch für die Nacheichung und Genauigkeitsüberprüfung die Notwendigkeit einer genauen Eich- oder Referenzspannungsquelle.

## Möglichkeiten zur Erzeugung einer Eichspannung.

### Z-Dioden

Als einfachste Methode zur Erzeugung einer Eichspannung bietet sich zunächst einmal die Z-Diode an (Bild 1). Diese einfache Schaltung hat zwar in vielen Anwendungsfällen ihre Berechtigung, zur Erzeugung einer Referenzspannung für unsere Zwecke hat sie aber entscheidende Nachteile. Der Hauptnachteil ist die relativ große Toleranz der Ausgangsspannung (Z-Spannung). Bei einer der besseren Referenzdioden vom Typ 1N829 kann z. B. die Ausgangsspannung bei einem Wert zwischen 5,9 V und 6,5 V liegen. Weiterhin ist die Z-Spannung noch vom Z-Strom abhängig. Ein weiterer Nachteil der Z-Diode ist der Temperaturkoeffizient (TK). Er hängt ebenfalls vom Z-Strom ab und ist dazu noch über den Temperaturbereich nicht konstant. Aus dem eben Gesagten geht hervor, daß die Z-Diode für eine Eichspannungsquelle kaum einsetzbar ist.

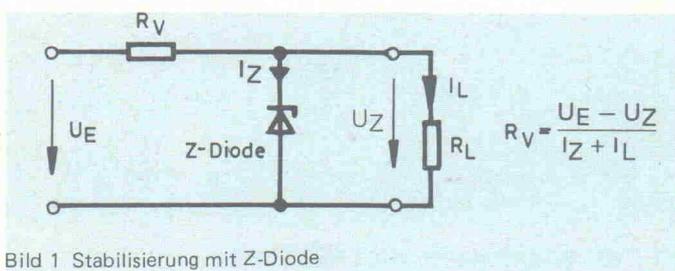


Bild 1 Stabilisierung mit Z-Diode

## Integrierte Referenzspannungsquellen

Eine bessere Möglichkeit stellen die von der Industrie angebotenen integrierten Referenzspannungsquellen dar. Viele davon sind zwar im Prinzip ebenfalls Z-Dioden. Durch eine Reihe von technologischen Maßnahmen sind aber die Nachteile der einfachen Z-Diode beseitigt bzw. verringert.

Der Begriff Referenz- oder Präzisionsspannungsquelle wird in den Datenblättern der Industrie für zwei unterschiedliche Arten verwendet:

- temperaturstabile Spannungsquellen
- Spannungsquellen mit eng tolerierter Ausgangsspannung

Diese temperaturstabilen Spannungsquellen zeichnen sich durch eine gute Stabilität der Ausgangsspannung über einen bestimmten Temperaturbereich aus. Von den meisten dieser ICs gibt es Ausführungen mit unterschiedlichem Temperaturbereich und Temperaturkoeffizienten. Je größer der Temperaturbereich (Arbeitstemperaturbereich) und je kleiner der Temperaturkoeffizient, desto höher ist der Preis. Die Ausgangsspannung ist – wie schon gesagt – temperaturstabil, aber der absolute Wert dieser Spannung hat eine recht große Toleranz (ca. 1%).

Einige handelsübliche ICs aus dieser Reihe sind in der Tabelle 1 aufgeführt. Diese Tabelle stellt aber nur einen Auszug dar.

Einen besonders kleinen TK weist der Typ LM 399 auf. Bei diesem IC wird über ein integriertes Heizelement eine konstante, geregelte Temperatur erzeugt. Dadurch wird das eigentliche Referenzelement bei einer konstanten Temperatur von ca.  $85^\circ\text{C}$  betrieben. Ein TK von 1 ppm/ $^\circ\text{C}$  ist so erreichbar. Die Ausgangsspannung kann aber in einem Bereich von 6,6 V bis 7,30 V liegen.

Bei der zweiten Gruppe von Referenzspannungsquellen wird durch Laserabgleich von internen Widerständen eine exakt definierte Ausgangsspannung eingestellt, oftmals 10,00 V. Eine gebräuchliche Toleranz der Ausgangsspannung ist z. B.  $\pm 0,005\%$  ( $\pm 0,05\%$ ). Der TK liegt in der Größenordnung von 10 ppm/ $^\circ\text{C}$ . Diese Bauteile sind also für die Fälle ideal, wo es auf die genau bekannte Ausgangsspannung ankommt, ohne daß ein Abgleich vorgenommen werden muß.

**Tabelle 1. Übersicht über einige handelsübliche Referenzspannungsregler**

Typ	$U_{typ}$ [V]	$U_{min}$ $U_{max}$ [V]	$I_{max}$ [mA]	TK (typ) (0–70°C)	Rausch- spannung 10Hz– 10kHz [ $\mu$ V] [typ]	Anzahl der Anschlüsse	a) Bemerkung b) Hersteller
ICL 8069	1,23 bei $I_o = 500 \mu A$	1,20 1,25	10	100 ppm/°C	5	2	a) verschiedene Temperaturbereiche, verschiedener TK b) Intersil
LM 336	2,49 bei $I_o = 1 mA$	2,39 2,59	10	6 mV, bedingt einstellbar	–	2- oder 3polig einsetzbar	a) verschiedene Temperaturbereiche, verschiedene TK b) National Semiconductor
MC 1403 SG 3503 AD 580	2,50	2,475 2,525	10	5 mV	100	3polig Gehäuse 8polig oder 3polig	a) verschiedene Temperaturbereiche, verschiedene TK, teilweise geringfügige Abweichungen der Daten bei verschiedenen Herstellern b) Motorola Silicon General (SG) Analog Device (AD)
ZN 427 T	1,26	1,20 1,32	12	100 ppm/°C	6	2	b) Ferranti
LM 399	6,95	6,60 7,30	10	0,3 ppm/°C	7	4	a) mit integriertem Heizelement verschiedene Temperaturbereiche, verschiedene TK und Genauigkeitsklassen (LM 3999) b) National Semiconductor

**Praktische Ausführung einer Eichspannungsquelle**

Um die Entwicklung einer Eichspannungsquelle zu vereinfachen, sollen zunächst einmal folgende Voraussetzungen getroffen werden:

- Die Eingangsspannung für den eigentlichen Präzisionsregler ist ausreichend konstant. Dadurch ist es möglich, den Kennwert 'Ausregelung der Netzschwankung' (line regulation) zu vernachlässigen. Diese Einschränkung kann sicherlich gemacht werden, wenn die Eingangsspannung mit einem üblichen Spannungsregler (z. B. 7815) ausgeregelt wird.
- Der Ausgangsstrom ist sehr klein. Damit wird die interne Erwärmung des Referenzelementes und die damit verbundene Ausgangsspannungsänderung klein gehalten. Diese Einschränkung ist zulässig, wenn man bedenkt, daß Meßgeräte meist Innenwiderstände von mehreren M $\Omega$  haben. Dies entspricht einem Strom von 10  $\mu A$  bei 10 V Ausgangsspannung.
- Der Ausgangsstrom ist während des Prüfungsvorgangs konstant. Dies trifft bei den üblichen Meßgeräten ebenfalls zu. Dadurch und durch den kleinen Ausgangsstrom kann der Kennwert 'Lastausregelung' (load regulation) vernachlässigt werden.
- Durch die konstante Belastung kann der sowieso schon sehr kleine Innenwiderstand der Eichspannungsquelle vernachlässigt werden (der konstante Spannungsabfall wird intern ausgeregelt).

Mit diesen zulässigen Einschränkungen, die nichts an der Qualität der Referenzspannungsquelle ändern, kann die praktische Ausführung sehr vereinfacht werden.

Als Referenzelement für die erprobte Schaltung wurde der Typ AD 2700 der Firma Analog Device ausgewählt. Bei diesem Typ haben die gemessenen Werte mit den Angaben im Datenblatt gut übereingestimmt. Er wird in verschiedenen Ausführungen mit unterschiedlichen Spezifikationen angeboten.

Für die hier in Frage kommenden Versionen J und L sind die wichtigsten Daten in der Tabelle 2 zusammengefaßt. Die Versionen S und U haben einen Temperaturbereich von –55°C bis +125°C und sind wesentlich teurer. Bild 2 zeigt die ausgeführte Schaltung. Sie kann über einen kleinen Netztrafo (1 VA, ca.

**Tabelle 2. Daten der Präzisionsregler AD 2700**

	AD 2700 J	AD 2700 L
Maximale Eingangsspannung	20 V	
Betriebsspannung $U_{in}$	13 V – 18 V	
Ausgangsspannung $U_o$	10,000 V $\pm$ 0,005 V	10,000 V $\pm$ 0,0025 V
Temperaturkoeffizient TK	10 ppm/°K	3 ppm/°K
Netzausregelung $U_{in} = 13 V - 18 V$	0,01 %	
Lastregelung $I_L = 0 - 10 mA$	50 $\mu V/mA$	50 $\mu V/mA$
Innenwiderstand	0,05 $\Omega$	
Rauschspannung (0,1 Hz bis 10 Hz)	50 $\mu V_{SS}$	
Kurzschluß (gegen Masse)	unbegrenzt	

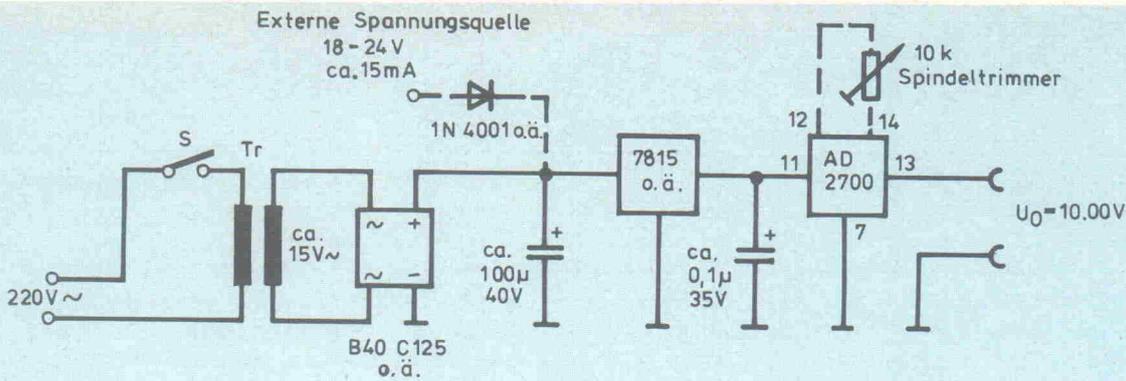


Bild 3. Schaltung der Eichspannungsquelle mit AD 2700.

15V AC sekundär) und einen Brückengleichrichter vom Netz betrieben werden. Ist schon eine Gleichspannung im Bereich von 18V bis 24V vorhanden, so kann diese auch zur Stromversorgung benutzt werden. In diesem Fall soll die Diode am Eingang eine Falschpolung ungefährlich machen. Durch die geringe Stromaufnahme von ca. 15 mA ist ein Betrieb aus Batterien oder Akkumulatoren möglich. Dadurch kann die Schaltung erdfrei betrieben werden.

Der Vorregler 7815 sorgt, wie bereits erwähnt, für eine konstante Eingangsspannung des Präzisionsreglers AD 2700. Über die Anschlüsse 12 und 14 des AD 2700 kann die Ausgangsspannung mit dem Potentiometer im Bereich von  $\pm 30$  mV justiert werden. Allerdings ist das für den Hobbyelektroniker kaum von Bedeutung, da er ja kaum ein ausreichendes Vergleichsinstrument hat.

Der Aufbau ist einfach, so daß nicht unbedingt eine Platine verwendet werden muß. Beim Aufbau soll lediglich auf die üblichen Maßnahmen wie z. B. kurze Masseleitungen geachtet werden.

Beim Einbau der Schaltung in ein Gehäuse muß darauf geachtet werden, daß die Innentemperatur nicht zu stark ansteigt bzw. daß die Temperatur soweit wie möglich konstant bleibt. Dies bedingt u. a. eine möglichst geringe Verlustleistung des Vorreglers. Steigt die Temperatur, so ändert sich auch die Ausgangsspannung geringfügig.

Tabelle 3. Daten des Präzisionsreglers der Reihe LH 0070

	LH 0070		
	-0	01	03
Max. Eingangsspannung $U_{E \max}$	40 V		
Betriebsspannung $U_E$	13 V–33 V		
Ausgangsspannung $U_O$ bei $U_E = 15$ V	10,00 V $\pm$ 10 mV		$\pm$ 5 mV
Temperaturkoeffizient TK	2000 ppm/ $^{\circ}$ K	1000 ppm/ $^{\circ}$ K	400 ppm/ $^{\circ}$ K
Netzausregelung $V_{in} = 13$ V–33 V	0,1%		0,03%
Lastausregelung $I_O = 0 \dots 5$ mA	0,03%		
Innenwiderstand $R_O$	1 $\Omega$		
Rauschspannung 0,1 Hz $\dots$ 10 Hz	20 $\mu$ V/pp		

Der AD 2700 hat zwar eine Reihe von sehr guten Eigenschaften, ist aber für ca. 60,- DM recht teuer. Eine billigere Lösung stellt der Baustein LH0070 dar (Hersteller ist die Firma National Semiconductor, Fürstfeldbruck). Er wird in den Versionen -0, -1 und -2 geliefert (siehe Tabelle 3). Wie man sieht, sind Ausgangsspannungstoleranz und TK nicht so gut wie beim AD 2700. Der Preis ist mit ca. 20,- DM aber um einiges günstiger. Die Schaltung der Präzisionsspannungsquelle mit dem LH0070 ist in Bild 3 dargestellt. Gegenüber der Schaltung mit dem AD 2700 ergeben sich geringfügige Änderungen der Beschaltung des Präzisionsspannungsreglers. Erwähnt sei noch, daß z. B. die Firma Analog Device weitere Präzisionsregler zu günstigen Preisen liefert.

### Temperatur-Koeffizient

Hier noch einige Erläuterungen zum Begriff Temperaturkoeffizient (TK). Üblicherweise wird der TK in ppm/ $^{\circ}$ C (parts per million = pro 1 Million) oder in %/ $^{\circ}$ C angegeben. Die Definition lautet:

Der TK ist die Änderung der Ausgangsspannung über den definierten Temperaturbereich, dividiert durch den Temperaturbereich.

$$\text{In Formeln: TK (0}^{\circ}\text{C bis 70}^{\circ}\text{C} = \frac{\Delta V_O}{V_{\text{typ}}} \cdot 10^{-6} \text{ (in ppm/}^{\circ}\text{C)}$$

$\Delta V_O$  ist  $V_{\max} - V_{\min}$ , wobei  $V_{\max}$  die Ausgangsspannung bei der hohen Temperatur (in diesem Fall also bei  $+70^{\circ}\text{C}$ ) ist.  $V_{\min}$  ist die Ausgangsspannung bei der niedrigen Temperatur (in diesem Fall bei  $0^{\circ}\text{C}$ ).

$V_{\text{typ}}$  ist die Nennspannung (hier also 10,000 V).

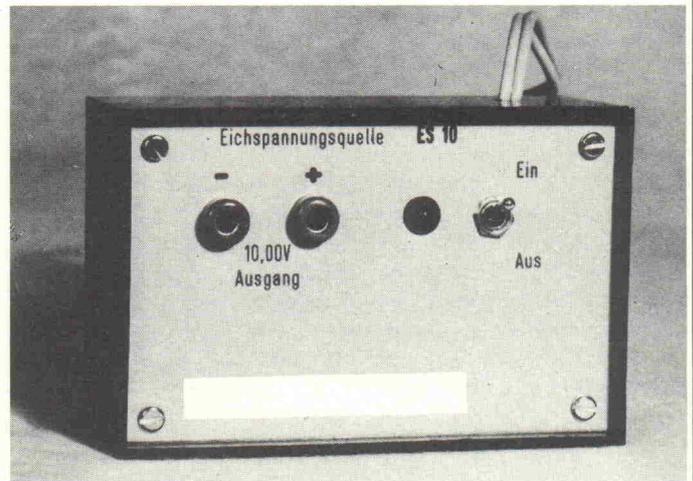
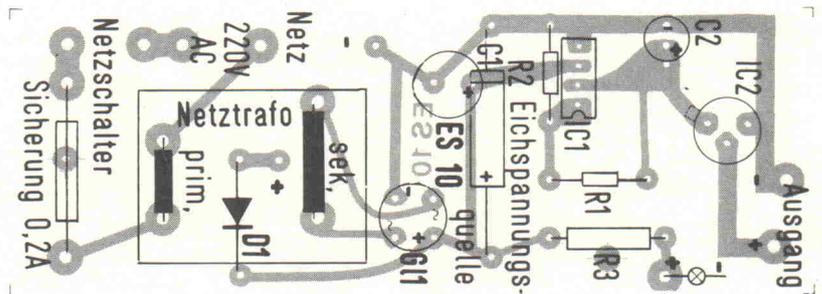
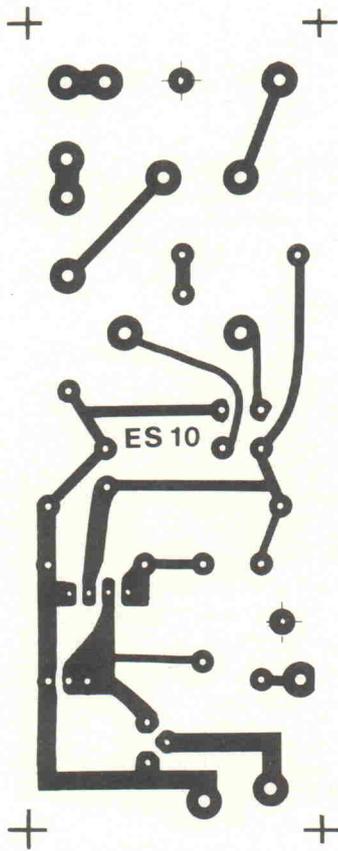
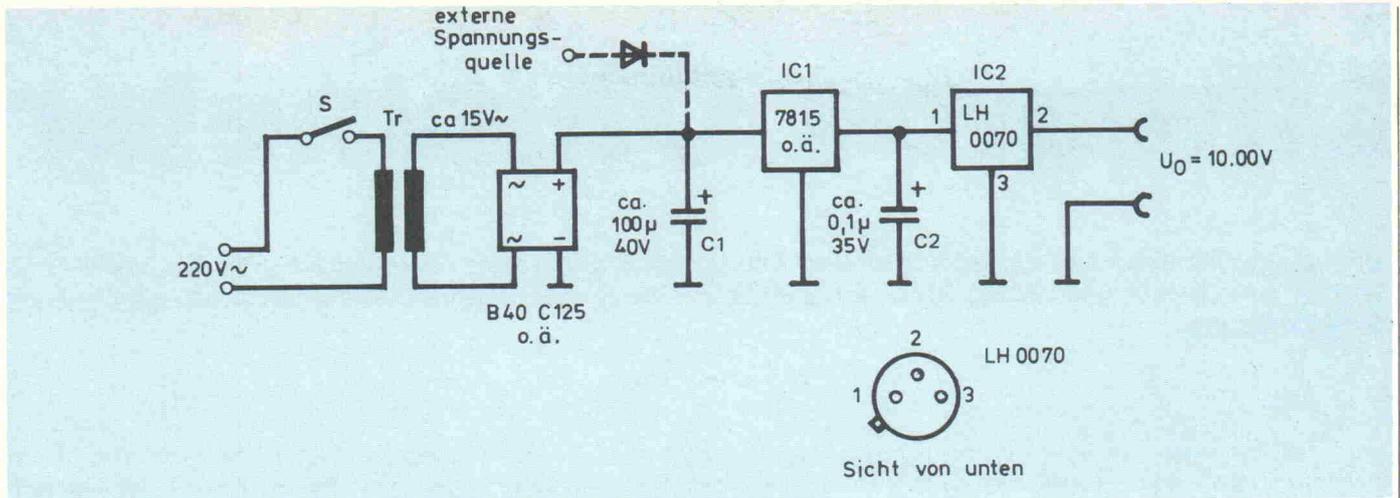
Beispiel: In den Datenblättern ist meist nur der TK angegeben. Es soll daraus die Änderung der Ausgangsspannung im Bereich von  $0^{\circ}\text{C}$  bis  $70^{\circ}\text{C}$  ermittelt werden.

TK sei 5 ppm/ $^{\circ}$ C.

$V_{\text{typ}}$  sei 10,00 V.

$$\begin{aligned} \text{Gleichung aufgelöst nach } \Delta V_O: \\ \Delta V_O &= \text{TK} \cdot 70 \cdot V_{\text{typ}} \cdot 10^6 \text{ (V)} \\ &= 5 \cdot 70 \cdot 10 \cdot 10^6 \text{ (V)} \\ &= 3500 \cdot 10^6 \text{ (V)} \\ &= 3,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

Dieser Wert mag vielleicht im ersten Moment relativ hoch erscheinen. Wenn man aber berücksichtigt, daß sich diese Änderung der Ausgangsspannung über einen Bereich von  $0^{\circ}\text{C}$  bis  $70^{\circ}\text{C}$  erstreckt, dann ergibt dies eine Änderung von nur 0,05 mV pro  $^{\circ}\text{C}$  Temperaturänderung.



### Eichung eines Digitalvoltmeters

Wie schon in der Einleitung erwähnt, ist die Eichspannung von 10,00 V besonders geeignet, den wichtigen Bereich von 20 V bzw. 30 V zu justieren.

Vor dem Abgleich sollen Eichspannungsquelle und Meßgerät ca. 1 Stunde eingelaufen sein. Zunächst wird dann der Nullpunkt des Meßgerätes durch Kurzschließen der Eingangsklemmen überprüft (Kurzschlußkabel möglichst kurz). Bei einigen Meßgeräten kann der Nullpunkt abgeglichen werden, bei anderen geschieht dies automatisch (siehe Handbuch des Herstellers). Die Verbindungskabel Eichspannungsquelle – Meßgerät sollen so kurz wie möglich sein, um unerwünschte Einstreuungen zu vermeiden. Pluspol mit Pluspol verbinden, sonst kann es bei einigen Meßgeräten zu Meßfehlern kommen ('roll over' Fehler). Das zu eichende Meßgerät wird nun mit Hilfe des oder der Abgleichpotentiometer (dem Handbuch des

Herstellers zu entnehmen) auf genau 10,00V eingestellt. Das Abgleichpotentiometer soll in der Mitte des Bereiches von 9,99 V bis 10,01 V stehen.

Die Einstellung nach einiger Zeit nochmals überprüfen und gegebenenfalls wiederholen.

Bei einem 3 1/2stelligen Instrument ist die Auflösung im 20V-Bereich 10 mV entsprechend 0,1%. Selbst wenn die Eichspannungsquelle eine Toleranz der Ausgangsspannung von  $\pm 5$  mV (0,05%) hat, so ist in den meisten Fällen dieser Fehler tolerierbar.

Falls ein Einstellen des Digitalvoltmeters aus irgendwelchen Gründen nicht möglich oder nicht gewünscht wird, so kann man folgendermaßen vorgehen: Die Meßabweichung wird mit Hilfe der Eichspannungsquelle festgestellt und bei allen weiteren Messungen im 20 V Bereich berücksichtigt.

Ein Bausatz für die Eichspannungsquelle ist bei der Firma GMS, Eleonorenstraße 6, 6094 Bischofsheim erhältlich.

# Lineares Ohmmeter

Ein genaues Ohmmeter ist ein jeder Werkstatt oder jedem Hobby-Labor unentbehrlich. Für den Bastler ist es wichtig, daß die Eichung einfach ist. Unser Ohmmeter besitzt einen linearen Skalenverlauf und erfüllt damit diese Forderung.

Das Meßgerät kann für genaue Widerstandsmessungen von einigen zehntel Ohm bis zu ein Megaohm verwendet werden. Das Instrument hat vier Meßbereiche, die von  $1\text{ k}\Omega$  bis  $1\text{ M}\Omega$  Skalenendwert reichen. Die Skalenendwertgenauigkeit beträgt 2%, Voraussetzung dafür sind natürlich Widerstände, die eng toleriert sind (2% oder besser).

Konventionelle Kreuzspul-Ohmmeter haben nichtlineare Skalen mit im allgemeinen zwei bis vier Dekaden auf einem Skalenband für Messungen von Widerstandswerten. Mit derartigen Widerstandsbereichen ist es – besonders bei hohen Werten – unmöglich, genau abzulesen. Für Widerstandsmessungen mit höheren Genauigkeitsanforderungen wird häufig eine Wheatstonebrücke verwendet, die aber relativ teuer ist. Außerdem wird die Messung mit einer solchen Brücke wesentlich zeitaufwendiger. Mit unserem Ohmmeter läßt sich dagegen der Widerstandswert exakt an der Linearskala ablesen, da pro Bereich nur eine Dekade angezeigt wird. Es ermöglicht deshalb ein genaueres Ablesen von Widerstandswerten als mit dem üblichen Multimeter.

## Der technische Aufbau

Die Schaltung besteht aus einer Bezugsspannungsquelle, die einen Operationsverstärker speist. Die Verstärkung des Op-Amps wird durch das Verhältnis von Meßbereichswiderstand  $R_3$  bis  $R_6$  und von Rückkopplungswiderstand  $R_x$  bestimmt. Ein Drehspulmeßwerk am Ausgang des Op-Amps zeigt die Referenzspannung multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor des Op-Amps an. Der Ablesewert ist deshalb proportional dem Verstärkungsfaktor des Op-Amps, und der Faktor selbst ist proportional dem Wert  $R_x$  – dem unbekanntem Widerstandswert.

Wir wählten einen LM301 OpAmp wegen seines niedrigen Eingangsstroms. Das stellt sicher, daß der höchste Widerstandsmeßbereich nicht durch den Eingangswiderstand des OpAmps verfälscht wird. Ein  $10\text{ M}\Omega$ -Bereich könnte noch hinzugefügt

werden, aber er würde bei Messungen, die größer als einige Megaohm sind, doch relativ ungenau sein. Der unterste Widerstandsmeßbereich wird durch die Stromaufnahme-fähigkeit des OpAmps, die Bezugsspannungsquelle und die Batterien bestimmt.

Das Meßinstrument wird geeicht, indem ein genau bekannter Widerstandswert mit dem Trimmer RV1 auf seinen korrekten Ablesewert eingestellt wird.

## Aufbau

Das Ohmmeter kann entweder als selbständige Baugruppe mit eigenem Drehspulmeßwerk, wie in unserem Aufbau, oder als Zusatz in ein vorhandenes Multimeter, das einen Gleichstrombereich von  $1\text{ mA}$  hat, gebaut werden. Eine Zusatzbaugruppe ist bei weitem billiger, weil das Meßwerk das teuerste Bauteil in diesem Aufbau ist.

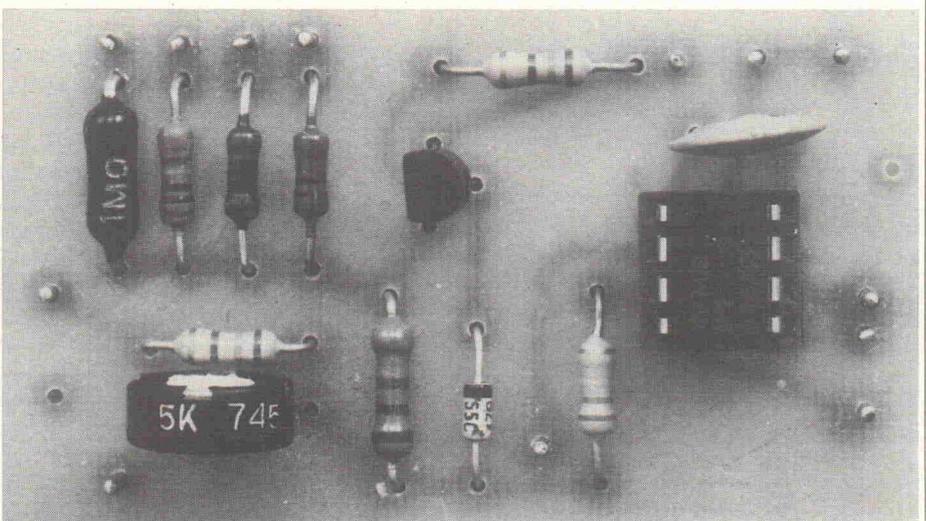
Der Aufbau ist einfach; die Bauteile werden auf eine gedruckte Leiterplatte gesetzt. Beachten Sie die Polung der Z-Diode. Ein 741 OpAmp eignet sich in diesem Fall nicht als Ersatz für den 301, da der 301 wegen seines niedrigen Eingangsstroms ausgewählt wurde. Die Genauigkeit des Instruments ist durch die Tole-

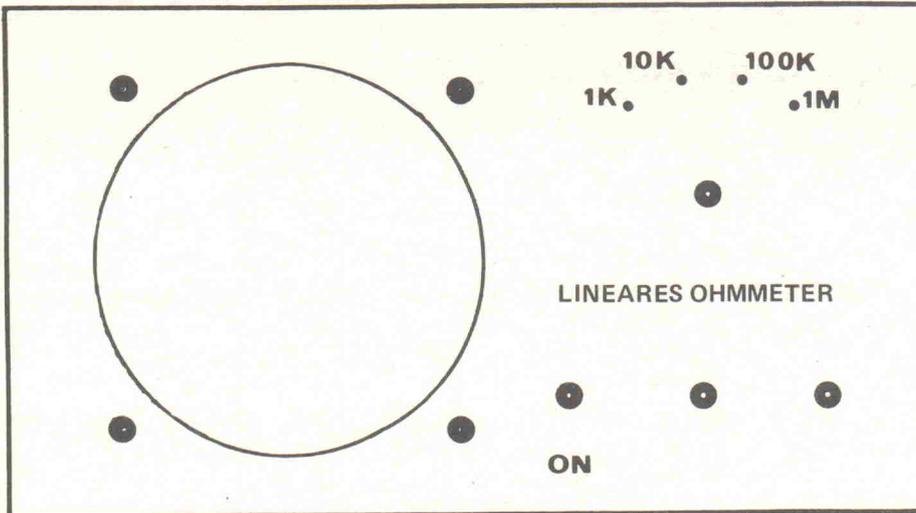
ranz der Meßbereichswiderstände ( $R_3$  bis  $R_6$ ) und die Genauigkeit des Meßwerks bestimmt. Falls Widerstände mit Toleranzen von 1% oder 2% verwendet werden, liegt die Genauigkeit des Instruments bei ungefähr 2%.

Wenn der Leiterplatten-Aufbau beendet ist, wird die Platte in das Gehäuse gebaut und die Verdrahtung der übrigen Bauteile vorgenommen. Wir verwendeten ein Kunststoffgehäuse. Ein einpoliger Drehschalter mit vier Schaltstellungen wird als Bereichsumschalter verwendet.

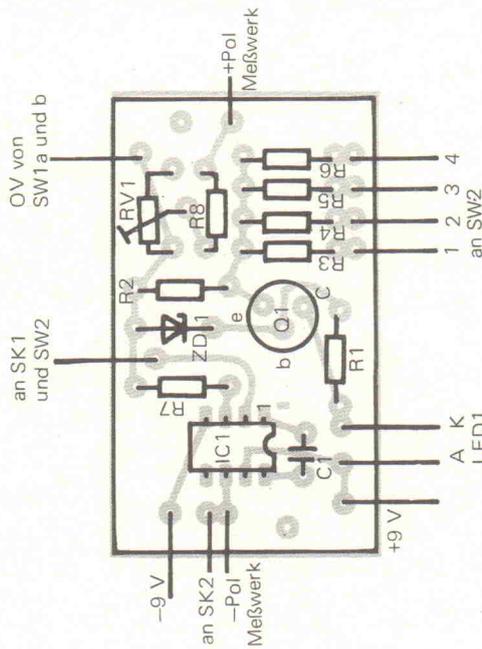
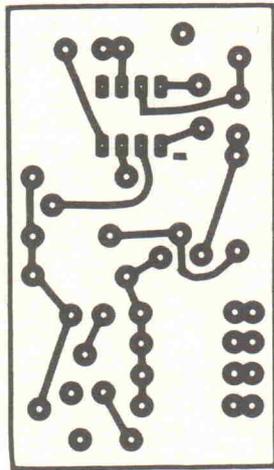
## Die Eichung

Nach dem vollständigen Aufbau wird das Gerät eingeschaltet; die LED sollte leuchten. Leuchtet sie nicht, dann überprüfen Sie die Verdrahtung und die Polung der LED. Wenn alles in Ordnung ist, klemmen Sie einen genau bekannten Widerstand (mit einem Wert innerhalb des Meßbereichs des Instruments) an die Ausgangsklemmen und stellen Sie den Trimmer so ein, daß Sie den korrekten Ablesewert erhalten. Die Baugruppe ist nun betriebsbereit; es sollte keine weitere Eichung nötig sein. Sie könnten z. B. einen Widerstand von  $1\text{ k}\Omega$  mit einer Toleranz von 1% speziell für diese Einstellung verwenden.

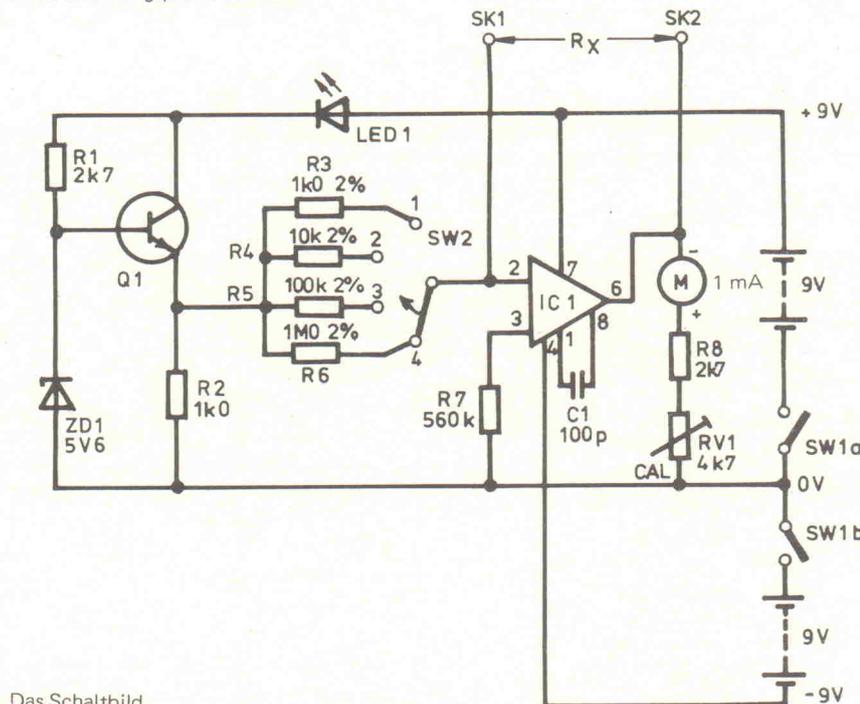




Frontplattenvorschlag



Platinenlayout (links)  
und Bestückungsplan (rechts)



Das Schaltbild

## Stückliste

Widerstände 0,5 W	
R1	2k7 5%
R2	1k5 5%
R3	1k max. 2% Metallschicht
R4	10k max. 2% Metallschicht
R5	100k max. 2% Metallschicht
R6	1M max. 2% Metallschicht
R7	560k 5%
R8	2k7 5%
RV1	5k Trimpotentiometer

Kondensatoren	
C1	100p ker.

Halbleiter	
LED1	TIL 220 (rot) o. ä.
ZD1	5V 1 400mW Z-Diode
Q1	BC 109, BC 549 o. ä.
IC1	LM301 National Sem.

Verschiedenes	
SW 1	Schalter 2 x Ein,
SW2	Schalter 4 Schaltstellungen
M1	Amperemeter 1mA 60 mm Skala
Platine, Gehäuse, Batterieclips, 9 V Batterie	

## Wie funktioniert's?

Die Ohmmeter-Schaltung mit linearer Skala besteht aus zwei Teilen: einer Vergleichsspannungserzeugung und einer Anzeigeeinheit, die den Wert des gemessenen Widerstands wiedergibt. Der Schaltungsteil der Vergleichsspannungserzeugung besteht aus der Z-Diode, dem Transistor Q1 und den Widerständen R1 und R2. Diese Bauteile haben die Aufgabe, eine stabile Vergleichsspannung von ungefähr 5 V am Widerstand R2 zu liefern. Diese Referenzspannung wird der Widerstandsmeßschaltung über den Meßbereichswiderständen R3 bis R6 zugeführt.

Der OpAmp ist als invertierender Gleichspannungsverstärker geschaltet. Das Instrument mit einem Voltmeter, R8 und RV1 am Ausgang. Die Spannungsverstärkung des OpAmp setzt sich aus dem Verhältnis der Meßbereichswiderstände R3 bis R6 und dem Wert des Rückkopplungswiderstands Rx zusammen. RV1 ist so eingestellt, daß das Meter voll ausschlägt, wenn Rx den gleichen Wert wie der angewählte Meßbereichswiderstands-wert hat. Unter dieser Bedingung hat die Operationsverstärkerschaltung einen Spannungsverstärkungsfaktor von genau 1. Der angezeigte Wert am Meter ist direkt proportional dem Wert von Rx, da der Wert der Vergleichsspannungsquelle und die Werte der Meßbereichswiderstände fest sind. Die Schaltung arbeitet somit als ein Ohmmeter mit linearer Skala und hat einen Skalendwert, der gleich dem Wert des gewählten Meßbereichswiderstands ist.

# Regelbares Netzteil

0-25V

W. Wendland

Sicherlich sind in der Vergangenheit schon sehr viele Netzteil-Bauanleitungen in den Fachzeitschriften veröffentlicht worden. Doch die Technik hat auch bei den integrierten Spannungsreglern nicht haltgemacht. Der Schaltungsaufwand läßt sich mit dem benutzten IC L200 auf wenige externe Bauteile beschränken.

Das Herz unserer Schaltung, der IC L200, besitzt eine Reihe von sehr guten Eigenschaften, ist im Handel gut eingeführt und zeichnet sich durch einen günstigen Preis aus. Damit wird es möglich, für wenig Geld ein nachbausicheres Netzteil mit sehr guten Daten zu verwirklichen.

## Der L200

Bei dem L200 handelt es sich um ein 5-beiniges IC im Pentawatt-Gehäuse, hergestellt von der Firma SGS-Ates. Gegenüber den bekannten 3beinigen Reglern der 78er Reihe besitzt dieses IC die Möglichkeit, außer Spannung auch den maximalen Ausgangsstrom über externe Widerstände zu begrenzen.

Kurz die wichtigsten Daten des L200:

maximale Eingangsspannung	40V
maximale Eingangs-/Ausgangsdifferenz	32V
einstellbare Ausgangsspannung	3...37V
einstellbarer Ausgangsstrom	0...2A

Durch die automatische thermische Abschaltung bei 150 °C, Kurzschlußfestigkeit und interne Leistungsüberwachung des Ausgangstransistors wird eine Zerstörung des ICs fast unmöglich.

Wichtig für die Beurteilung eines Reglers sind natürlich besonders die Regeleigenschaften bei angelegter Last. Der L200 weist hier bei  $\Delta I_{LAST} = 1,5A$  einen Wert von typisch 0,1% auf.

Rechnerisch ergibt sich dieser Wert aus den Größen  $\Delta U_0$  (Spannungsänderung bei angegebener Last) und  $U_0$  (Spannung ohne Last) mit der Formel

$$\frac{\Delta U_0}{U_0}$$

## Die Netzteilschaltung

Wie aus den Kurzdaten zu entnehmen ist, läßt sich die Spannung erst ab  $\approx 3V$  aufwärts regeln. Will man ab 0V heraufregeln, so wird ein kleiner Schaltungstrick notwendig. Mit einer Hilfsspannung wird eine

negative Vorspannung erzeugt, die mit den Dioden D1...D4 auf ca. 3V stabilisiert wird. Pin 3 des Reglers wird um diesen Betrag negativ gegenüber Masse vorgespannt, und damit wird ein Regelbereich ab 0V möglich.

Wichtig ist außerdem, daß die Verlustleistung des Spannungsreglers nicht zu hoch getrieben wird. Der ungünstigste Bereich für den Regler liegt bei niedriger Spannung und hohem Strom.

Wird z.B. eine Trafospannung von 25V benutzt, so stehen immerhin ca. 35V am Ladekondensator. Stellt man nun eine Spannung von 3V ein und belastet diese mit 1A, so setzt das IC ca. 32W in Wärme um, was ein entsprechend großes Kühlblech erfordert. Schaltet man aber die Trafospannung um, z.B. bei 12V, so kann man die Verlustleistung erheblich reduzieren, in unserem Beispiel wären es dann noch ca. 13W.

Am optimalsten wäre es natürlich, die Trafospannung noch häufiger umzuschalten, was den Aufwand aber doch um einiges erhöhen würde. Wir haben uns darum für eine automatische Umschaltung bei der halben Trafospannung entschlossen. Diese Aufgabe übernimmt eine einfache Schmitt-Trigger-Stufe. Erreicht die Ausgangsspannung ihren halben Wert (ca. 12V...13V), so wird das Relais über den Transistor erregt und schaltet auf die höhere Transformatorspannung um.

Die Stromgrenzen lassen sich sehr einfach mit den Widerständen R2 und R3 festlegen. Bleiben die Pins 2 und 5 unbeschaltet, so setzt die Strombegrenzung automatisch bei 2A ein.

Für die Inbetriebnahme von Geräten ist es oft ratsam, nur einen geringen Strom zuzulassen. Aus diesem Grund haben wir die Strombegrenzung umschaltbar gemacht; als Grenze wurden 100mA und 1A gewählt. Natürlich kann sich jeder diese Werte nach eigenen Wünschen umgestalten, und zwar mit der Berechnungsformel

$$R(R2 \text{ u. } R3) = \frac{0,45V}{I_{max}}$$

( $I_{max}$  = gewünschter Strombegrenzungseinsatz) lassen sich die Werte für R2 und R3 festlegen. Möglich ist auch der Einsatz eines Drahtpotentiometers entsprechender Leistung zur stufenlosen Strom-einstellung. Bekommt man nicht den gewünschten Widerstandswert, so läßt sich dieser durch Parallelschaltung gewinnen. Da das benutzte Relais nur 1A schaltet, sollte dieses auch die obere Stromgrenze sein.

Unser Musteraufbau liefert sehr gute Werte, so betrug der Spannungsabfall bei Vollast (1A) etwa 50mV, die Brummspannung und das Rauschen lagen deutlich unter 5mV.

## Aufbau

Alle Bauteile außer Einstellpotentiometer, Schalter S1 und Transformator finden auf der Platine Platz. Wichtig ist, daß die Leiterbahnen, die den gesamten Strom (also Massebahn und Plus-Bahn) befördern müssen, satt verzinnt werden.

Bei der Bestückung geht man wie gewohnt vor, erst die Brücken, dann Widerstände, Kondensatoren und zum Schluß die Halbleiter. Der Transformator sollte sekundär 2 Wicklungen mit je 12V besitzen (die obere Grenze ist 2x14V) und, wenn beschaffbar, eine zusätzliche 6V...9V-Wicklung. Allerdings erfüllt ein kleiner zusätzlicher Transformator mit 100mA Strom den gleichen Zweck. R4 wird direkt am Potentiometer verdrahtet.

Wie schon erwähnt, ist die Größe des Kühlblechs abhängig von der abzuleitenden Verlustwärme. In unserem Netzteil sollte ein Kühlblech mit ca. 2°C/W (Thermischer Widerstand) oder besser benutzt werden. Das wird bei handelsüblichen Profilkühlkörperprofilen mit einer Länge von ca. 50 bis 75 mm erreicht (siehe auch Stückliste). Das benutzte Gehäuse sollte eine gute Luftzirkulation ermöglichen, besonders, wenn der Kühlkörper im Gehäuse mit untergebracht wird.

### Stückliste

Widerstände 5%

R1	180R	1/2W
R2*	0R47	1W siehe auch Text
R3*	4R7	1W siehe auch Text
R4	2K2	1/4W
R5	820R	1/4W
R6	3K3	1/4W
R7	1K	1/4W

\* siehe auch Text

P1 Potentiometer 10k lin.

Kondensatoren

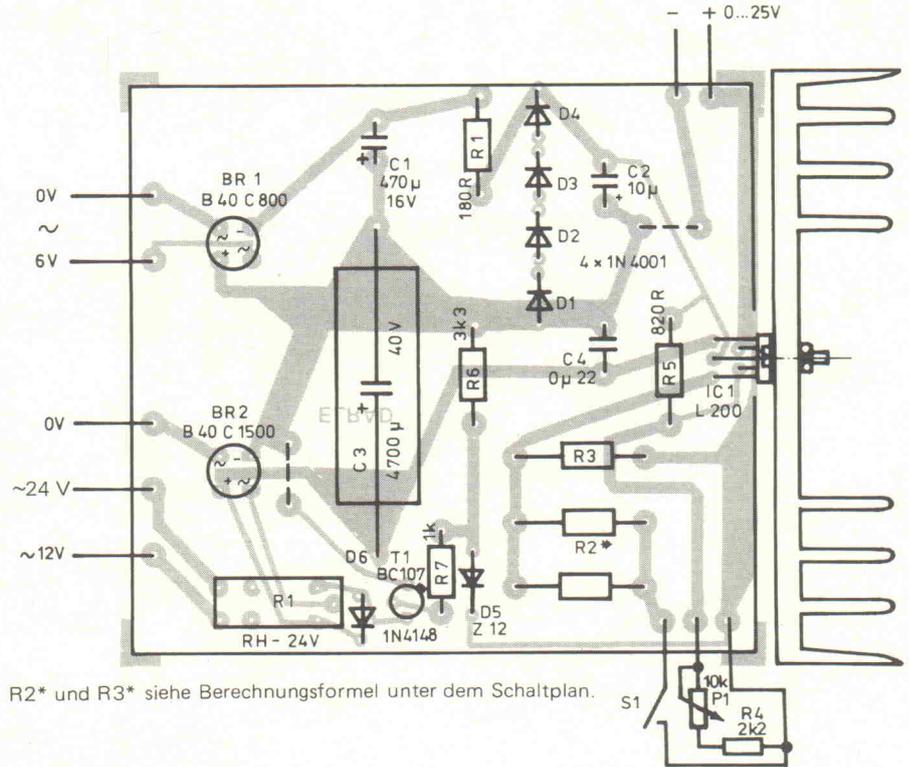
C1	470µ 16V Elektrolyt
	stehend
C2	10µ 16V Tantal
C3	4700µ 40V Elektrolyt
	liegend
C4	0µ22 MKH

Halbleiter

D1 ... D4	Siliziumdioden, z. B.
	1N4001 o. ä.
D5	Z-Diode Z12
D6	1N4148
BR1	Brückengleichrichter
	B40C800
BR2	Brückengleichrichter
	B40C1500
T1	BC107B
IC1	L200 SGS-Ates

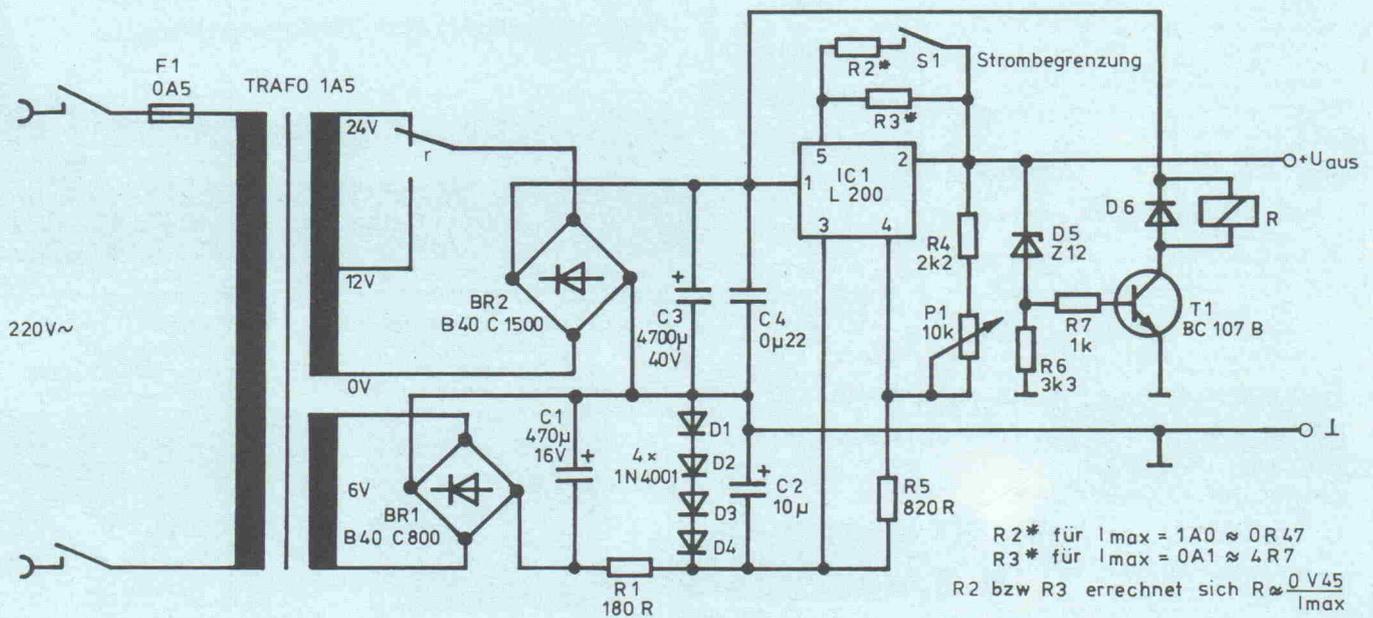
Sonstiges

Transformator, primär 220 V, sekundär  
2x12 V/1,5 A 1x6V/100 mA, Relais  
RH 24 V National, Platine, Gehäuse,  
F1 Sicherung mit Halter 0,5A mittel-  
träge, Kühlkörper, z. B. Seifert  
KL-134 (50 mm) o. KL-135 (50 mm)

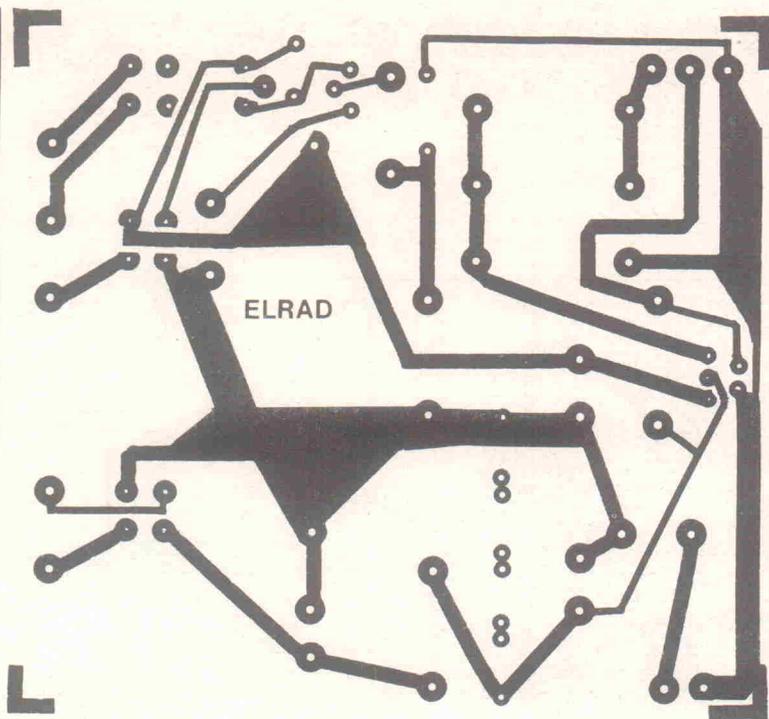


R2\* und R3\* siehe Berechnungsformel unter dem Schaltplan.

Der Bestückungsplan

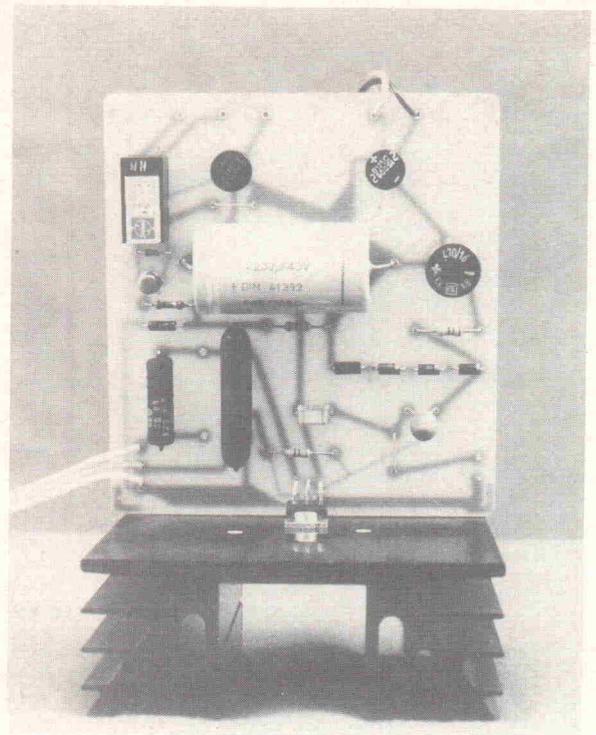


Die komplette Schaltung



ELRAD

Das Platinenlayout



Blick auf die bestückte Platine

**Die ganze Welt des Lautsprecherbaus**  
Gehäuse, Systeme, Weichen, Zubehör von A-Z

KEF, Lowther, Shackman R.A.E. modifiziert, Jordanov, Decca, Emit, Wharfedale, Dr. Podzus, Dynaudio, Volt, Scan-Speak, Valvo, Pioneer, Becker, Audax, Electro-Voice, JBL, Celestion, Luftspulen bis 16 mH/Ø/0,21 mm/0,7 Ohm MP-Kondensatoren, Folienkondensatoren, Elkos, Langfaserwolle für T.L., Spezialweichen 1. Güte.

**Unsere aktuellen Bausatzangebote:**

ELRAD Transmission Line (2/79)  
DM 598,- incl. Weiche.

ELRAD Vierweg 4000/S  
(11/80) DM 598,- incl. Weiche/  
Holz,

KEF Calinda DM 395,-  
incl. Weiche

Kef 101 DM 282,50  
incl. Weiche.

RÖMER-E.L.S.-Horn  
DM 820,- incl. Weiche



Wharfedale E50 DM 497,20 Wharfedale E90 DM 994,-  
incl. Weiche incl. Weiche

Wharfedale E70 DM 678,- Sendor BC1 DM 650,-  
incl. Weiche incl. Weiche

50seitigen Katalog mit bisher in Deutschland unveröffentlichten Bauplänen gegen DM 5,- Schein.

Wer weiß, worauf's beim Lautsprecher ankommt?



La  
Difference

R.A.E. GmbH

Adalbertsteinweg 253, 51 Aachen, 02 41/51 12 97  
Baustraße 45, 41 Duisburg 12

Wir haben ständig Selbstbauboxen vorrätig, denn Lautsprecherbau ist nicht nur Vertrauenssache.

Schon mit einer Kleinanzeige in Elrad erreichen Sie viele interessierte Leser.

Benutzen Sie bitte bei Bestellungen die grünen Kontaktkarten

**Elektronik kopieren durch Experimentieren**

Für das Verständnis der elektronischen Techniken hat sich der Laborversuch als überlegener Lernweg erwiesen. Durch selbst erlebte Versuche begreift man schneller und behält die gewonnenen Erkenntnisse dauerhaft im Gedächtnis. Das ist der erfolgreiche Weg der Laborlehrgänge nach der Methode Christiani:

Lesen + Experimentieren + Sehen = Verstehen = Anwenden können.

- Elektronik-Labor
- Digital-Labor
- IC-Labor
- Mikroprozessor-Labor
- Oszilloskop-Labor
- Fernseh-Labor

Sie erhalten kostenlos Lehrpläne und ausführliche Informationen über erwachsenengerechte Weiterbildung mit Christiani-Fernlehrgängen. Anzeige ausschneiden, die Sie interessierenden Lehrgänge ankreuzen, auf Postkarte kleben oder im Umschlag mit Ihrer Anschrift absenden an



Dr.-Ing. P. Christiani Technisches Lehrinstitut und Verlag  
7750 Konstanz · Postf. 3957 · Tel. 0 75 31-5 40 21 · Telex 0733 304

Österreich: Ferntechnikum 6901 Bregenz 9 · Schweiz: Lehrinstitut Onken 8280 Kreuzlingen 6

**Musik-Synthesiser**  
(wie in elrad Special 1 ausführlich beschrieben)



Der Bausatz enthält: fertiges Holzgehäuse mit beschrifteter und gelochter Bedienplatte, beschriftete und gelochte Rückwand, Bodenplatte (Metall), fertiges Manual, fertigen Fußschweller für VCF, Nadelkontakte, sämtliche aktiven und passiven Bauelemente (inkl. Spezial-Widerstände 0,5%), IC-Sockel, alle Platinen, Abstandsklötzchen für Schalter, Potiknöpfe, Blechschrauben, Holzschrauben, Gewindeschrauben

etc., etc. ... Kurzum, alle Teile, die Sie für den spielreife Synthesiser benötigen — lediglich die Tonleitung zur PA sollten Sie schon besitzen.

Sie können auch einzelne Bauteil-Päckchen bekommen. Fordern Sie unsere Liste mit einem Freiumschlag an.  
**Komplett-Bausatz 950,- DM**

**Professionelle Lichtorgel**  
(wie in elrad Special 3 ausführlich beschrieben)



Kompletter Bausatz mit allen mechanischen und elektrischen Teilen, Gehäuse, eloxierte Frontplatte (fertig gebohrt) usw. bis zur letzten Schraube. **298,- DM**

Epoxid-Platine, fertig gebohrt 45,- DM  
Ferrit-Kerne FX 1089, FX 3008 je 2,- DM

**Choraliser (Black Hole)**  
(wie in diesem Heft ausführlich beschrieben)

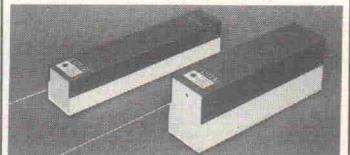


Kompletter Bausatz mit allen mechanischen und elektrischen Teilen, Gehäuse (fertig gebohrt).

De Luxe Version (mit zwei SAD 512 D)

**335,- DM**

**He-Ne LASER von NEC**  
Fertigergerät  
mit integriertem Netzteil  
(rechteckige Bauform)



Typ GLG 5002 0,5 mW, unpolarisiert . . . 875,- DM  
Typ GLG 5012 1,0 mW, unpolarisiert . . . 995,- DM  
Typ GLG 5022 2,0 mW, unpolarisiert . . . 1295,- DM

**He-Ne-Laser-Röhren von NEC**

Typ GLT 189 0,5 mW, linear polarisiert . . . 348,- DM  
Typ GLT 176 1,0 mW, unpolarisiert . . . 389,- DM  
Typ GLT 177 2,0 mW, unpolarisiert . . . 495,- DM  
Typ GLT 183 5,0 mW, linear polarisiert 1250,- DM

**Electronic-Versand**

Postfach 20 44  
3165 Hänigsen

Nachnahmeversand  
alle Preise incl. MwSt. + Versandkosten  
Preise: Stand Februar '81

# Parkzeit-Timer

Vermeiden Sie teure Strafzettel mit unserem Taschen-Warn-Pieper.

Sind Sie schon einmal an die Parkuhr zurückgekommen und sahen gerade noch die Politesse die Zahlkarte an die Windschutzscheibe kleben? Wenn ja, dann kann unser Parkzeit-Timer dafür sorgen, daß Sie diese bittere Erfahrung nie wieder machen müssen. Ein lautes Piepen einige Minuten bevor die Parkzeit abgelaufen ist, dient Ihnen als Gedächtnisstütze. So haben Sie dann noch Zeit für einen kleinen Spurt zur Parkuhr und können rechtzeitig eine weitere Münze einwerfen, bevor die Parkzeit abläuft.

Der Timer besteht nur aus zwei CMOS-ICs und einem halben Dutzend von diskreten Bauteilen. Dadurch paßt er gut in jede Jackettasche. Vor dem Gebrauch schalten Sie auf 1- oder 2stündige Parkzeit. Das kleine Gerät ist dadurch schon in Betrieb und Sie können es erst einmal vergessen.

Einige Minuten vor Ablauf der eingestellten Zeit erzeugt der Timer automatisch ein laut piependes Alarmsignal. Dies Geräusch ist laut genug, daß man es selbst in einem lärmgefüllten Raum noch hört, auch wenn man das Gerät in die Innentasche gesteckt hat. Ist der

Alarm erst ertönt, dann können Sie es mit dem Wahlschalter wieder ausschalten. Der Parkzeitmesser kostet nur wenig Geld, aber er kann Ihnen eine Menge Bußgelder ersparen.

## Konstruktion

Wichtig ist die Größe des Gerätes. Man sollte bei den Abmessungen darauf achten, daß es auch wirklich in eine Handtasche paßt. Wo sollte man sonst bei warmem Wetter damit hin?

Das von uns gewählte Gehäuse ist ein Verocase Typ 65-2514 F. Das ist gerade groß genug, um alle Einzelteile aufzunehmen. Es ist aber notwendig, einen Teil der Befestigungsstützen im Innern abzuschleifen; sonst paßt die Platine nicht hinein. Der Wahlschalter SW1 sollte in der Frontplatte versenkt angebracht werden, damit er nicht versehentlich betätigt wird.

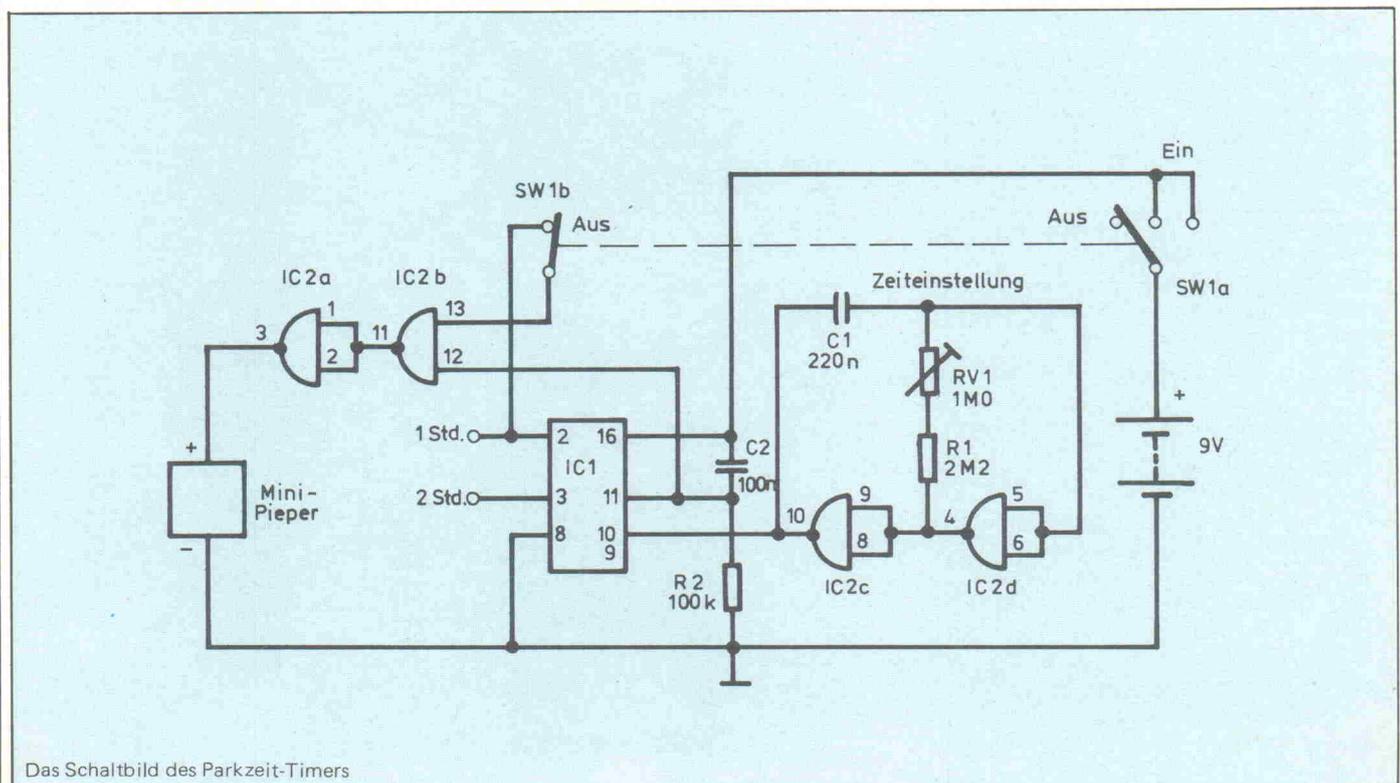
Wir haben das erreicht, indem wir einen Spalt in das Gehäuse geschnitten haben und den Schalter dann von innen mit Abstandstücken in der richtigen Tiefe montiert haben.

Bei der Bestückung der Platine ist zu beachten, daß für C1 und C2 Folienkondensatoren zu nehmen sind. Beim Einlöten der CMOS-ICs ist sehr vorsichtig zu verfahren. Auch der Verdrahtung zwischen SW1 und der Platine sollte man einige Sorgfalt widmen. Nach dem Zusammenbau kann das Gerät wie folgt abgeglichen werden:

## Abgleich

Lösen Sie vorübergehend den Masseanschluß an SW1b und legen Sie den Schalteranschluß an die positive Betriebsspannung. Schalten Sie das Gerät ein.

Es sollte jetzt der Warnton ertönen. Wenn Sie das Gerät exakt auf Warnzeichen von 1 und 2 Stunden einstellen wollen, dann müssen Sie RV1 so lange einstellen, bis genau 68,3 Pieptöne in der Minute ertönen. Wenn Sie eine Warnzeit von 1 Stunde 50 Minuten wollen, dann muß auf 74,5 Töne pro Minute eingestellt werden. Damit ist der Abgleich beendet. Löten Sie den Anschluß von SW1b wieder an Masse. Das Gerät kann jetzt in Betrieb genommen werden.



## Wie funktioniert's?

Die beiden benutzten ICs sind CMOS-Typen. IC1 ist ein 14-stufiger Binärzähler vom Typ CD4020. IC2 ist ein 4011, also ein 4-faches Nand-Gatter mit je 2 Eingängen. Zwei der Nand-Gatter (IC2c und IC2d) sind als astabiler Multivibrator geschaltet. Der Ausgang wird auf den Clock-Eingang (10) des 4020 und an den einen Eingang des IC2b gegeben. Der zweite Eingang dieses Nand-Gliedes wird entweder von der 14. Zählstufe (Pin 3) oder von der 13. Zählstufe (Pin 2) des 4020 gespeist. Pin 3 ist normalerweise auf 'low', geht aber auf 'high' beim 4096. Zähler-schritt. Das entspricht der 2-Stunden-Stellung des SW1. Pin 2 geht nach dem 2048. Zähler-schritt auf 'high'; das ist in der 1-Stunden-Position des SW1 gewünscht. Der Ausgang des IC2b wird auf ein Miniatur-Tongenerator-Modul gegeben (über IC2a). IC2a dient dabei nur als einfacher Invertierer.

Ein vollständiger Schaltvorgang spielt sich wie folgt ab:

Durch Schalten von SW1 in die 1- oder 2-Stunden-Stellung wird das Gerät eingeschaltet. Durch das Einschalten geht ein kurzer Reset-Impuls an Pin 11 des 4020 (über das R<sub>2</sub>-C<sub>2</sub>-Netzwerk), wodurch alle Ausgänge auf 'low' gehen. Sofort nach dem Einschalten beginnt der astabile Multivibrator zu schwingen. Der Tongenerator kann aber noch nicht arbeiten, weil ein Eingang des Nand-Gliedes noch auf 'low' ist. Nach dem 2048ten Zähler-schritt (1-Stunden-Stellung) oder nach dem 4096. Zähler-schritt (2-Stunden-Stellung) wird der eine Eingang des IC2b durch den entsprechenden Ausgang des 4020 auf 'high' gelegt. Immer, wenn jetzt der Ausgang des Multivibrators auch auf 'high' geht, gibt der Tongenerator einen Piepton ab.

Durch Einstellen des Potentiometers RV1 kann man entweder Warnzeiten von genau 1 oder 2 Stunden oder etwas kürzere Perioden einstellen, so daß man noch eine gewisse Vorwarnzeit zur Verfügung hat.

### Stückliste

Widerstände 1/4 W 5 %

R1 2M2  
R2 100K  
RV1 1M0 Trimmer

Kondensatoren

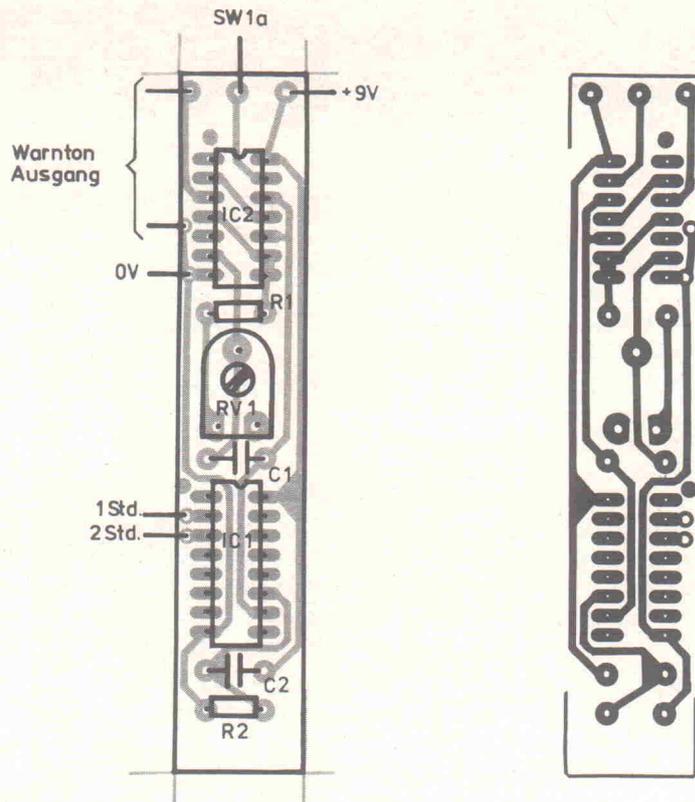
C1 220n MKH  
C2 100n MKH

Halbleiter

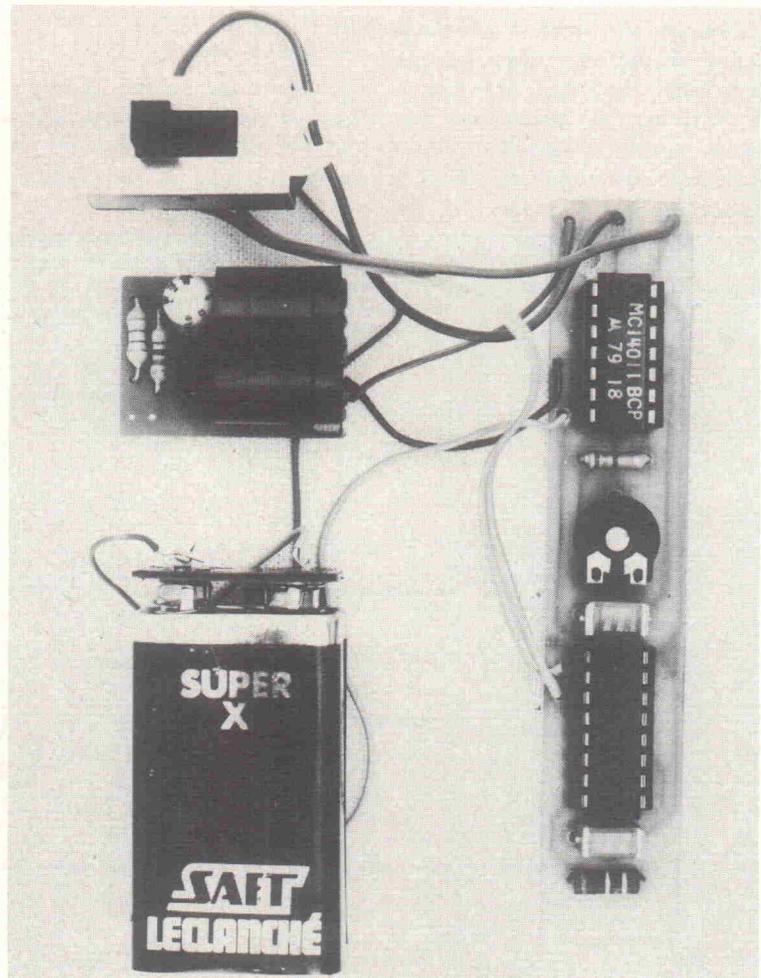
IC1 CD 4020 B  
IC2 CD 4011 B

Verschiedenes

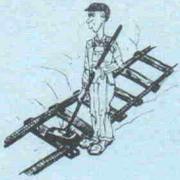
Mini-Pieper, SW1-Schiebeschalter  
3 Um, Platine, 9 V-Batterie,  
Gehäuse Vero.



Bestückungsplan und Platinenlayout



Die bestückte Platine



# Schienen-Reiniger

Ein unschönes Problem bei Modelleisenbahnen entsteht bei dem Versuch, mit den Lokomotiven langsam zu fahren. Dabei werden mangelhafte elektrische Kontakte zu den Schienen durch Schmutz, Fett und Oxidschichten offensichtlich, und es kommt zu einer unregelmäßigen und unrealistischen Fortbewegung des Zuges.

Wir meinen, daß für gutes Langsamfahr-Verhalten ein sauberer Kontakt zwischen Motor und Stromschienen die wichtigste Voraussetzung ist.

Mit unserer Schaltung – dem elektronischen Schienen-Reiniger – kann man diese Forderung weitgehend erfüllen. Dabei wird eine hohe Spannung (800 V) mit großem Innenwiderstand (einige 100 k $\Omega$ ) und hoher Frequenz (einige 100 kHz) der Betriebsspannung überlagert. Dadurch werden Übergangswiderstände, die von Schmutz, Oxyd und Fett auf den Schienen und Stromabnehmern herrühren, einfach 'weggebrannt'. Das Gerät besteht nur aus einem einzigen Transistor und einigen weiteren Bauelementen. Problemlos kann die Schaltung in vorhandene Anlagen eingebaut werden.

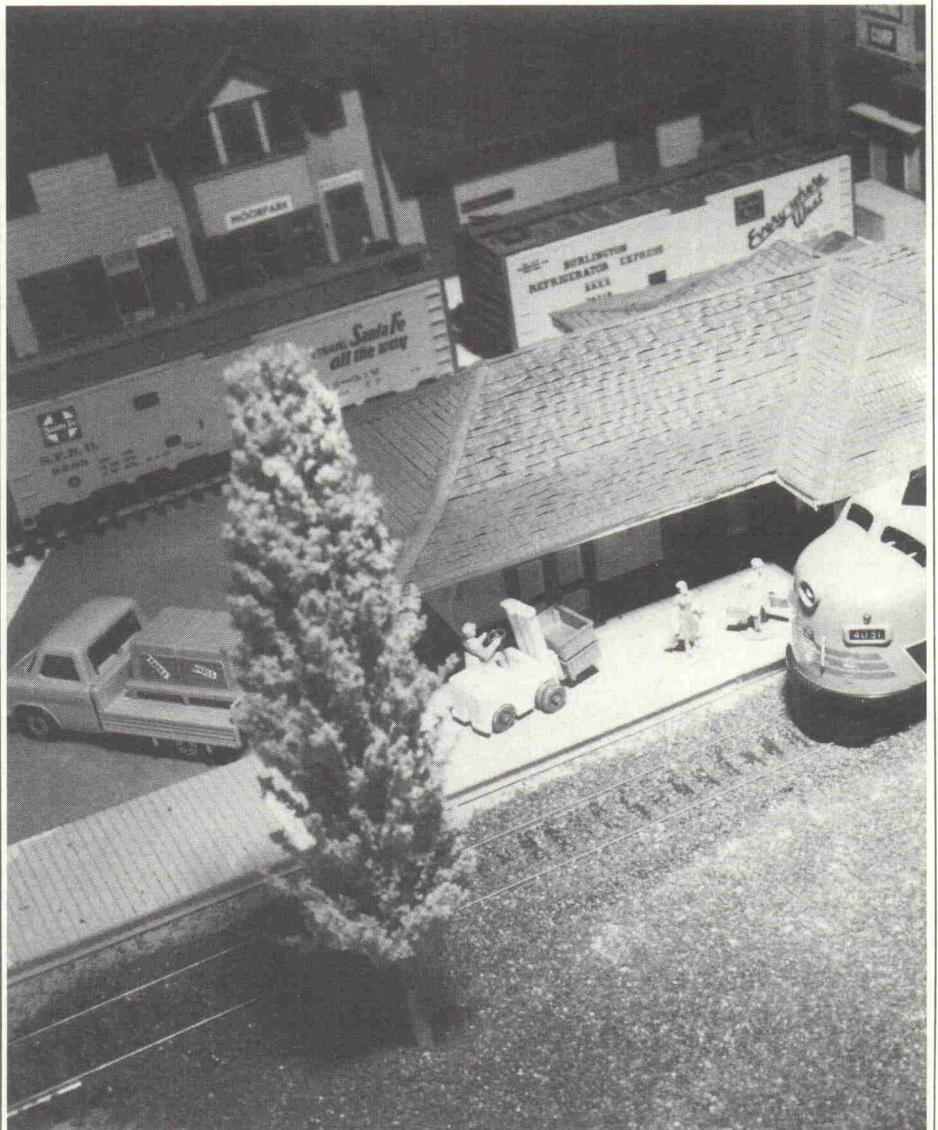
## Aufbau

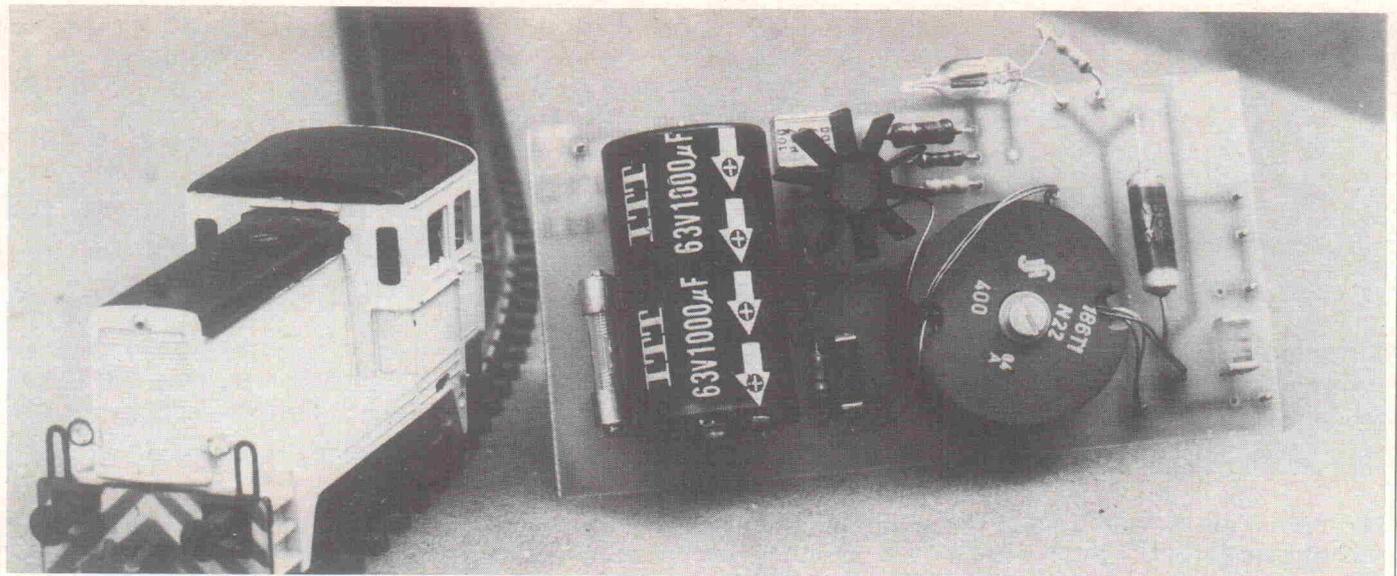
Die Schaltung ist auf einer kleinen Platine aufgebaut. Q1 braucht unbedingt einen aufgesteckten Kühlkörper. Der Trafo des Sperrschwingers ist ein Spezialbauteil, das Sie selbst wickeln müssen. Beim Abnehmen der einen Halbschale wird ein Plastik-Spulenkörper sichtbar, auf den die Spulen zu wickeln sind. Zunächst wird die Sekundärwicklung aufgebracht: 100 Windungen, 2 x 0,4 mm Kupferdraht mit Lackisolierung (CuL). Wenn Sie diese Anzahl nicht ganz darauf bringen, dann ist das nicht schlimm. Mit etwas weniger Windungen funktioniert es auch. Über diese Wicklung wird ein Stück Isolierband geklebt. Die Primärwicklung besteht aus 6 Windungen mit Mittelanzapfung (3–0–3). Die Drahtstärke beträgt 0,3 mm CuL. Der fertige Trafo wird mit einer Plastikschraube auf der Platine befestigt, und die Drahtenden werden mit den entsprechenden Anschlüssen verbunden. Q1 ist an die Primärwicklung angeschlossen, die Ausgangsspannung wird an der Sekundärwicklung abgenommen.

Die Verbindung zu Ihrer Anlage stellen Sie so her: Die zwei Drähte, die normalerweise zu den Schienen führen, legen Sie an den Fahrpult-Eingang (Polung unwichtig) und die Drähte von der Schiene legen Sie an den Ausgang des 'Schienen-Reinigers'.

Wenn der Reiniger arbeitet, leuchtet die

Glimmlampe. Ist der Kontakt wieder in Ordnung, erlischt die Lampe. Die Stromversorgung der Reiniger-Schaltung kann eine unregelmäßige Gleichspannung sein, wie sie viele Stelltrafos der elektrischen Eisenbahn abgeben. Jede Spannung zwischen 12 V und 20 V ist geeignet, aber sie sollte richtig gepolt sein – sonst fliegen die Funken!





Ansicht der fertig bestückten Platine.

### Wie funktioniert's?

Der Schienen-Reiniger ist ein etwas abgeänderter Sperrschwinger. Die Induktivität von T1 bestimmt zusammen mit C2 und C4 die Frequenz, bei der die Schaltung schwingt: ca. 100 kHz. C4 ist so groß, daß die Schienenkapazität noch keinen Einfluß auf die Schwingfrequenz hat.

An der Sekundärwicklung von T1 entsteht ein Signal mit einer Amplitude von einigen 100 Vss. Der Innenwiderstand ist aber so hoch,

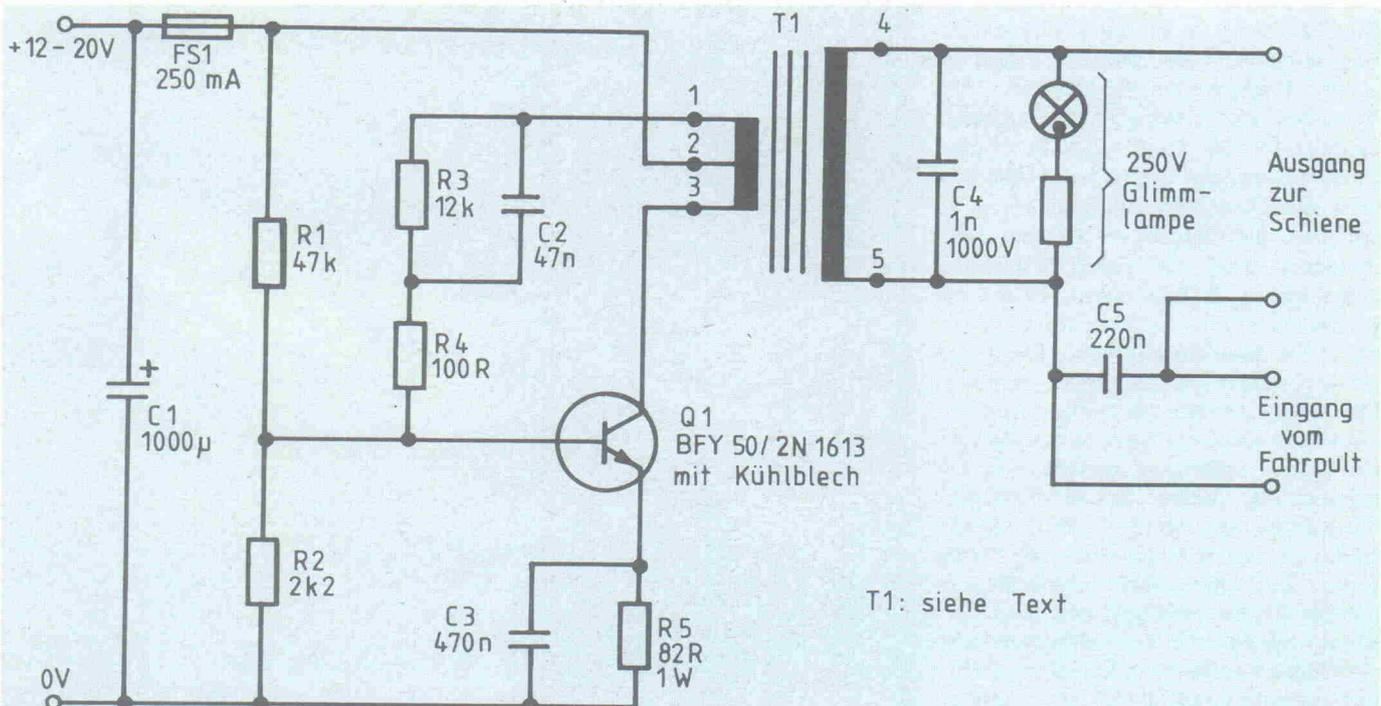
daß diese Spannung ungefährlich ist.

Die Sekundärwicklung ist aus ziemlich dickem Draht (kleiner Widerstand). Die Versorgungsspannung für die Lokomotive wird über diese Wicklung geleitet. Zieht die Lok ihren vergleichsweise hohen Strom, dann wird die Reinigungsspannung durch diese niedrige Impedanz kurzgeschlossen, so daß nur die normale Spannung an der Lok ankommt.

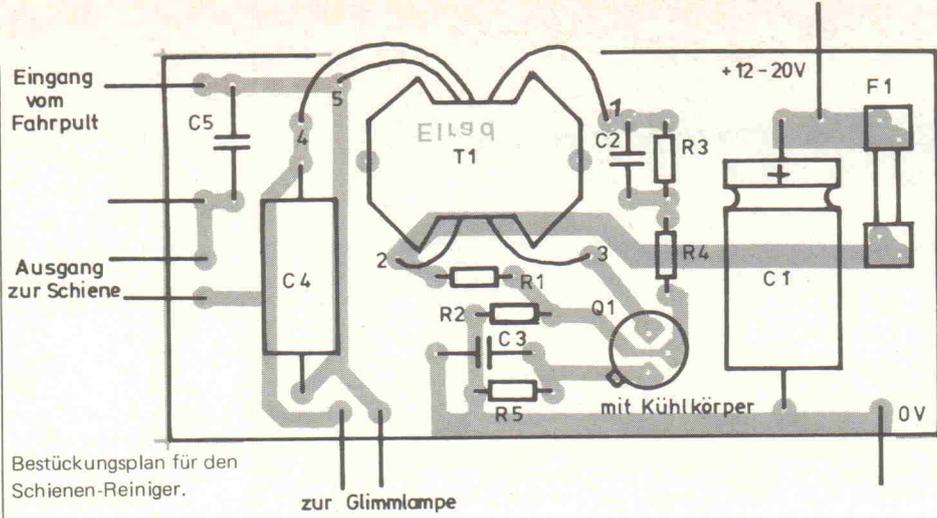
Wenn die Lok aber nur geringen oder gar keinen Strom zieht (schlechter Kontakt!), dann steht auch das Hochspannungssignal an

der Stromschiene und brennt die dünnen Schmutzschichten weg, so daß wieder guter Kontakt herrscht. Danach wird die Hochspannung wieder über den Lok-Motor kurzgeschlossen.

C5 liegt über dem Eingang der Schaltung, um zu verhindern, daß die Hochspannung in das Fahrpult gelangen kann, um dort eventuell Störungen zu verursachen. Eine Glimmlampe zeigt durch ihr Aufleuchten einen Übergangswiderstand im Stromkreis der Schiene an. Der Schienen-Reiniger ist mit 250 mA abgesichert.

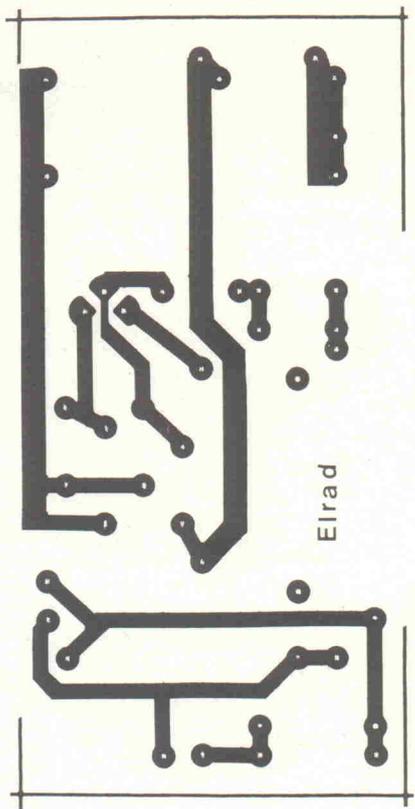


Die Schaltung für den Schienen-Reiniger.



Bestückungsplan für den Schienen-Reiniger.

zur Glühlampe



Platinen-Layout für den Schienen-Reiniger.

### Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%

- R1 47k
- R2 2k2
- R3 12k
- R4 100R
- R5 82R, 1W

Kondensatoren

- C1 1000  $\mu$  Elko
- C2 47n Folie

- C3 470n Folie
- C4 1n, 1000 V
- C5 220n Folie

Halbleiter

- Q1 BFY 50/2N1613

Verschiedenes

- Glühlampe 220 V, Sicherung mit Platinenhalterung, Kühlstern für Q1,
- T1: Schalenkern 30 x 19, AL 400 Siemens Nr. B65701N400-A22

# HEATHKIT

**Wir haben für Sie den richtigen Frequenzzähler! 50 Hz bis 512 MHz und außerdem portable!**

- Frequenzbereich von 50 Hz bis 512 MHz
- 7-stellige LED-Digital-Anzeige
- 10 MHz Quarz-Zeitbasis
- Netzunabhängiger Betrieb mit eingebauten NC-Batterien oder über das als Option lieferbare Stecker-Netzteil
- NC-Batterien im Preis eingeschlossen
- Schwenkbare Teleskopantenne als Zubehör
- Ideal für Werkstatt und Außenbetrieb, unentbehrlich für den Funkamateureur

- IM-2400 512 MHz-Frequenzzähler Bausatz: DM 357,-
- SMA-2400-1 Teleskopantenne DM 26,-
- PS-2405 Steckernetzteil/Ladegerät DM 48,-

(Alle Preise verstehen sich inkl. MWST.)



HEATH GmbH

Ausstellungs- und Service-Zentrum  
Robert-Bosch-Straße 32-38  
6072 Dreieich-Sprendlingen

Postfach 102060  
Telefon 061 03/3808

INFORMATIONSCOUPON

Senden Sie mir bitte kostenlos ausführliches Informationsmaterial.

Name \_\_\_\_\_

Straße \_\_\_\_\_

PLZ Ort \_\_\_\_\_



## krogloth electronic

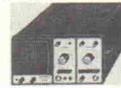
Hillerstraße 6b - 8500 Nürnberg 80  
Telefon (09 11) 32 83 06

300 Watt-PA (Elrad 10/80)  
kpl. Bausatz o. Kühlkörper u. Trafo DM 114,90  
Trafo: prim 220 V, sec. 47-0-47 V/5A DM 82,-



MJ 15003 ... 13,40  
MJ 15004 ... 14,70

HAMEG Oszilloskope  
HM 307-3  
LPS-Triggerung  
Bandbreite DC 10 MHz  
DM 619,-



HM 312-8  
Zweikanalgerät  
Bandbreite 20 MHz  
DM 929,-



MT 200  
0-500 V DC, 0-1000V AC,  
0-250 mA DC, 0-6 MOhm,  
0,001-10  $\mu$ F  
-20 bis +22 dB  
DM 39,50



TRCX 360  
7 DC Bereiche  
0,5 V-25 kV  
9 AC Bereiche  
5 V-1000 V  
5 DC Bereiche  
10  $\mu$ A-10 A, AC 10 A  
4 Ohm-Bereiche  
Transistormessung  
hFE bis 1000  
ICG bis 50  $\mu$ A  
Kapazitätsmessung  
50 pF bis 3  $\mu$ F  
0,01  $\mu$ F bis 50  $\mu$ F  
Pegelmessung  
-10 dB bis +16 dB  
DM 119,50



Netztrafo	TA 7205 P	4,50
2x12V/1,5A	TAA 861 A	1,70
2x6V/140mA	TBA 120	1,95
AY-3-8500	TBA 120 S	1,95
CA 3028	TBA 231	2,90
CA 3046	TBA 520	3,50
CA 3076	TBA 800	1,90
CA 3080 E	TBA 810 AS	1,95
CA 3085 A	TBA 810 S	1,95
CA 3086	TCA 280 A	4,55
CA 3089 E	TCA 440	4,70
CA 3161 E	TDA 1034 V	7,70
CA 3162 E	TDA 1037	4,20
CA 3085 A	TDA 1047	7,90
LF 385 DIP	TDA 1054	3,60
LF 387 DIP	TDA 1034 V	7,70
LM 301 N	TDA 1170	7,40
LM 307 H	TDA 1270	8,10
LM 308 H	TDA 2002	3,80
LM 324 N	TDA 2020	7,-
LM 380 N	TL 984	4,90
LM 703 H	UAA 170	5,40
LM 709	UAA 180	5,40
LM 710	XR 1310	3,60
LM 723	XR 2203	3,10
LM 741	XR 2206	11,50
LM 747	95 H 90	25,90
LM 748	9582	8,90
LM 1458	11 C 90	43,90
LM 3900	LM 309 H	2,50
LM 3909	LM 309 K	3,20
MM 5314	LM 317 K	9,90
MK 50250	LM 317 T	4,-
MK 50398	LM 78	2,-
NE 555	LM 79	1,05
NE 561	LM 79	2,-
NE 565	8080 A	12,80
NE 566	8085 A	31,-
NE 567	2102-450	3,50
ICL 8038	21L02-450	5,10
ICL 7106	21L4-450	13,80
ICL 7107	4116	14,90
ICM 7038 A	1702 A	11,-
ICM 7207	2708-450	19,-
ICM 7208	2716-450	32,-
ICM 7209	2732-450	90,-
ICM 7215 B	8212	6,90
ICM 7217 A	8216	11,-
ICM 7226 B	8216	6,40
RC 4136	8224	8,50
S 566 B	8228	8,30
SAS 560 S	8251	15,10
SAS 570 S	8253	24,50
S 041 P	8255	12,-
S 042 P	8273	20,-

Versand per Nachnahme (Porto 3,80) oder Vorkasse (Porto 2,60)  
Postcheckkonto Nürnberg 2 758 94-857 (BLZ 760 100 85)  
Katalog gegen 1,80 incl. Porto

# Nebelhorn

**Elektronische Baugruppen, die alltägliche Geräusche nachahmen, sind immer interessant. Unser Nebelhorn ist außerdem noch einfach und preiswert nachzubauen – ein ideales Wochenendprojekt.**

Falls Sie in der Nähe eines betriebsamen Seehafens wohnen, werden Sie vielleicht manchmal durch das Ertönen des Nebelhorns eines Schiffes aufgeweckt werden. Nebelhörner waren vor dem Aufkommen von Radarsystemen die einzigen Hilfsmittel, die Schiffskapitäne hatten, um Kollisionen zu verhindern. Die Entfernung und die Richtung des tiefen Tons gaben einen Hinweis auf die Position eines Schiffes. Viele Boote und Schiffe benutzen heute – trotz Radar – immer noch Nebelhörner.

Sicherlich sind zwischen unserem Gerät und einem Schiffsnebelhorn einige dB Unterschied, und dieser Aufbau wird kaum die Familie aufwecken (oder die Nachbarn!), aber es wird ein sehr realistischer Ton erzeugt.

## Die Funktion

Das Nebelhorn besteht aus einem Oszillator, der den Grundton erzeugt, und einem Lautsprecher-Treiber. Der verwendete Oszillator besteht aus einer altbewährten Multivibratorschaltung. Diese Schaltungsart wird sehr oft – in den verschiedensten Formen – in der Elektronik verwendet; sie gehört zu den Grundschaltungen, die man in vielen komplizierten Schaltungen wiederfindet. Man kann Multivibratoren z. B. in Taktgeber-schaltungen für Zeitmessungen, in Funktionsgeneratoren und vielen digitalen Schaltungen finden.

Der hier verwendete Multivibrator besteht aus Bauteilen Q1, Q2, C1, C2 und R1 bis R4. Um die Funktionsweise zu verstehen, gehen wir von folgender Annahme aus: Q2 wird dann leitend, wenn der Tastschalter PB1 gedrückt wird. Einer der beiden Transistoren Q1 oder Q2 wird zuerst leitend, weil ihre elektrischen Parameter ein wenig unterschiedlich sind.

Wird nun PB1 gedrückt, dann leitet Q1, und Q2 sperrt. Die Spannung am Kollektor von Q1 ist etwa gleich der Versorgungsspannung (ungefähr +9 V), und die Basis von Q1 liegt auf etwa null Volt, da Q2 noch durchgeschaltet bleibt. C1 beginnt sich über R2 aufzuladen, und die Spannung an der Basis von Q1 steigt an. Wird ein bestimmter Spannungswert er-

reicht, beginnt Q1 leitend zu werden. Die Spannung am Kollektor von Q1 fällt abrupt. Die Ladung von C2 liefert nun eine Vorspannung in Sperrichtung an die Basis von Q2, der sofort sperrt. Somit springt die Spannung am Kollektor von Q2 auf den Wert der Versorgungsspannung, und C1 beginnt sich über R4 und über die Basis von Q1 aufzuladen; Q1 bleibt noch durchgeschaltet, solange C1 sich auflädt.

Nun beginnt C2 sich aufzuladen – in entgegengesetzter Richtung zu der vorigen Aufladung –, und die negative Spannung an der Basis von Q2 (geliefert von C2) nimmt ab, geht durch Null und steigt in positiver Richtung an. Wenn die Basis von Q2 ausreichend vorgespannt ist, wird Q2 wieder leitend.

Der ganze Ablauf startet von neuem. Die Ladung von C1 kehrt die Vorspannung an Q1 um, der sofort sperrt; C2 lädt sich dann über R1 auf, was Q2 noch weiter durchschaltet . . . , bis C1 genügend aufgeladen ist, um Q1 leitend zu machen, usw.

Auf diese Art und Weise steigen die Kollektorspannungen von Q1 und Q2 wechselweise für einen definierten Zeitraum, an; es entsteht ein Rechteckimpuls.

Das ist unser Grund- oder Wald-und-Wiesen-Multivibrator. Die Oszillatorfrequenz hängt von den Werten (und somit von den Zeitkonstanten) R1, C2 und R2, C1 ab. Ein Ausgangsimpuls kann am Kollektor von Q1 oder Q2 abgegriffen werden. Der Impuls an einem Kollektor ist in entgegengesetzter Phase zu dem am anderen Kollektor (wenn ein Kollektor 'High' ist, ist der andere Kollektor 'Low').

Der Ausgangsimpuls des Oszillators reicht nicht zum direkten Treiben des Lautsprechers aus, da der Oszillator eine zu hohe Ausgangsimpedanz hat und deshalb nicht genügend Strom zum Treiben des Lautsprechers, der eine verhältnismäßig niedrige Impedanz hat, liefern kann. Um den nutzbaren Strom zu erhöhen und die Ausgangsimpedanz zu erniedrigen, verwendeten wir einen Emitterverstärker, bei dem der Eingangsimpuls an die Basis von Q3 geführt wird und der Ausgangsimpuls am Emitter abgegriffen wird. Die Ausgangsspannung am

Emitterverstärker ist fast gleich der Eingangsspannung, aber der Strom ist ausreichend verstärkt, um den Lautsprecher treiben zu können.

Aber welche Funktion haben R5 und C3? Nun, sie helfen dem Oszillator, den charakteristischen Ton zu erzeugen. Der Oszillator erzeugt den niedrigen Grundton des Nebelhorns. Aber wenn Sie genau einem wirklichen Nebelhorn zuhören, werden Sie bemerken, daß der Ton und die Lautstärke leicht schwanken. Die Frequenz eines Multivibrators hängt beträchtlich von der Versorgungsspannung ab. Je niedriger die Speisespannung, desto niedriger die Frequenz – und umgekehrt. Die Ausgangsspannung und somit die Lautstärke sind ebenfalls geringer bei niedriger Versorgungsspannung – und umgekehrt.

Wenn PB1 gedrückt wird, dann benötigt C3 eine relativ kurze Zeit, um sich aufzuladen, und damit auch die Versorgungsspannung für den Oszillator (und für den Lautsprecher). Deshalb gibt auch der Lautsprecher eine ansteigende Tonfrequenz bei ansteigender Lautstärke wieder (charakteristisch für den ersten Abschnitt des Nebelhorn-Signals). Wird PB1 losgelassen, dann benötigt C3 eine bestimmte Zeit, um sich zu entladen; der Schallpegel und die Tonfrequenz verhalten.

Auf diese Art und Weise simuliert die Schaltung den charakteristischen Ton eines Nebelhorns.

## Aufbau

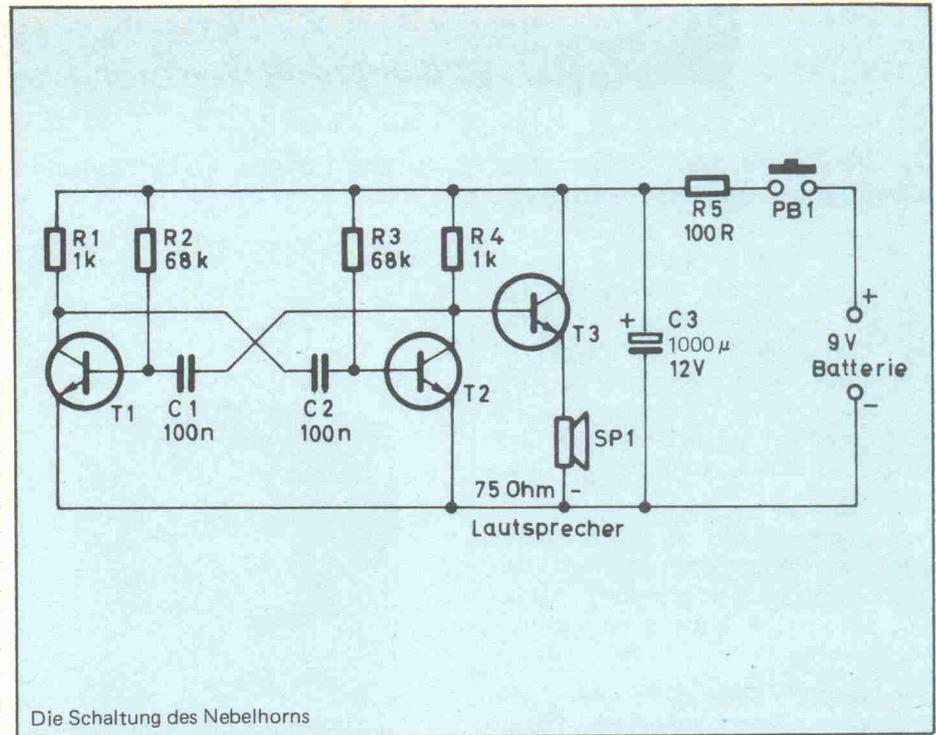
Diese Schaltung ist einfach genug, um sie auf eine Experimentierplatte oder auf einen Lötösenstreifen aufzubauen. Wir verwendeten jedoch eine gedruckte Leiterplatte.

Einerlei, welche Art des Aufbaus Sie wählen, beachten Sie – wie immer – die Einbaulage der Transistoren und die Polarität der Spannungszuleitungen. Das einzige etwas ungewöhnliche Bauteil ist der 75R Lautsprecher, der uns aber auch keine Beschaffungsprobleme bereitete.

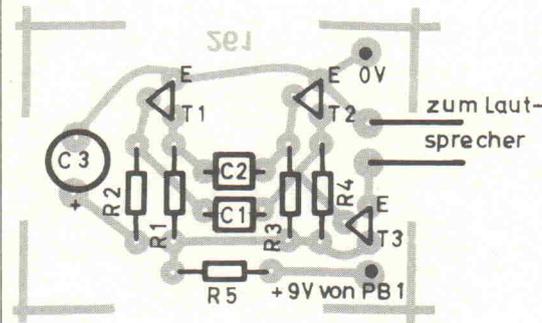
Sie können den Ton des Nebelhorns leicht ändern, falls er nicht ganz Ihren Erwartungen entspricht – normale Streuungen der elektrischen Parameter ergeben

unterschiedliche Ergebnisse. Sie können den Grundton, der vom Multivibrator erzeugt wird, durch Verändern von C1 und C2 variieren. Ein höherer oder niedrigerer Normwert ergibt schon eine recht breite Tonveränderung. Kleinere Veränderungen können durch Parallelschalten von mehreren Kondensatoren erreicht werden. Verwenden Sie hohe Werte – ähnlich den angegebenen – und schalten Sie einen kleineren Kondensator parallel zu jedem der Kondensatoren C1 und C2.

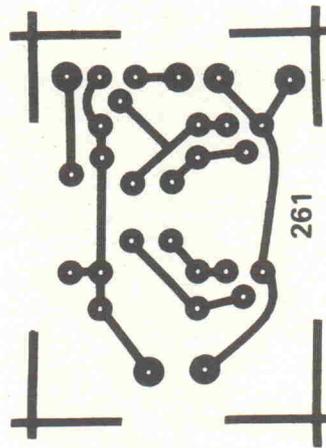
Die ansteigende und abfallende Kennlinie der Tonfrequenz und des Schallpegels werden durch R5 und C3 bestimmt. Der Wert von R5 kann nur wenig verändert werden. Man erhält ein viel besseres Ergebnis, wenn C3 oder seine Entladungszeit verändert wird. Sie können die 'Verhallzeit' verkürzen, indem Sie einen niederohmigen Widerstand parallel zum C3 schalten und somit den Entladestrom erhöhen. Beginnen Sie Ihren Versuch mit einem Widerstand in der Größenordnung von 680 R.



Die Schaltung des Nebelhorns



Bestückungsplan und Platinenlayout



### Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%  
 R1 1k  
 R2, R3 68k  
 R4 1k  
 R5 100R

Kondensatoren  
 C1, C2 100n MKH  
 C3 1000µ/12 V Elektrolyt

Halbleiter  
 T1–T3 BC 108, BC548 o. ä.

Sonstiges  
 SP1 Lautsprecher mind. 40R oder größer,  
 PB1 Taster, 9 V Batterie, Platine, Gehäuse.

## Jürgen P. Güls - Elektronik

Postfach 1801 - 5100 Aachen  
 Telefon 0241/23103

CMOS 4000	4073	0,98	TL 084 CN	4,38	5 W	1,29	Hochlastwiderstände	50/63 V	0,29
4000	4075	0,98	µR 741 DIP	5,94	3 mm/rot	0,32	Tol. 10%, Reihe E 24	2,2 µF	0,33
4001	4077	0,96	UAA 170	0,90	3 mm/grün	0,34	100 Ω - 5 M Ω	4,7 µF	0,33
4002	4078	0,98	UAA 180	5,90	3 mm/gelb	0,34	stehend, RM 2,5/5	10 µF	0,44
4007	4081	0,98	95 H 90	20,50	5 mm/rot	0,32	liegend, RM 5/10	22 µF	0,53
4009	4085	1,58	Spannungsregler		5 mm/grün	0,34	stehend, RM 5/10	47 µF	0,58
4010	4093	2,54	78 Lxx, pos.		5 mm/gelb	0,34	liegend, RM 7,5/12,5	100 µF	0,92
4011	4510	2,98	TO-92, 0,1 A	1,12	Montagerring 3 mm	0,13	liegend, RM 5/10	10 µF / 25 V	1,19
4012	4511	3,09	TO-92, 0,1 A	1,12	Montagerring 5 mm	0,15	100 Ω - 4,7 M Ω	10 µF / 35 V	1,49
4013	4516	2,92	78 Lxx, pos.	2,15	Skalendiode, anreihbar		mono/linear	15 µF / 16 V	1,19
4014	4518	3,57	79 xx, neg.	2,15	rot	0,59	mono/linear	22 µF / 16 V	1,49
4015	4520	3,82	TO-220, 1A	2,15	gelb	0,64	stereo/linear	47 µF / 6,3 V	1,49
4016	4528	3,18	Transistoren		orange	0,89	Keramikkondensatoren	1000 µF / 3 V	1,64
4017	4555	2,28	BC 162 L	0,29	Duodiode	0,29	Reihe E 12	12 nF - 100 nF	0,30
4018	4556	2,28	BC 214 L	0,29	Blinddiode	4,27	MKH/MKT-Kondensatoren	Reihe E 12	4700 µF
4019	4556	2,28	BC 547 A, B	0,21	FRL 4A03	2,28	Reihenmaß 7,5 mm/10 mm	10000 µF	6,25
4020	CA 3080 E	2,49	BC 548 A, B, C	0,19	Ziffernanzeigen		1 nF - 47 nF	25 V	0,39
4023	CA 3130 E	2,65	BC 559 A, B, C	0,23	8 mm/rot	0,35	82 nF / 0,1 µF	100 µF	0,44
4024	CA 3140 E	1,84	BC 560 A, B, C	0,24	DL 304 CC	2,54	0,12 µF / 0,15 µF	220 µF	0,82
4025	ICL 7106	19,95	BC 560 A, B, C	0,25	DL 307 CA	2,54	0,18 µF / 0,22 µF	470 µF	0,95
4027	ICL 7107	25,95	BC 560 A, B, C	0,25	DL 704 CC	4,28	0,27 µF / 0,33 µF	1000 µF	1,59
4028	ICM 7216 A	73,60	BD 135	0,68	DL 707 CA	4,28	0,39 µF / 0,47 µF	2200 µF	2,45
4030	ICM 7216 B	65,90	BD 136	0,69	DL 500 CC	3,10	0,56 µF / 0,68 µF	4700 µF	3,49
4032	ICM 7217 A	26,90	BD 140	0,75	DL 507 CA	3,10	0,82 µF / 1,0 µF	35-40 V	1,64
4040	ICM 7226 A	77,90	Dioden		LCD-Anzeigen / 13 mm		Spannungen bis 56 nF	1 µF	0,29
4042	ICM 7226 B	65,90	1 N 4002	0,16	3 1/2-stellig	27,50	250 V, ab 68 nF 100 V	4,7 µF	0,29
4043	LF 355 N	2,95	1 N 4004	0,18	4-stellig	29,10	0,47 µF / 35 V	10 µF	0,29
4046	LF 356 N	2,95	1 N 4148	0,07	LCD-Anzeigen / 13 mm		0,1 µF / 35 V	22 µF	0,34
4047	LM 1084	16,50	Zenerdioden		0,4 W/0,8 V-75V	0,27	0,22 µF / 35 V	47 µF	0,42
4048	LM 3915	11,95	1,3 W/2,7 V-200 V	0,48	0,4 W/0,8 V-75V	0,27	0,47 µF / 35 V	100 µF	0,48
4050	MC 1458 CP	1,38	Brückengleichrichter		1 Watt	0,14	1,0 µF / 35 V	220 µF	0,72
4051	NE 555 DIP	0,94	TLDA 1034 B	8,30	Metallfilmwiderstände		2,2 µF / 16 V	470 µF	1,09
4060	TCA 965	3,82	8 B 0 C 300	1,02	Reihe E 96		2,2 µF / 35 V	1000 µF	1,74
4066	TDA 1034 B	8,30	8 B 0 C 1500	1,12	4,99 Ω - 1 M Ω		3,3 µF / 35 V	2200 µF	2,99
4068	TDA 1034 BW	10,95	8 B 0 C 3200	2,89	1/4 Watt	0,19	4,7 µF / 16 V	4700 µF	4,98
4069	TDA 2002	5,20	8 B 0 C 5000	3,60				10000 µF	11,50
4070	TL 074 CN	4,75							
4071	TL 081 CP	1,98							

Wir liefern außerdem ab Lager: Mikroprozessoren, Speicher, Standard- und LS-TTL, Quarze, Relais und ELRAD-Platinen zu Verlagspreisen. Spezialbauteile wie Spulen, Filter, Mikrofonkapseln, Schalter usw. auf Anfrage. Trafosonderanfertigungen! Gesamtpreisliste kostenlos. Versandkosten 4,80 DM (Nachnahme) bzw. 3,60 DM (Scheckeinsendung oder Vorkasse). - Alle Preise incl. MwSt.

# Warnblitzlampe

**Das Gerät wird aus Batterien versorgt, ist leicht tragbar und erzeugt mit einem Batteriesatz bis zu 20 Stunden lang 50 starke Lichtblitze pro Minute.**

Ein bequem tragbarer Warn-Blitzer kann vielseitig verwendet werden – besonders als Rettungshilfe z. B. beim Bootfahren, Bergsteigen oder als Warngerät bei Auto-pannen. Für solche Anwendungen ist es ganz besonders wichtig, daß das Gerät mechanisch stabil, kompakt und leicht ist.

Die Hauptsache aber ist, daß es kräftige, über große Entfernungen sichtbare Lichtblitze erzeugt und mindestens 8 Stunden lang aus einem Batteriesatz betrieben werden kann.

Die beiden Forderungen nach hoher Lichtleistung und niedrigem Energieverbrauch (zur Schonung der Batterien) schließen den Einsatz von Glühfadenlampen von vornherein aus.

Eine Xenon-Blitzröhre kann dagegen ca. 20 Stunden lang pro Minute ungefähr 50 Lichtblitze je 0,6 Wattsekunden erzeugen, wenn sie über eine geeignete Schaltung aus 2 Alkalibatterien versorgt wird.

## Aufbau

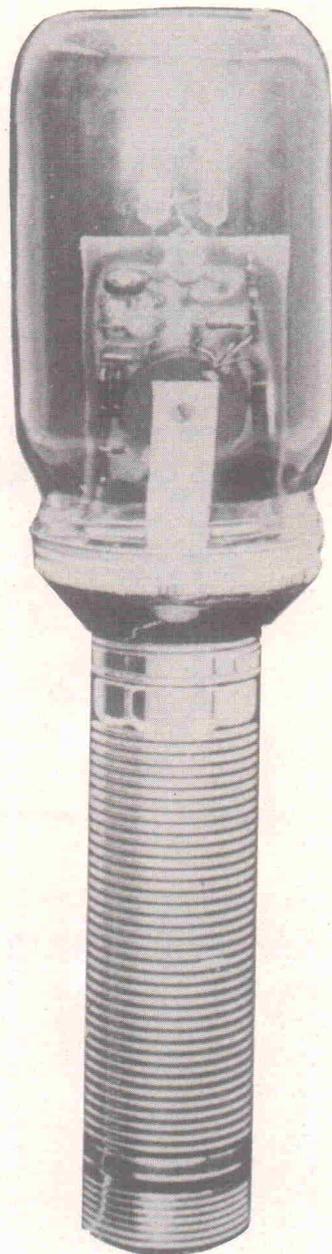
Es gibt eine ganze Anzahl von Möglichkeiten, den Warn-Blitzer aufzubauen. Eine Ausführung ist in dieser Beschreibung anhand der Photos und Zeichnungen dargestellt.

Den versierten Hobby-Elektronikern wird es keine Schwierigkeiten bereiten, dem Gerät die von Ihnen gewünschte spezielle Form zu geben.

Der hier beschriebene Aufbau basiert auf einer metallenen Stabtaschenlampe. Glühbirne und Reflektor wurden ausgebaut. Der Schaltermechanismus dagegen wurde nicht verändert.

Unabhängig von der Form des Gehäuses sollte die elektrische Schaltung auf einer Platine aufgebaut werden.

Alle Bauteile werden entsprechend dem Platinenbestückungsplan auf die Leiterplatine gelötet. Achten Sie darauf, daß Thyristor, Diode, Leistungstransistor und Zündtransformator richtig herum eingebaut werden.



Der Triggeranschluß des Zündtransformators wird mit einer um den Blitzröhrenkörper gewickelten Kupferdrahtspirale verbunden, um ein sicheres Zünden der Blitzröhre zu gewährleisten.

Der Transformator T1 wird mit einer Schraube M3 auf der Platine festgeschraubt.

Diese Schraube hält auch den Kontaktbügel für den positiven Batterieanschluß. Der Bügel wird aus einem Streifen Aluminiumblech gebogen, wie in der schematischen Seitenansicht Fig. 3 dargestellt. Der Messingstreifen im Lampengehäuse, der normalerweise den Kontakt mit dem Reflektor herstellt, wird an die große, auf der Platine dafür vorgesehene Fläche gelötet. Diese Verbindung stellt zum einen den Kontakt der Schaltung mit dem negativen Anschluß des Batteriesatzes her, und zum anderen hält sie die Platine im Lampengehäuse.

Zum Einbau der Platine wurde das Glas und der zugehörige Gewindeflansch entfernt. Anschließend wurde das Lampengehäuse etwas aufgeweitet und ein Marmeladenglasdeckel eingelötet.

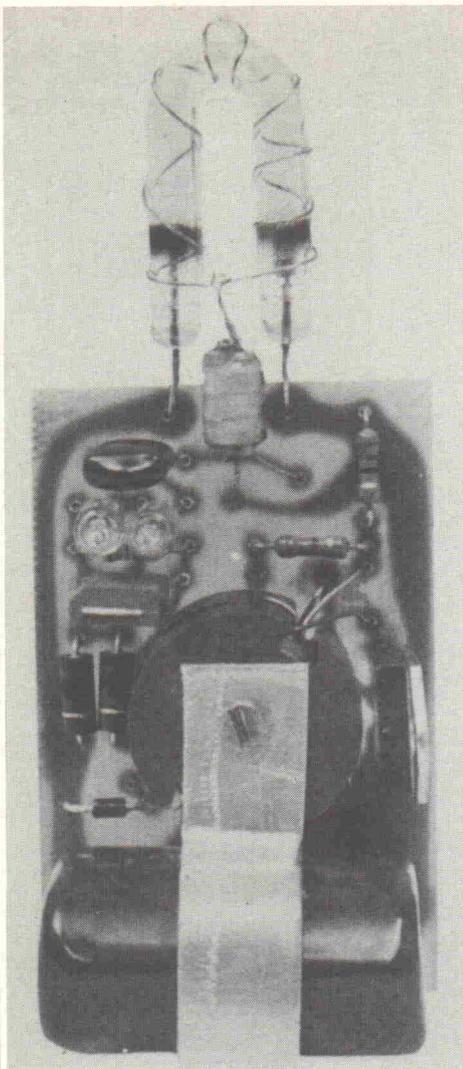
Der Deckel wurde vorher durchbohrt, um die elektrischen Anschlüsse für die Platine durchführen zu können. Ist die Platine installiert und angeschlossen, wird einfach das Marmeladenglas darübergeschraubt. Es ist zu empfehlen, vor Betrieb der Blitzlampe stets den Glasschutz aufzuschrauben, da an einigen Stellen der Schaltung ca. 400 V liegen, die bei Berührung schon einen erheblichen 'Schlag' verursachen können.

Der Kondensator C1 wurde nicht für die volle Spannung ausgelegt, was sich aber im Impulsbetrieb nicht nachteilig auswirkte.

Ein entsprechender Kondensator für die volle Betriebsspannung von 400 V würde nur sehr viel mehr Platz beanspruchen und teuer sein.

Der Anfang jeder Wicklung sollte markiert werden, da die Polarität wichtig ist.

Isolieren Sie die Sekundärwicklung gegen die anderen Wicklungen mit einer Lage Isolierband. Soll die Blitzlampe mit 6 V betrieben werden, wird die Anzahl der Windungen auf der Primärseite des Transformators auf 8 erhöht.



### Daten

Versorgungsspannung	3 Volt nominal
Stromaufnahme	400–450 mA bei 3 Volt
Leistungsaufnahme	1,25 Watt
Ausgangsleistung (Lichtleistung)	0,6 Wattsekunden/Blitz
Blitzfolge	1,2 Sekunden
Lebensdauer der Batterien (Monozellen, 1,5 Volt)	
Alkali	20 Stunden
Normal	8 Stunden
Nickel-Cadmium-Akkus	10 Stunden

### Wickelangaben zum Transformator T1

Kern	Schalnkern 18 x 14, AL = 630 oder 2 700 oder ähnlich, mit entsprechendem Wickelkörper
Sekundärwicklung (wird zuerst gewickelt)	150 Windungen, Drahtdurchmesser 0,315 mm
Primärwicklung	4 Windungen, Drahtdurchmesser 0,5 mm (oder zwei Wicklungen mit 0,315 mm-Draht parallel zueinander)
Rückkopplung	4 Windungen, Drahtdurchmesser 0,315 mm

Die fertig bestückte Platine

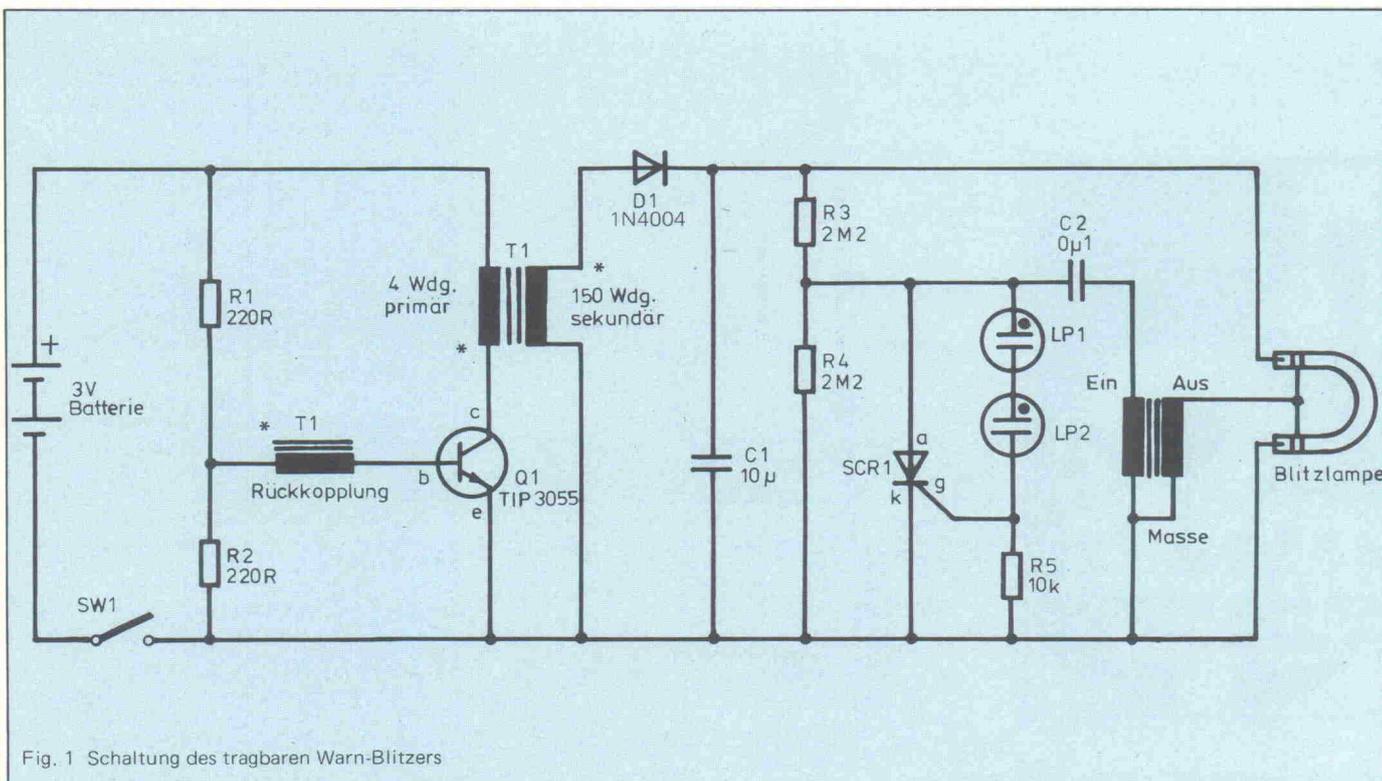


Fig. 1 Schaltung des tragbaren Warn-Blitzers

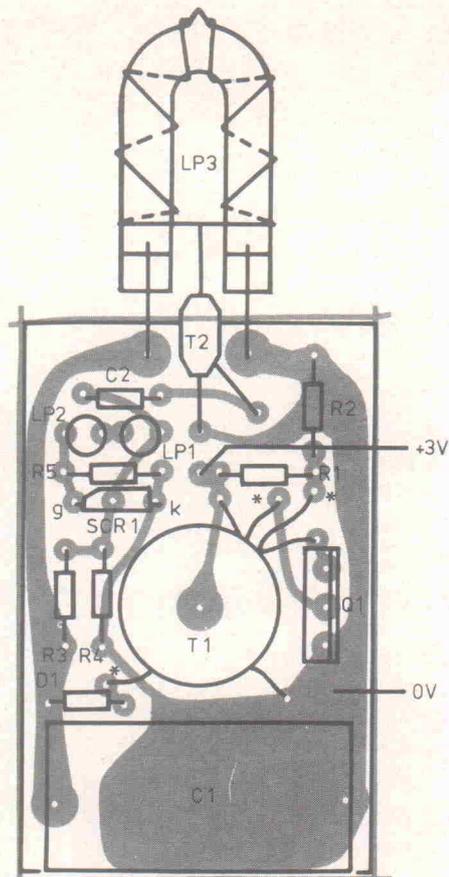


Fig. 2 Bestückungsplan des Warn-Blitzers

### Stückliste

Widerstände 0,25 W, 5 %  
 R1, 2\* 220R  
 R3, 4 2M2  
 R5 10k

Kondensatoren  
 C1 10µF 250 V Papier  
 C2 0,1µF 250 V Folie

Halbleiter  
 Q1 TIP 3055  
 D1 1N4004  
 SCR1 C106D

Übertrager  
 T1 siehe Tabelle  
 T2 zur Blitzröhre passend  
 LP1, LP2 Glimmlampen 75 V  
 LP3 Blitzröhre 0,6 Ws  
 (z. B. Typ NG-2220,  
 Völkner Braunschweig)

Verschiedenes  
 Platine, Gehäuse, Batterie.

\* Für 6 V-Betrieb R1 = 470 R

Fig. 3 Seitenskizze des Blitzgerätes. Es wird deutlich, wie die Platine über die Lötverbindung mit dem Schalter im Gehäuse arretiert wird. Ebenso sehen Sie den Bügel, der den Kontakt mit dem positiven Batteriepol herstellt.

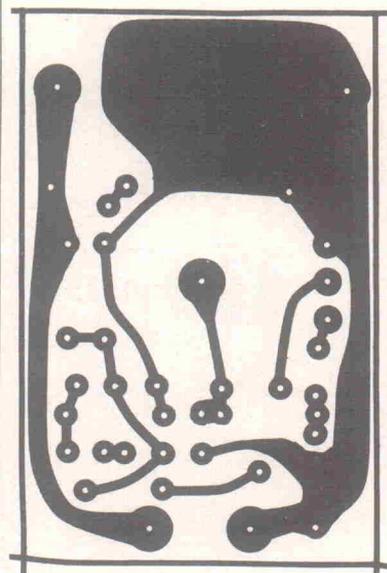
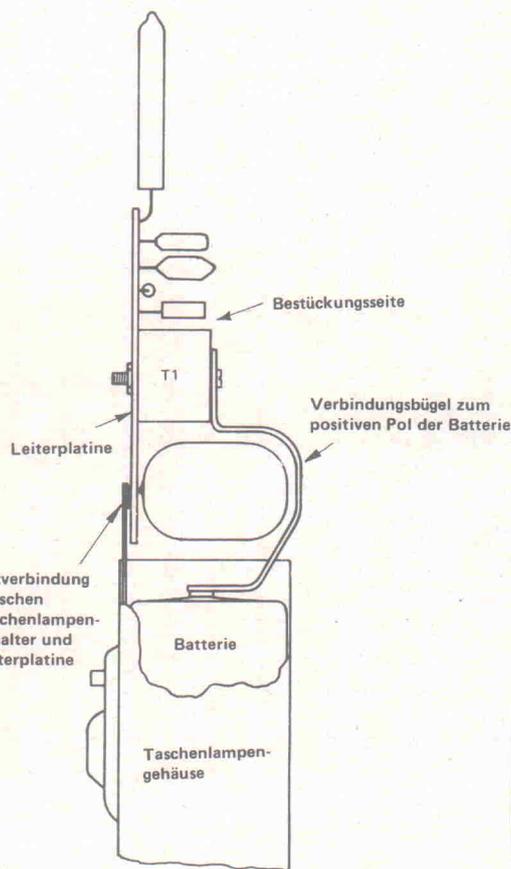


Fig. 4 Platinen-Layout für das Warn-Blitzgerät



## Wie funktioniert's?

Die Blitzröhre benötigt zum Betrieb eine Versorgungsspannung von ungefähr 300 bis 350 V. Die Zündspannung zum Zünden der Röhre muß kurzzeitig einen Wert von ca. 4000 V erreichen.

Die Versorgungsspannung von 300 V wird mit Hilfe eines Sperrschwingers aus der 3V-Batteriespannung erzeugt. Der Oszillator arbeitet folgendermaßen:

Wenn das Gerät eingeschaltet wird, erhält der Transistor Q1 über den Teiler R1, R2 eine Vorspannung, und an der Primärwicklung des Transformators T1 tritt ein kleiner Spannungsabfall auf. Die Stromänderung in dieser Wicklung induziert nun eine Spannung in der Rückkopplungsspule. Das rückgekoppelte Signal steuert Q1 stark aus. Deshalb nimmt der Strom in der Primärwicklung sprunghaft zu, bis das Transformator-Material in die Sättigung gerät. Zu diesem Zeitpunkt endet der normale Transformatorbetrieb, und die Rückkopplung wird unterbrochen, so daß der Transistor sperrt.

Nun wechselt die Polarität der Spannung an der Primärwicklung, und die im Transformator-Kern gespeicherte Energie wird über die Sekundärwicklung abgenommen.

Sie gelangt über die Diode D1 auf den Kondensator C1 und lädt diesen auf die zum Betrieb der Blitzröhre nötigen 300 V auf.

Ohne Kondensator würde die Spannung am Kollektor Werte von 60 V und mehr annehmen, und die Sekundärspannung würde auf über 1000 V ansteigen.

Deshalb ist es wichtig, den Oszillator nie unbelastet zu betreiben.

Der Sperrschwinger arbeitet nur dann, wenn die Polarität der Wicklungen des Transformators T1 (siehe Schaltplan) beachtet wird.

Wenn die Energie des Transformator-Kerns an C1 abgegeben ist, beginnt der Transistor wieder zu leiten, und der Vorgang wiederholt sich.

Die Betriebsfrequenz des Sperrschwingers ist lastabhängig, liegt aber im Bereich von 8–15 kHz.

Wenn die Spannung an C1 300–350 V erreicht, beträgt die Spannung über dem Thyristor ungefähr 150 V. Das ist die Spannung, bei der die Neon-Glimmlampen zünden und damit den Thyristor durchschalten.

Der Thyristor entlädt C2 über die Primärwicklung des Impulstransformators. Dabei entsteht sekundärseitig ein Impuls mit einer Amplitude von ca. 4000 Volt. Dieser Impuls gelangt auf die Zündelektrode der Blitzröhre und löst den Blitzvorgang aus. Dabei entlädt die Xenon-Röhre innerhalb von 10µs den Kondensator C1 und liefert einen energiereichen, intensiven Lichtblitz. Der Spitzenstrom durch die Blitzröhre beträgt ca. 350 mA.

Der Thyristor sperrt von selbst wieder, da C2 entladen ist und der über R3 fließende Strom zum Durchsteuern zu gering ist.

# Drehrichtungs- und Fahrstromregler

Mit diesem Fahrstrom-Regler können Sie Geschwindigkeit und Drehrichtung elektrischer Modellmotoren über einen Prop-Kanal steuern. Es können Motorströme bis zu 15 A verlustarm geregelt werden.

Bei diesem Gerät brauchen Sie nur einen einzigen Proportionalkanal Ihrer Fernsteuerung, um die Drehrichtung und die Tourenzahl eines Modellmotors zu regeln. Es wurde speziell für den Mabuchi RS-540 Motor und 1:12 Modelle entwickelt. Aber natürlich kann jeder Elektromotor, der mit einer Spannung zwischen 4,5 und 12 V arbeitet und nicht mehr als 15 A zieht, damit gesteuert werden. (In Reihe mit der Batterie muß eine 15 A-Sicherung geschaltet werden.)

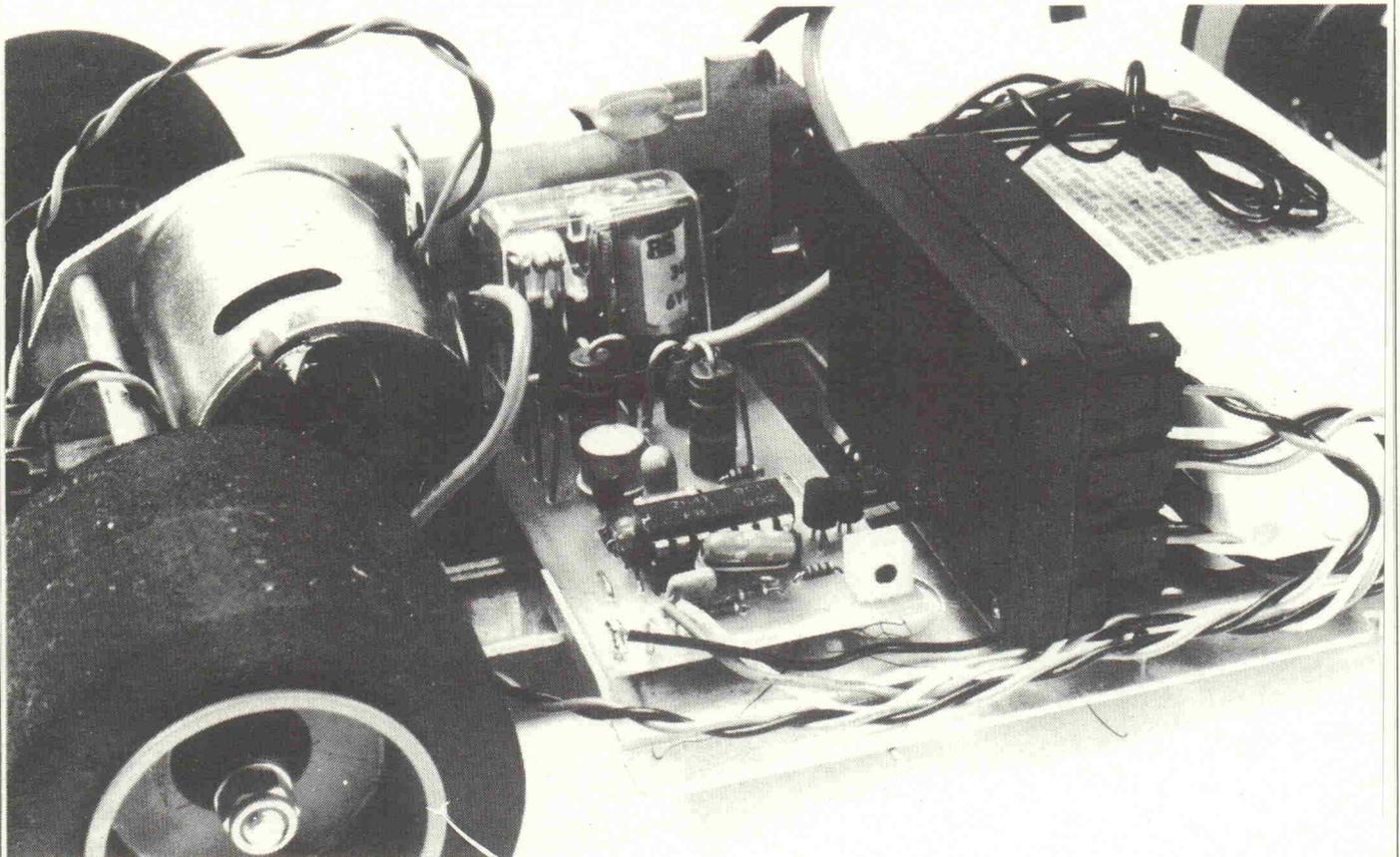
Die Schaltung hat zwei parallelgeschaltete Ausgangstransistoren, die auf eine ausreichende Kühlfläche geschraubt werden müssen. Wir haben bei unserem Prototyp das Metallchassis des Modelles als Kühlkörper benutzt, aber sicherlich gibt es noch andere gute Lösungen. Besonders

geeignet ist dieses Gerät für Modellschiffe und Automodelle (für Flugzeuge ist die Platine etwas zu groß). Der Regler kostet wesentlich weniger als eine kommerzielle Anlage mit gleichen Eigenschaften.

In konventionellen mechanischen Motor-Reglern liegt ein drahtgewickelttes Hochlast-Potentiometer zwischen dem Motor und der Batterie. Der bewegliche Schleifer wird durch ein herkömmliches Servo gedreht, das über einen Kanal gesteuert wird. Dieses System ist störanfällig, hat einen schlechten Wirkungsgrad und – was das Schlimmste ist – die Regeleigenschaften bei kleinen Drehzahlen sind sehr schlecht. Unser Regler kann so eine konventionelle 'Mechanik' direkt ersetzen und erlaubt sehr gute Regeleigenschaften bis zu Kriechgeschwindigkeiten herunter

sowie eine bessere Ausnutzung der Batterie: Der Logik-Teil wird von der Empfänger-Seite her versorgt und der Leistungsteil von der Fahrbatterie. Die Stromzuführung von der Fahrbatterie zum Motor erfolgt über vier dicke Leitungen. Das Gerät kann mit allen modernen Mehrkanal-Proportional-Fernsteuerungen betrieben werden, die positive Ausgangsimpulse zwischen 1 msec und 2 msec Länge liefern (das sind praktisch alle modernen Anlagen). Es ist nur ein Abgleich-Potentiometer vorhanden, mit dem der Motor auf 'Stillstand' gestellt wird, wenn der Steuerknüppel auf 'Null' steht.

Die Drehrichtung wird von einem Leistungsrelais gesteuert, das auf der Platine untergebracht ist.



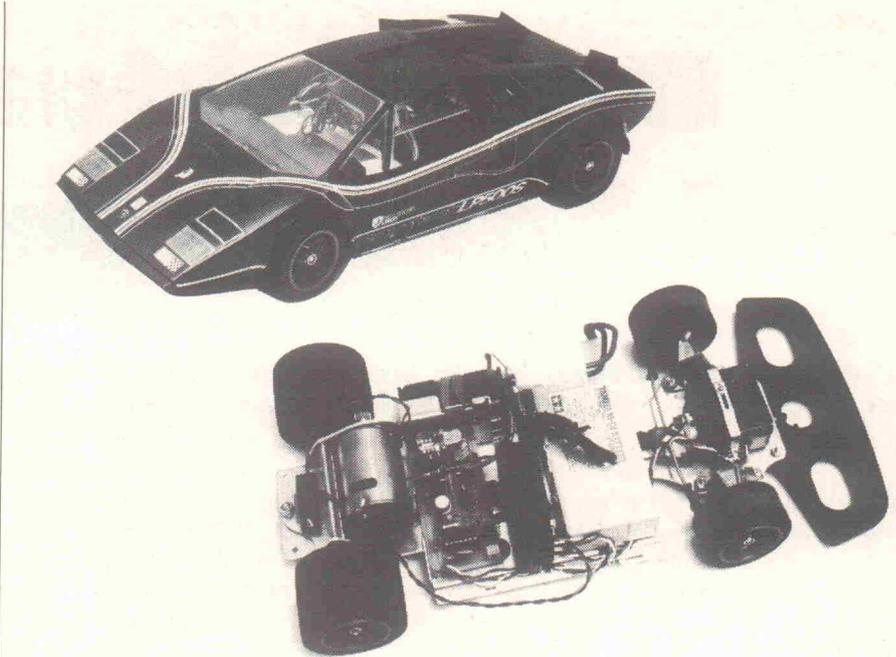
## Aufbau und Anwendung

Bevor Sie mit dem Selbstbau beginnen, sollten Sie prüfen, ob Ihr Modell auch genügend Platz bietet, um den fertigen Baustein aufzunehmen. Auch ausreichende Kühlmöglichkeit muß vorhanden sein. Hat das Modell kein Metallchassis, das als Kühlkörper dienen kann, so muß ein geeigneter Kühlkörper gebaut werden. Er muß ca. 15 Watt Verlustleistung aufnehmen können.

Alle Bauteile, einschließlich des Leistungsrelais, befinden sich auf der Leiterplatte.

Wenn möglich, sollten Sie Subminiatur-Teile verwenden. IC1 steckt in einem 14-poligen Sockel. Besonders sorgfältig muß auf die richtige Polung aller Halbleiter geachtet werden. Nach Fertigstellung prüfen Sie noch einmal, ob auch kein Kurzschluß zwischen den Leiterbahnen vorliegt, und dann nehmen Sie folgende Prüfung vor:

Stellen Sie eine Verbindung zwischen Ihrem Empfänger-Ausgang und dem Eingang des Fahrstrom-Reglers her. Dazu benutzen Sie ein normales 3-adriges Servo-Kabel mit Steckern. Schalten Sie Sender und Empfänger ein und probieren Sie, ob sich das Relais RLA mit dem Steuerknüppel schalten läßt. Ist das der Fall, dann stellen Sie mit dicken Drähten (1 mm Ø, Litze) die Verbindungen zwischen dem Ausgang des Reglers, dem Motor und der Batterie her. Dabei vergessen Sie bitte nicht, eine 15A-Sicherung mit dem Motor in Serie zu schalten.

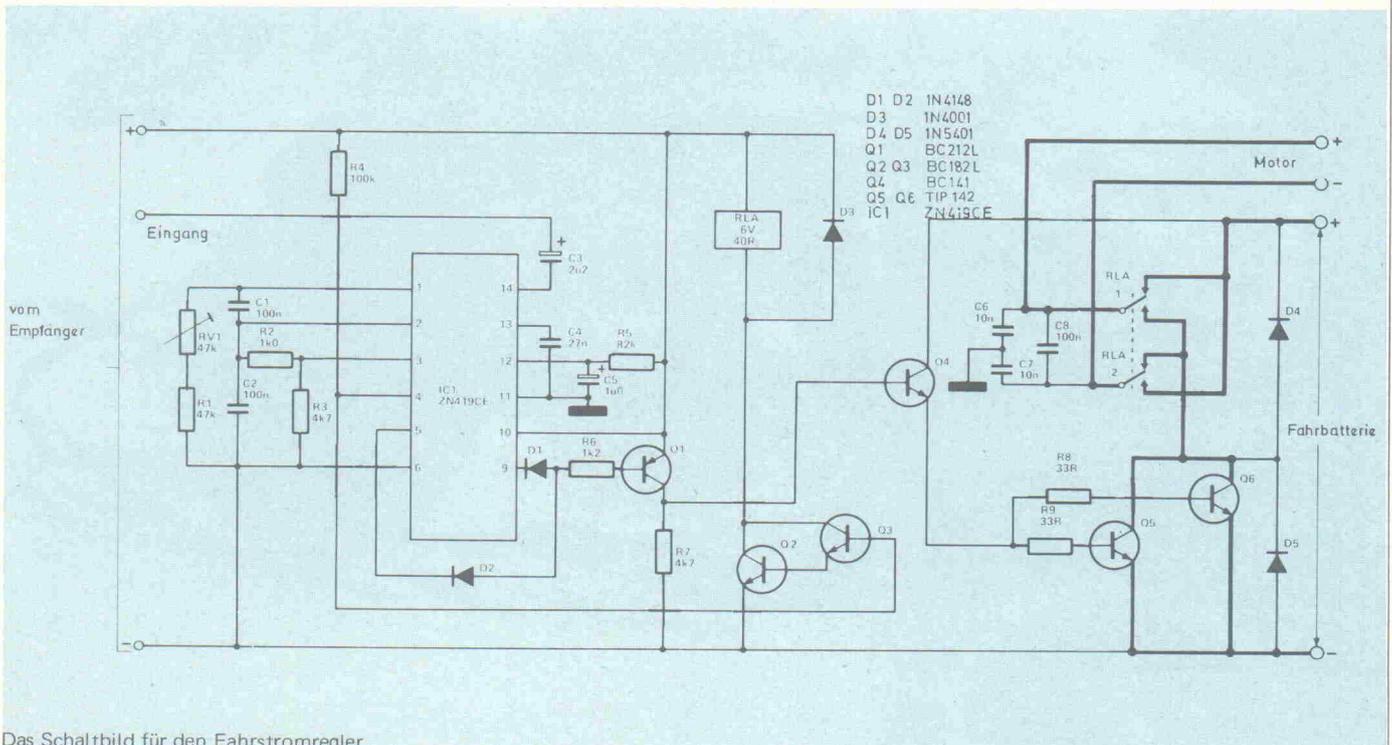


Jetzt bedienen Sie wieder den Sender und prüfen, ob der Motor sich regeln und umsteuern läßt. Wenn nötig, vertauschen Sie die beiden Anschlüsse am Motor, um die richtige Drehrichtung zu erhalten.

Stellen Sie den Steuerknüppel und die zugehörige Trimmung in Mittelstellung und regeln Sie RV1 so ein, daß der Motor stillsteht. Jetzt 'geben Sie Gas' und prüfen, ob der Motor kurz vor dem Anschlag des Steuerknüppels seine volle Drehzahl erreicht. Wird die volle Geschwindigkeit nicht erreicht, dann vergrößern

Sie den Wert des Puls-Längen-Widerstandes R5. Auf der anderen Seite kann durch Verkleinern von R5 auch die maximale Drehzahl begrenzt werden.

Nach diesen Prüfungen bauen Sie die Steuereinheit in das Modell ein. Benutzen Sie das Chassis als Kühlkörper, so denken Sie bitte daran, daß es entweder von allen anderen Teilen der Schaltung isoliert sein muß oder daß passende Glimmerscheiben beim Einbau der Transistoren verwendet werden. In die Leitung zwischen dem Ausgang des Reglers und der Batterie braucht kein Schalter eingebaut zu werden.



Das Schaltbild für den Fahrstromregler

## Stückliste

Widerstände 1/8 W, 5%, wenn nicht anders angegeben

R1	47k
R2	1k
R3,7	4k7
R4	100k
R5	82k
R6	1k2
R8,9	33R 1 Watt

Kondensatoren	
C1,8	100n Folie
C2	100n Folie
C3	2 $\mu$ 2/10 V Tantal
C4	27n Styroflex
C5	1 $\mu$ 0/10 V Tantal
C6,7	10n ker

Potentiometer	
RV1	47k Miniatur-Trimmer, stehend

Halbleiter	
IC1	ZN419CE (Ferranti)
Q1	BC212L, BC257
Q2,3	BC182L, BC167
Q4	BC141
Q5,6	TIP 142
D1,2	IN4148
D3	IN4001
D4,5	IN5401
Sonstiges	
RLA	6 V 40R, 2polig Um Siemens, Nr. V 23037 – A0001 – A 101

## Wie funktioniert's?

Ein normales Proportional-Signal besteht aus einem positiven Impuls, dessen Länge mit dem Steuerknüppel am Sender zwischen 1 msec und 2 msec verändert werden kann.

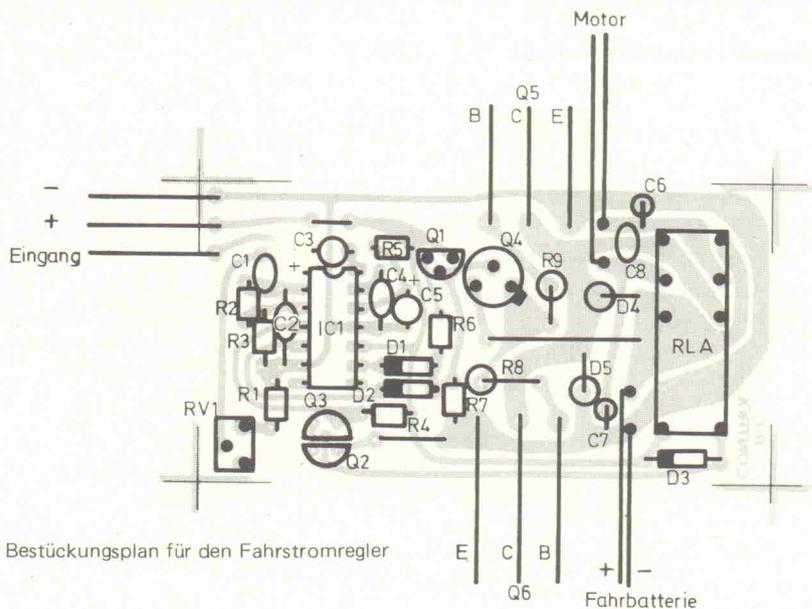
Wenn der Steuerknüppel in Mittelstellung steht, soll der Impuls eine Länge von 1,5 msec haben. Die Wiederholungsfrequenz beträgt 50Hz, d. h., der Impuls kehrt alle 20msec wieder. Die Länge des 'Null-Impulses' kann mit der Trimmung am Sender ein wenig verändert werden.

Alle Logik-Funktionen unseres Reglers liefert IC1. Jedesmal, wenn über C3 ein Impuls empfangen wird, erzeugt IC1 einen Referenz-Impuls von 1,5 msec Dauer (über C1, RV1, R1) und vergleicht die Länge des Eingangsimpulses mit diesem Referenz-Impuls. Ist der Eingangsimpuls kürzer, dann liefert IC1 ein 'H'-Signal an Pin 4 und schaltet so über Q2, Q3 das Richtungs-Relais RLA ein. Wenn der Eingangsimpuls länger als 1,5 msec ist, dann geht Pin 4 auf 'L', und das Relais RLA fällt ab.

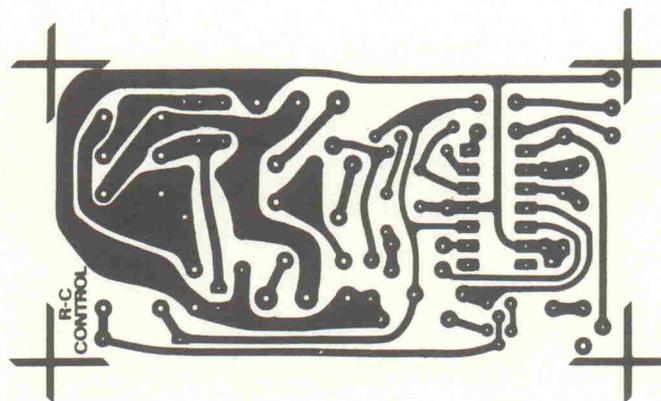
Gleichzeitig erzeugt die Schaltung einen Impuls, der genauso lang ist wie die Differenz zwischen Eingangsimpuls und Referenzimpuls. Mit R5, C5 wird dieser Impuls ungefähr um den Faktor 20 gedehnt und kann an Pin 5 oder 9 abgenommen werden, je nach der 'Phasenlage' des Eingangsimpulses.

Die Signale an Pin 5 oder 9 werden über D1, D2, Q1, Q4 an den Motorsteuerkreis gegeben.

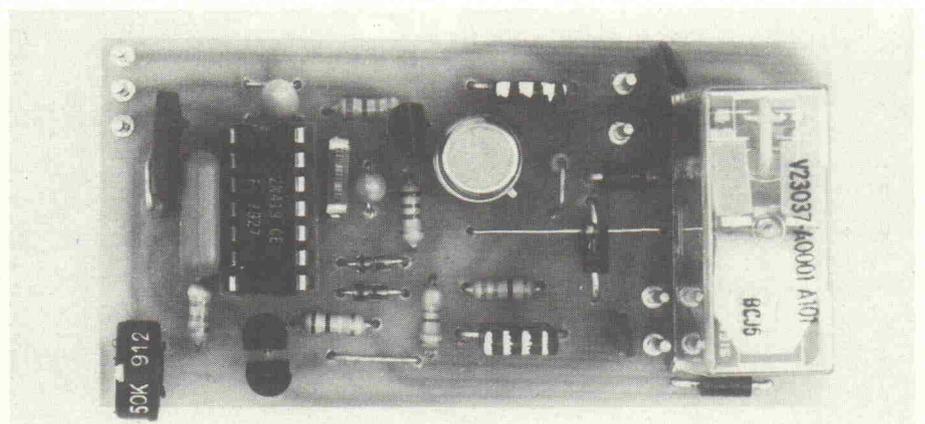
Das Resultat der oben beschriebenen Funktionen ist, daß an Q4 ein Rechteck-Signal mit Nennfrequenz 50 Hz liegt, dessen Tastverhältnis mit dem Steuerknüppel von Null bis Maximum geregelt werden kann. Mit diesem Signal werden die Leistungs-Transistoren Q5 und Q6 geschaltet, die dem Antriebsmotor kleinere oder größere 'Stromportionen' verabreichen und somit die Leistungsaufnahme und die Drehzahl steuern. Wenn der Steuerknüppel in Mittelstellung steht, bekommt der Motor keine Spannung, befindet er sich in einer der beiden Endstellungen, läuft der Motor mit voller Kraft. Durch die Beschaltung des IC1 wird eine 'tote Zone' erzeugt, d. h., um die Nullstellung des Steuerknüppels herum ist ein kleiner Bereich, in dem der Motor noch keine Spannung erhält, so daß die Mittel-Stellung leichter gefunden und gehalten werden kann.



Der Bestückungsplan für den Fahrstromregler



Das Platinen-Layout für den Fahrstromregler



# CMOS-Zähler und Teiler

Beim Entwurf digitaler Schaltungen steht man häufig vor der Aufgabe, einfache Zähler- bzw. Teilerschaltungen zu realisieren. Sie müssen in der Lage sein, eine Ausgangsfrequenz oder Impulsrate zu erzeugen, die in einem festen Verhältnis zur Eingangsfrequenz oder Eingangsimpulsrate steht. Im vorliegenden Artikel diskutieren wir verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung solcher Schaltungen mit CMOS-ICs.

## 4013 und 4027 Flipflops

Die zwei grundlegenden Zähler bzw. Teiler-Bausteine in CMOS-Ausführung sind das zweifach-D-Flipflop 4013 und das zweifach-J-K-Flipflop 4027. Bild 1 zeigt die Pin-Belegung dieser beiden ICs, die jeweils zwei voneinander unabhängige Flipflopstufen mit gemeinsamen Versorgungsspannungsanschlüssen enthalten. Mit jedem dieser ICs kann man Teilungsverhältnisse von 2, 3 oder 4 realisieren.

Ein einzelnes 4013 D-Flipflop kann als zweifach-Teilerstufe arbeiten, wenn man die SET- und RESET-Eingänge auf Masse legt und den DATA-Eingang mit dem Q-Ausgang verbindet, wie in Bild 2a gezeigt ist. Ein einzelnes 4027 J-K-Flipflop kann ebenfalls als zweifach-Teiler agieren, wenn man seine J- und K-Eingänge an die positive Versorgungsspannung legt, wie in Bild 2b gezeigt. Beide Flipflops ändern Ihren Ausgangszustand bei steigender Impulsflanke am Clock-Eingang, wobei die Anstiegs- und Abfallzeiten kleiner als  $5 \mu\text{s}$  sein müssen. Der 4013 reagiert ziemlich empfindlich auf die Form des Eingangsimpulses und tendiert zu ziemlich nervösem Verhalten. Dagegen ist der 4027 nicht so empfindlich und ziemlich einfach einzusetzen.

## Asynchrone Zähler

In Bild 3 ist gezeigt, wie die zweifach-Teilerstufen aus D- oder J-K-Flipflops einfach in Reihe geschaltet werden können, um eine Gesamt-Teillrate von 4 ( $= 2^2$ ) zu erhalten. In Bild 4 sind drei in Reihe geschaltete Stufen dargestellt, die eine Teillrate von 8 ( $= 2^3$ ) ermöglichen. Jede Teilerstufe wird genau mit der halben Frequenz (bzw. eine Oktave niedriger) als die vorhergehende Stufe geschaltet, so daß das Clocksignal durch die Zählerkette 'hindurchzukämpfen' scheint. Dabei ist die endgültige Teillrate dann gleich  $2^n$  wobei n die Anzahl der hintereinander geschalteten Flipflop-Stufen ist. Das heißt, daß vier Stufen zu einer Rate von  $2^4 = 16$ , 5 Stufen zu  $2^5 = 32$ , 6 zu  $2^6 = 64$ , 7 zu  $2^7 = 128$  führen usw.

Ein Detail, das aus der gezeichneten Schaltung nicht direkt hervorgeht, besteht darin, daß sich die Verzögerungszeiten der einzelnen hintereinandergeschalteten Stufen addieren. Am Ende der Kette kommt dadurch schon eine beachtliche Gesamtverzögerung zustande. Wenn jede Stufe zum Beispiel eine Verzögerungszeit von 100 ns hat und die Teilerkette

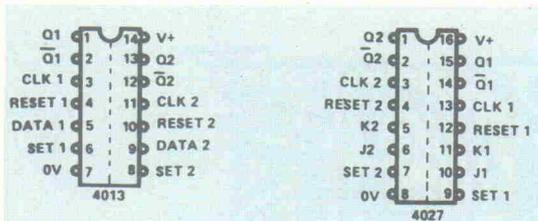


Bild 1

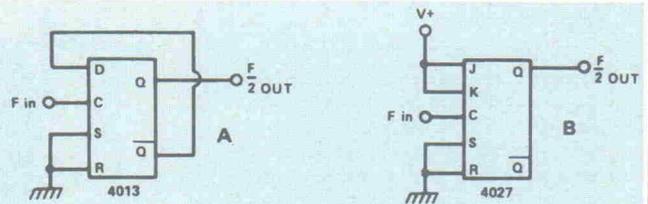


Bild 2

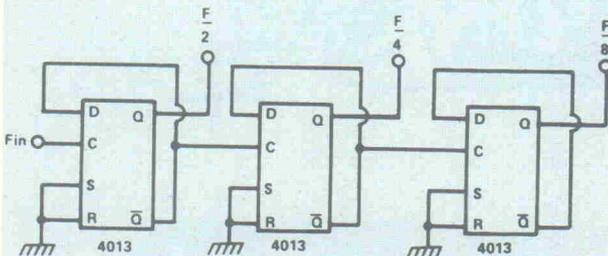


Bild 4a

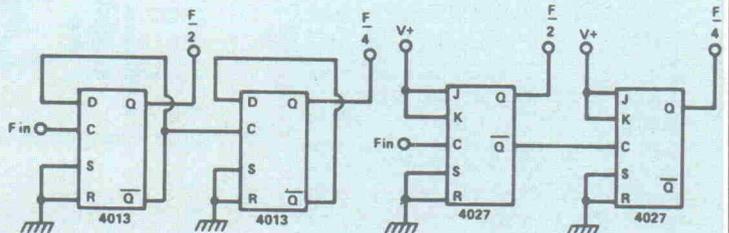


Bild 3

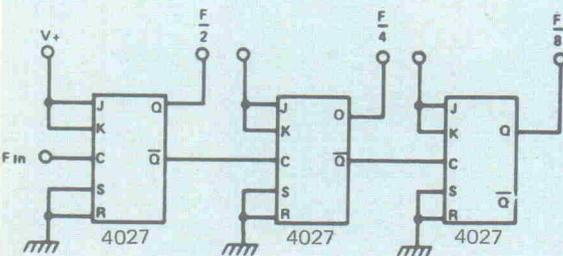


Bild 4b

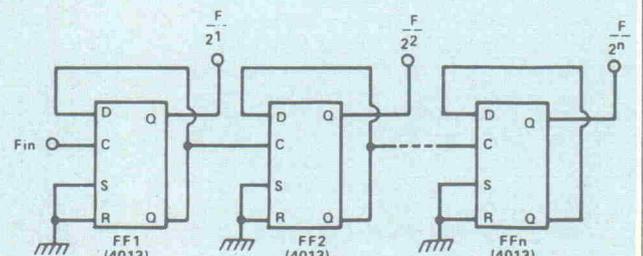


Bild 5

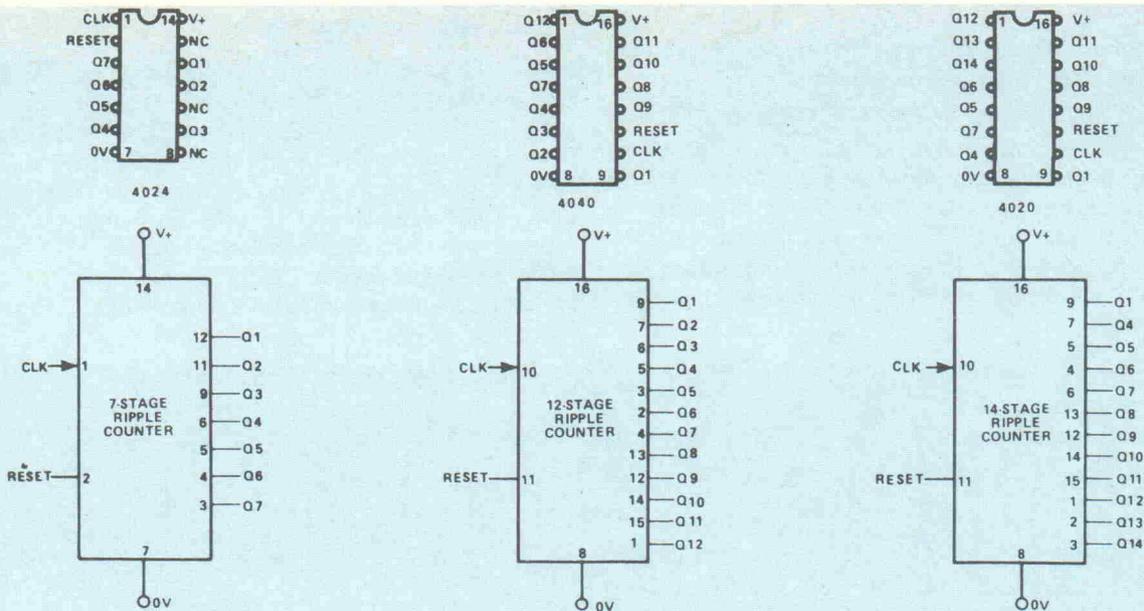


Bild 6

aus 10 Stufen besteht, dann beträgt die Gesamtzeit zum Durchschalten aller Stufen schon  $1\mu\text{s}$ . Daraus folgt, daß der endgültige Ausgangszustand der Kette erst  $1\mu\text{s}$  nach dem Eintreffen des Eingangssignales zur Verfügung steht. Die Logikzustände dieses Zählers befinden sich daher nicht in perfekter Synchronisation mit dem Eingangsclocksignal, weshalb man diese Art Zähler auch asynchrone Zähler nennt.

Die 4013 und 4027 ICs können zu jeder beliebigen Anzahl von Stufen in Reihe geschaltet werden. Bei mehr als zwei benötigten Stufen ist es jedoch normalerweise ökonomischer, spezielle MSI-Binär-Zähler-/Teiler ICs zu verwenden. Bild 6 zeigt die Anschlüsse und Funktionsdiagramme von drei für diesen Zweck vielfach verwendeten ICs.

Der 4024 ist ein siebenstufiger Asynchronteiler, wobei alle sieben Ausgänge extern verfügbar sind. Damit kann man eine maximale Teilungsrate von 128 erzielen. Der 4040 IC besitzt zwölf Flipflop-Stufen, deren Ausgänge ebenfalls alle verfügbar sind. Es wird damit eine maximale Teilungsrate von 4096 erreicht.

Der 4020 enthält dagegen vierzehn Stufen mit einer maximalen Teilungsrate von 16384, wobei jedoch die Ausgänge der Stufen 2 und 3 nicht nach außen geführt sind.

Bild 7 zeigt die Pinbelegung und das Funktionsdiagramm eines speziellen Asynchronteilers, des 4060. Er enthält ebenfalls vierzehn Stufen; die Ausgänge 1, 2, 3 und 11 sind nicht nach außen geführt. Dafür enthält der 4060 einen eingebauten Clock-Oszillator. Das Schaltbild zeigt die Anschlußmöglichkeiten des internen Oszillators als RC- oder als Quarz-Oszillator.

Die ICs 4020, 4024, 4040 und 4060 besitzen alle Schmitt-Trigger-Eingänge und reagieren jeweils auf die fallende Flanke der Eingangsimpulse. Alle diese Zähler können durch Anlegen einer positiven Spannung an den RESET-Eingang auf Null gesetzt werden.

### Ringzähler oder Johnson-Zähler

Eine Alternative zum normalen Asynchrone Zähler ist der sogenannte Ring- oder Johnson-Zähler. Bei diesem Zähler werden alle Stufen parallel geclockt, und die Stufen sind kreuzweise miteinander verkoppelt, so daß die Antwort einer Stufe auf

einen Clockimpuls vom Zustand der anderen Stufen abhängt. Bild 8 zeigt die Schaltung für einen dreifach-Teiler, der aus zwei J-K-Flipflops besteht, während in Bild 9 ein fünffach-Teiler dargestellt ist.

Der besondere Vorteil der Ring- oder Johnson-Zähler besteht darin, daß aufgrund des parallelen Durchschaltens aller Stufen die Ausgänge jeweils nur die Verzögerung einer einzelnen Teilerstufe erfahren. Das führt in der Konsequenz zu einer synchronen Arbeitsweise und zu einer störungsfreien Dekodierung an den Ausgängen.

### 4018 Teiler – durch – N

Wenn Teilerraten von mehr als 4 erforderlich sind, verwendet man am besten MSI ICs wie zum Beispiel den 4018 anstelle der Einzel-Flipflops 4013 oder 4027. Der 4018 ist ein fünfstufiger Johnsonzähler, den man als Teiler durch 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 oder 10 verwenden kann, indem man seine Pins entspre-

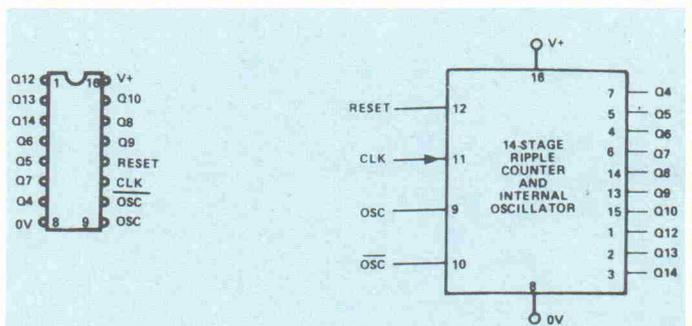


Bild 7a

Bild 7b

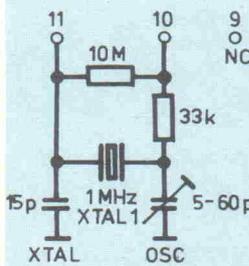


Bild 7c

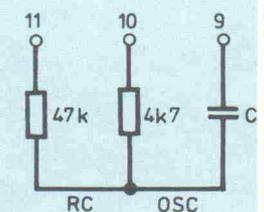


Bild 7d

chend miteinander verbindet. Dieser IC verfügt ebenfalls über einen Schmitt-Trigger am Clock-Eingang und schaltet bei positiven Flanken des Eingangssignals durch.

Bild 10 zeigt die Pinbelegung und das Funktionsbild des 4018. In Bild 11 sind die Verbindungen am IC für die Teilerraten zwei bis zehn angegeben. Bei geradzahligem Teilverhältnis sind keine zusätzlichen Bauteile erforderlich. Bei ungeradzahligem Teilverhältnis benötigt man ein AND-Gatter mit zwei Eingängen im Rückführungsnetzwerk. Dieses Gatter kann eine einzelne 4081 AND-Stufe sein oder aus zwei 4011 NAND-Stufen bestehen.

## Teiler durch mehr als 10

Auch Teilerraten von mehr als 10 können normalerweise einfach durch Reihenschaltung mehrerer entsprechend beschalteten Teilerstufen erzeugt werden, wie Bild 12 zeigt, z. B. kann man mit einem zweifach- und einem sechsfach-Teiler zu einer Teilerrate von 12 kommen, zwei sechsfach-Teiler ergeben 36, usw. Nicht standardmäßige und ungeradzahlige Teilerraten erzeugt man durch Standardzähler wie den 4018, indem man deren Ausgänge dekodiert und entsprechende Löschimpulse bei Erreichen des gewünschten Zählerstandes erzeugt.

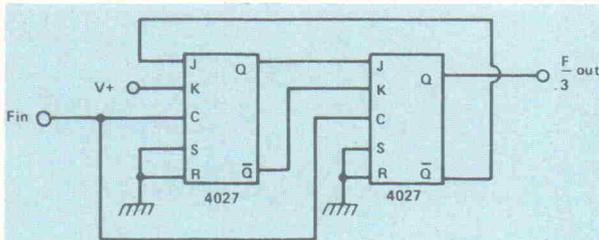


Bild 8

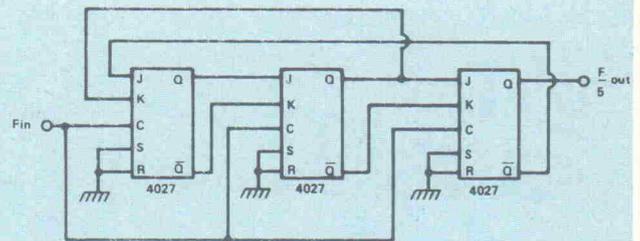


Bild 9

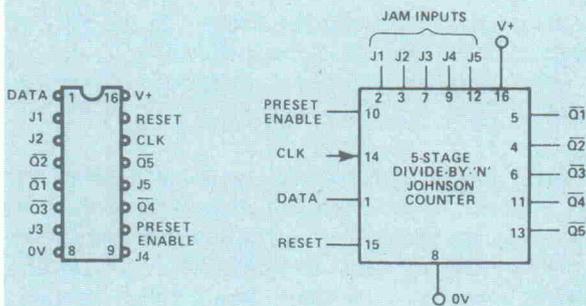


Bild 10

Teilung durch 2 =  $\bar{Q}_1$  an DATA

Teilung durch 3 =  $\bar{Q}_1$  AND  $\bar{Q}_2$  an DATA

Teilung durch 4 =  $\bar{Q}_2$  an DATA

Teilung durch 5 =  $\bar{Q}_2$  AND  $\bar{Q}_3$  an DATA

Teilung durch 6 =  $\bar{Q}_3$  an DATA

Teilung durch 7 =  $\bar{Q}_3$  AND  $\bar{Q}_4$  an DATA

Teilung durch 8 =  $\bar{Q}_4$  an DATA

Teilung durch 9 =  $\bar{Q}_4$  AND  $\bar{Q}_3$  an DATA

Teilung durch 10 =  $\bar{Q}_5$  an DATA

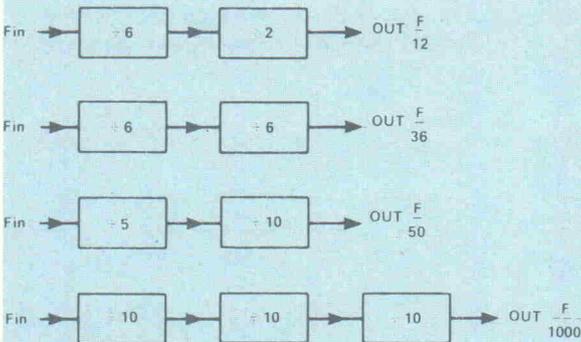


Bild 12

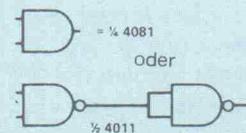
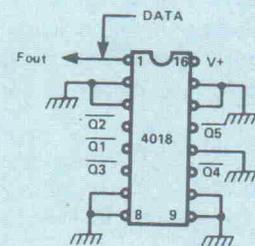


Bild 11

# elrad-Abo-Aktion

Für jeden neugeworbenen Abonnenten gibt es eine Prämie in Form eines attraktiven Sachpreises. Beachten Sie unsere Abo-Aktion in den laufenden Heften.

**elrad**-der Elektronik zuliebe

# Servo-Tester

Wenn Ihre Fernsteuerung ausgefallen ist und Sie nicht wissen, ob es am Empfänger oder am Servo liegt, dann verlieren Sie bitte nicht gleich die Nerven. Unser Projekt-Team hat eine interessante Lösung für dieses Problem erarbeitet.

Nehmen wir an, Ihre Modell-Fernsteuerung arbeitet nicht mehr zufriedenstellend, und Sie kennen den Grund nicht. Liegt es am Sender, am Empfänger oder am Servo?

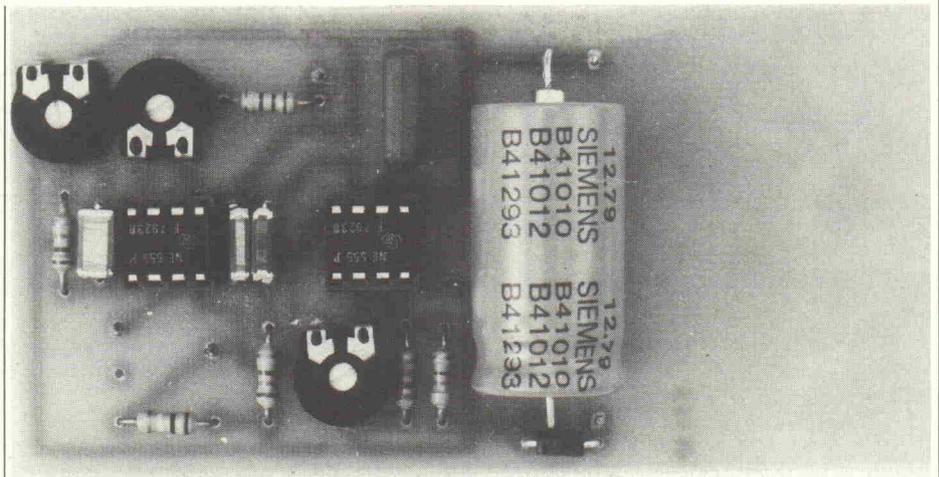
Wenn das Servo ein moderner Typ ist (mit 3 Anschlüssen), und wenn es für positive Impulse ausgelegt ist, dann brauchen Sie es zur Prüfung nur an unseren Servo-Tester anzuschließen. Der Servo-Tester wird von einem normalen Empfänger-Akku (4,8V) gespeist und liefert Standard-Impulse von 1 ms bis zu 2 ms Dauer. Der Tester hat einen 'Trimmungs-Regler' und einen Regler zur Einstellung der Impulsfolge-Zeit (13 ms bis 28 ms). Für die Spezialisten, die das Servo wirklich in allen Gangarten durchfahren wollen, hat er auch noch einen Impuls-Amplituden-Regler.

Das ganze Gerät ist auf einer einzigen Platine untergebracht. Als Stromversorgung können alle Batterien von 3V bis 12V verwendet werden, aber bedenken Sie die Spannungsfestigkeit Ihres Servos! Wie Sie aus den Fotos sehen, haben wir uns nicht damit abgequält, die Platine in ein Gehäuse einzubauen. Die relative seltene Benutzung der Schaltung ließ die zusätzlichen Kosten als nicht gerechtfertigt erscheinen.

Der Aufbau ist sehr einfach, so daß sich eigentlich alle weiteren Worte erübrigen.

Die beiden ICs sind CMOS-Versionen des NE 555 (damit die Schaltung auch bei kleinen Spannungen arbeiten kann). Man sollte für sie passende Stecksockel vorsehen.

Bei unserem Prototyp haben wir die fünf Außenanschlüsse durch Lötnägel zugänglich gemacht. Wir empfehlen aber, bei der praktischen Ausführung für die Servo-Anschlüsse und für die Batterieanschlüsse Steckverbindungen zu verwenden, die mit Ihrem R/C-System kompatibel sind.



Die bestückte Platine

## Wie funktioniert's?

In einer normalen Mehrkanal-Proportional-Fernsteuerung wird für jedes Servo alle 20ms (Impulsfolge-Zeit) ein Impuls variabler Länge (1 ms bis 2 ms) übertragen. Die Impulslänge ist am Sender mit dem Steuerknüppel einstellbar und bestimmt die Stellung des Servo-Motors. Im Normalfall ist es so, daß bei 1 ms das Rudersegment am linken Anschlag steht, bei 1,5ms in Mittelstellung und bei 2 ms am rechten Anschlag.

Unser Servo-Tester erzeugt einen normalen, positiven Steuerimpuls mit normaler Impulsfolgefrequenz. Die Schaltung wird von der Empfänger-Batterie über das Entkopplungsnetzwerk D1, C1 ge-

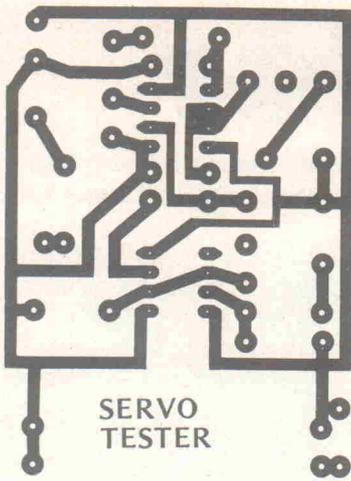
speist. Die Arbeitsweise der Schaltung ist sehr einfach.

IC1 ist als freilaufender astabiler Multivibrator geschaltet und erzeugt die Impulsfolgefrequenz. Mit RV1 kann diese von 13ms bis 28ms verändert werden. Diese Impulse triggern den monostabilen Multivibrator IC2 (über C3). Über den Amplitudenregler RV2 gelangen die Ausgangsimpulse von IC2 an die Ausgangsbuchse. Mit RV3 kann die Länge dieser Impulse von 1 ms bis 2 ms geregelt werden (sozusagen als Steuerknüppel-Ersatz).

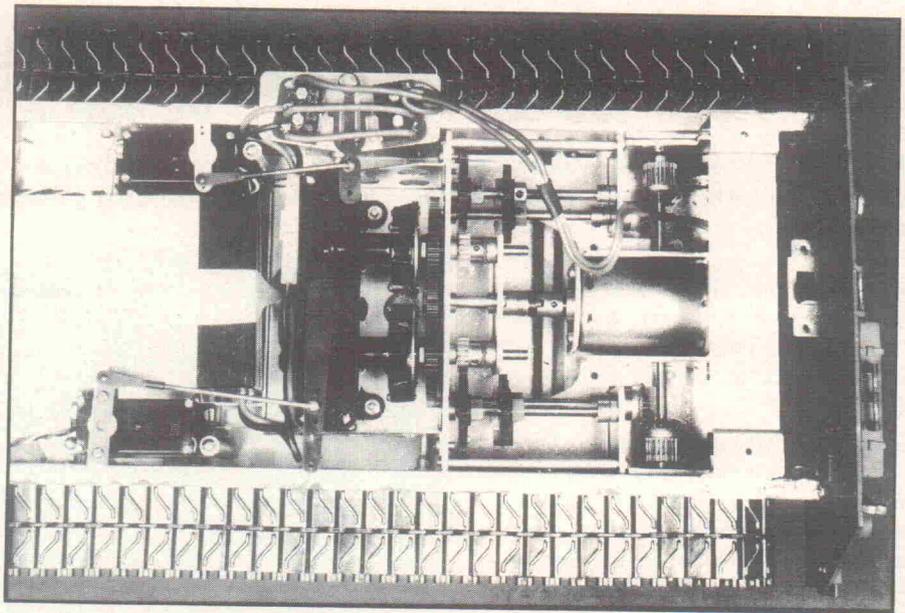
IC1 und IC2 sind CMOS-Versionen des 555 Timers, bis zu Versorgungsspannungen von 3V herunter arbeiten diese sehr stabil.



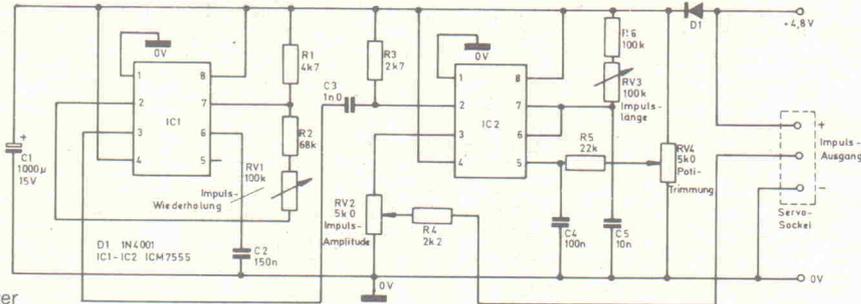
Ein Flugzeugmodell wie dieses zu verlieren ist nicht nur ärgerlich, sondern auch teuer und ausgesprochen gefährlich! Sie stellen mit unserem Servo-Tester sicher, daß bei geringsten Sicherheitsbedenken eine 100%ige Servoprüfung durchgeführt werden kann.



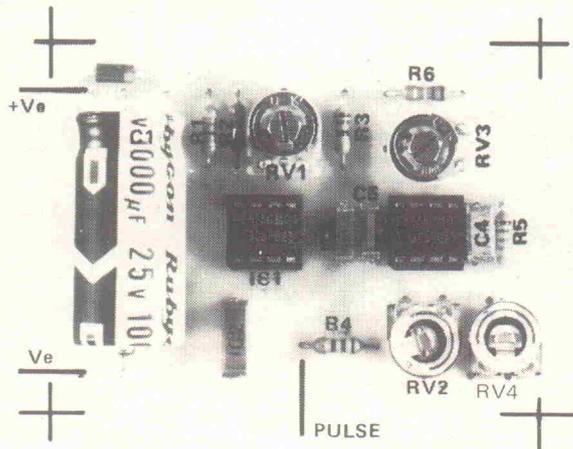
Platinen-Lay-out für den Servo-Tester



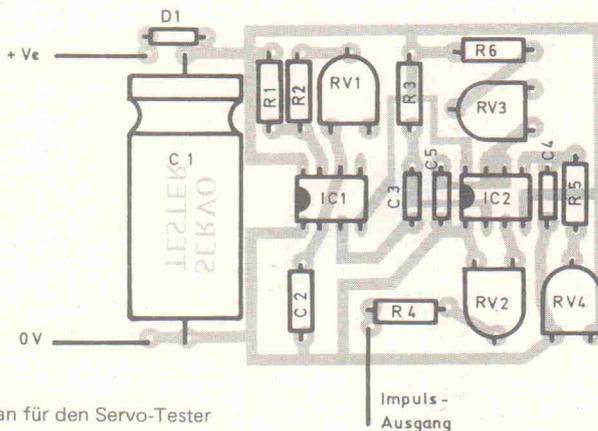
Das Getriebe eines Leopard-Modells. Fällt hier ein Servo aus, dann kann das ganze, teure Modell zerstört werden.



Die Schaltung für den Servo-Tester



Die bestückte Platine



Bestückungsplan für den Servo-Tester

## Stückliste

Widerstände 1/3 W, 5%

R1	4k7
R2	68k
R3	2k7
R4	2k2
R5	22k
R6	100k

Potentiometer

RV1, 3	100k Trimmer
RV2, 4	4k7 od. 5k0 Trimmer

Kondensatoren

C1	1000µ 25 V Eiko
C2	150n MKS
C3	1n0 MKH
C4	100n MKH
C5	10n MKH

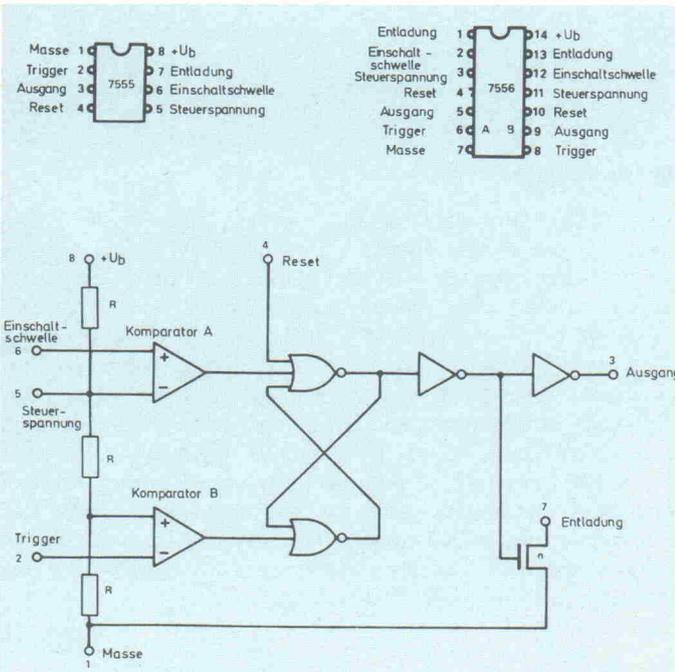
Halbleiter

IC1, 2	ICM7555
D1	1N4001

# CMOS-555

Tim Orr stellt einen Vergleich an zwischen der bipolaren und der CMOS-Version in der 555-Familie.

Die bipolare Ausführung des 555-Timer-ICs ist schon seit einigen Jahren bekannt. Jetzt gibt es eine CMOS-Version mit einer Reihe von wichtigen Verbesserungen. In der Funktion sind sich beide sehr ähnlich, in den meisten Anwendungen sogar austauschbar. Bild 1 zeigt die Innenschaltung des 555. Sie besteht aus zwei Komparatoren, die bei 1/3 und bei 2/3 der Betriebsspannung schalten. Die Referenzspannung erzeugt eine Widerstandskette. Die beiden Komparatoren steuern ein Flip-Flop, das entweder gesetzt oder rückgesetzt wird. Das Flip-Flop seinerseits steuert die Endstufe an. Ein zweiter Ausgang besteht über einen elektronischen Schalter nach Masse (Entladung). Außerdem kann man über den Anschluß 'Steuer-spannung' die Widerstandskette und über einen extra Reset-Eingang das Flip-Flop beeinflussen. Mit dieser einfachen Schaltung kann man alle möglichen Oszillatoren und Timer aufbauen.

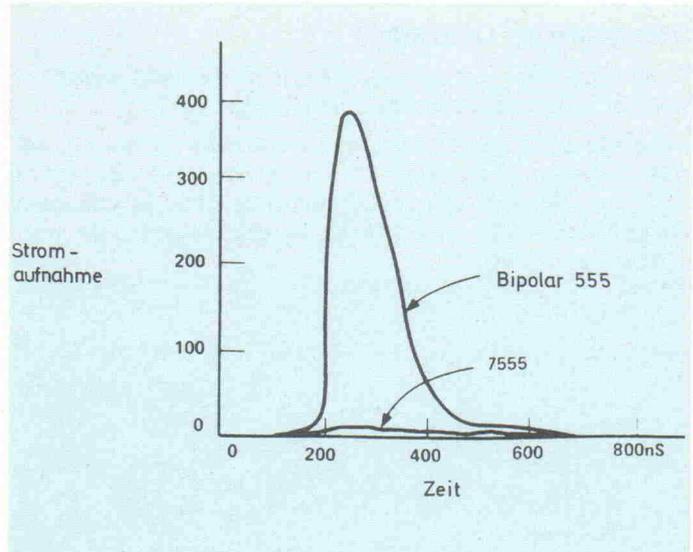


Der bipolare 555 hat einige Kennwerte, die beim Betrieb Schwierigkeiten machen können. Wie Bild 2 zeigt, bringt da die CMOS-Version erhebliche Verbesserungen.

Beim bipolaren 555 fließt ein Ruhestrom von 10 mA, wodurch die Anwendbarkeit in kleinen Batteriegeräten stark beeinträchtigt ist. Die CMOS-Version braucht dagegen ganze 120  $\mu$ A! Die Eingänge der CMOS-Version sind sehr hochohmig und benötigen nur Eingangsströme im Pico-Ampere-Bereich.

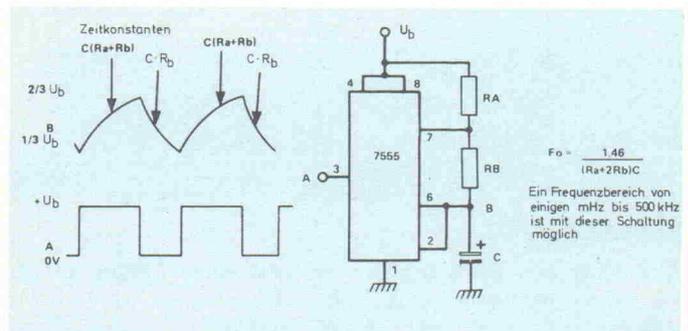
Die Stromspitze bei einem Schaltvorgang ist wesentlich verkleinert worden. Der bipolare 555 verursacht durch hohe Spitzen oftmals 'Schmutz-Effekte' in nahegelegenen anderen Schaltungsgruppen.

Der CMOS-555 ist eine Schaltung für kleine Leistung und hohe Eingangsimpedanz. Überall, wo es auf geringen Stromverbrauch ankommt, sollte er eingesetzt werden. Die folgenden Schaltungen bringen einige der vielen möglichen Anwendungen.



## Unsymmetrischer Oszillator

Mit 2 Widerständen und einem Kondensator läßt sich ein einfacher Oszillator aufbauen. Wegen des hohen Eingangswiderstandes der CMOS-Version können Widerstände bis 100 M $\Omega$  verwendet werden. Der Kondensator C wird über  $R_A$  und  $R_B$  aufgeladen. Die Spannung an ihm steigt also mit der Zeitkonstanten  $C \cdot (R_A + R_B)$ . Wenn die Spannung B so groß geworden ist wie 2/3 der Betriebsspannung, wird die Schwelle überschritten, und der Komparator schaltet den Ausgang (Pin 3) auf 'L'. Außerdem wird der Entlade-FET (Pin 7) durchgeschaltet. Der Kondensator entlädt sich mit der Zeitkonstanten  $C \cdot R_B$ , bis die Spannung B auf 1/3 der Betriebsspannung abgesunken ist. Jetzt geht der andere Komparator auf 'L'. Dadurch schaltet der Ausgang auf 'H', und der FET wird gesperrt. Die Spannung B schaltet also zwischen 1/3 und 2/3 der Be-



$$f_0 = \frac{1.46}{(R_A + 2R_B)C}$$

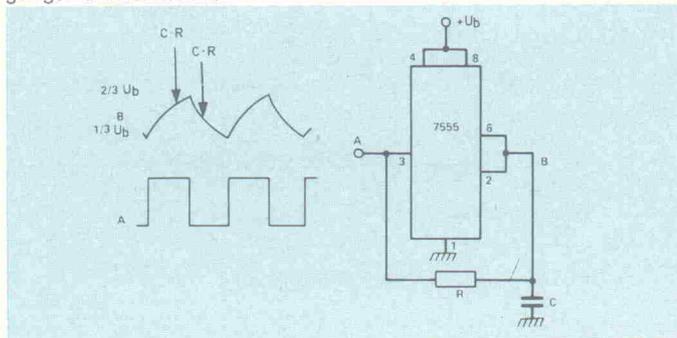
Ein Frequenzbereich von einigen mHz bis 500 kHz ist mit dieser Schaltung möglich

triebsspannung hin und her. Zwar ist die Wellenform unsymmetrisch, aber dafür ist die Frequenz so gut wie unabhängig von der Betriebsspannung. Wenn man  $R_B$  durch eine Brücke ersetzt, kann man einen Sägezahn erzeugen. Die Reset-Zeit wird dann sehr kurz – nur einige Mikrosekunden. Die Schaltung hat aber eine gewisse Laufzeit, in der der Impuls vom Trigger-Komparator bis zum Ausgang durchläuft. Dadurch wird die Spannung B etwas größer als  $1/3$  der Betriebsspannung. Die Frequenz wird etwas kleiner als vorausberechnet, und die Reset-Zeit wird mindestens  $5\mu\text{s}$  betragen.

### Symmetrischer Oszillator

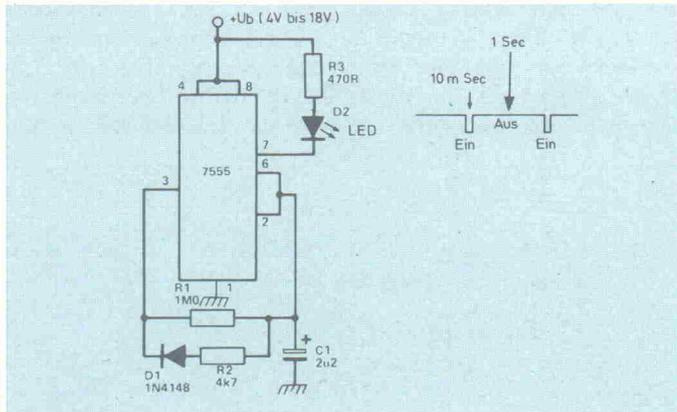
Dieser Oszillator hat eine symmetrische Ausgangsspannung, weil der Lade- und Entladepfad derselbe ist.

Bei dieser Schaltung ist der Entlade-Anschluß (7) frei für weitere Aufgaben. Zum Beispiel kann er eine LED oder etwas ähnliches ansteuern. Der zeitbestimmende Widerstand R sollte möglichst groß sein (über  $10\text{ k}\Omega$ ), um eine Belastung des Ausgangs zu vermeiden.



### Impulse

Dieser Oszillator hat ein großes Tastverhältnis. Er ist etwa 1 Sekunde lang 'Aus' und dann ca.  $10\text{ mS}$  'Ein'. Während dieser  $10\text{ mS}$  wird die LED durch den Entlade-FET zum Leuchten gebracht. Die lange 'Aus'-Periode wird durch die Zeitkonstante  $R1 \cdot C1$  bestimmt, während die kurze 'Ein'-Periode durch  $R2, C1$  und die vorgespannte Diode  $D1$  erzeugt wird. Der durchschnittliche Stromverbrauch ist ziemlich gering. Wenn man den Oszillator aus einer  $9\text{ V}$ -Batterie speist, zieht der ICM 7555  $120\mu\text{A}$  und die LED ca.  $140\mu\text{A}$ , insgesamt also  $260\mu\text{A}$ . Damit ergibt sich eine Lebensdauer der Batterie von einigen Monaten. Diese Zeit läßt sich noch verlängern durch Vergrößern von  $R1$  und Verkleinern des LED-Stromes (Vergrößerung von  $R3$ ).



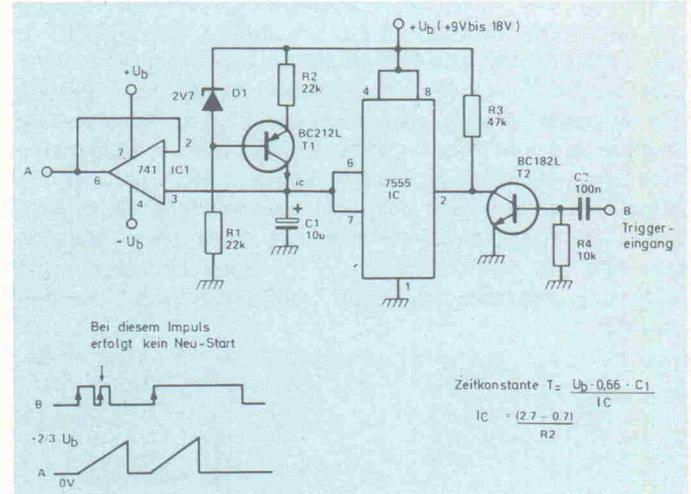
### Einmal-Impuls

Hier wird der 7555 benutzt, um auf einen Trigger-Impuls ein einmaliges Signal auszulösen. Normalerweise ist der Entlade-FET (7) 'Ein', und  $C1$  liegt dadurch an Masse. Wenn

der Triggerimpuls an den Eingang gelangt, geht der Kollektor von  $Q2$  kurzzeitig auf 'L', wodurch Pin7 auf 'Aus' geht.  $Q1, R1, R2$  und  $D1$  bilden eine Stromquelle, die  $C1$  auflädt. Wenn der Entlade-FET 'Aus' ist, dann steigt die Spannung an  $C1$  linear an. Wenn diese Spannung  $2/3$  der Betriebsspannung erreicht hat, schaltet der Komparator den FET auf 'Ein' und schließt so  $C1$  nach Masse hin kurz.  $IC1$  dient als Puffer für die Spannung an  $C1$ .

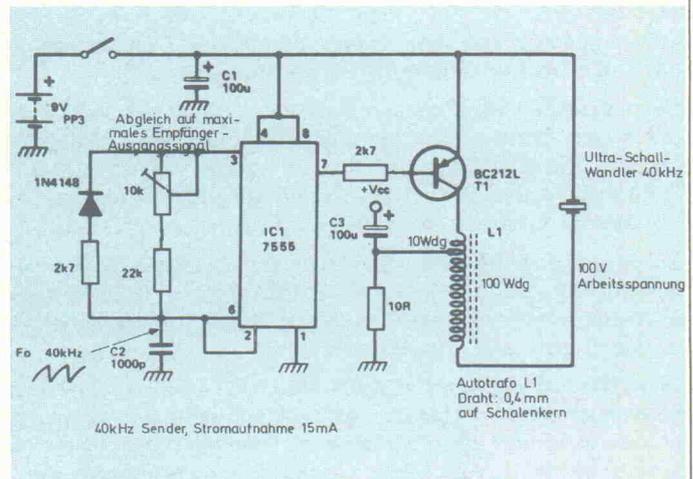
Während einer Schwingung kann nicht erneut getriggert werden. Zur Auslösung muß ein steiler, positiver Impuls auf den Trigger-Eingang B gegeben werden.

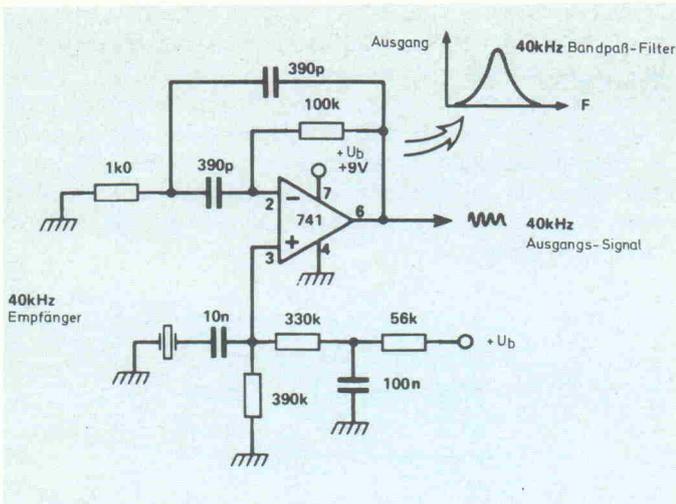
Um die Dauer des Ausgangs-Signals zu verändern, kann man entweder  $C1$  oder  $R2$  ändern.



### Ultra-Schall

Der 7555 kann als Oszillator für ein Ultra-Schall-Fernbediengerät verwendet werden. Der Oszillator erzeugt einen  $2,5\mu\text{s}$  langen Impuls mit der Resonanzfrequenz des Ultra-Schall-Wandlers. Mit diesem kurzen Impuls wird ein Transistor ( $Q1$ ) angesteuert, der den Spartrafo (Übersetzung  $10:1$ ) versorgt. Der Ausgang des Trafos ist auf den Wandler geschaltet. Wird die Frequenz genau auf die Eigenfrequenz des Wandlers abgestimmt, so steht hier eine Sinus-Spannung von  $100\text{ V}$  Spitze-Spitze. Der Wandler ist meist ein Kristall mit hoher Impedanz, so daß man eine hohe Spannung anlegen muß, um ausreichend Leistung abstrahlen zu können. Der Empfänger besteht aus einem  $40\text{ kHz}$ -Bandfilter. Dieses aktive Filter verstärkt NF-Signale dieser Frequenz, die dann auf einen Detektor-Kreis gegeben werden können.

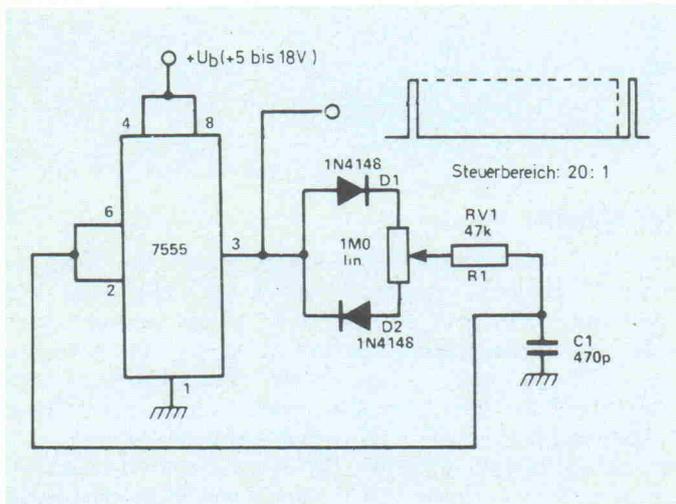




Durch Aufbau einer Schleife aus einem 7555, einem Inverter und einem Integrator erhält man einen Dreieck-Rechteck-Generator. Bei Betrieb im Bereich hoher Frequenzen (über 40kHz) sollte der Transistor-Inverter durch einen CMOS-Inverter ersetzt werden. Der Operationsverstärker liefert ein niederohmiges Dreieck-Signal, dessen Frequenz mit dem 1 MΩ-Poti eingestellt werden kann.

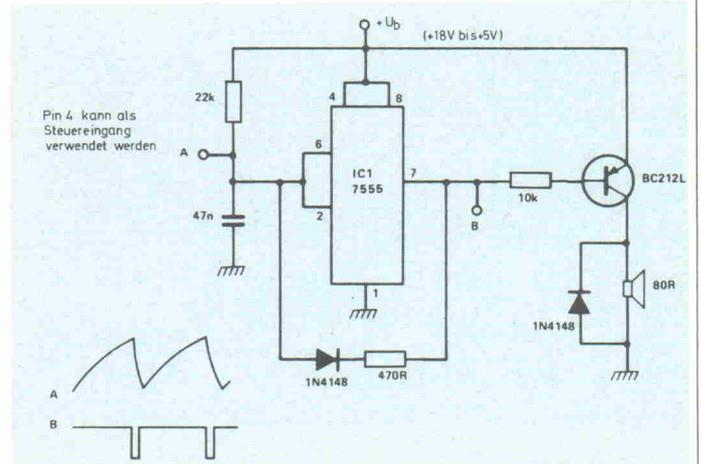
### Tastverhältnis : variabel

Bei diesem Oszillator kann das Tastverhältnis des Ausgangs-Signals von 1:20 auf 20:1 geändert werden, indem man zwei unterschiedliche Rückkopplungszweige benutzt. Wenn Pin 3 'H' ist, wird C1 über D1, R1 und einen Teil von RV1 aufgeladen. Wenn Pin 3 'L' ist, wird C1 über D2, R1 und den anderen Teil von RV1 aufgeladen. Die Schleiferstellung von RV1 bestimmt also das Verhältnis zwischen Lade- und Entladezeit.



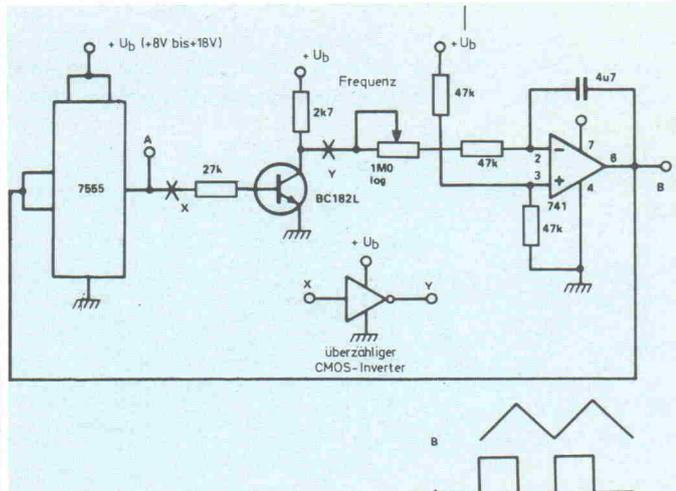
### Tongenerator

Der 7555 kann auch als Tongenerator dienen. Er soll ungefähr bei 1,3 kHz schwingen. Dabei ist die 'L'-Periode 15 ns und die 'H'-Periode 755 ns lang. Während der 'L'-Periode ist der Transistor durchgeschaltet, so daß der Lautsprecher an der Betriebsspannung liegt. Es fließt dann bei einer Versorgung mit 9 V ein Strom von etwa 100 mA. Da der Transistor aber



nur jeweils 15 ns von 770 ns leitet, ist der mittlere Strom gering (etwa 1,95 mA). Die gesamte Schaltung verbraucht etwa 2,5 mA, und doch ist das 20 mW-Ausgangssignal sehr gut hörbar.

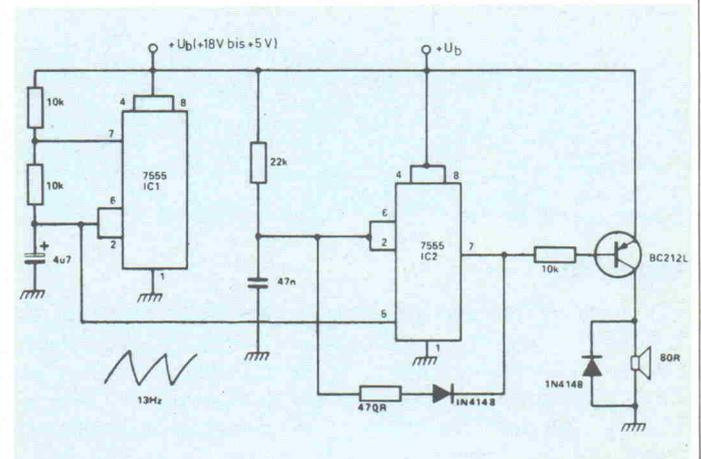
### Dreieck-Rechteck



### Wobbelgenerator

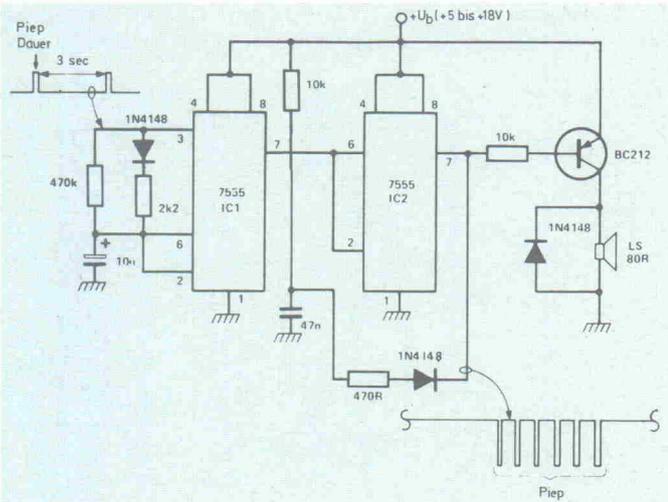
Mit zwei Oszillatoren kann man einen Wobbelton erzeugen. IC1 erzeugt die Wobelfrequenz von 13 Hz. Mit dieser Frequenz wird ein Tongenerator (wie eben beschrieben) frequenzmoduliert. Pin 5 des IC2 liegt an der internen Anpassung für 2/3 der Betriebsspannung.

Legt man an diesen Anschluß die Wobelfrequenz, so ergibt sich eine Frequenzmodulation der Ausgangsfrequenz. Anstelle von zwei 7555 kann man auch einen 7556 verwenden.



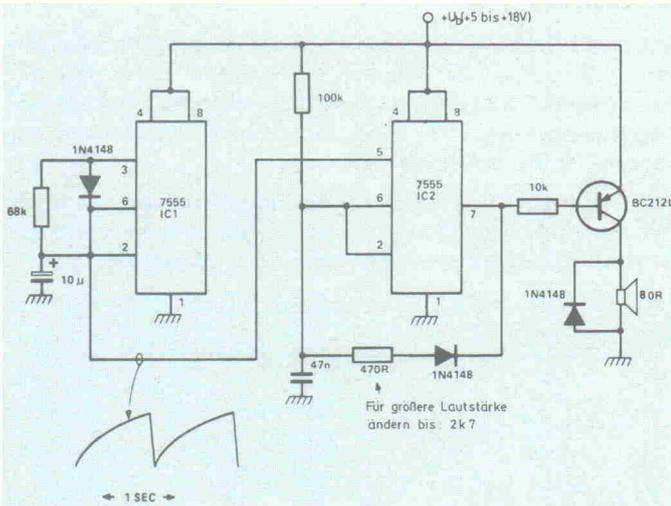
## Es piept ...

Die Polizei und andere Einsatzdienste benutzen in ihren Fernmeldenetzen einen hohen Piepton, der sich immer wiederholt. Das stört den laufenden Verkehr nicht, gibt aber dem Teilnehmer die Gewißheit, daß er immer noch auf dem richtigen Kanal hörbereit ist. Diese Schaltung erzeugt solch einen Piepton und verbraucht nur einige Milliampere. IC1 bildet einen langsamen Oszillator (0,3 Hz) mit einem großen Tastverhältnis. Der Entlade-FET ist während der meisten Zeit leitend und sperrt nur alle 3 Sekunden für 15 Millisekunden. Dieser FET ist so mit dem Tongenerator gekoppelt, daß er nur schwingt, wenn der FET sperrt. Während der Sperrzeit erzeugt IC2 einen 'Burst' mit 3 kHz-Schwingungen. Das hört sich dann an wie ein Piepton.



## ... und heutzutage

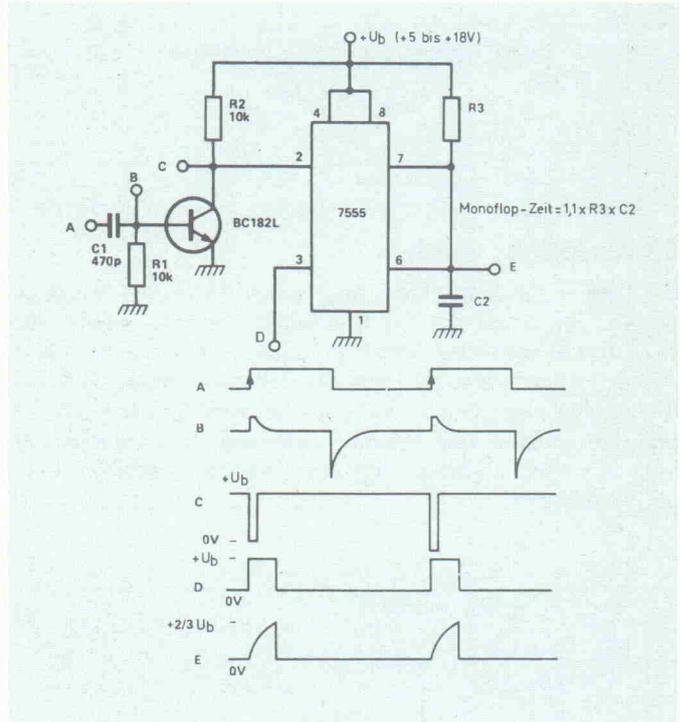
Die letzte Version unserer Tongenerator-Schaltungen ist eine einfache Sirene. IC1 erzeugt einen Sägezahn, der den Tongenerator IC2 frequenzmoduliert (über Pin 5). Mit dem Anstieg des Sägezahns (Periode: 1 Sekunde) steigt auch die Frequenz des erzeugten Tones.



## Mono-Flop

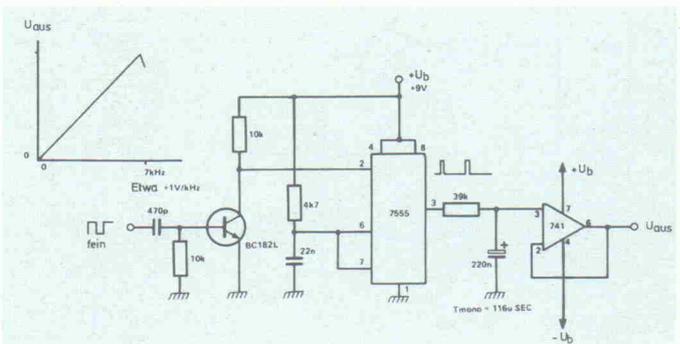
Mit dem 7555 kann auch ein monostabiler Multivibrator aufgebaut werden, obwohl beim Betrieb leicht Schwierigkeiten auftreten können. Mit einem negativen Impuls am Triggereingang (Pin 2) läßt sich der Zyklus starten. Dabei ist wichtig, daß der Triggereingang am Ende des Zyklus schon wieder 'H' ist, andernfalls würde er den Zyklus verlängern.

Wir benutzen einen wechsellspannungsgekoppelten Transistor-inverter, so daß ein positives Signal den Schaltzyklus startet. Zu Anfang ist C2 entladen. Wenn Pin 2 jetzt auf 'L' geht, sperrt der Entlade-FET, und die Spannung an E steigt mit der Zeitkonstanten C2 mal R3 an. Erreicht diese Spannung 2/3 der Betriebsspannung, so beginnt der FET zu leiten, C2 wird nach Masse hin entladen, und ein monostabiler Zyklus ist beendet. Während der Dauer dieses Zyklus liefert der 7555 an Pin 3 ein 'H'-Signal.



## f/U-Wandler

Mit dem monostabilen Multivibrator kann eine Frequenz linear in Spannung umgesetzt werden. Die Impulse am Ausgang des 7555 sind zwar in ihrer Länge unveränderlich, aber ihre Folgefrequenz entspricht genau der Frequenz des Eingangssignales. Also ist die resultierende mittlere Gleichspannung dieser Impulse linear proportional zu ihrer Folgefrequenz. Die Bildung der resultierenden Gleichspannung erfolgt sehr einfach mit einem RC-Glied (Tiefpaß). Dieses Filter bestimmt die Ansprechzeit und die Welligkeit der Gleichspannung: Eine große Zeitkonstante ergibt eine geringe Welligkeit und reagiert langsam. Es muß darauf geachtet werden, daß nicht der Bereich des monostabilen Multivibrators überschritten wird. Wenn die monostabile Periode länger ist als die Periode des Eingangssignales, dann verpaßt die Schaltung jeden zweiten Impuls, und das Ausgangs-Signal zeigt 'Hausnummern' an.



# Autovoltmeter mit LED-Skala

Unerlässlich für den begeisterten Autofahrer! Ein Voltmeter mit LED-Skala gibt Aufschluß über den Ladezustand der Batterie. Das alles mit wenigen Bauteilen!

Ein Voltmeter ist ein nützliches Zusatzinstrument in einem Auto. Es kann bei richtiger Verwendung dem Benutzer ausgezeichnete Angaben über den Batteriezustand und die Aufladeschaltung geben. Im nicht-ladenden Zustand, d. h. bei abgestelltem Motor, wird eine intakte und gut aufgeladene Batterie 12 bis 13 Volt anzeigen. Ein niedrigerer Wert als 12 Volt deutet auf eine defekte oder entleerte Batterie hin.

Bei abgestelltem Motor und eingeschalteten Scheinwerfern sollte der Batterieanzeigewert auf 11 bis 12 Volt fallen. Ein niedrigerer Anzeigewert deutet auch hier auf eine defekte Batterie hin.

Bei laufendem Motor im hochtourigen Leerlauf und gering belasteten elektrischen Versorgungsnetz sollte der Batterieanzeigewert auf 13 bis 14 Volt ansteigen. Eine Anzeige niedriger als 13 Volt deutet auf eine fehlerhafte Wechselstromlichtmaschine oder einen defekten Spannungsstabilisator hin. Eine Anzeige über 14 Volt deutet auf einen defekten Spannungsstabilisator hin.

Die oben genannten Angaben zeigen, daß der interessante Voltmeter-Ablesebereich nur einen sehr beschränkten Meßbereich von etwa 10,5 Volt Tiefstwert bis zu 15 Volt Höchstwert umfaßt, so daß am besten ein Spezial-Voltmeter mit unterdrücktem Nullpunkt verwendet werden sollte.

Unser Elrad Auto-Voltmeter ist besonders modern aufgebaut. Es wird ein monolithischer Baustein verwendet, der ein Ablesen an einer zweifarbigen Punktanzeige mit 10 LEDs ermöglicht. Die Baugruppe hat eine ausgezeichnete Ablesegenauigkeit und ein gutes thermisches Verhalten, wenn sie auf den Meßbereich 10,5 Volt bis 15 Volt abgeglichen ist. Das Ganze läßt sich sehr einfach in den Wagen einbauen, die Gesamtkosten liegen um 30,— DM. Der LM3914 ist im Punktbetrieb beschaltet, bei dem immer nur eine der zehn Leuchtdioden zur gleichen Zeit leuchtet.

## Aufbau und Verwendung

Die gesamte Schaltung, einschließlich der zehn Leuchtdioden, wird auf eine kleine gedruckte Platte gesetzt; der Aufbau sollte ohne Schwierigkeiten vor sich gehen. Beachten Sie, daß der IC1 ein Baustein mit **18 Anschlüssen** ist und daß er mit einem entsprechenden IC-Sockel auf die Leiterplatte gesetzt werden sollte. Es wird empfohlen, vor der Bestückung der Leiterplatte die Polarität der LEDs zu überprüfen. Am einfachsten schaltet man einen 470 R-Widerstand in Reihe mit der LED und legt diese Kombination an eine 12 V-Versorgung. Gegebenenfalls muß man das Ganze noch einmal umpolen. Leuchtet die LED, so liegt der + Pol an der Anode und der - Pol an der Kathode. Die Kathode ist im Schaltbild die Spitze der Diode.

Nach Beendigung des Aufbaus wird noch einmal eine Schaltungsüberprüfung emp-

fohlen und die Baugruppe an eine regelbare Versorgungsgleichspannung angeklemmt, die einen Regelbereich von 10–15 Volt hat. Mit einem einigermaßen genauen Voltmeter wird die Versorgungsspannung überwacht, und die Baugruppe wird dann abgeglichen.

Dazu wird die Versorgungsspannung auf 15 Volt und RV1 so eingestellt, daß LED 10 zu leuchten beginnt. Danach wird die Versorgungsspannung auf 10 Volt erniedrigt, und RV2 wird so eingestellt, daß LED 1 zu leuchten beginnt. Zur Überprüfung der Einstellungen werden noch einmal beide Werte eingestellt. Der Abgleich ist beendet, und die Baugruppe kann in den Wagen eingebaut werden, wobei '0'-Volt an das Chassis gelegt wird und die +12 Volt über den Zündschalter an die Batterie verdrahtet wird.

## Wie funktioniert's?

Der IC1 arbeitet als eine LED-Voltmeteransteuerung, wobei der Wert von R2 und RV2 den Höchst- und Tiefstwert der Anzeige festlegt. Bei korrektem Abgleich ist diese Baugruppe für einen Meßbereich von ungefähr 2,5 Volt bis 3,6 Volt geeignet. Sie kann aber mit einem zwischengeschalteten Spannungsteiler R1–RV1 zum Ablesen eines Versorgungsspannungsbereichs von 10–10,5 Volt bis 15 Volt verwendet werden.

Der IC ist für Punktbetrieb verdrahtet, d. h. nur eine der zehn LEDs leuchtet zur gleichen Zeit. Bei einer Versorgungsspannung, die kleiner als 10,5 Volt ist, sind alle LEDs dunkel. Bei einer Versorgungsspannung, die gleich oder größer als 15 Volt ist, leuchtet LED 10.

Eine umfassende IC-Funktionsbeschreibung des LM3914 ist in Elrad 5/80 in dem Artikel 'LED-Skalen' erschienen.

## Stückliste

Widerstände 5%, 1/4 W

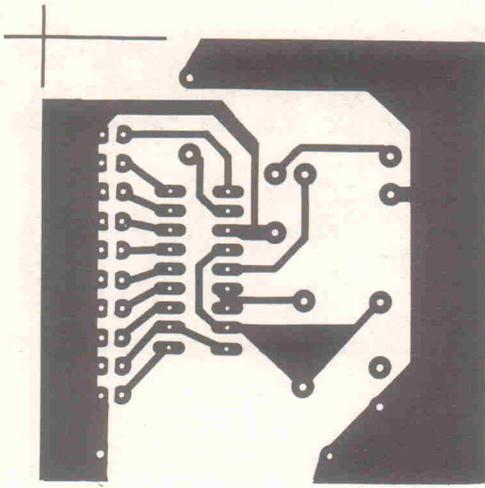
R1 4k7  
R2 1k2  
RV1,2 4k7 Trimmwiderst.

Halbleiter

IC1 LM3914  
LEDs 1, 2, 3, 9, 10 TIL 209  
LEDs 4, 5, 6, 7, 8 TIL 211

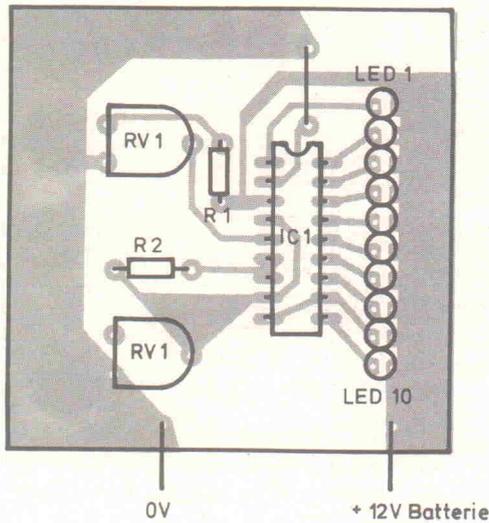
Sonstiges

Platine, Gehäuse



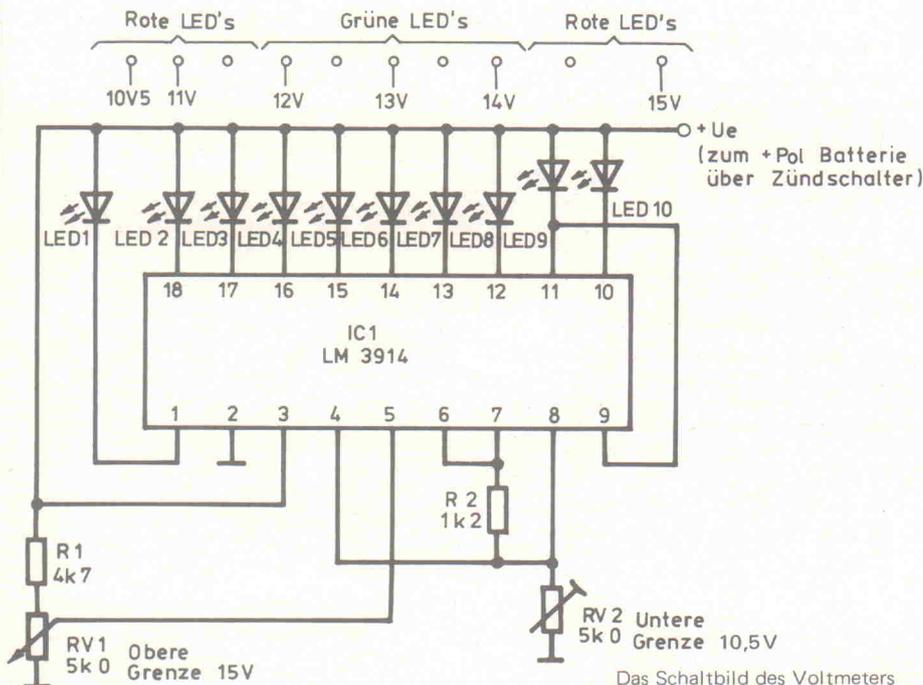
Oben: Platinenlayout

Unten: Bestückung der Platine



0V

+ 12V Batterie



+Ue  
(zum +Pol Batterie  
über Zündschalter)

Das Schaltbild des Voltmeters

## Special-Hefte von elrad

erhältlich über:

**Elrad-Versand**  
Postfach 27 46,  
3000 Hannover 1

Lieferung erfolgt per Nachnahme  
(+ 4,- Versandkosten) oder gegen  
Verrechnungsscheck (+ DM 1,50  
Versandkosten).

### Special 1

— Bauanleitungen —

**Aus dem Inhalt:**

Musik-Synthesizer, Graphic-Equaliser, Digital-Thermometer, Frequenz-Shifter, CCD-Phaser, IC-Test- und Experimentiergerät, Audio-Spektrum-Analysator, Morse-Tutor, Rauscht Ihr Recorder?, Inhalt eines PROMs, Transistor- und Dioden-Tester, Audio-Oszillator, Funktionsgenerator, Digitaltrainer Digi-max, Verschlusszeit-Timer, Digitaler Drehzahlmesser, Aquarium-Thermostat, Morse-Piepmatz.

Umfang: 128 Seiten  
Preis: DM 9,80

### Special 2

— Computer-Heft —

**Aus dem Inhalt:**

**Grundlagen:** Der Mikroprozessor— nahegebracht, Speichersysteme für  $\mu$ Ps, Adressierungsarten bei  $\mu$ Ps, Höhere Programmiersprachen. **Selbstbau-Systeme und Komponenten:** Delphin EHC 80, Elrad-Triton-Computer, Cuts Cassette-Interface, Inhalt eines PROMs. **Programmierung:** Einführung in die BASIC-Programmierung. **Testberichte:** ET 3400, Der Pet, Heathkit Mikrocomputer-System H8, Der TRS-80 auf dem Prüfstand.

Umfang: 144 Seiten

Preis: DM 16,80

### Special 3

— Bauanleitungen —

**Aus dem Inhalt:**

2x 200W PA, Universal-Zähler, Stereo Verstärker 2x60W, Elektronisches Hygrometer, Professionelle Lichtorgel, Transmission-Line-Lautsprecher, Drehzahlmesser für Modellflugzeuge, Folge-Blitz, DC-DC Power Wandler, Mini Phaser, NF-Mischpult-System.

Umfang: 144 Seiten

Preis: DM 12,80

### Special 4

Amateurfunk-Sonderheft

**Aus dem Inhalt:**

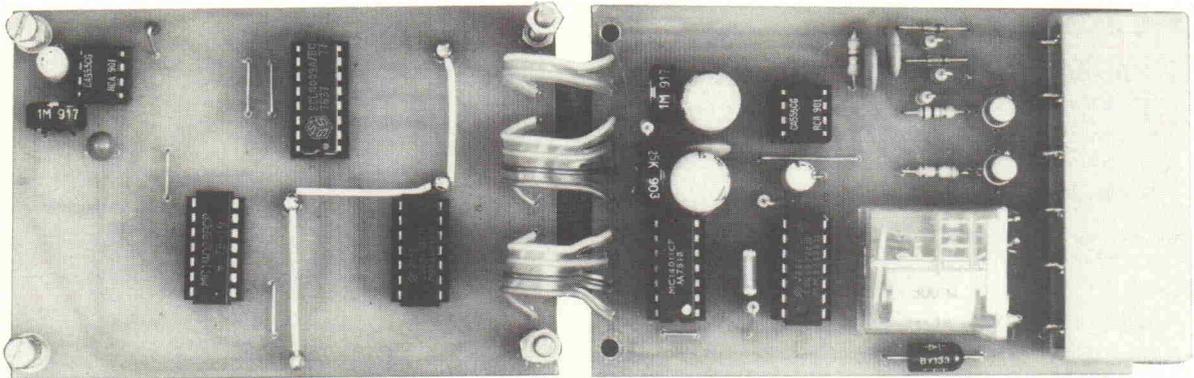
2m PAs; Morse-Tutor; Kurzwellen-Audion; Ausbreitung von Radiowellen; Sprachkompressor; Morse-Piepmatz; SSB-Transceiver; Preselektor; VFO; HF-Signale in Diagrammdarstellung; Aktive Antenne; Polyphasen SSB-Exciter; NiCad-Ladegerät; Quarz-AFSK; Stabilität von Quarzoszillatoren; Universalzähler; Quarzthermostat; HF-Clipper; 2m/10m Transverter.

Umfang: 120 Seiten

Preis: DM 14,80

# Auto-Alarmanlage

G. Binz

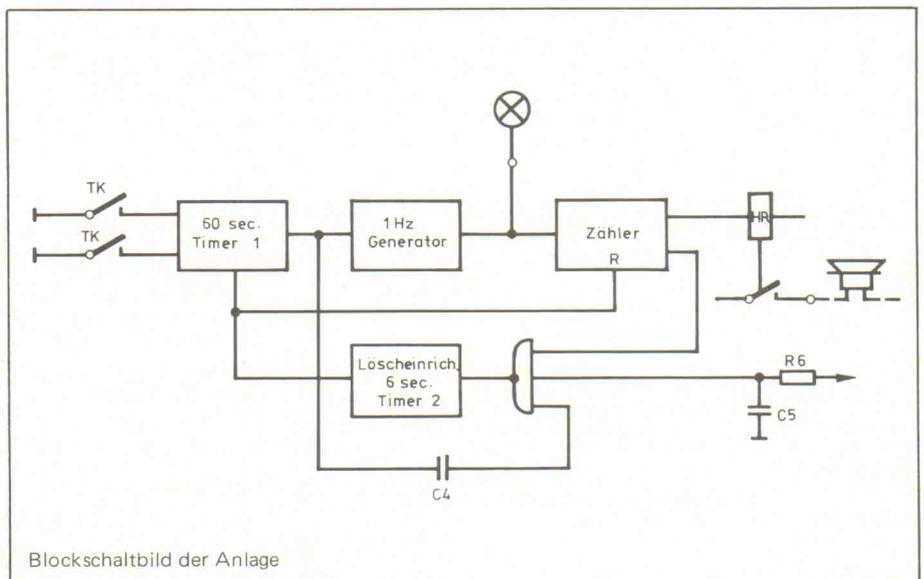


Leider zwingt die steigende Tendenz von Kfz-Einbrüchen immer mehr Leute, ihr Auto mit einer Alarmanlage zu sichern. Die Elrad-Bauanleitung zeichnet sich durch vertretbaren Aufwand und hohe Zuverlässigkeit aus. Außerdem genügt sie den Vorschriften des Gesetzgebers.

Da vom Gesetzgeber einige Vorschriften in punkto Alarmdauer über diese Anlagen zu beachten sind, wurde die Alarmanlage auf größtmögliche Funktionssicherheit entworfen und gebaut. Unter anderem sind folgende polizeiliche Vorschriften zu beachten:

1. Alarmdauer nur ca. 30 Sekunden (kein Dauersignal), Alarmwiederholung nur, wenn am Kfz erneut manipuliert wird.
2. nur akustischer Alarm durch die eingebaute Kfz-Hupe (opt. Alarm über die Autoscheinwerfer verboten).
3. sie soll zuverlässig gegen unbeabsichtigtes Auslösen des Alarms gesichert sein.

Alle diese vom Gesetzgeber vorgeschriebenen Forderungen werden von dieser Anlage erfüllt.



Blockschaltbild der Anlage

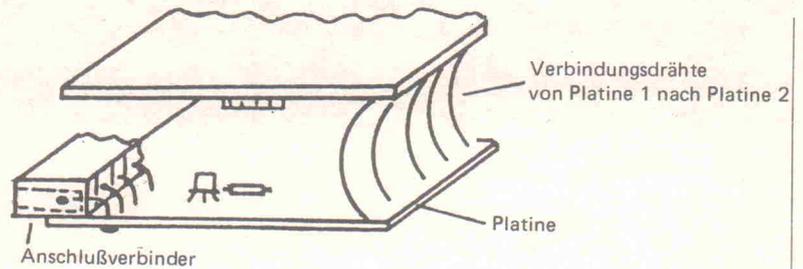
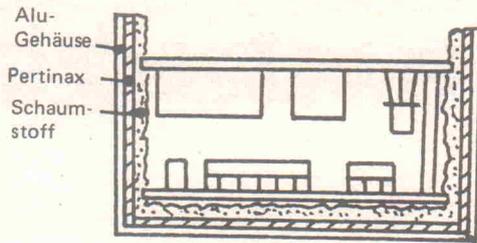
## Technische Daten

Versorgungsspannung:	12 V
Ruhestrombedarf:	15 mA
Alarmdauer:	ca. 30 s
Alarmart:	Hupe alternierend ca. 0,5 Hz
Alarめingänge:	2, voneinander unabhängig
akustische Alarmverzögerung:	6 s
Einschaltverzögerung:	6 s
Bei Aktivierung:	Voranzeige durch eingebaute Kontrollampe
Alarmausgang:	+ oder - als Ausgangsalarmimpuls

## Aufbau

Die Anlage wurde in Sandwich-Bauweise auf zwei Platinen mit 94x62 mm aufgebaut. Als Gehäuse diente ein 'TEKO-Gehäuse B 3'. Die Platinen wurden so ausgelegt, daß sie in einem Gehäuse, das mit 5 mm Schaumstoff und innerseitig mit Pertinaxplatten ausgeklebt ist, Platz finden. Die Schaumstoffeinbettung dient als Schutz gegen die in einem Kfz unvermeidlichen Erschütterungen.

Das Alarmpotential, das die Anlage abgibt, ist durch entsprechende Kontaktbeschaltung des Relais frei wählbar, je nachdem, ob die Hupe bzw. das Hupen-



Auf- und Einbau der Platinen

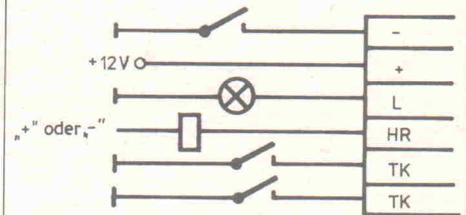
relais mit + oder - Potential betätigt wird. Für die meisten Pkws ist es notwendig, die Hupe an eine Sicherung anzuschließen, die auch im gezogenen Zustand des Zündschlüssels Spannung führt.

Als Relais wurde ein handelsübliches Hochlastrelais 12V/300 Ohm mit einem Umschaltkontakt verwendet. Im übrigen sind die Lötungen so angebracht, daß fast jedes kleinere Hochlastrelais mit Drahtbrücken beschaltet werden kann.

An den äußeren Anschlußpunkten der

Alarmanlage wurde eine Kfz-Steckverbinderleiste auf die Platine aufgeklebt, die anlagenseitig mit Blankdrähten an den Lötungen der Platine angelötet wurde. Die Anlage wurde überwiegend mit MOS-Bausteinen aufgebaut, was dem geringen Strombedarf und der hohen Störspannungsfestigkeit zugute kommt.

Der Abstand der beiden Platinen zueinander wurde mit Kunststoffdistanzröhrchen fixiert.



Externe Anschlußbelegung

### Ableich der Anlage

Vorbereitende Arbeiten:

- alle Bauteile montieren, zuletzt die MOS-ICs in die Fassungen stecken
- Kontrolllampe an den Punkten L (Lampe) und Minus anschließen
- Voltmeter an den Punkten HR (Hupenrelais) und Minus anschließen
- alle Potentiometer in Mittelstellung bringen
- 12 Volt anlegen

Ableich:

- Anlage einschalten, Normierimpuls am Pin 3 des Timers 2 (IC7) mit Poti 3 auf 6 sec. einstellen (Normierimpuls wird bei jedem Einschalten erzeugt)
- Nach erfolgtem Normierimpuls, Minus-Potential an den Punkt TK (Türkontakt) geben
- Lampe muß anfangen zu blinken, Blinkfrequenz mit Poti P2 auf ca. 1 Hz einstellen
- nach 7 Blinkimpulsen muß das Relais HR genau 28mal im Wechsel von 0,5 Hz anziehen und abfallen (halber Lampentakt) Lampe muß weiterblinken
- og. Vorgang wiederholen und mit P1 die Speicherzeit des Timers 1 soweit zurückdrehen, bis durch einen merklichen Abfall der Speicherzeit die Anzugspeile des Relais unter 28 fallen. Dann wird der Vorgang nochmals wiederholt, wobei mittels Poti 1 die Verweilzeit des Timers 1 so eingestellt wird, daß

### Wie funktioniert's?

Beim Einschalten der Anlage wird zuerst ein Resetimpuls ausgehend von R6/C5 über den Timer 2 (IC7) von ca. 6 Sekunden an den Zähler (IC4) und den Timer 1 (IC3) ausgelöst. Die Anlage wird normiert, d. h. der Bereitschaftszustand wird hergestellt. Dieser 6 s dauernde Impuls ist auch gleichzeitig die Zeit der Einschaltverzögerung, um das Fahrzeug zu verlassen. Nach dieser mit P3 einstellbaren Zeit ist die Anlage 'scharf'.

Wird nun einer der Kontakte (Tür- oder Motorhaubenkontakt) geschlossen, wird diese Kontaktbetätigung im Timer 1 (IC3) für ca. 60 s gespeichert. Es ist also gleichgültig, ob die Tür offen bleibt oder nur ganz kurz geöffnet wurde. Der Timer 1 gibt nun den Generator 1Hz (IC2) zur Erzeugung einer Taktfrequenz frei. Es erfolgt ein 'optisches Alarmsignal' über eine im Armaturenbrett eingebaute Kontrolllampe. Es soll den Eigentümer auffordern, den bevorstehenden akustischen Alarm durch den versteckt angebrachten Schalter abzuschalten. Kontrolllampe und Schalter sollten räumlich getrennt montiert sein. Wird die Anlage während der optischen Alarmphase nicht abgeschaltet, erfolgt nach 7 Impulsen der akustische Alarm über die Hupe. Sind nun die 7 Impulse beim Zähler aufgelaufen, erscheint am Zählerausgang Pin 6 ein 'H'-Signal, das nun über den Inverter und das 3fach Nand IC2 über Pin 13 freigibt. Am Eingang 12 des IC2 steht der halbe Lampentakt von 0,5 Hz, mit dem das Hupenrelais HR über T2 ein- und ausgeschaltet wird. Dieses Signal kann nun als + oder - Impuls am Ausgang der Alarmanlage zur Ansteuerung des Kfz-Hupenrelais abgenommen werden. An den Ausgängen des Zählers Pin 5 und 4

steht mit dem 16. bzw. mit dem 32. Takt ein 'H'-Signal, das den Ausgang des 3fach Gatters (IC6) weiterhin auf 'H'-Pegel beläßt und somit während des Alarms immer ein Ausgang des Zählers auf 'H'-Pegel steht. Hat nun der Zähler 63 Impulse gezählt, wird mit dem 64. Impuls über den Zählerausgang Pin 3 der Timer (IC7) aktiviert, der wiederum den Zähler über Pin 2 und den Timer 1 (IC3) zurückstellt bzw. löscht. Ebenfalls mit dem 64. Impuls werden die 'Alarmbedingungen' aufgehoben, bzw. führen die Zählerausgänge Pin 4, 5 und 6 'L'-Signal und schalten somit über den schon beschriebenen Aktivierungsweg das HR-Relais ab.

Für ein sicheres Abschalten der Anlage wird einmal durch den Rücksetzimpuls des Zählers, zum anderen beim Ausfall des Zählers, was unter Umständen einen Daueralarm verursachen würde (Ruhestörung), nochmals ein Rücksetzimpuls des Timers 1 nach 50 s über die R5/C4-Kombination als Löschkriterium ausgewertet. Somit wird ein sicheres Abschalten auf jeden Fall gewährleistet, was einem erhöhten Maß an Funktionssicherheit gleichkommt. Der Timer 1 dient also als 'Speichereinheit 60 s' sowie auch zur Erzeugung eines eventuell notwendigen Rücksetzimpulses nach spätestens 60 Sekunden. Es werden somit 3 Eingangskriterien, die zur Rücksetzung führen, Anwendung finden:

1. bei der Einschaltung der A-Anlage
2. Zurücksetzung durch den Zähler
3. Zurücksetzung durch den Timer 1

Ein weiterer Vorteil dieser Anlage ist neben der opt. Alarmanzeige auch der zweite getrennte Alarmeingang, der ein erhöhtes Maß an Einbruchsicherheit bietet. Ebenfalls sind alle Verzögerungswerte individuell einstellbar.

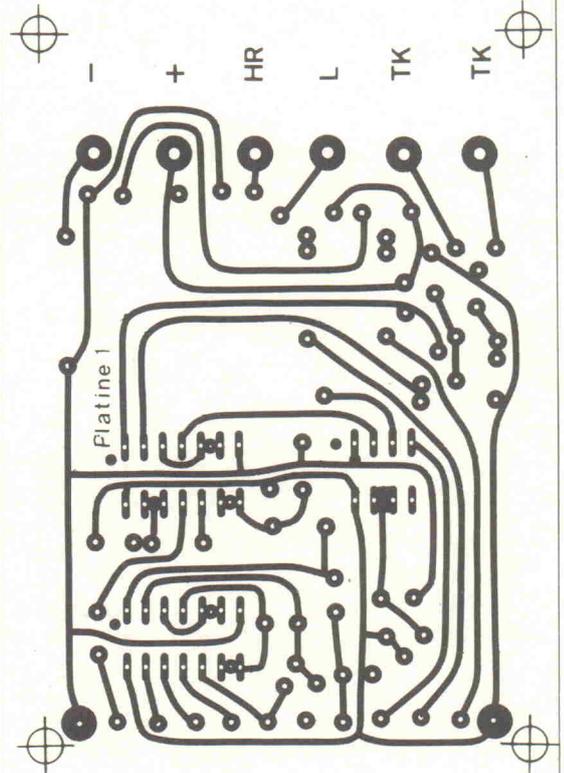
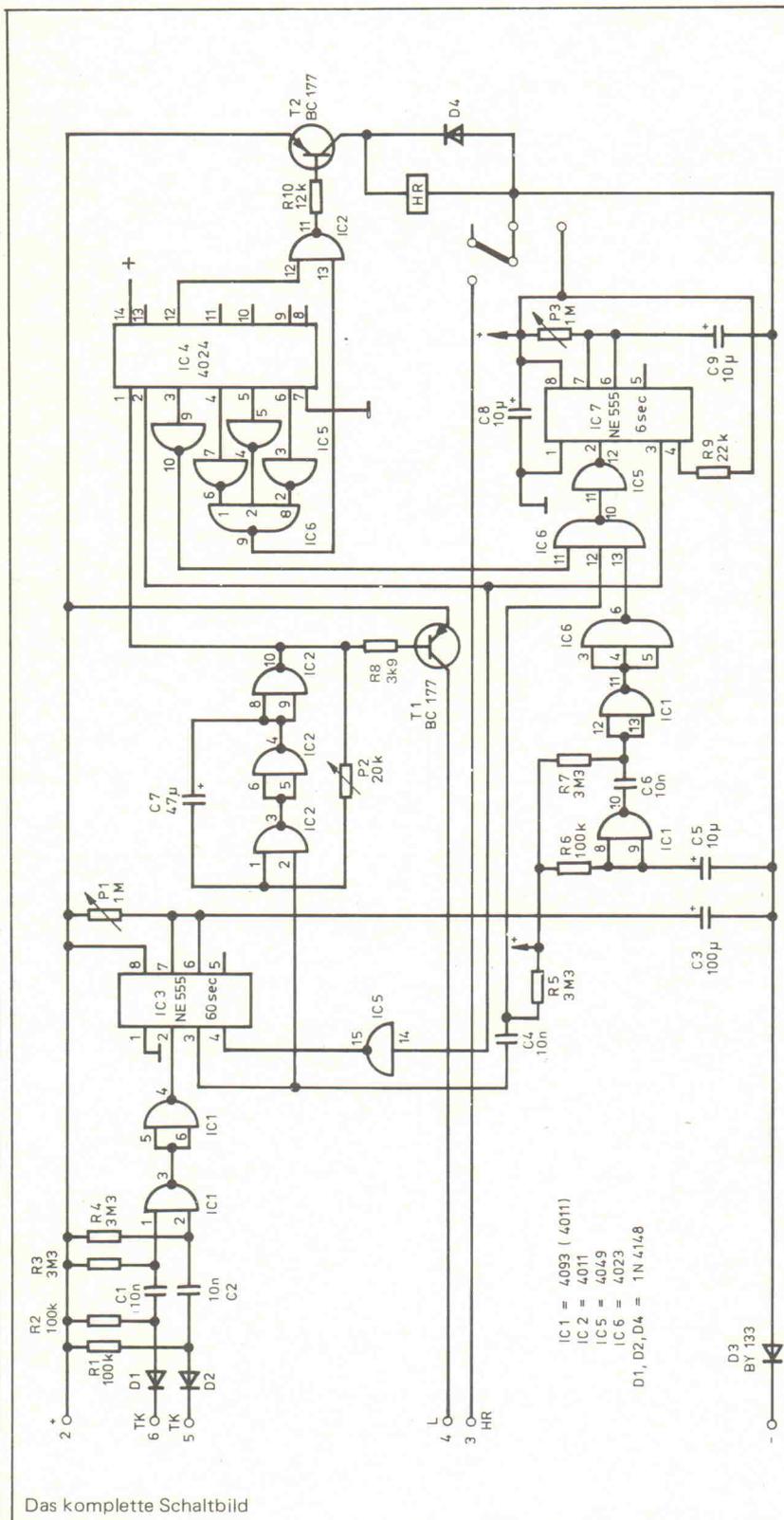
die Zahl der Relaispiele durch den Timer 1 nicht begrenzt wird, da einmal der Timer 1 über die Aktivierungszeit sowie auch der Zähler die Möglichkeit haben, die Alarmdauer zu bestimmen. Richtig eingestellt ist die Anlage, wenn der Timer 1 bei Ausfall des Zählers den Alarm nach 60 sec. löscht.

Richtig eingestellt ist die Anlage, wenn:

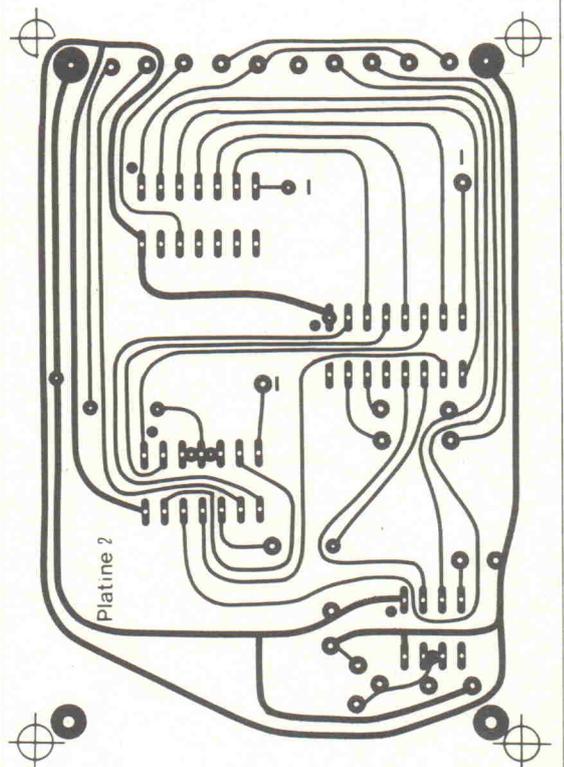
- nach dem Einschalten der Normierimpuls 6 sec. dauert
- nach erfolgtem Normierimpuls und dem Anlegen einer Minusspannung an Punkt TK die Lampe anfängt zu blinken
- nach 7 Blinkimpulsen das Relais HR mit 0,5 Hz anzieht und abfällt
- nach 28 Relaispielen die Anlage den

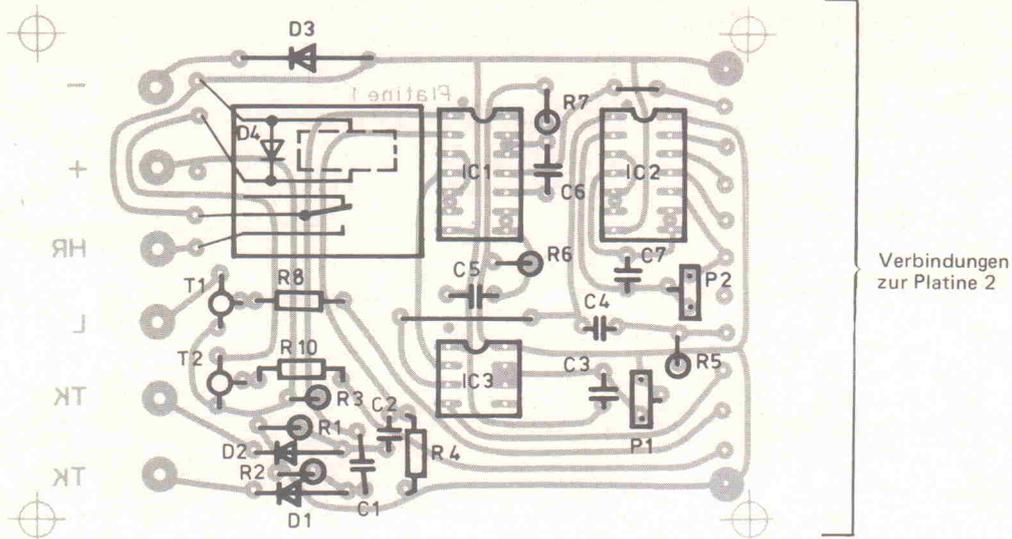
Alarm löscht

- nach Beendigung des akustischen Alarms ein Normierimpuls mit einer Dauer von 6 sec. die Anlage zurückstellt. In diesen 6 sec. ist keine erneute Aktivierung möglich.

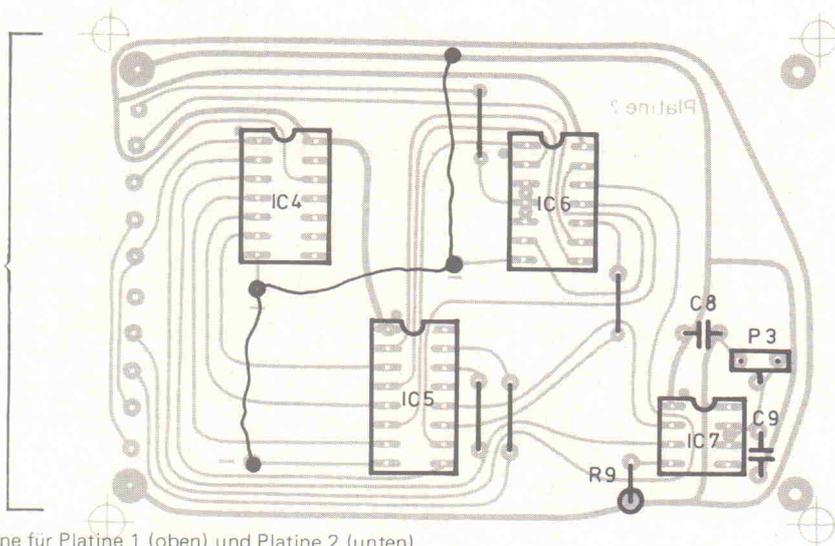


Die Platinenlayouts





Verbindungen  
zur Platine 1



Die Bestückungspläne für Platine 1 (oben) und Platine 2 (unten)

### Stückliste

#### Halbleiter

IC1	4093
IC2	4011
IC3	NE 555
IC4	4024
IC5	4049
IC6	4023
IC7	NE 555
D1	1N4148
D2	1N4148
D3	BY 127
D4	1N4148
T1	BC 177
T2	BC 177

#### Kondensatoren

C1	10 nF
C2	10 nF

C3	100 $\mu$ F/16 V
C4	10 nF
C5	10 $\mu$ F/16 V
C6	10 nF
C7	47 $\mu$ F/16 V
C8	10 $\mu$ F/16 V Tantal
C9	10 $\mu$ F/16 V

#### Trimpotentiometer

P1	1 MOhm stehend
P2	25 kOhm stehend
P3	1 MOhm stehend

#### Widerstände 0,125 W

R1	100k
R2	100k
R3	3M3
R4	3M3
R5	3M3
R6	100k
R7	3M3

R8	3k9
R9	22k
R10	12k

#### Sonstiges

- 1 TEKO-Gehäuse Typ B 3
- 2 8polige IC-Fassungen
- 4 14polige IC-Fassungen
- 1 16polige IC-Fassung
- 1 AMP-Steckanschluß\*
- 1 Hochlastrelais 12 V/300 Ohm
- 2 Epoxyd-Platinen, einseitig besch.  
93 x 65 mm

\* Der oben angeführte Steckanschluß ist mit Normsteckern versehen, wie sie im Kfz-Gewerbe verwendet werden; er ist auch im einschlägigen Kfz-Fachhandel erhältlich; auch Einzelstecker sind geeignet.

# IR-60

Teil 1

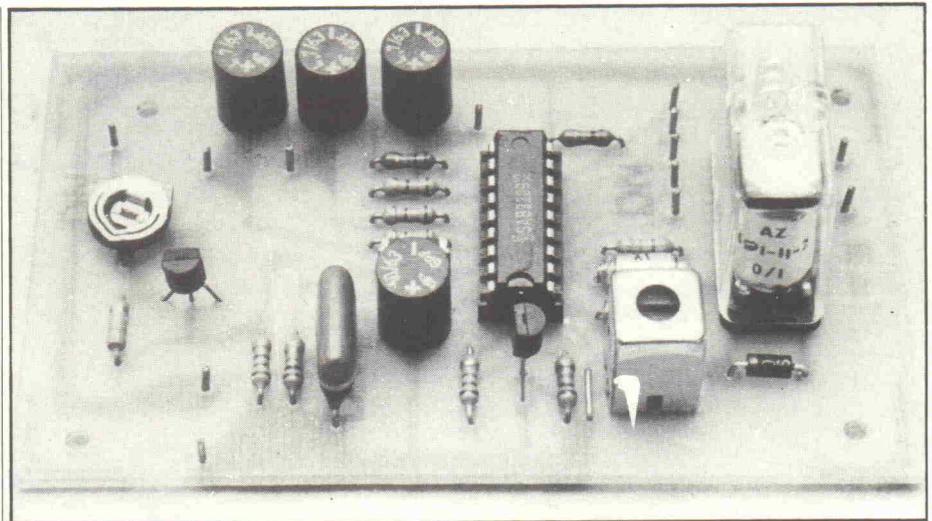
**Tragbare Mehrzweck-Fernbedienungsgeräte sind 'in' in modernen Hi-Fi-Systemen und in Musik-Centern, aber auch für viele andere Anwendungen im Heim, wie z. B. für die Bedienung der Licht-, Heizungs- und Warnanlage usw. ist das IR-60 System bestens geeignet. Das Herz des Systems sind zwei LSI-Chips von Siemens, die den Schaltungsaufwand in Grenzen halten.**

Wie alle guten, modernen Fernbedienungssysteme, bedient sich dieses System der leistungsfähigen Ultrarot-Signalübertragung mit guter Reichweite und breitem Abstrahlungswinkel. Das System ist — anders als Ultraschall-Systeme — außerordentlich störunempfindlich. (Nebenbei bemerkt sind Ultraschall-Systeme heute ziemlich veraltet, auch wenn sie immer noch gelegentlich in Veröffentlichungen auftauchen.)

Was ist denn so Besonderes an unserem System, und was kann es? Es besteht aus zwei Grundbaugruppen, einem tragbaren Sender mit 16 Tasten und einer netzspannungsbetriebenen Empfänger/Decoder-Baugruppe. Diese beiden Baugruppen ermöglichen die Bedienung von drei unabhängigen 64-Schritt-Analogkanälen, 16 'Selektor'-Kanälen, zwei bistabilen Kanälen und einem Ein/Aus-Relaiskanal oder -Schalter. Das tragbare Gerät wird durch eine 9 V-Batterie oder einen Akku versorgt, die eine Betriebsdauer von etwa sechs Monaten bei üblicher Benutzung ermöglichen und die eine typische Reichweite von etwa 15 Metern zulassen.

Wie Sie diese Möglichkeiten in externen Geräten nutzen, bleibt im großen und ganzen Ihnen überlassen. Wir werden uns aber bemühen, einige nützliche Interface-Aufbauten und -Systeme in den nächsten Elrad-Ausgaben zu bringen.

Die Funktionsweise dieses Systems ist sehr kompliziert. Man kann sie am besten verstehen, wenn die Tabellen 1 und 2 zu Hilfe genommen werden. Die Tabellen beschreiben ausführlich die Tastenfunktionen für den Sender und die Ausgangsfunktionen für den Empfänger. Beachten Sie, daß einige der Sender-Tasten mehrere Funktionen ausführen.



Die fertige Empfänger-Platine

## Aufbau: Der Empfänger

Der Empfänger wird auf drei gedruckten Platten aufgebaut — ohne Gehäuse. Auf diese Weise läßt sich der Empfänger in eine bereits vorhandene Hi-Fi-Anlage o. ä. einbauen.

Beginnen Sie den Aufbau mit der Stromversorgungsplatte. Beachten Sie, daß Q4 auf ein Kühlblech montiert wird. Der Transistor sollte eine Kollektor-Emitter-Sperrspannung von 35 V vertragen. Vergewissern Sie sich, daß die Baugruppe eine Ausgangsspannung von ungefähr 14 Volt erzeugt.

Als nächstes kann die Vorverstärkerplatte, wie auf dem Bestückungsplan gezeigt, gebaut werden. Nach beendetem Aufbau kann die bestückte Leiterplatte mit einem Metallgehäuse abgeschirmt werden (versuchen Sie es mit einer Tabakdose!). Die 0 V müssen mit dem Metallgehäuse verbunden werden. Der Infrarot-Empfänger (IRD1) kann entweder außerhalb oder — bei entsprechender Öffnung — innerhalb

des abschirmenden Gehäuses angebracht werden. Achten Sie besonders auf richtige Polung, wenn Sie den IRD1 verdrahten.

## Das Finish

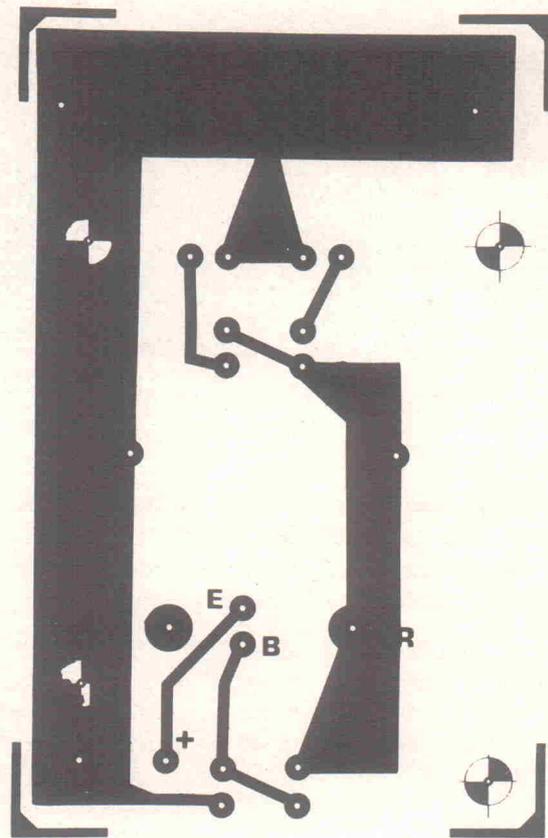
Nun wird die Empfänger/Decoder-Platine, einschließlich des Relais RLA, aufgebaut. Dann werden die Stromversorgungsleitungen zu der Vorverstärker- und Empfänger/Decoder-Platte verdrahtet, und der Ausgang des Vorverstärkers wird mit dem Eingang des Empfänger/Decoders durch ein geschirmtes Kabel verbunden. Schalten Sie die Baugruppen ein, und überprüfen Sie, wenn möglich mit dem Oszilloscop, ob ein Taktimpuls von ca. 60 kHz (einstellbar mit L1) an Pin 3 von IC2 anliegt. Sie können ebenfalls überprüfen, ob an Pin 15 eine Eingangsgleichspannung von 14 Volt mit einer überlagerten Störspannung von ungefähr 0,5 Volt (einstellbar mit RV1) vorhanden ist. Falls diese beiden Werte stimmen, sollte die Empfängereinheit richtig funktionieren.

Taste	Anschlußpunkt	Funktion	Empfänger-Ausgangsfunktion
S1	1c	Betriebsbereit/Aus	Schaltet Relais RLA aus
S2	2c	Ein	Schaltet Relais RLA ein
S3	1b	Mute	Bringt Ausgangssignalpegel schnell auf Null
S4	83a	Signal +	Erhöht Ausgangssignalpegel
S5	83b	Signal -	Verringert Ausgangssignalpegel
S6	83c	Analogsignal 1 +	Erhöht Analogausgangssignal 1
S7	83d	Analogsignal 1 -	Verringert Analogausgangssignal 1
S8	84a	Analogsignal 2 +	Erhöht Analogausgangssignal 2
S9	84b	Analogsignal 2 -	Verringert Analogausgangssignal 2
S10	1d	Reserve 1	Schaltet Ausgang Reserve 1 (RSV1) in den alternierenden Zustand 'High' oder 'Low'
S11	2d	Reserve 2/Ein	Schaltet Ausgang Reserve 2 (RSV2) in den alternierenden Zustand 'High' oder 'Low'. Schaltet RLA ein.
S12	2a	Programmschritt +/Ein	Verringert binären Kanalselektionsausgang um einen Schritt je Tastendruck. Schaltet RLA ein.
S13	-2b	Programmschritt -/Ein	Verringert binären Kanalselektionsausgang um ein Schritt je Tastendruck. Schaltet RLA ein.
S14	5b	Kanal 1/Ein	Setzt Binärausgang auf Zustand 0000 (Kanal 1). Schaltet RLA ein.
S15	6d	Kanal 8/Ein	Setzt Binärausgang auf Zustand 1110 (Kanal 8). Schaltet RLA ein.
S16	8d	Kanal 16/Ein	Setzt Binärausgang auf Zustand 1111 (Kanal 16). Schaltet RLA ein.

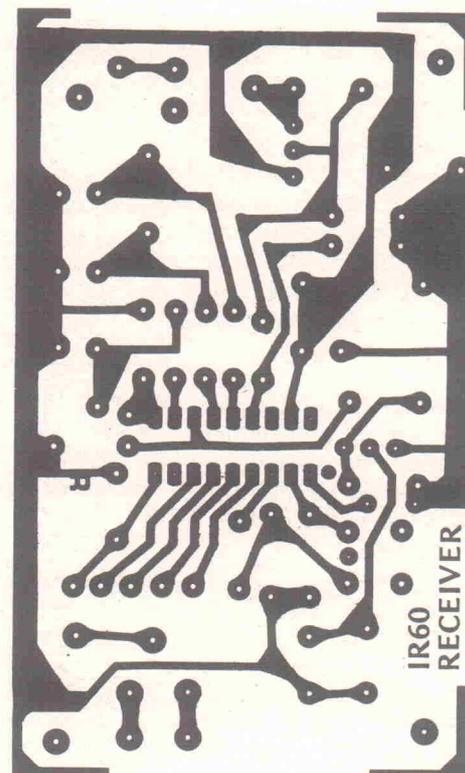
Tabelle 1. Empfänger-Ausgangsfunktionen für das IR 60

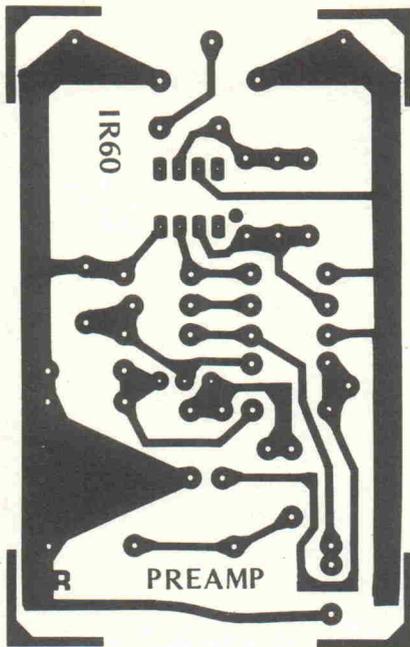
Ausgangsfunktion	Sender-Bedienungstaste	Beschreibung
Betriebsbereit/Aus	1, 2, 11, 12, 13, 14, 15, 16	Das Relais kann zum Schalten von Strömen für externe Schaltungen verwendet werden. Es kann über die Sender-Tasten 2, 11, 12, 13, 14, 15 oder 16 erregt werden. Das Relais läßt sich nur mit der Betriebsbereit/Aus-Taste 1 ausschalten.
Volumen	3, 4, 5 (auch 1 und 2)	Ein Analogausgang kann von 0 V bis etwa 14 V in 64 Einzelschritten variiert werden. Die Regelzeit beträgt ungefähr 8 Sek. (vom Tiefst- zum Höchstwert und umgekehrt). Der Ausgangspegel kann durch Drücken und Halten der Sender-Taste 4 erhöht und durch Taste 5 verringert werden. Beim Loslassen dieser Tasten, wird der vorhandene Pegel gespeichert und gehalten. Der Ausgang kann durch Drücken der Sperrtaste 3 oder der Betriebsbereit/Aus-Taste 1 schnell auf Null gebracht werden. Ein Druck auf Taste 4 bringt das Ausgangssignal auf seinen vorherigen Pegel. Die Analogausgangsspannung kann zum Regeln von spannungsgeregelten Dämpfungsgliedern, Verstärkern, Filtern usw. verwendet werden.
Analogsignal 1	6, 7	Ein Analogausgang (ähnlich dem Volumenausgang), der von 0 V bis 14 V in 64 Einzelschritten variiert werden kann. Der Ausgangspegel kann mit der Sender-Taste 6 erhöht und mit der Taste 7 verringert werden.
Analogsignal 2	8, 9	Ein Analogausgang (ähnlich dem Volumenausgang), der von 0 V bis 14 V in 64 Einzelschritten variiert werden kann. Der Ausgangspegel kann mit Taste 8 erhöht und mit Taste 9 verringert werden.
Reserve 1	10 (auch 1)	Ein bistabiler Ausgang, der zwischen Zustand 'Low' (0 V) und 'High' (14 V) abwechselnd schaltet. Der Ausgang schaltet auf Zustand 'High', wenn die Betriebsbereit/Aus-Taste 1 gedrückt wird.
Reserve 2	11 (auch 1)	Ein bistabiler Ausgang, der zwischen Zustand 'Low' und 'High' abwechselnd schaltet. Der Ausgang schaltet auf Zustand 'Low', wenn die Betriebsbereit-Aus-Taste 1 gedrückt wird.
Kanalselektionsausgänge	12, 13, 14, 15 und 16	Ein 4-Bit Binärausgang, der in 16 mögliche Zustände gesetzt werden kann. Es kann über einen entsprechenden Decoder/Multiplexer jeder einzelne Kanal angewählt werden. Kanal 1 (0000) kann mit Taste 14 direkt gewählt werden. Kanal 8 (1110) kann mit Taste 15 direkt gewählt werden. Kanal 16 (1111) kann mit Taste 16 direkt gewählt werden. Der Ausgangskanalwähler kann mit der Sender-Taste 12 schrittweise erhöht, oder er kann mit der Taste 13 schrittweise verringert werden.

Tabelle 2. Die Funktionen für die Sender-Bedienungstasten

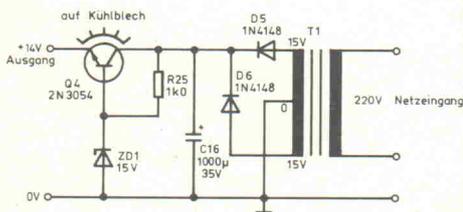


Das Layout für die Netzteil-Platine





Das Layout für die Vorverstärker-Platine



Schaltbild für das Netzteil

### Wie funktioniert's?

Das kodierte Infrarot-Signal vom Sender wird vom Empfänger aufgenommen und verstärkt. Es verursacht dann definierte Empfänger-Ausgangsfunktionen. Der Empfänger besteht aus drei Hauptteilen: der Infrarot-Empfängervorverstärker, die Empfänger/Decoder-Baugruppe und die Stromversorgungseinheit.

Das übertragene, kodierte Infrarot-Signal hat eine Grundfrequenz von etwa 30 kHz (die Hälfte der Sender-Taktfrequenz); es wird im Empfängervorverstärker vom IRD1 erfaßt und dann durch Q1 und IC1 verstärkt. Eine Schwierigkeit beim Schaltungsentwurf des Infrarot-Vorverstärkers bestand darin, daß die Schaltung nicht nur eine hohe Verstärkung für große Reichweiten erzeugen soll, sondern auch bei Entfernungen von einigen Zentimetern vom Sender nicht im Sättigungsbereich betrieben werden darf.

Mit R1, D2, D1 und C2 wurde verhindert, daß bei hohem Treiberstrom eine Arbeitspunktverschiebung am Transistor Q1 auftritt. D2 und D3 beschneiden den Ausgangspegel von IC1, um ein Übersteuern der nachfolgenden Stufen zu vermeiden. Die Werte von C2, C3, C4, C5 und C7 wurden so gewählt, daß der Vorverstärker frequenzselektiv arbeitet und eine niedrige Rauschzahl erhält. Die Vorverstärkerbaugruppe muß möglichst durch ein Metallgehäuse abgeschirmt werden.

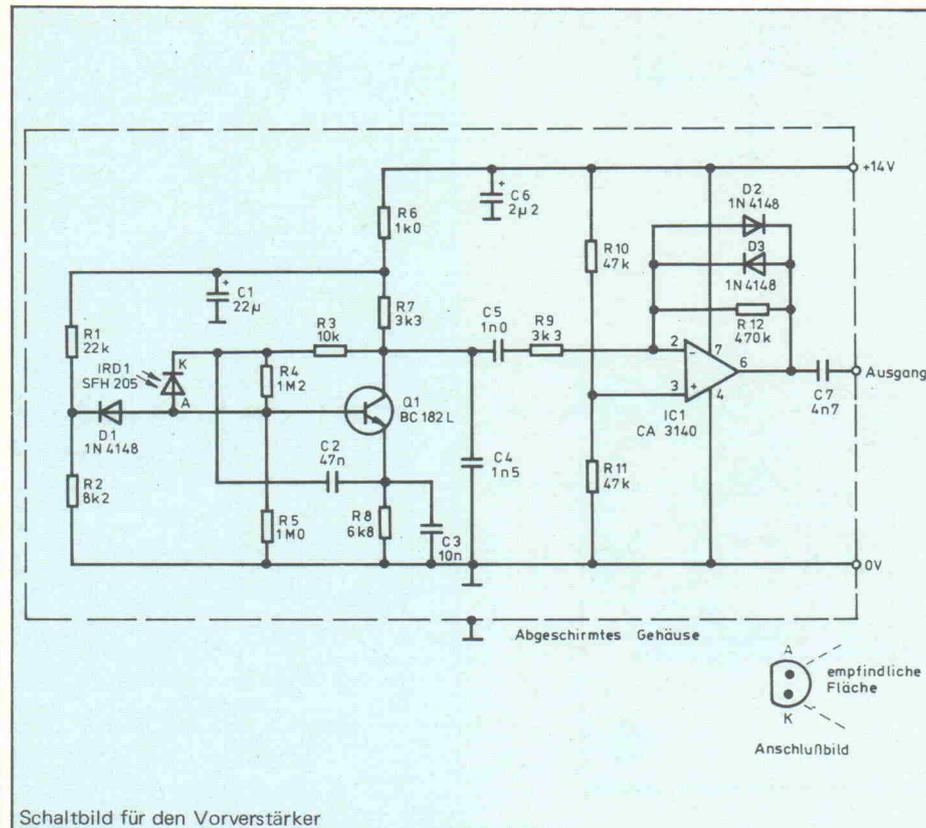
Das Ausgangssignal des Vorverstärkers wird durch Q1 auf der Empfänger/Decoder-Baugruppe weiterverstärkt und dann dem Empfänger-Baustein IC2 (LSI-PMOS) an Pin 15 als Eingangssignal zugeführt. Die Schaltung ist mit einem

Taktgeber versehen (L1, C8, C9, R15), der auf Sender-Taktfrequenz abgestimmt ist (die doppelte kodierte Frequenz). Der Baustein prüft das serielle, kodierte Eingangssignal auf Bits, Bitdauer usw. und verarbeitet es. Das so entstandene kodierte Signal wird in das Register geladen, von wo es dann in einen brauchbaren Ausgabebefehl umgewandelt wird.

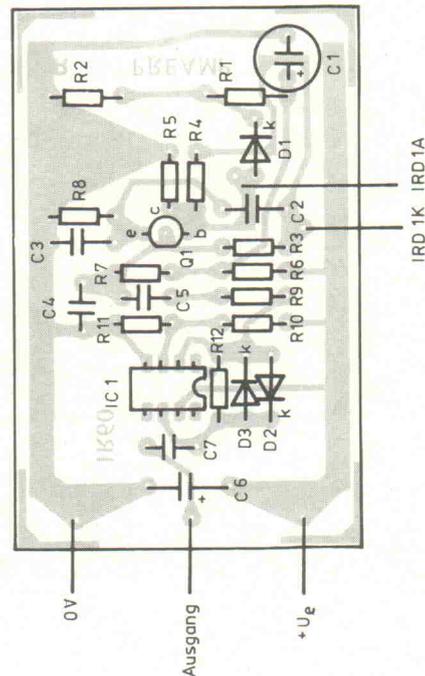
An den Ausgangsanschlüssen 4 bis 7 wird ein 4-Bit Binärsignal gebildet, was zur Auswahl der 16 Kanäle verwendet werden kann. Die Ausgänge an Anschlüsse 9, 10 und 12 sind Einzelbit-Impulse, die vom Sender 'High' oder 'Low' gesetzt werden können. Der Ausgang an Anschluß 12 wird über Q2 zur Erregung eines Relais verwendet (das wiederum zum Schalten von Strömen für externe Schaltungen usw. verwendet werden kann).

Der IC liefert an den Anschlüssen 11, 13 und 14 drei Analogausgabesignale. Jeder Ausgang liefert einen Rechteckimpuls von ungefähr 1 kHz mit variablem Tastverhältnis (und somit variablem Mittelwert) über den ganzen Bereich in 64 Einzelschritten, die vom Sender gesteuert werden. Diese variablen Tastverhältnisse werden durch Tiefpaßfilter (C13-R18, C14-R19, C15-R20) in Gleichspannungen umgewandelt, die zum Regeln externer spannungsgeregelter Dämpfungsglieder, Verstärker (für Fernbedienungsregler), Filter (für Ferntonhöhenregler) usw. verwendet werden können.

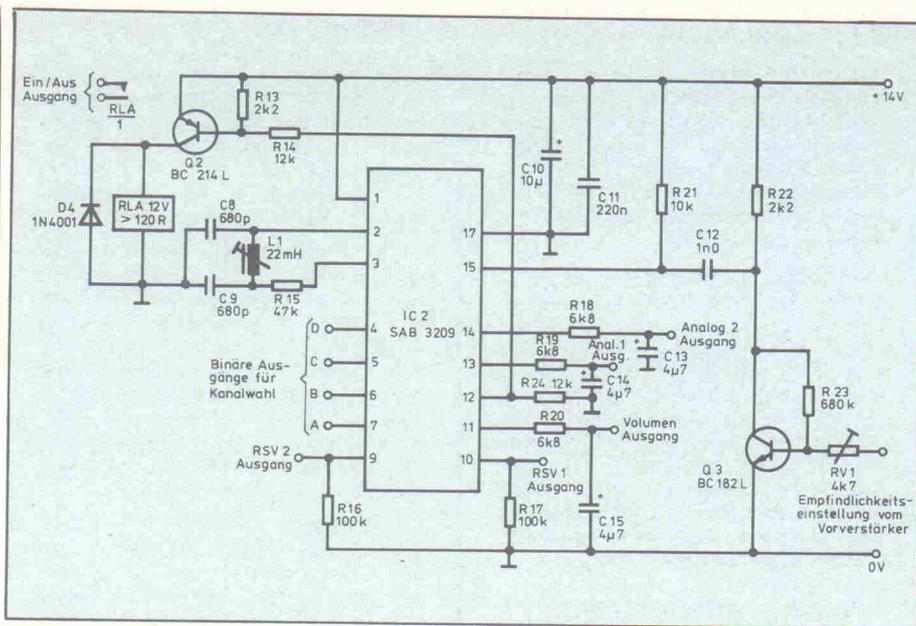
Die Vorverstärker- und die Empfänger/Decoder-Platte werden aus einer 14 Volt Stromversorgung gespeist, die aus der Gleichrichterschaltung T1, D5, D6, C16 und dem Längsregler Q4, ZD1, R25 besteht. Diese Schaltung soll einen Strom bis ungefähr 200 mA liefern können.



Schaltbild für den Vorverstärker



Bestückungsplan für den Vorverstärker



Schaltbild für den IR-Empfänger

### Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%

R1	22k
R2	8k2
R3, 21	10k
R4	1M2
R5	1M0
R6, 25	1k0
R7, 9	3k3
R8, 18,	
19, 20	6k8
R10, 11,	
15	47k
R12	470k
R13, 22	2k2
R14, 24	12k
R16, 17	100k
R23	680k

Potentiometer  
RV1 4k7

Kondensatoren

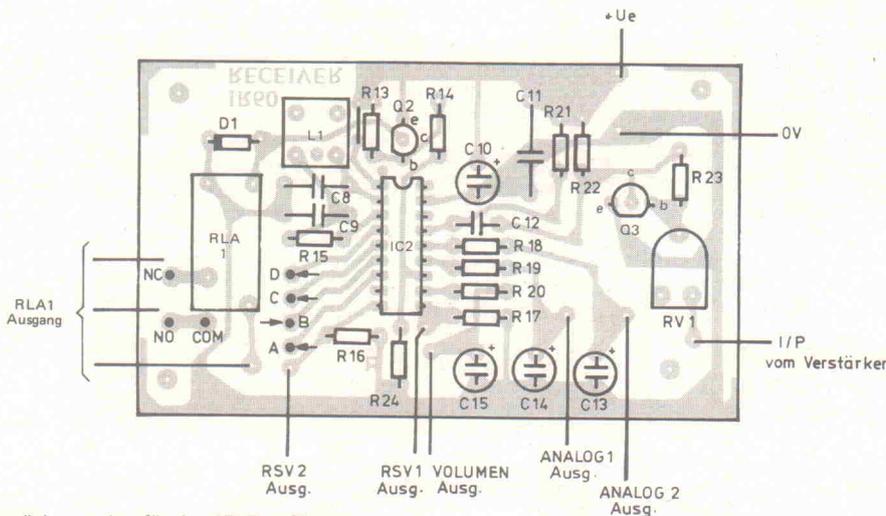
C1	22µ 63 V Elektrolyt
C2	47n Folie
C3	10n Folie
C4	1n5 Folie
C5	1n0 Folie
C6	2µ2 63 V Elektrolyt
C7	4n7 Folie
C8, 9	680p Styroflex
C10	10µ 63 V PCB Elektrolyt
C11	220n Folie
C12	1n0 Folie
C13, 14, 15	4µ7 63 V Folie
C16	1000µ 35 V Elektrolyt

Halbleiter

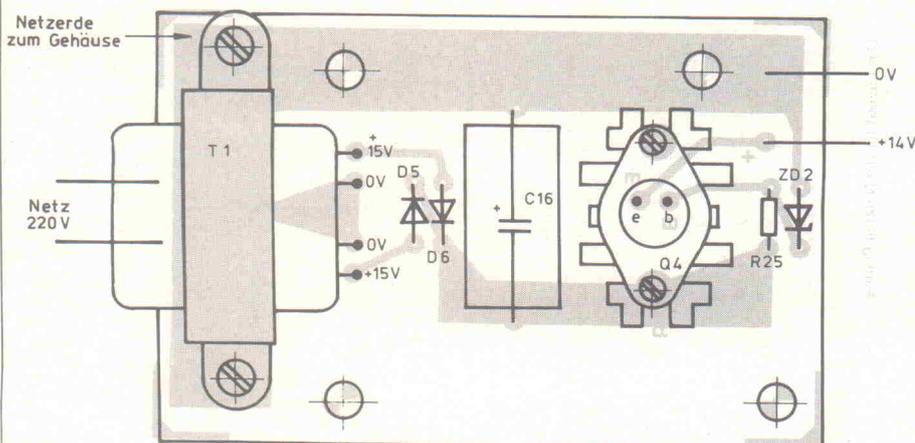
IC1	CA3140
IC2	SAB3209
Q1, 3	BC182L
Q2	BC214L
Q4	2N3054
D1-3	1N4148
D4-6	1N4001
IRD1	SFH205 Infrarot-Empfänger-Diode o. ä.
ZD1	15 V 400mW Z-Diode

Verschiedenes

RLA	12V > 120R Relais
L1	22 mH abgleichbare Spule z. B. Toko
T1	CAN-1896 HM, schwarz (Fa. Componex, Liebigstraße 25, 4000 Düsseldorf 30)
T1	15-0-15 V, 8 VA Transformator



Bestückungsplan für den IR-Empfänger



Bestückungsplan für die Netzteil-Platine

# IR-60

Teil 2

## Der abschließende Teil für das Fernbedienungsprogramm IR60 beschreibt den Aufbau des Senders und den Abgleich des Systems

Die Schaltung des Senders ist auf zwei Platinen untergebracht: einer Platine zur Aufnahme der elektronischen Bauelemente und einer weiteren Platine zur Aufnahme der 16 Tastenschalter.

Beginnen Sie am besten mit der Tasten-Platine, bestücken Sie erst die Brücken und die Dioden D1 bis D4, zum Schluß folgen die 16 Tasten. Die Tasten sollten vor dem endgültigen Verlöten noch einmal sorgfältig ausgerichtet werden.

Der gesamte Tastenfeldaufbau kann auf die Frontplatte des Sender-Gehäuses montiert werden. Machen Sie einen geeigneten Ausschnitt in die Frontplatte für die Aufnahme des Tastenfeldes. Mit vier M3 x 15 mm Schrauben und vier Abstandsrohren von 12 mm Länge wird das Tastenfeld so an die Frontplatte montiert, daß die Tastenhauben etwas hervorstehen und das Tastenfeld mit den vier Abstandsrohren fest an der Innenseite der Frontplatte verschraubt ist.

Dann kann die zweite Platine bestückt werden. Als erstes werden die Stifte eingesteckt und verlötet. Es folgen die Widerstände, der IC-Sockel, die Halbleiter, die Kondensatoren und L1.

Die zwei Infrarot-Dioden des Senders können nun eingebaut werden. Sie werden in einem Abstand von etwa 32 mm auf der Rückwand des Gerätes montiert. Achten Sie besonders auf richtige Polung, wenn Sie diese Dioden einbauen.

Der letzte Abschnitt dieses Aufbaus besteht aus der Verdrahtung der beiden Leiterplatten sowie der LEDs usw. Seien Sie hier besonders vorsichtig – ganz besonders beim Anschalten an den Versorgungsstromkreis. Die Batterie ist direkt in die Sender-Schaltung verdrahtet und kann mit Doppelklebeband in dem Gehäuse befestigt werden.



Der Steuersender, eingebaut in ein Pultgehäuse

Ist der Aufbau beendet, so wird jede der 16 Tasten der Reihe nach betätigt, um zu überprüfen, ob bei jedem Druck auf jeder Taste die LED an der Frontplatte blinkt und somit das Übertragen des Sendesignals anzeigt. Falls die LED nicht blinkt oder gar nicht leuchtet, überprüfen Sie nochmals die Schaltungsverdrahtung. Blinkt die LED nur bei einigen Tasten, so liegt das wahrscheinlich an der Spannungsversorgung. Sie müssen möglichst Batterien mit kleinem Innenwiderstand, also hoher Kapazität, benutzen. Abhilfe schafft oft auch ein größerer Wert für C1 (z. B. 2200  $\mu$ ).

### Der Abgleich des Systems IR 60

Wenn der Gesamtaufbau soweit in Ordnung ist, werden die einstellbaren Spulenkern von L1 im Sender und im Empfänger auf Mittelstellung gebracht. Stellen Sie den Sender ungefähr einen Meter vom Empfänger auf und bedienen Sie abwechselnd die Sender-Tasten 1 und 2. Mit etwas Glück wird das Empfänger-Relais RLA abwechselnd ein- und ausschalten, was ein ordentliches Funktionieren des Systems anzeigt. Falls Sie diese Funktion nicht erhalten, dann versuchen Sie, sie durch

Drehen des Spulenkerns im Empfänger zu erlangen. Erzielen Sie auch damit keinen Erfolg, dann müssen Sie schon einen Oszillograph zur Hilfe nehmen, um festzustellen, ob im Empfänger am Ausgang von Q1 ein kodierter Impuls erscheint. Ist kein Impuls vorhanden, überprüfen Sie nochmals die Verdrahtung im Sender und die Polung von IRD1 im Empfänger.

Wenn Sie das System bis hierhin zum Arbeiten gebracht haben, wird der Spulenkern im Empfänger abgeglichen. Verdrehen Sie den Kern in beiden Drehrichtungen so lange, bis das System in beiden Drehrichtungen seine Funktion aussetzt. Dann wird der Kern auf die Mitte dieser beiden extremen Stellungen eingestellt. Mit RV1 im Empfänger können Sie die größtmögliche Reichweite bei noch zuverlässiger Arbeitsweise einstellen. Unser Systemaufbau brachte eine Reichweite von ungefähr 10–15 Metern.

Zum Schluß können Sie einen Oszillograph oder ein Voltmeter benutzen, um die einzelnen Ausgänge des Empfängers zu überprüfen. Nehmen Sie die Angaben der Tabellen 1 und 2 vom letzten Monat zur Hand und steuern Sie mit den Sender-Tasten den Empfänger entsprechend diesen Angaben. Ihr System ist nun betriebsbereit.

## Wie funktioniert's?

IC1, ein hochentwickelter LSI-PMOS-Baustein, ist das Herz des Senders. Dieser Baustein erhält Eingangs-'Instruktionen' über eine 8zeilige (Anschlüsse 9 bis 16), 4spaltige (Anschlüsse 2 bis 5) Matrize, die mit den Tasten aktiviert wird. Die Schaltung wird – wenn der IC arbeitet – durch die Oszillatorschaltung R9–L1–C2–C3 mit ungefähr 60 kHz 'getaktet'.

Wenn der Sender sich im Ruhezustand befindet, ist der IC durch den hochohmigen Transistor Q3 von der Batterie abgeschaltet, und die gesamte Schaltung (einschließlich des Taktgebers) ist nicht aktiv. Unter diesen Bedingungen zieht die Schaltung einen Gesamtstrom von nur ein paar Mikroampere aus der Batterie. Wenn irgendeine der Tasten betätigt wird, so wird einer der 'Zeilen'-Anschlüsse über einen der Widerstände R4 bis R7 auf niedriges Potential gelegt, und der Anschluß 7 wird 'High' und schaltet durch. Der IC und der Taktgeber sind somit in Betrieb gesetzt.

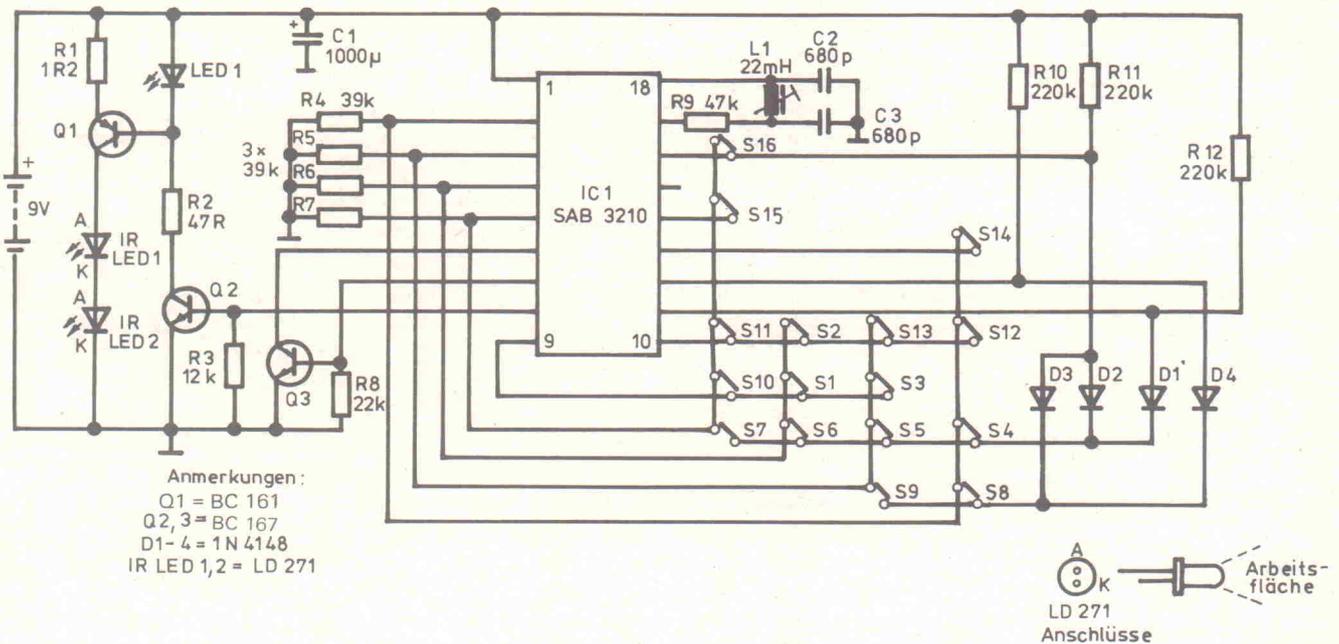
Immer, wenn der IC durch eine Taste in Betrieb gesetzt wird, setzt sich ein Tastenfeldabtaster in Bewegung, der den 'Code' der betätigten Taste ausfindig macht und diese Information in einen getakteten kodierten Serienausgangsimpuls umwandelt, der an Anschluß 8 erscheint. Dieser kodierte Serienimpuls wird über Q2 und Q1 den Infrarot-LEDs im Sender zugeführt.

Der Serienimpuls vom Sender ist ziemlich ungewöhnlich. Er besteht aus einem Start-Bit und sechs Informations-Bits, die in einem zweiphasigen Code bei halber Taktfrequenz ausgelesen werden. 'Zweiphasig' in diesem Fall heißt, daß ein 'Bit', das vor einem Taktbezugspunkt erscheint, als ein 'L' gilt und ein 'Bit' nach einem Taktbezugspunkt als ein 'H' gilt. Der kodierte 7-Bit-Serienimpuls hat eine Gesamtlänge pro 'Wort' von ungefähr 11 ms und wird – solange die Taste gedrückt bleibt – mit einer Wiederholungsfolge von etwa 130 ms gesendet. Wird die Taste losgelassen, so wird ein einziges kodiertes 7-Bit-Wort 'Impuls-

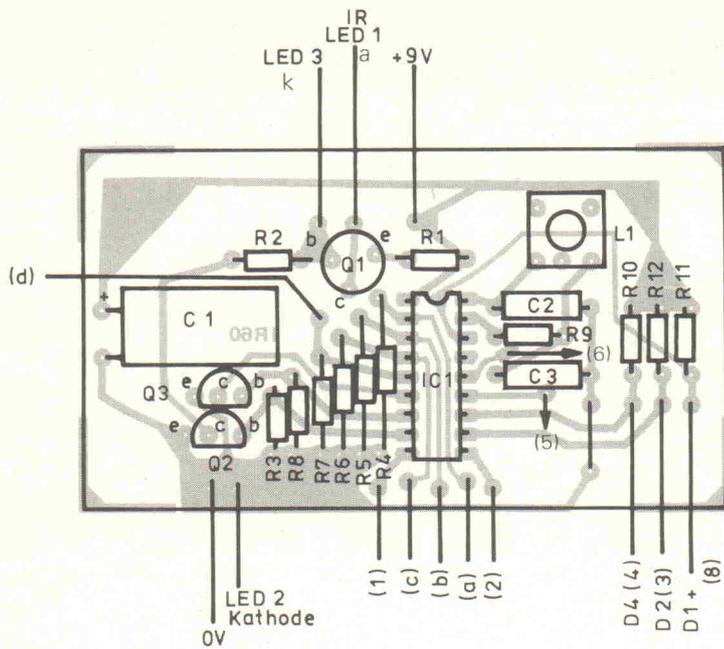
ende' gesendet, und der Sender schaltet sich selbständig über Q3 ab.

Der serielle Ausgangsimpuls an Anschluß 8 wird durch Q2 verstärkt und schaltet über R2 und LED 1 den Konstantstromgenerator Q1 ein und aus. Q1 liefert 'Ein'-Impulse von einigen hundert Milliampere nach den beiden in Serie geschalteten Infrarot-LEDs im Sender. Dieser hohe Strom wird vom Speicherkondensator C1 geliefert. Obwohl der Spitzenstrom der Infrarot-LED sehr hoch ist (dadurch wird eine gute Betriebsreichweite sichergestellt), wird nur ein Durchschnittsstromverbrauch der Infrarot-LED von ungefähr 5 mA benötigt (das Mittel über ein Wiederholungsintervall).

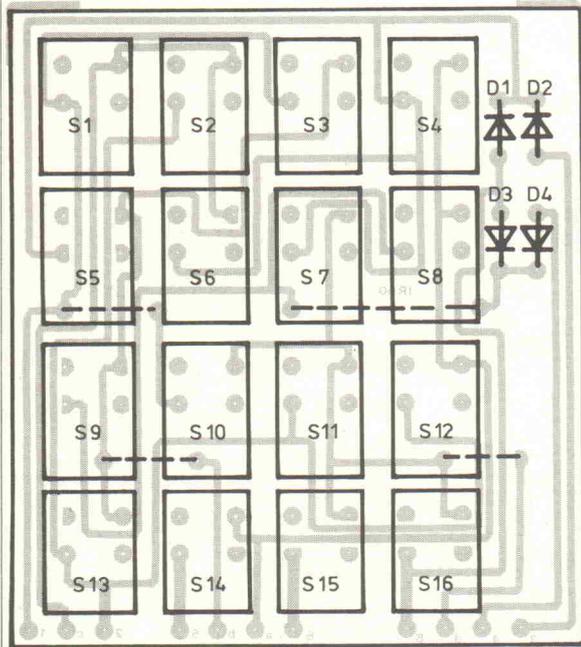
Wenn man bedenkt, daß der Sender normalerweise nur benötigt wird, um für ungefähr eine halbe Sekunde pro Instruktion zu arbeiten, dann können – grob gerechnet – 100 000 Instruktionen mit einer Batterie PP3 gesendet werden. Werden 250 gesendete Instruktionen pro Tag angenommen, so hält die Batterie etwa ein Jahr.



Das Schaltbild des IR-60 Senders

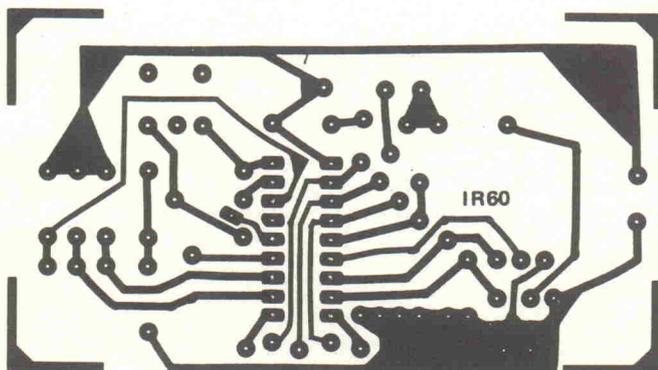


Der Bestückungsplan für die Sender-Platine

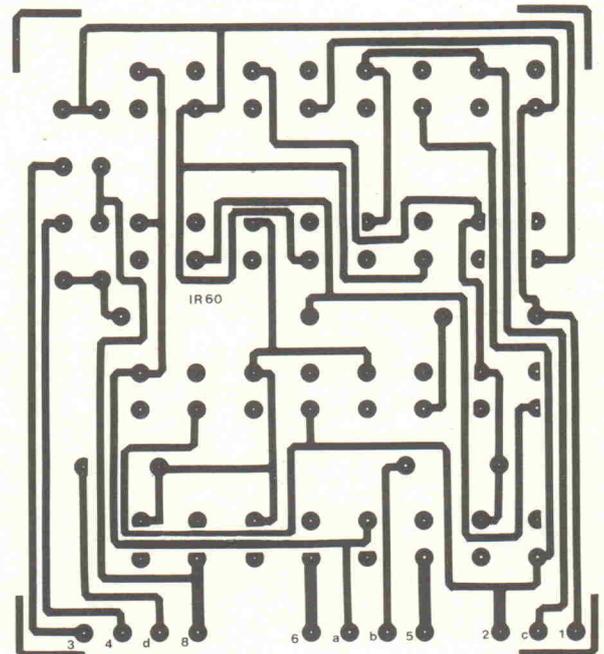


(1) (c) (2) (5) (b) (a) (6) (8) (d) (4) (3)

Der Bestückungsplan der Taster-Platine (oben)



Das Platinenlayout für die Taster-Platine (rechts) und die Sender-Platine (unten links)



## Stückliste

Widerstände 1/4 W, 5%

R1	1R2
R2	47R
R3	12k
R4...R7	39k
R8	22k
R9	47k
R10...R12	220k

Kondensatoren

C1	1000 $\mu$ 16 V Elektrolyt (siehe auch Text)
C2, 3	680p Styroflex

Halbleiter

IC1	SAB 3210
Q1	BC 161 o. BFX 88
Q2, Q3	BC 167 o. BC 182 L
IR LED 1, 2	LD 271 Siemens o. ä.
LED1	LED rot, 5 mm
D1, 2, 3, 4	1N4148

Sonstiges

16 Taster Schadow, 12,3 x 17,3 mm,  
Batterie, L1 22 mH variabel (Toko wie  
Empfänger), Platinen und Gehäuse.

# Verbrauchsanzeige

## für Kfz und Heizung

W. Wendland

**Wünschen Sie sich nicht in Ihrem Auto eine ständige Anzeige des momentan durchfließenden 'flüssigen Goldes' und vielleicht auch noch die Registrierung des Verbrauchs für eine bestimmte Strecke?**

**Oder meinen Sie, in Ihrer Ölzentralheizung wäre das Ganze auch gut plaziert.**

**Mit der Elrad-Bauanleitung können Sie diese Wünsche verwirklichen und vielleicht noch eigene Ideen einfließen lassen.**

Das Herz des Gerätes ist ein sogenannter Durchfluß-Impuls-Geber auf induktiver Basis. Er liefert in Abhängigkeit vom Kraftstoff-Durchfluß Impulse. Um diesen Aufnehmer sind im Elrad-Labor einige kleine Schaltungen entstanden, die es auf genaue und einfache Weise ermöglichen, mit der Anzeige des jeweiligen Verbrauchs sparsam mit dem teuren Saft umzugehen. Ähnliche Geräte werden häufig schon in Autos der neueren Generation serienmäßig eingebaut. Es handelt sich hierbei um sogenannte Econometer, die im Prinzip mit einer Unterdruckmessung arbeiten. Leider haben diese Geräte einen entscheidenden Fehler. Sie sind sehr ungenau und zeigen teilweise sogar falsch an.

In einem Test verschiedener fertiger Verbrauchsanzeigen in einer namhaften deutschen Automobilzeitschrift wurde dieses Ergebnis bestätigt. Eine genaue Anzeige wird z. Z. nur mit einer Mengemessung erreicht.

Der kleine Nachteil unserer Anzeige sei hier nicht verschwiegen. Die Anzeige erfolgt in l/h, was bedeutet, daß man umrechnen muß, wenn man den Verbrauch pro hundert km haben will. Natürlich könnte man auch das verwirklichen, allerdings nur mit relativ großem zusätzlichem Aufwand. Man benötigt dazu noch zusätzlich die Geschwindigkeitsinformation und muß sie mit der Verbrauchsinformation mathematisch verknüpfen, was nur mit einem entsprechenden Rechner möglich ist.

Die Ausbaustufe des Gerätes kann vom Leser selbst bestimmt werden. Alle Baugruppen sind auf separaten Platinen untergebracht.

So sind folgende Versionen denkbar:

1) Analoge Anzeige des Durchflusses in l/h

- 2) Analoge Anzeige wie 1) mit digitalem Zähler als Tankinhaltsanzeige  
3) wie 1) mit zwei digitalen Zählern als Tankinhaltsanzeige und Wegstreckenverbrauchsanzeige

Für die Heizung ist eine digitale Version auf jeden Fall zu empfehlen.

### Analogteil

Diese Grundplatine wird für alle Versionen benötigt, allerdings kann bei einer rein digitalen Lösung IC2 entfallen. Der Durchflußgeber erzeugt eine Sinusspannung, die in der Frequenz abhängig vom Durchfluß ist. Leider beträgt die Amplitude dieser Spannung nur einige mV. Für die nötige Verstärkung sorgt der Operationsverstärker 741, der im Sättigungsbereich betrieben wird. Durch einen Tiefpaß R1, C1 werden Störungen höherer Frequenzen unterdrückt! Am Ausgang (Pin 6) steht dann eine Rechteckspannung mit einer Amplitude von ca. 6V. Die Spannung reicht zur Aussteuerung des Frequenz/Spannungswandlers IC2 LM 2907N8 und auch für den digitalen Zähler aus.

Der LM 2907 – auch kurz F/U-Wandler genannt – macht aus der Abhängigkeit Durchfluß/Frequenz eine Abhängigkeit Durchfluß/Spannung bzw. Strom. Eine geringe Ausgangswelligkeit auch bei niedrigen Frequenzen wird durch eine IC-interne Frequenzverdoppelung erreicht. Die Ausgangsspannung wird mit R7, R8 und C6 festgelegt und kann mit folgender Formel berechnet werden:

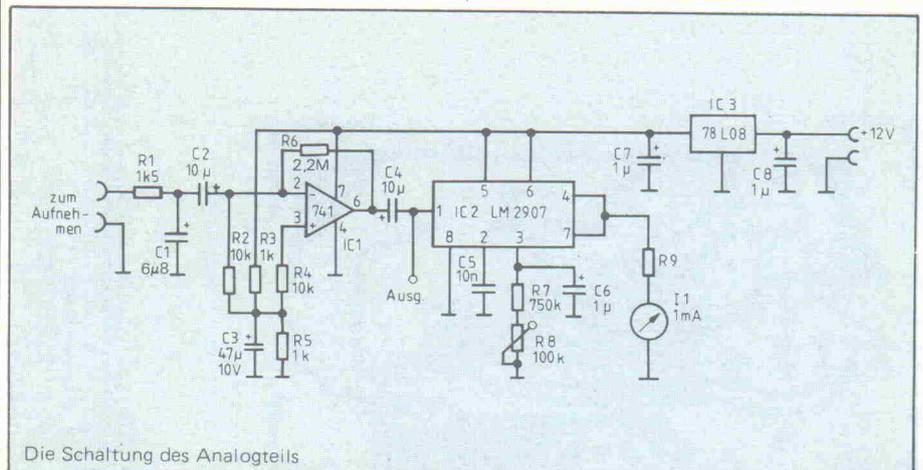
$$U_{\text{Ausgang}} = f_{\text{in}} \times U_{\text{B}} \times (R7 + R8) \times C6$$

$f_{\text{in}}$  = Eingangsfrequenz

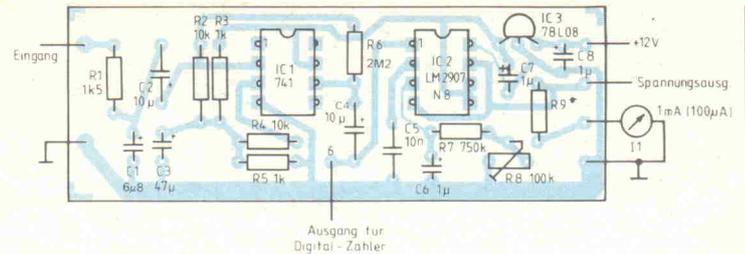
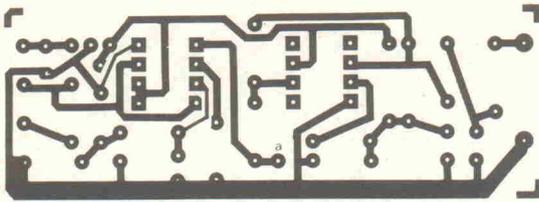
$$U_{\text{B}} = 8 \text{ V}$$

Der Ausgang kann als Spannungsausgang (R9 direkt gegen Masse) für ein Digital-Voltmeter benutzt werden. Dann sollte \*R9 etwa 10k sein, oder man wählt die analoge Form mit einem Amperemeter. Dann dient R9 als Vorwiderstand. Für ein 1mA Instrument muß \*R9 = 3k3 sein, für 100 uA \*R9 = 22k.

Der Ausgangsstrom bzw. die Spannung ist, wie ja die Formel zeigt, stark abhängig von der Betriebsspannung. Durch einen Spannungsregler IC3 wird die unerwünschte Abhängigkeit weitgehend eliminiert, und damit ist auch ein Betrieb im Auto mit schwankender Lichtmaschinenpannung möglich.



Die Schaltung des Analogteils



Platinenlayout und Bestückungsplan

**Stückliste Analogplatine**

Widerstände 0,25W 5%

- R1 1k5
- R2 10k
- R3 1k
- R4 10k
- R5 1k
- R6 2M2
- R7 750k
- R8 100k Trimmer

R9\* siehe Text

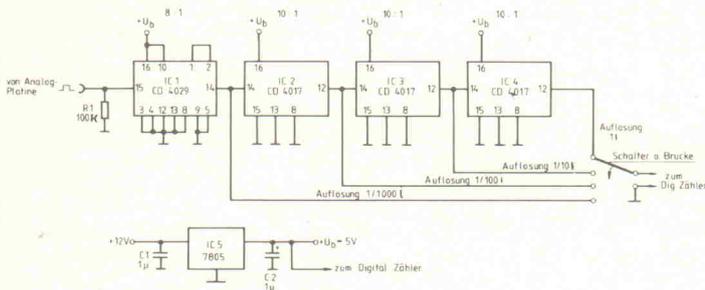
Kondensatoren

- C1 6µ8 Tantal 35 V
- C2 10µ Tantal 35 V
- C3 47µ Tantal 10 V
- C4 10µ Tantal 16 V
- C5 10n MKH
- C6 1µ Tantal 16 V
- C7 1µ Tantal 16 V
- C8 1µ Tantal 35 V

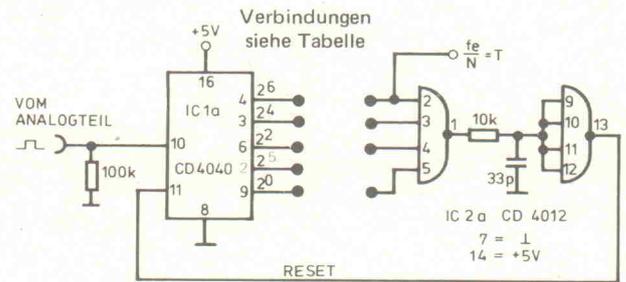
Halbleiter

- IC1 µA741CP
- IC2 LM2907N8 National Sem.
- IC3 78L08

Sonstiges: Induktiver Durchfluß-Impuls-Geber Fabr. KDM (Liefer-nachweis: Fa. Völkner Braun-schweig), Platine, Instrument mit Beleuchtung 1 mA o. 100µA.



Der Teiler für Geber mit 8000 Imp/l.



Der programmierbare Teiler

**Digitalteil**

Zum digitalen Teil gehören zwei Bau-gruppen: 1) Teiler 2) Digitalzähler. Vom Aufnehmer kommen 8000 Impulse/Liter. Für eine digitale Anzeige ist es daher nötig, erst einmal durch 8 und dann je nach gewünschter Auflösung in 10er Schritten wünschter Auflösung in 10er Schritten bis auf 8000 herunterzuteilen. Man er-reicht dann mit dem in diesem Heft beschriebenen 4-stelligen Ereigniszähler eine maximale Auflösung von 1 l (Teilungsfaktor = 8000) bis  $\frac{1}{1000}$  l (Teilungs-faktor = 8).

Der Teiler ist auf einer separaten Platine untergebracht, die einzelnen Teilungsstufen sind jeweils herausgeführt. Für die 8 : 1 Teilung sorgt der Binär/BCD Zähler IC CD4029 B. Der Ausgang Q4 (Pin 2), der beim 8. Eingangsimpuls auf Logik-pegel 'High' springt, setzt den Zähler über dem Reset-Eingang (Pin 1) zurück. Am Q3 Ausgang (Pin 14) steht das durch 8 geteilte Signal zur Verfügung.

Die 10 : 1 Teiler sind mit dem dekadischen Zähler CD 4017 aufgebaut, der

schon eine interne Rücksetzung nach 10 Eingangsimpulsen besitzt. Die Baugruppe hat eine eigene Stabili-sierung mit dem Spannungsregler 7805.

Mit dieser Spannung wird auch der Er-gebniszähler versorgt, den Sie auf Seite 14 finden.

**Aktuelle Nachteile!**

Leider hat die Herstellerfirma des Aufnehmers in jüngster Zeit die Impulszahl zweimal verändert, so daß z. Z. drei ver-schiedene Impulszahlen auf dem Markt anzutreffen sind, nämlich: 8000 Imp/l, 8500 Imp/l und 9500 Imp/l.

Für die analoge Version ist das Problem schnell gelöst. Man setzt einfach in die angegebene Formel die entsprechende Impulszahl und kann so die Eichfre-quenz ermitteln.

Probleme gibt es mit dem digitalen Zu-satz. Für Impulszahlen, die von den 8000 Imp/l abweichen, muß der pro-grammierbare Teiler eingesetzt werden. Es läßt sich dann je nach Beschaltung durch 85:1 oder 96:1 teilen. Den kleinen Feh-ler der 96:1 Teilung sollte man schon hinnehmen, da sonst ein zusätzlicher IC nötig wird.

Die kleine Zusatzschaltung wird einfach auf eine kleine Platine (Veroboard) auf-gebaut und im Hücke-Pack-Verfahren

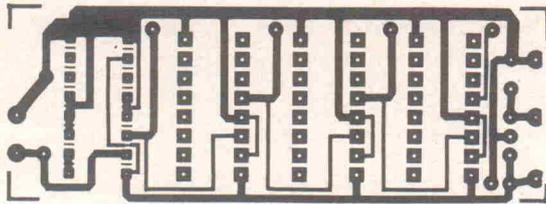
auf der eigentlichen Teilerplatine befe-stigt. IC1 und IC2 (Teilerplatine) können dann entfallen. Das Ausgangssignal des programmierbaren Teilers wird dann an Pin 14 von IC1 (Ausgang 80:1) einge-koppelt. Die Verbindungen von IC1a nach IC2a entnehmen Sie der folgenden Tabelle.

**für Teilung 85 : 1 = T**

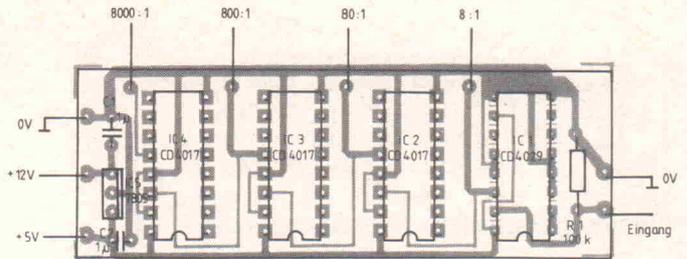
IC1a	→	IC2a
Pin 4	nach	Pin 2
Pin 3	nach	Pin 3
Pin 6	nach	Pin 4
Pin 9	nach	Pin 5

**für Teilung 96 : 1 = T**

IC1a	→	IC2a
Pin 4	nach	Pin 2
Pin 2	nach	Pin 3
		Pin 4) an
		Pin 5) +5V



Platinenlayout und Bestückungsplan zum Digitalteil



**Stückliste Teilerplatine**

Widerstände 0,25W 10%  
R1 100k

Kondensatoren  
C1, C2 1µF Tantal 35V

Halbleiter  
IC1 CD 4029 B o. IC1a CD4040  
IC2 CD 4017 B o. IC2a CD4012

IC3 CD 4017 B  
IC4 CD 4017 B  
IC5 7805C Spannungsregler

Sonstiges: Platine

**Einbau**

Für den Einbau im Auto gibt es vom Hersteller des Durchflußaufnehmers KDM eine Anweisung für verschiedene Vergasertypen.

1. Der normale Vergaser-Motor Kraftstoff-Leitung zwischen Pumpe und Vergaser trennen und beide Schlauchenden fest auf Impuls-Geber aufstecken. 1)
2. Vergaser-Motor mit Rücklauf Kraftstoff-Leitung zwischen Pumpe und Vergaser trennen und von der Pumpe kommendes Ende auf Impuls-Geber aufstecken. 1)

Ein ca. 10 cm langes Stück vom Schlauch abschneiden und auf Geber stecken. 1) Beide freien Enden auf Verteilerstück aufstecken. 1) Rücklaufleitung zum Tank in Höhe des Verteilerstückes trennen und das vom Vergaser kommende Ende auf Verteilerstück aufstecken. 1) Rücklaufleitung zum Tank abdichten.

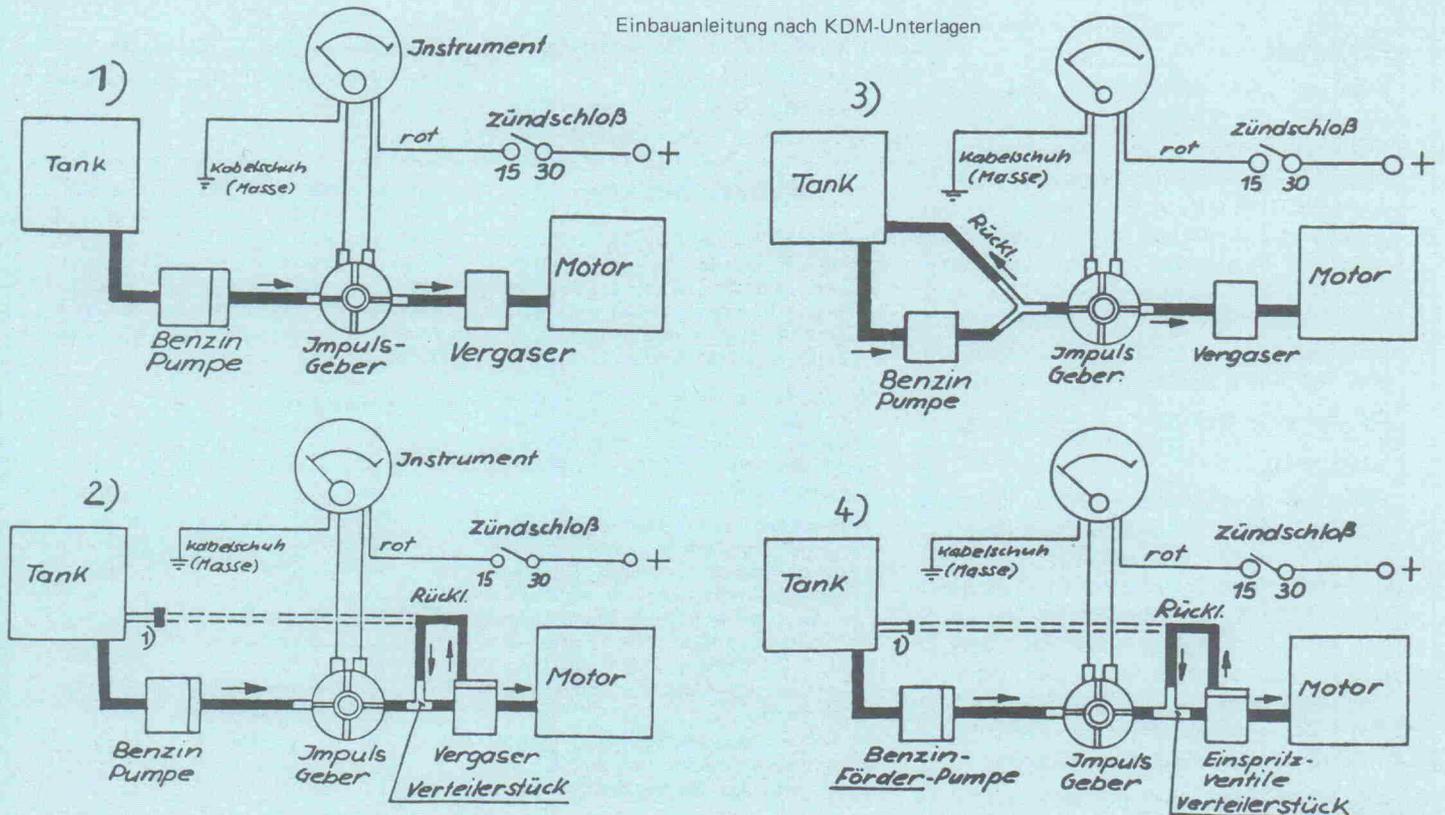
3. Vergaser-Motor mit Pumpen-Rücklauf Hier geht die Rücklaufleitung bereits von der Pumpe ab. Kraftstoffleitung (die zum Motor geht) zwischen Pumpe und Vergaser trennen und fest auf Impuls-Geber aufstecken. 1)

4. Einspritz-Motore Kraftstoffleitung auf der Druckseite der Kraftstoff-Förderpumpe trennen und auf Geber fest aufstecken. 1) Sonst wie unter 2) vorgehen. Achtung! Geber darf nicht über 6 bar (ca. 6 Atü) Dauerdruck beaufschlagt werden.

Achtung!

Der Geber darf nicht direkt mit heißen Teilen in Berührung gebracht werden. Der Geber soll frei in der Kraftstoffleitung hängend eingebaut werden. (Gewicht nur 20 Gramm).

Einbauanleitung nach KDM-Unterlagen



Nach dem Einbau einige km schaltfreudig fahren, damit die Luft entweichen kann.

Wird das Gerät in der Heizung installiert, so muß der Durchflußgeber in die Ölleitung eingeschleift werden, wobei auf eine sorgfältige Abdichtung mit Schraubenschellen zu achten ist.

### Eichung

Während der Digitalzähler keine Eichung benötigt, muß man den Analogteil sorgfältig abgleichen. Für diese Eichung wird ein Frequenzgenerator oder ein ähnliches Gerät benötigt, das den Bereich von ca. 10 Hz–50 Hz überstreicht. Die Einheit, die auf dem Instrument angezeigt wird, sind l/h.

Damit ergibt sich folgende Umrechnungsformel für 1 l Durchfluß

$$f_{in} = \frac{8000}{3600} \text{ Hz} = 2,22 \text{ Hz.}$$

Man speist somit für einen Endbereich von z. B. 20 l/h  $\triangleq$  44,44 Hz in den Eingang des Analogteiles (Durchflußgeber solange abklemmen!), wobei die letzten beiden Stellen natürlich kaum einstellbar sind und man sich mit 44 Hz zufrieden gibt. Mit dem Trimmwiderstand R8 wird das Instrument auf Endwert eingestellt. Für andere Bereiche kann mit der obigen Formel der Endwert errechnet werden. Weiter brauchen keine Abgleicharbeiten vorgenommen zu werden.

### Aufbau

Unser Mustergerät, das schon einige Wochen im Auto des Verfassers seine Dienste tut, haben wir in ein kleines Kunststoffgehäuse eingebaut. Im Handel werden teilweise Gehäuse für Drehzahlmesser angeboten, die sich auch sehr gut eignen.

Die Bestückung der Platinen ist sehr einfach. Man geht nach der gewohnten Weise vor: Widerstände und Kondensatoren sowie die IC-Fassungen werden zuerst bestückt, zum Schluß folgen Halbleiter.

**Vorsicht** ist bei den CMOS ICs auf der Teilerplatine geboten. Sie sollten möglichst nicht direkt berührt werden!

Für die analoge Anzeige muß man natürlich die Skala des Instrumentes ändern. Am einfachsten bringt man mit Reibeuchstaben über den Skalenwerten die entsprechenden Literangaben an.

Die Zusammenschaltung der einzelnen Baugruppen sieht man im folgenden Bild.

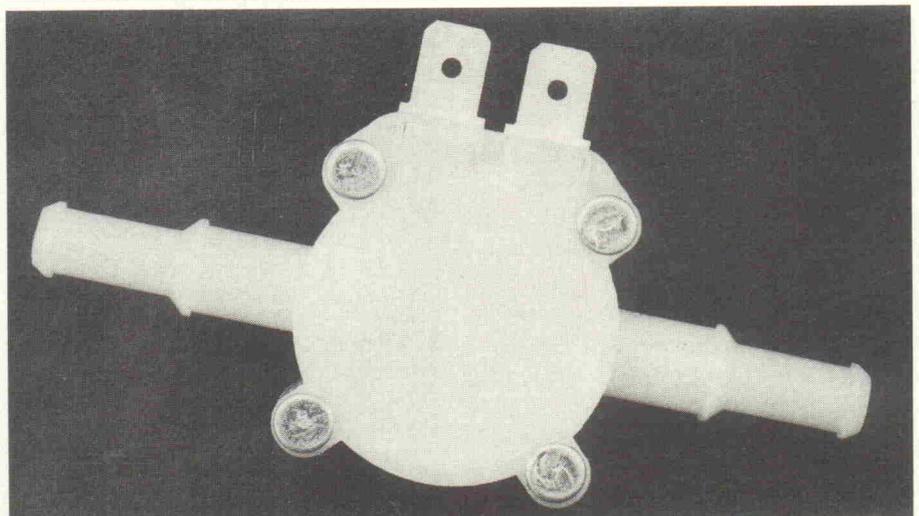
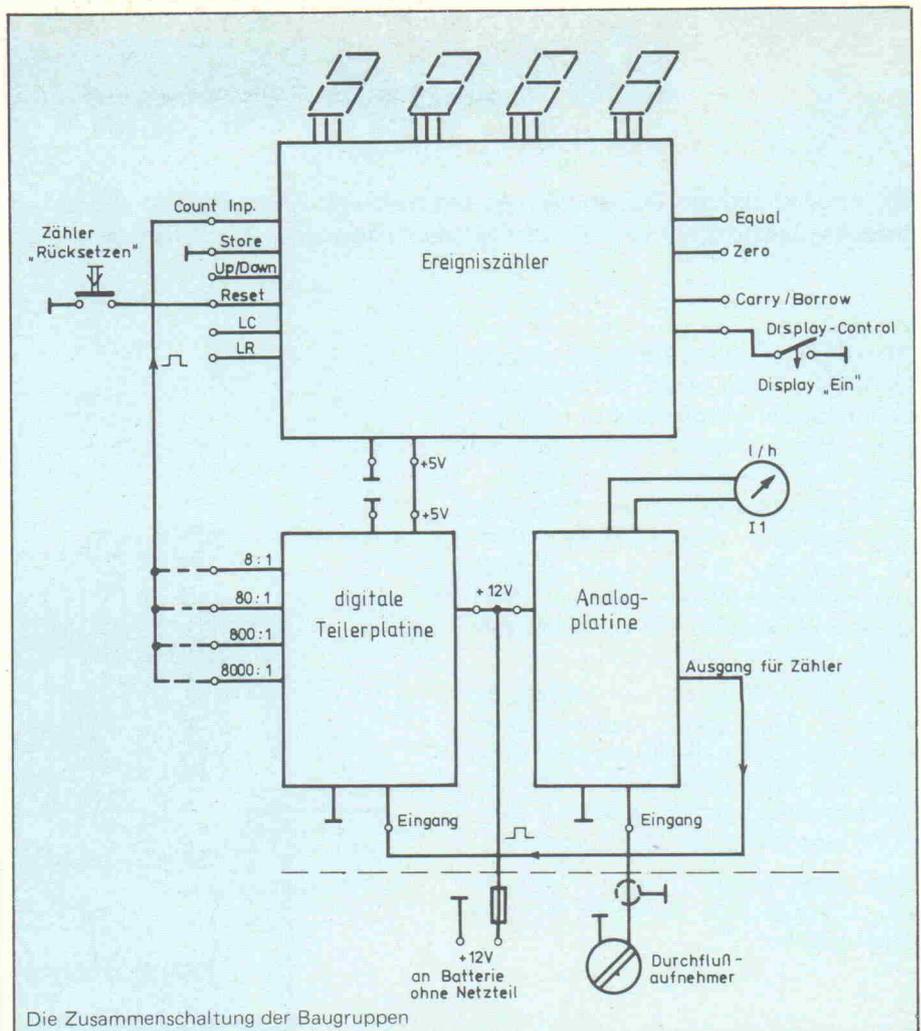
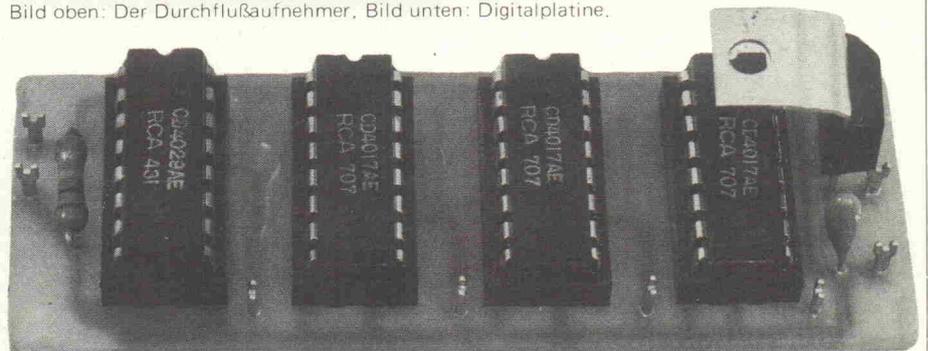


Bild oben: Der Durchflußaufnehmer, Bild unten: Digitalplatine.



# Ereigniszähler

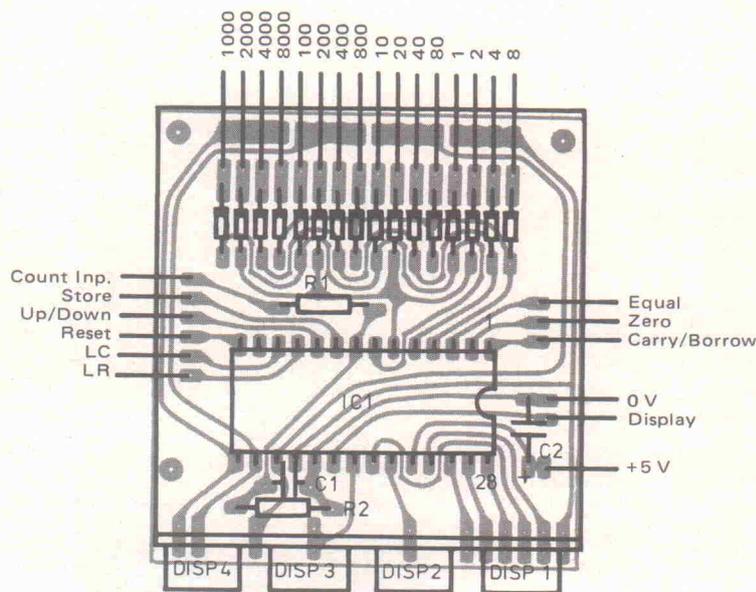
Mit diesem kleinen Zähler können Sie aufwärts oder abwärts zählen und noch sehr viel mehr. In unserer Verbrauchsanzeige dient er z. B. als digitale Anzeige des Durchflusses.

Diese digitale Zählereinheit besitzt erstaunlich viele Möglichkeiten. Es lassen sich Summierzähler, Frequenzzähler und noch vieles andere aufbauen. Der Phantasie des Lesers sind hier kaum Grenzen gesetzt.

Es handelt sich bei diesem Schaltkreis ICM 7217A um einen 4stelligen Zähler, der außer dem Display keine weiteren externen Bauelemente benötigt. Über seinen Reset-Eingang läßt er sich an jeder beliebigen Stelle zurücksetzen.

Ein separates Register kann auf jede gewünschte Zahl gesetzt werden. Interne Vergleicher geben ein Signal nach außen, wenn der Zählerstand gleich dem Registerstand ist. Zusätzlich wird auch signalisiert, wenn der Zähler Null durchläuft.

Über einen weiteren Eingang kann bestimmt werden, ob der Zähler auf oder abwärts läuft.



## Aufbau

Die Bauteile finden auf 2 kleinen Platinen Platz, verbunden werden sie mit 0,8 mm Ø Schaltdraht, wodurch die Konstruktion auch gleich die nötige Festigkeit erhält.

Das Register kann mit sogenannten BCD-Schaltern eingestellt werden. Das sind Schalter, auf deren Frontseite die Zahlen von 0 . . . 9 einstellbar sind. Am Ausgang des Schalters liegt der fertige BCD-Code an. Sie müssen im geschlossenen Zustand eine '1' liefern. Natürlich läßt sich das Ganze auch billiger mit Lötbrücken realisieren, allerdings auf Kosten der Bequemlichkeit. Wird die Registerfunktion nicht benötigt, so können die Dioden D1-D16 entfallen. Die Bauteile R1 und C1 haben eine Tiefpaßfunktion und können bei Benutzung in höheren Frequenzbereichen (oberhalb 1 kHz) entfallen. Allerdings muß dann für R1 eine Brücke eingesetzt werden.

Im folgenden soll nun noch auf die Bedeutung und Möglichkeiten der wichtigsten Pins des ICs eingegangen werden.

### Count Input – Pin 8

Mit einer maximalen Frequenz von 2 MHz werden die Eingangsimpulse ab einer Amplitude von ca. 2V gezählt, und zwar je nach gewähltem Modus aufwärts oder abwärts.

### Up-Down – Pin 10

Hier kann, wie schon erwähnt, festgelegt werden, ob der Zähler aufwärts oder abwärts zählen soll. Wird dieses IC-Bein offen gelassen oder auf +5V gelegt, zählt der IC aufwärts, wird es auf 0V gelegt, abwärts.

### Reset – Pin 14

Wird dieser Pin offen gelassen oder auf 5V gelegt, zählt der Zähler ohne Unterbrechung. Durch einen 0V Pegel wird der Zähler auf 0 zurückgesetzt und bleibt in diesem Zustand, bis das Signal wieder auf '1' springt.

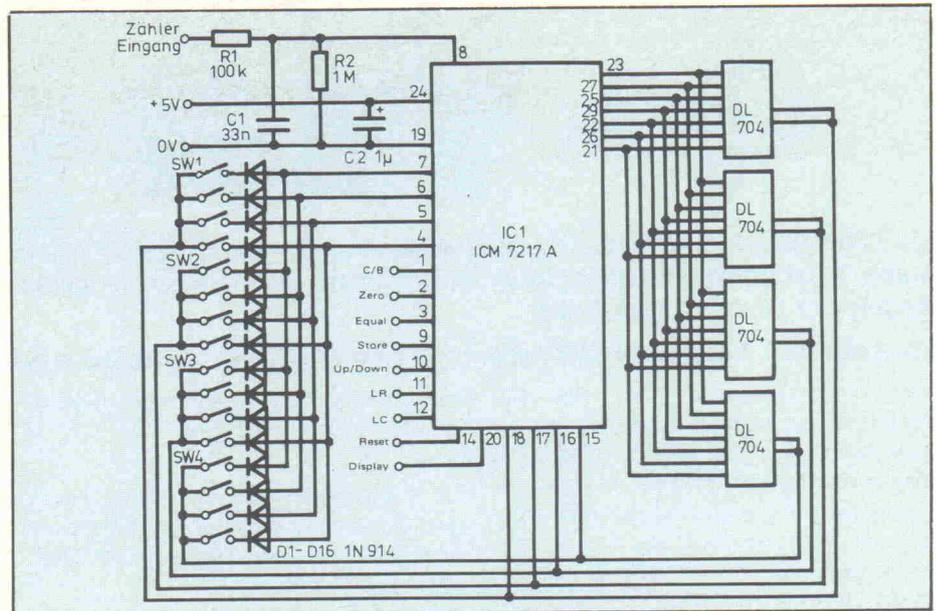
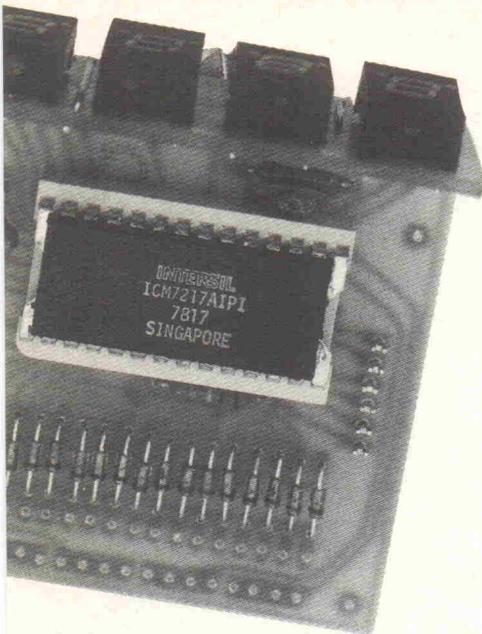
### Store – Pin 9

Wird dieser Eingang offen gelassen oder auf +5V gelegt, sind die Speicher geschlossen, und die Information, die zur Zeit im Zähler ist, bleibt gespeichert und wird angezeigt. Der Zähler kann in diesem Zustand zurückgesetzt werden oder weiterzählen, ohne daß dies auf dem Display angezeigt wird.

Geht das Signal auf '0', folgt das Display dem Zähler. Jede Änderung des Zählerstandes wird angezeigt.

### Load Counter – Pin 12

Dieser Eingang erlaubt drei mögliche Zustände. Im offenen Zustand arbeitet der Zähler normal. Bei +5V Pegel lädt der Zähler die BCD-Daten, die an den entsprechenden Eingängen anliegen. Ist der Speicher geöffnet, wird die Zahl an-



### Stückliste

Widerstände 0,25 W 5%

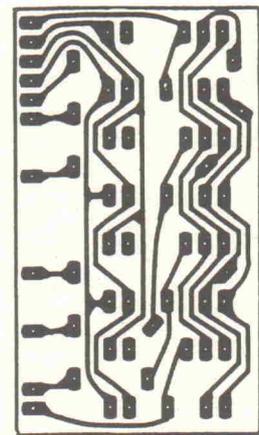
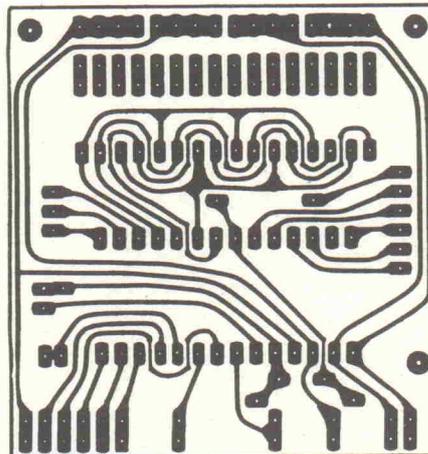
R1 100k  
R2 1M

Kondensatoren

C1 33n  
C2 1µ 16 V Tantal

Halbleiter

IC1 ICM 7217 A Intersil  
D1-D16 1N914 o. 1N4148  
Disp 1-4 DL 704 o. DL 304



gezeigt. Liegt ein '0' Signal an diesem Eingang, werden die BCD I/O Pins hochohmig. Soll dieser Eingang von anderen Logikbausteinen überwacht werden, so müssen diese Tristate-Eigenschaften besitzen.

### Load Register – Pin 11

An diesem Pin sind ebenfalls drei Pegel-Zustände möglich. Mit offenem Pin arbeitet der Zähler normal. Bei +5V Pegel lädt das Register die BCD-Daten. Durch ein 0V Signal geht der ganze Baustein in einen 'Low Power-Betrieb', der Multiplexoszillator stoppt, das Display verlöscht und die BCD I/O Pins werden hochohmig. Der Zähler selbst arbeitet unbeeinflusst weiter, allerdings ohne Anzeige.

### Display Control – Pin 20

Auch dieser Eingang besitzt einen Eingang mit drei möglichen Pegeln. Bleibt er offen, werden führende Nullen unterdrückt, d. h. sind alle Stellen 0, so erfolgt

keine Anzeige. Erst durch einen Zählerstand ungleich 0 erfolgt eine Anzeige.

Durch +5V wird die Anzeige vollständig ausgeblendet, und ein 0V Signal bewirkt die Anzeige aller 4 Stellen.

### Scan-Pin 13

Die interne Multiplex-Frequenz ist normalerweise 10 kHz. Mit einem 20 pF Kondensator von diesem Pin gegen Masse geht die Frequenz auf 5 kHz zurück, mit 90 pF auf 1 kHz.

### BCD I/O – Pin 4-7

Über diese Pins gelangt man an den gemultiplexten Daten-Port. Normalerweise kann ein Ausgang einen TTL-Eingang treiben. Das Ganze wird zum Eingang, wenn entweder LC oder LR auf +5V liegt. Pin 7 ist das LSB (Least Significant Bit).

### Digit Drives – Pins 15-18

Mit diesen Pins werden die LEDs getrieben. Außerdem werden sie in Zusammenhang mit dem BCD I/O Port zur Stellenerkennung benutzt. Pin 18 ist das LSB.

### Zero – Pin 2

Bei einem Zählernulldurchgang springt dieser Ausgang für diese Zeit auf 0V.

### Equal

Stimmt der Zählerstand mit dem Inhalt des Registers überein, geht dieser Ausgang auf 0V.

### Carry/Borrow – Pin 1

Geht der Zähler von 9999 auf 0000 oder von 0000 auf 9999, wird an diesem Ausgang ein 500 ns langer positiver Impuls erzeugt. Benötigt wird dieser Impuls beim Hinzuschalten eines zusätzlichen 4stelligen Zählers für eine 8stellige Einheit.

# 4-Wege-Box

**Die Lautsprecher sind immer noch die schwachen Punkte einer Hi-Fi-Kette. Der endgültige Klangeindruck einer Anlage wird im wesentlichen durch sie bestimmt. Die Qualität der anderen Hi-Fi-Komponenten spielt demgegenüber nur eine geringere Rolle.**

**Es ist also von allergrößter Wichtigkeit, die bestmöglichen Lautsprechersysteme einzusetzen.**

Daher kann es sinnvoll sein, bei den übrigen Komponenten zu sparen, um im Endeffekt bei gleichen Gesamtkosten eine höhere Qualität zu erzielen. In den meisten Hi-Fi-Anlagen überragt aber die Qualität des Tonabnehmers, des Plattenlaufwerks und des Verstärkers bei weitem die der Lautsprecher. Daher kann bei vielen vorhandenen Hi-Fi-Anlagen lediglich durch geeigneten Austausch der Lautsprecherboxen eine wesentliche Qualitätsverbesserung erreicht werden.

Leider werden nicht viele gute Bausätze zum Eigenbau von Lautsprecherboxen angeboten. Mit der hier beschriebenen Bauanleitung wollen wir versuchen, diesen Mangel etwas auszugleichen. Die vorgestellte Lautsprecherbox kann ohne weiteres zu Hause nachgebaut werden und ist qualitativ mit käuflichen Systemen der 1000,- DM-Klasse vergleichbar.

Eins sei von vornherein gesagt: Der Nachbau ist nicht ganz billig; die fertigen Boxen kosten aber dennoch nur einen Teil des Preises kommerzieller Lautsprechereinheiten bei gleicher Qualität.

## Die Auswahl der Lautsprecherchassis

In einer qualitativ hochwertigen Lautsprecherbox müssen gute Lautsprecherchassis verwendet werden. Es ist allerdings nicht immer ganz einfach, die ausgewählten Chassis auch zu besorgen. Daher sollte auch die Lieferbarkeit bei der Lautsprecherwahl berücksichtigt werden.

Wir wählten aus dem großen Philips-Angebot unsere Lautsprecher aus. Sie bilden die Basis des 4000/1-Lautsprechersystems.

Es handelt sich dabei um ein Vierwege-System mit geschlossenem Gehäuse und Frequenzweichen mit 12 dB Abfall/Oktave.

Im ursprünglichen Aufbau wurden Frequenzweichen mit einer Flankensteilheit von 18 dB/Oktave verwendet. Die Berechnung und Ausführung ist allerdings schon recht kompliziert; zudem zeigt die 12 dB-

Version kaum Klangveränderungen gegenüber der 18 dB-Ausführung.

Die Vierwege-Ausführung erlaubt gegenüber einem 3-Wege-System eine genauere Einstellung des elektroakustischen Übertragungsverhaltens.

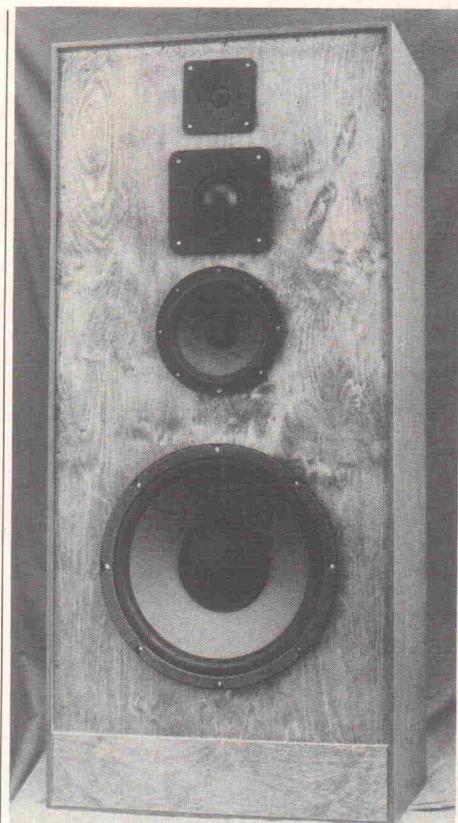
Ein wesentlicher Signalanteil in mittlerer Frequenzlage wird hier von einem zusätzlichen Mitteltöner abgestrahlt. Normalerweise werden diese Signalanteile vom Tieftonsystem mit übernommen. Das ursprüngliche Konzept sah vor, daß dem Tieftöner nur Frequenzen bis 150 Hz zugeführt werden. Ein separates Mitteltontonsystem sollte daran anschließend Frequenzen bis 750 Hz abstrahlen. Oberhalb dieser Frequenz wurde ein weiteres Mitteltontonsystem vorgesehen.

Das tieffrequente Mitteltontchassis, das bei einer Frequenz von 150 Hz einsetzt, sollte in der Lage sein, noch Signale mit Frequenzen bis herab zu 60 Hz abzustrahlen (ungefähr eine Oktave tiefer), um im Übernahmefrequenzbereich einen nahezu konstanten Frequenzgang für das Gesamtsystem erzeugen zu können. Dementsprechend sollte der Tieftöner noch Frequenzen bis 300 Hz abstrahlen können.

Nach umfangreichen Messungen fiel die Entscheidung für den Tieftonlautsprecher: Es wurde der Typ AD 12250/W8 von Philips ausgewählt. Das ist ein 100 Watt-Chassis mit einer Eigenfrequenz von 26 Hz. Im eingebauten Zustand erhöht sich diese Resonanzfrequenz nur auf ca. 31 Hz! Das ist ein ausgezeichnetes Verhalten.

Bei 350 Hz scheint der Tieftöner jedoch einen starken Einbruch im Frequenzgang aufzuweisen. Für den hier beschriebenen Aufbau spielt dieses Verhalten jedoch keine Rolle.

Für den tiefen Mitteltontlautsprecher wurde der Typ AD 70601/W8 mit einer Eigenfrequenz von 45 Hz ausgewählt. Das ist ebenfalls ein Tieftonlautsprecher, und er besitzt daher auch keine eigene Abdeckung der Lautsprecherrückseite, wie sie bei Mitteltontonsystemen üblich ist. Die separate Abdeckung muß beim



Die fertige Lautsprecherbox

Aufbau des Lautsprechergehäuses eingefügt werden. Die im 4000/1-Entwurf gewählte Abdeckung erzeugt eine Resonanzverschiebung auf ungefähr 55 Hz. Das ist ebenfalls ein guter Wert. Der Frequenzbereich von 750 Hz bis 3 kHz wird von einem Mitteltontlautsprecher mit der Bezeichnung AD 02160/SQ8 übernommen. Er besitzt eine 50 mm-Textil-Kalotte, die einen guten Frequenzgang und eine breite Schallstreuung auch bei höheren Frequenzen erzeugt.

Für den Frequenzbereich oberhalb 3 kHz wird ein Hochtonlautsprecher mit der Bezeichnung AD 01610/T8 benutzt. Messungen an einer Vielzahl von Philips-Hochtönern ergaben, daß dieser Typ am besten geeignet ist.

## Der Aufbau

Wenn Sie die Lautsprecherbox nachbauen wollen, beginnen Sie mit dem Zusammen-

bau der Seiten, des Ober- und des Unter- teils. Das Bodenstück wird 100 mm über dem Fußboden eingesetzt. Im so ent- standenen Hohlraum können z. B. die Frequenzweichen untergebracht werden. Anschließend werden die beiden Holz- flächen eingebaut, die den separaten Teilraum für das Mitteltonsystem bilden sollen.

Es ist sehr wichtig, daß die Teilräume für Mitteltöner und Baß vollständig gegen- einander abgedichtet sind. Das gleiche gilt auch gegenüber der Außenluft. Jede Verbindung muß sorgfältig mit Dicht- masse oder Klebstoff behandelt werden.

Für die Verbindung der Lautsprecher untereinander bietet sich 2-adriges Netz- kabel mit runder Ummantelung an. Dann können die in der Bodenplatte und in der Mitteltonabdeckung notwendig werdenden Verbindungslöcher so passend gebohrt werden, daß das Kabel gerade noch durchgezogen werden kann und gleichzeitig als Isolierung der Teilräume gegeneinander und nach außen wirkt.

In der Unterseite der Mitteltonabdeckung sind 3 Bohrungen notwendig, um die beiden Mitteltöner und den Hochtöner anschließen zu können.

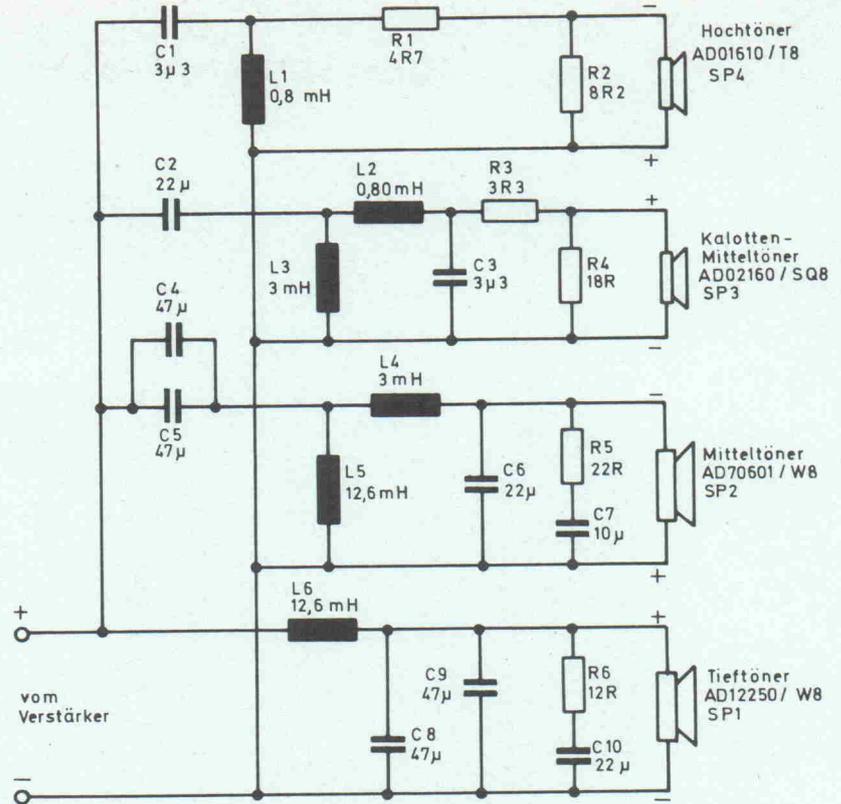
Dazu werden ausreichend lange Netz- kabelstücke zurechtgeschnitten und durch die Bohrungen gezogen. Eine zusätzliche Abdichtung erfolgt mit Klebstoff oder Silikonkautschuk. Wenn die Frequenz- weiche unter der Box installiert werden soll, müssen Sie vier Löcher in die Boden- platte bohren. Die entsprechenden Kabel werden wiederum durch die Bohrungen gezogen und diese anschließend abgedich- tet. Die Löcher sollten näher an der Hinterwand liegen, damit genügend Platz zur Befestigung der Frequenzweiche bleibt. Die Anschlußbuchse sollte in die Rückwand der Box eingebaut werden.

Eine demontierbare Frontplatte ist nicht notwendig, da die Lautsprechersysteme von außen eingebaut werden können.

Es ist sinnvoll, die Frontplatte vor ihrer Montage an das übrige Gehäuse mit den Lautsprecheröffnungen zu versehen.

Die Bodenplatten der Box und der Mit- teltonabdeckung stehen 38 mm gegen die Vorderkanten der Seitenteile und der Deckplatte zurück. Wenn die Frontplatte eingebaut ist, sollte diese noch 19 mm hinter den Vorderkanten der Box zurück- stehen. Diese Differenz wird von der Frontabdeckung ausgefüllt.

Dichten Sie alle verbleibenden Undich- tigkeiten zwischen Frontplatte und dem übrigen Gehäuse gut ab. Jetzt muß nur



Die Frequenzweiche für das Vierwege-System. Beachten Sie bitte die unterschiedliche Polarität der Lautsprecher!

noch ein kleines Holzbrettchen von 100 mm Höhe unten an der Vorderseite der Box als 'Scheuerleiste' angeleimt werden.

Die Frontabdeckung besteht aus einem Holzrahmen, der sauber in den auf der Vorderseite der Box verbleibenden Rahmen paßt. Über den Holzrahmen wird Lautsprecher-Bespannstoff gespannt, der keine Höhen absorbiert.

Der letzte Schritt vor dem Einbau der Lautsprecher ist die Auskleidung des Baß- und Mitteltonraumes mit 25 mm dicken schallabsorbierenden Platten (Steinwolle, Glaswolle o. ä.). Rück- und Seitenwände, Deck- und Bodenplatten beider Teilräume werden verkleidet. Um das Material sicher befestigen zu können, benutzen Sie Reißzwecken, dünne Nägel und Klebstoff.

Die Hochtönerlautsprecher und die geschlossenen Mitteltöner werden mit Dicht- gummi geliefert. Sie gewährleisten eine gute Abdichtung der montierten Laut- sprecher gegen das Innenvolumen der Box. Zur Abdichtung des offenen Mitteltöners und des Baßlautsprechers verwenden Sie am besten selbstklebendes Dichtband, das in jedem Bastelgeschäft erhältlich ist. Das Dichtband wird um die Lautsprecheröff- nungen auf die Vorderseite der Front- platte geklebt, so daß die eingebauten Systeme gut abgedichtet werden.

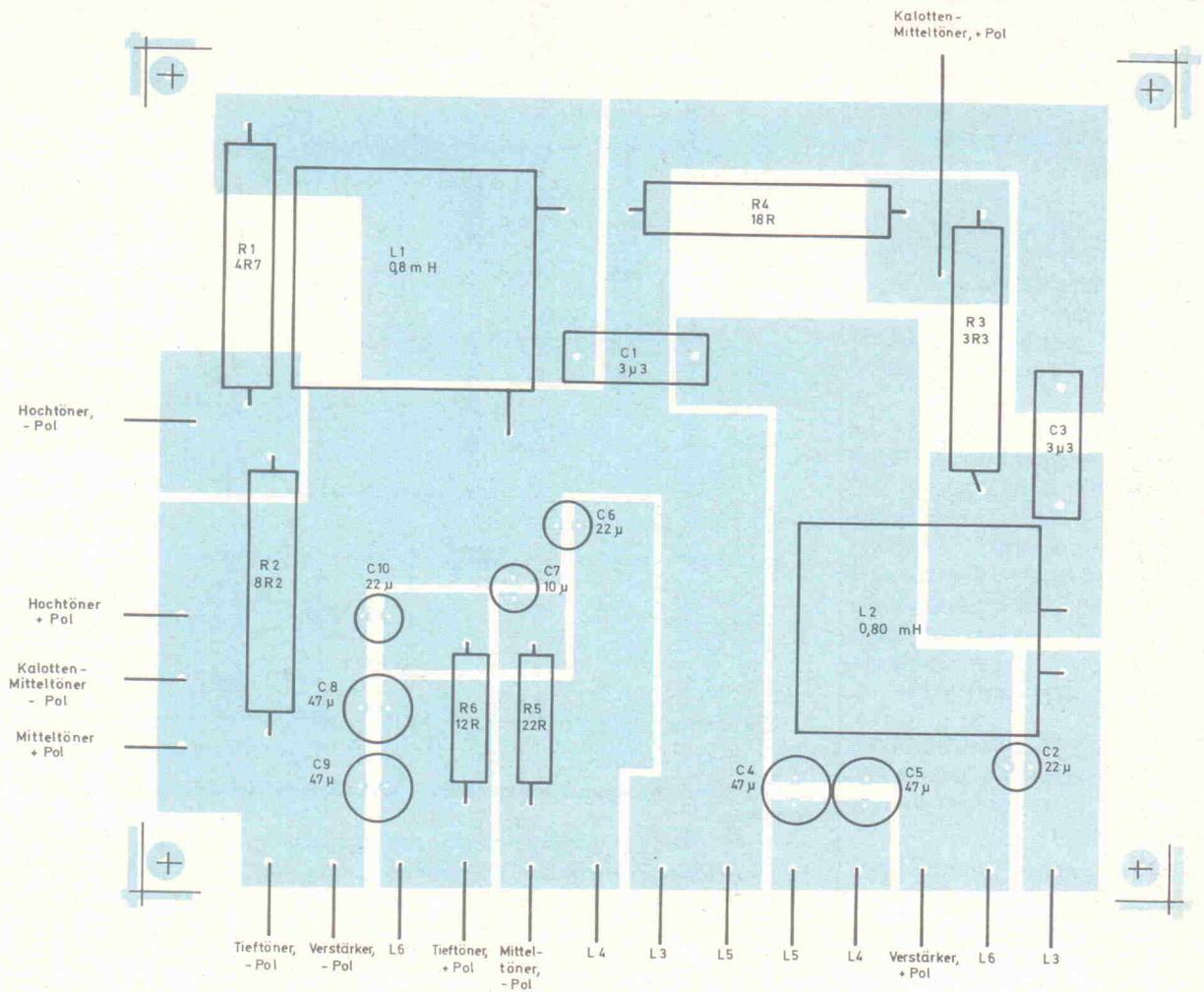
Bei der Verdrahtung der Lautsprecher achten Sie auf deren Polarität. Der positive Pol ist auf allen Lautsprechern durch einen roten Punkt gekennzeichnet. Markieren Sie am besten die anderen Verbindungsleitungen, damit Sie genau wissen, an welche Lautsprecher sie ange- lötet werden müssen.

Achten Sie genauestens auf die richtige Verdrahtung! Verwechslungen können zur Zerstörung einzelner Lautsprecher führen. Wenn alle Lautsprecher einge- baut sind, muß die Frequenzweiche be- bestückt und in die Box eingebaut werden. Soll die Frequenzweiche im Inneren der Box und nicht darunter installiert werden, müssen Sie mit dem Einbau des Tieftö- ners bis zum Schluß warten.

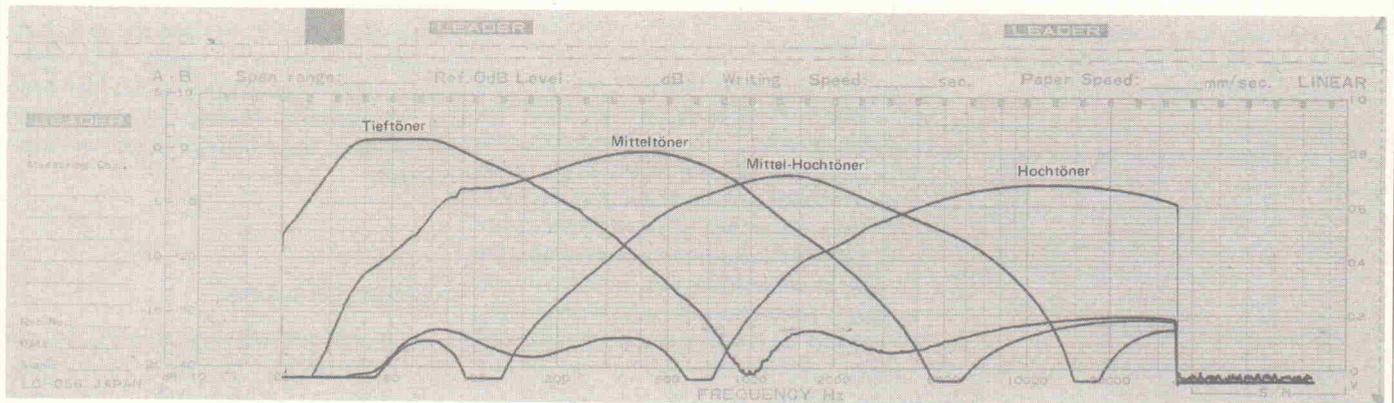
Wenn alle Lautsprecher eingebaut sind, verbinden Sie die Anschlüsse des Baß- systems kurzzeitig mit einer 1,5 V-Bat- terie. Dabei beobachten Sie die Membran des Mitteltöners. Bewegt sie sich, ist die Abdichtung des Mitteltonbereiches un- genügend.

## Aufbau der Weiche

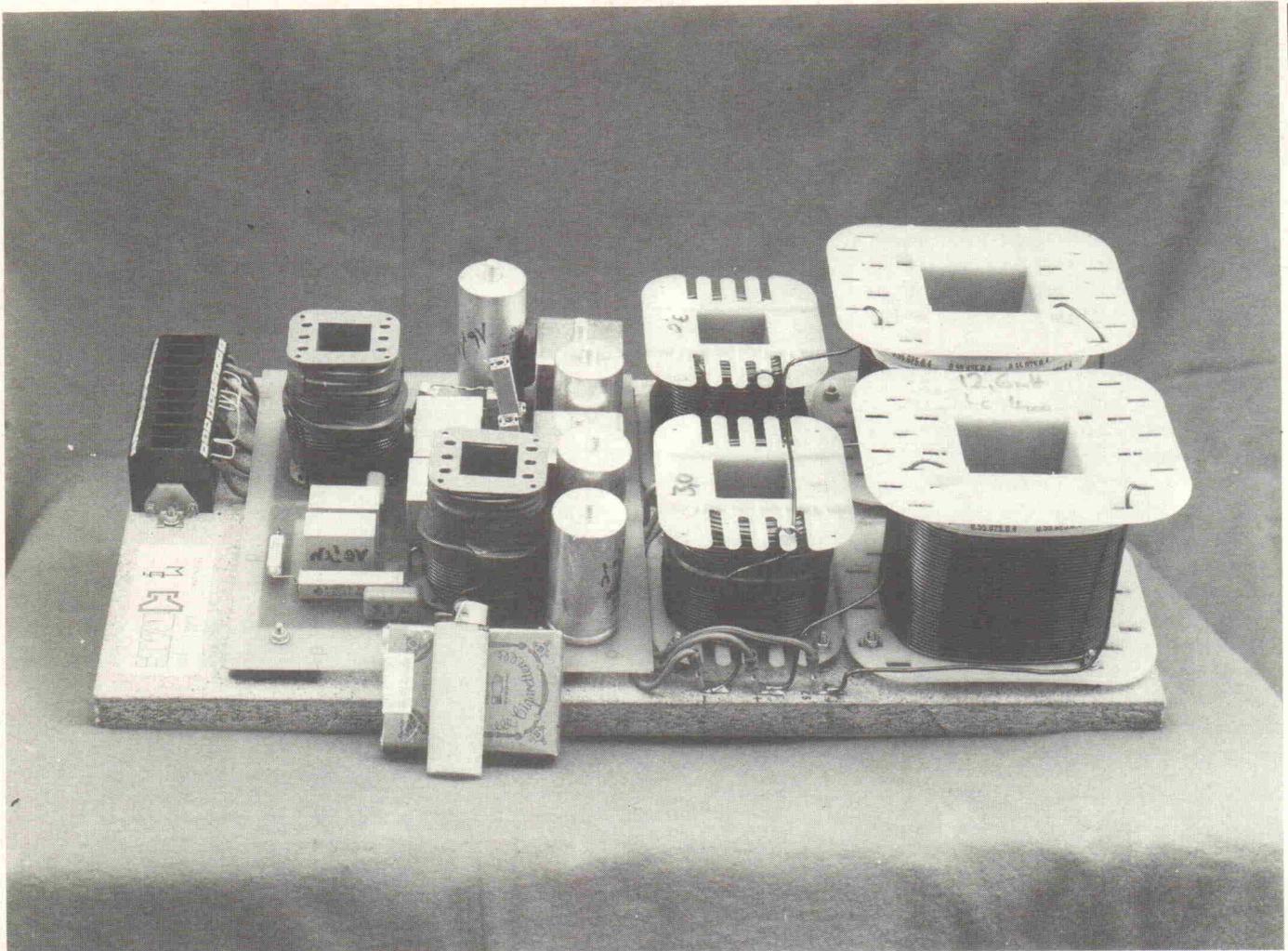
L3, L4, L5 und L6 sind zu groß, um auf der Leiterplatte montiert zu werden. Alle anderen Komponenten finden aber darauf Platz.



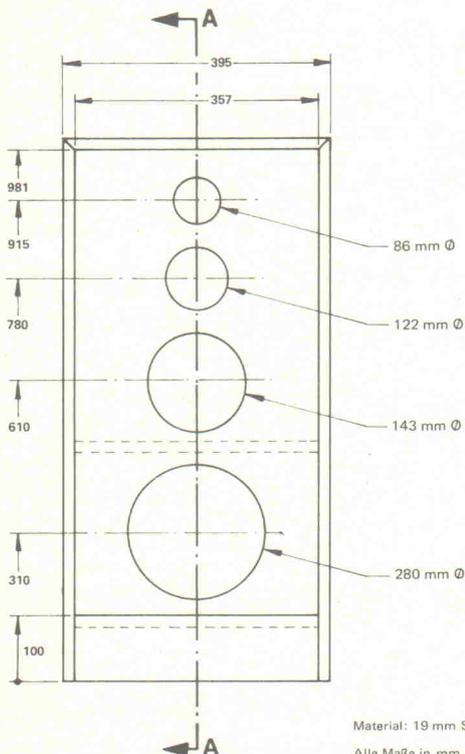
Der Bestückungsplan für die Frequenzweiche.



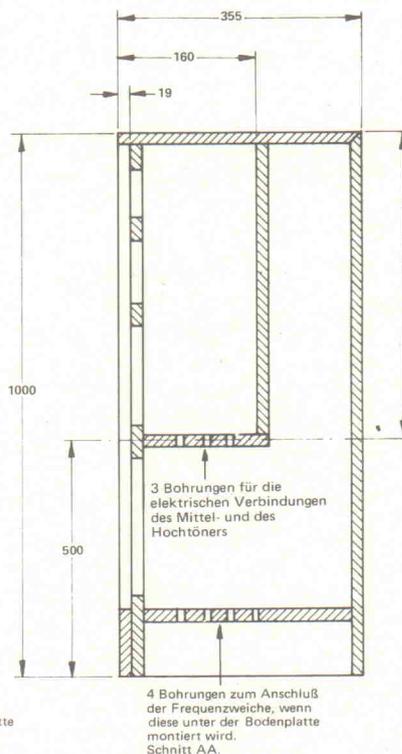
Frequenzgang der Weiche



Eine Luxusversion unserer 4-Wege-Weiche, aufgebaut mit Luftspulen und Papierkondensatoren. Durch den Einsatz von bipolaren Elkos und Spulen mit Ferritkern läßt sich viel Platz und Gewicht sparen.



Material: 19 mm Spanplatte  
Alle Maße in mm.



3 Bohrungen für die elektrischen Verbindungen des Mittel- und des Hochtoners  
4 Bohrungen zum Anschluß der Frequenzweiche, wenn diese unter der Bodenplatte montiert wird.  
Schnitt AA.

#### Bauteile für Elrad-Bauanleitungen

BC 140	1,20 DM	Brückengleichrichter
BC 639	1,00 DM	B40 C800
1N5404	1,25 DM	Brückengleichrichter
Zenerdiode		B40 C1500
5,1V	0,45 DM	L 200
CA 3140	4,50 DM	LM 3900
ZN 914 CE	12,00 DM	ICM7217A
BC 257	0,30 DM	DL 304
BC 167	0,30 DM	CD 4017 B
TIP 142	5,90 DM	$\mu$ A 741
Bipolare Elkos		LM 301 A TO
22 $\mu$ F	0,80 DM	LM301 A DIP
47 $\mu$ F	1,00 DM	CD 4520 B
10 $\mu$ F	0,65 DM	CD 4016 B
4R7, 10W	1,55 DM	TIP 3055
8R2, 10W	1,55 DM	TIC C106D
3R3, 10W	1,55 DM	CD4093B
18R, 10W	1,55 DM	NE 555
22R, 5W	1,20 DM	CD4024 B
12R, 5W	1,20 DM	CD4049 B
CA 3080 E	3,70 DM	CD4023 B
BF 244 B	1,50 DM	LM 380
CD 4001 B	1,90 DM	Metallfilmwiderstände
CD 4013 B	2,45 DM	1% Stück
CD 4011 B	1,50 DM	LM 3914
		0,50 DM
		12,35 DM

**G. u. J. Bollmann**  
Elektronische Bauteile und Funkzubehör  
Graf-Erpo-Straße 6, 3050 Wunstorf 1  
Tel.: 0 50 31/1 37 71

Beginnen Sie den Aufbau der Frequenzweiche mit der Bestückung der Leiterplatte. Zuerst werden die Kondensatoren eingelötet und anschließend die Widerstände. Sie sollten ca. 10 mm über der Platinebene liegen, um thermische Beschädigungen der Platine zu vermeiden, da die Widerstände bei hohen Verstärkerleistungsausgangsausleistungen recht heiß werden können. Die zwei kleineren Spulen L1 und L2 werden auf die Platine geklebt und dann angeschlossen.

Unser Frequenzweichenprototyp ist auf einem Aluminiumblech von 200 mm x 330 mm aufgebaut. Sie brauchen aber nicht unbedingt ein Blech zu verwenden. Wenn Sie jedoch unserem Entwurf folgen, montieren Sie die vier großen Induktivitäten auf der Aluplatte und führen dann die elektrischen Verbindungen zur Leiterplatte aus. Nachdem auch die Lautsprecher an die Frequenzweiche angeschlossen sind, wird die Platine mit 6 Abstandshaltern auf der Aluplatte befestigt. Diese Einheit kann dann an der Unterseite der Bodenplatte des Gehäuses festgeschraubt werden.

Wenn Sie ohne Aluplatte auskommen wollen, schrauben Sie die Platine und die Induktivitäten direkt an die Bodenplatte der Box.

## Inbetriebnahme

Bevor Sie die Lautsprechereinheit an einen Verstärker anschließen, verbinden Sie die Anschlüsse mit einer 1,5 Volt-Batterie (den positiven Lautsprecheranschluß an den positiven Batteriepol). Dann sollte sich die Baß-Membran nach außen bewegen, und die Box sollte einen lauten dumpfen 'Plopp' erzeugen. Wiederholen Sie diesen Test mehrere Male und hören Sie sich jeden Lautsprecher einzeln an. Benutzen Sie keine Batterie mit höherer Spannung, da sonst der Tieftöner zerstört werden kann.

Wenn alles in Ordnung ist, wird die Box an einen Verstärker angeschlossen und die Lautstärke langsam erhöht.

## Eigenschaften

Die Übertragungseigenschaften von Lautsprechern können sehr unterschiedlich angegeben werden. Einige (wenige) Hersteller geben den Schalldruckpegel in 1 m Abstand bei sinusförmiger Aussteuerung und definierter Eingangsleistung und Frequenz an. Die Aussagekraft solcher Angaben kann mit Recht angezweifelt werden.

Ein vernünftiger Weg zur Überprüfung von Lautsprecherboxen ist die Ansteuerung mit 'Rosa'-Rauschen. Dieses Rauschen besitzt konstante Energie pro Oktave innerhalb des gesamten Audiobereiches. Bei dieser Art von Ansteuerung kann die Box mit einer Leistungsaufnahme von 100 W betrieben werden. An den bipolaren Elektrolytkondensatoren in der Frequenzweiche treten dann Spannungen um 50 V auf. Diese Leistung sollte als die maximale Steuerleistung für die Lautsprecherbox betrachtet werden.

Häufig wird die maximale von der Box aufnehmbare Leistung fälschlicherweise so interpretiert, als würden unter diesem Wert liegende Ansteuerungen keine Beschädigungen an den Lautsprechern hervorrufen. Aber bereits ein stark übersteuerter 20 W-Verstärker kann Beschädigungen verursachen.

Unsere Ohren sind die besten Indikatoren für den sicheren Betrieb der Lautsprecherbox. Wenn das Schallsignal bei höheren Aussteuerungen verzerrt oder unangenehm klingt, drehen Sie die Lautstärke am Verstärker zurück. In neun von zehn Fällen wird der Verstärker übersteuert und nicht die Lautsprecherbox überlastet.

Das 4000/1-Lautsprechersystem wurde so dimensioniert, daß sich für die häufigsten Aufstellungsbedingungen ein möglichst guter Höreindruck ergibt. Der zum optimalen Höreindruck gehörende Frequenzgang wurde mit Hilfe von Tests bestimmt.

Das Übertragungsverhalten der Weiche ist nicht frequenzunabhängig, sondern wird zu hohen Frequenzen etwas vermindert. Aber erst der individuelle Test zeigt, wie gut die Lautsprecherbox ist. Der Frequenzgang besitzt keine scharfen Übergänge, sondern verändert sich sehr sanft.

Wenn die Box korrekt aufgebaut ist, werden auch stark ausgesteuerte Passagen klar und sauber wiedergegeben.

Viel Spaß mit dem 4000/1 Lautsprechersystem!

## Einkaufstips

Bei dieser – etwas aus dem Rahmen des Gewohnten fallenden – Bauanleitung werden einige Leser Schwierigkeiten mit der Beschaffung der Bauteile haben. Hier nun einige Quellen:

Bipolare Elkos: Firma G. u. J. Bollmann, Graf-Erpo-Str. 6, 3050 Wunstorf 1.

Sämtliche Teile inklusive Holzteile: RAE-GmbH, Adalbert-Stein-Weg 253, 5100 Aachen.

## Wie funktioniert's?

Das vom Ausgang eines Leistungsverstärkers gelieferte Eingangssignal der Box wird mit einer Frequenzweiche auf 4 Lautsprecher aufgeteilt.

Das Lautsprechergehäuse besteht aus 2 Teilräumen, einem größeren Baßraum und einem kleineren Mitteltonraum. Die beiden Teilräume sind vollständig gegeneinander abgedichtet, um Rückwirkungen der Teilvolumina aufeinander zu vermeiden. Die beiden weiteren Lautsprecher besitzen eigene, zum System gehörende Abdeckungen.

## Stückliste

### Lautsprecher-Chassis

SP1	Philips AD12250/W8
SP2	Philips AD70601/W8
SP3	Philips AD02160/SQ8
SP4	Philips AD01610/T8

### Spulen

L1, L2	0,8 mH max. DC-Widerstand 0,5 R
L3, L4	3,0 mH max. DC-Widerstand 0,5 B
L5, L6	12,6 mH max. DC-Widerstand 0,7 R

### Kondensatoren

C1	3µ3 Folie
----	-----------

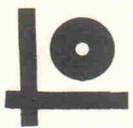
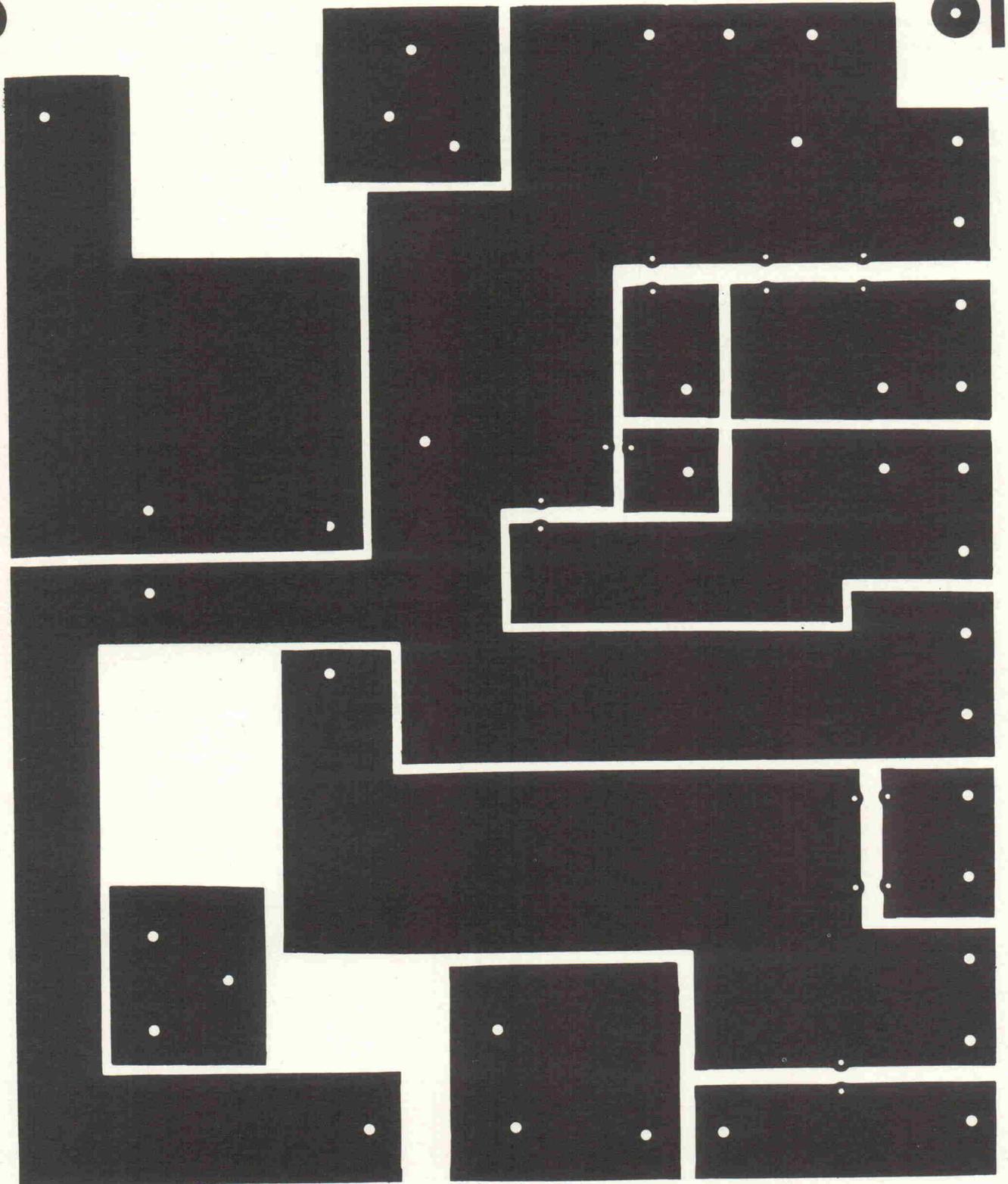
C2	22µ/50 V, Elko, bipolar
C3	3µ3 Folie
C4, C5	47µ/50 V, Elko, bipolar
C6	22µ/50 V, Elko, bipolar
C7	10µ/50 V, Elko, bipolar
C8, C9	47µ/50 V, Elko, bipolar
C10	22µ/50 V, Elko, bipolar

### Widerstände

R1	4R7, 10 W, 5%
R2	8R2, 10 W, 5%
R3	3R3, 10 W, 5%
R4	18R, 10 W, 5%
R5	22R, 5 W, 5%
R6	12R, 5 W, 5%

### Verschiedenes

Platine, Gehäuse, Litze, 2x1 mm Ø



# Leitungssuchgerät

Wenn Sie jemals eine völlige oder auch nur teilweise Neuverkabelung Ihres Hauses vorgenommen haben oder wenn Sie sich damit abgequält haben, Löcher in die Wände zu bohren oder Maurernägeln einzuschlagen, dann wissen Sie es zu schätzen, mit einem Hilfsgerät die Leitungen unter dem Putz aufspüren zu können. Das kleine Elrad-Gerät hilft Ihnen, die Leitungen sicher zu finden, die die meisten anderen Geräte nicht anzeigen.

## BFO-Leitungssucher

Es gibt grundsätzlich zwei Grundtypen von Leitungssuchern. Die gebräuchlichste Art ist der BFO-Metall-Detektor. In Bild 1 ist das Schaltbild dieser Variante dargestellt. Das gezeigte Gerät arbeitet nur in Verbindung mit einem Taschenradio. Die Schaltung ist ein einfacher L-C-Oszillator, der auf ungefähr 120 kHz schwingt. L 1 ist die Langwellen-Antennen-Spule eines Radios, die auf einen Ferrit-Stab gewickelt ist.

Zum Gebrauch werden Leitungssucher und Taschenradio angeschaltet und dicht zusammengehalten. Dann wird an den Abstimmknöpfen so lange gedreht, bis ein Überlagerungs-Pfeifton hörbar ist. Kommt ein Stück Metall in die Nähe der Enden von L 1, so ändert sich die Induktivität und damit die Frequenz des Oszillators. Die Tonhöhe des Pfeiftones ändert sich. Hinter Tapeten verborgenes Eisen kann einfach lokalisiert werden, indem man mit der ganzen Anordnung langsam die Wand absucht. Dieser BFO-Leitungssucher ist ganz gut geeignet zum Suchen von alten Kabeln, die mit Metall-Ummantelung oder in Metallrohren verlegt sind. Das Suchen (und Finden!) der modernen Kabel mit Plastik-Isolation ist damit aber nicht so einfach. Dem klugen Bastler wird trotzdem empfohlen, neben dem Elrad-Leitungssucher auch so ein einfaches Gerät aufzubauen.

## Der Elrad-Leitungssucher

Das hier verwendete Prinzip ist überraschend einfach. Jeder stromdurchflossene Leiter ist von einem Magnetfeld umgeben. Ein Leiter, der von Netzstrom durchflossen wird, hat um sich ein Magnetfeld der Netzfrequenz, wobei die Stärke des Feldes der Größe des fließenden Stromes proportional ist. Netzströme von mehr als 100 mA erzeugen schon ein ganz beachtliches Magnetfeld. In Betrieb befindliche Leitungen können also festgestellt werden, indem man einen Verbraucher (z. B. Lampe) anschließt und dann mit einem Meßgerät für magnetische Feldstärke dem Verlauf der Leitung folgt. Im Elrad-Leitungssucher verwenden wir eine normale Aufnahmespule (wie im

Tonbandgerät), um das Netzfrequenz-Signal aufzuspüren. Es wird durch einen Operationsverstärker und eine Transistorstufe verstärkt und dann einem Ohrhörer zugeführt. Das Gerät zeigt ohne Schwierigkeiten Kabel an, die mit Plastik oder anderem nichteisernen Material umgeben sind. Für die Feststellung altmodischer Leitungen, die in Metall-Ummantelung verlegt sind, ist es weniger gut geeignet.

## Aufbau

Der Aufbau dürfte keinerlei Probleme bereiten. Die Schaltung hat nur wenige Bauteile, die fast alle auf der Platine untergebracht sind. Unser Mustergerät wurde in ein Vero-Gehäuse eingebaut, dessen Abmessungen etwa 7,5x11x4 cm sind. Aufnahmespule und Ohrhörer sind über Steckverbindungen mit dem Gerät verbunden.

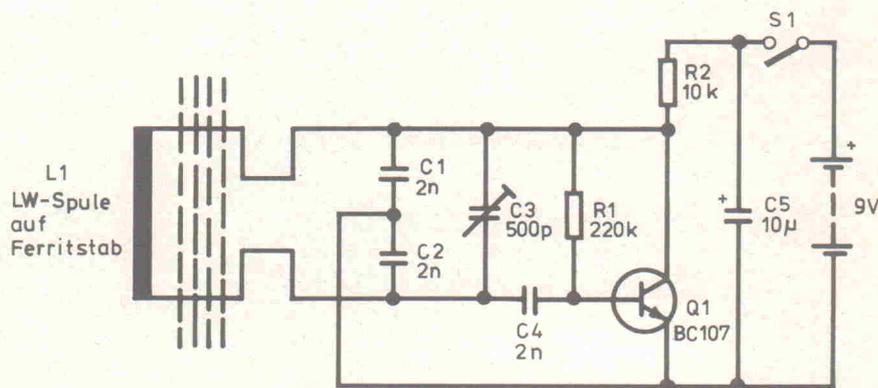
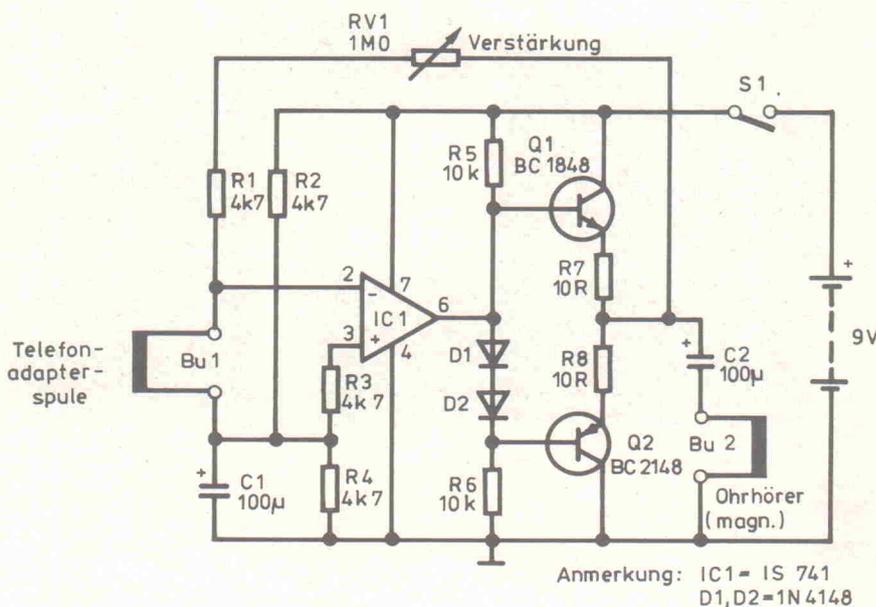
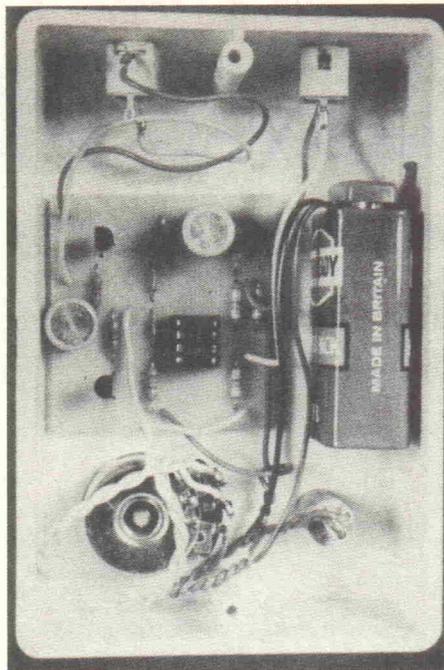


Bild 1. Einfache Version eines BFO Metall-Detektors.



Anmerkung: IC1 = IS 741  
D1, D2 = 1N 4148

Bild 2. Schaltbild des Leitungssuchgerätes.



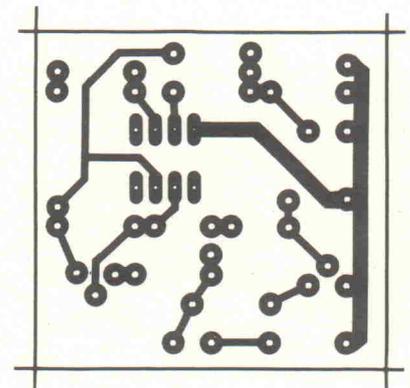
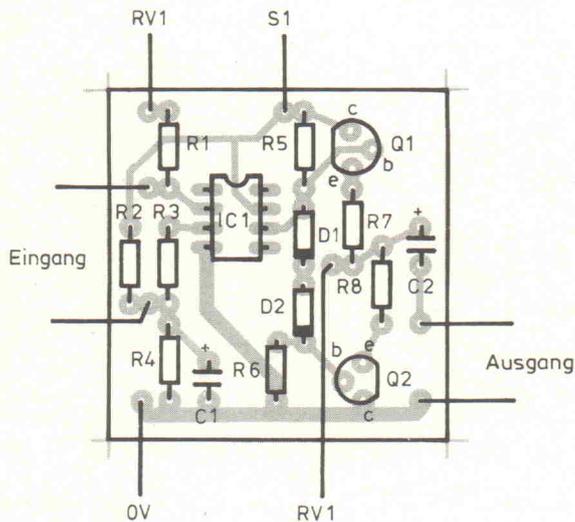
## Stückliste

Widerstände 1/4 W 5%  
 R1, 2, 3, 4 4k7  
 R5, 6 10k  
 R7, 8 10R

Kondensatoren  
 C1, 2 100p  
 Potentiometer 1M lin.

Halbleiter  
 Q1 BC184B  
 Q2 BC214B  
 IC LM741  
 D1, 2 1N4148

Sonstiges  
 Schalter 1x Ein, Kopfhörerbuchse,  
 Gehäuse, Telefonadapterspule,  
 Ohrhörer 8R, Platine



Bestückungsplan und Platinenlayout

## Wie funktioniert's?

Der ETI-Leitungssucher nimmt das schwache Magnetfeld auf, das ein stromdurchflossener Leiter um sich aufbaut. Dies Signal wird verstärkt und einem Ohrhörer zugeleitet. Das Gerät arbeitet mit einer Telefon-Aufnahmespule.

JC 1 ist ein 741 Operations-Verstärker; er ist für linearen Betrieb über den Spannungsteiler R2-R4 angeschlossen. Der Mittelpunkt des Spannungsteilers ist gegen Wechsel-

spannungen durch C1 entkoppelt. Der Op-Amp. arbeitet als invertierender Verstärker mit einstellbarer Verstärkung. Er steuert direkt einen Emitterfolger mit den Komplementärtransistoren Q1 und Q2 an. Dieser versorgt über R7, R8 und C2 den Ohrhörer. Mit R5, D1, D2 und R6 wird der Arbeitspunkt von Q1 und Q2 auf linearen Betrieb eingestellt. Q1 und Q2 liegen im Gegenkopplungsweig des Op-Amp. Am Eingang des Op-Amp. (Pin 2) liegt die Aufnahmespule. Sie reagiert empfindlich auf magnetische Fel-

der und hat einen Widerstand zwischen 1 k $\Omega$  und 5 k $\Omega$ . Die Spannungsverstärkung entspricht ungefähr dem Widerstandsverhältnis zwischen Spulenwiderstand und dem von R1 und RV1 gebildeten Gegenkopplungsnetzwerk. Mit RV1 kann die Spannungsverstärkung von Null bis ca. 50 dB geregelt werden.

Diese Verstärkung reicht aus, um ein laut hörbares Signal auch bei nur schwachen Magnetfeldern in der Nähe der Aufnahmespule zu erzeugen.

# Baby-Alarm

Ein Hilfsgerät für besorgte Eltern. Dies netzbetriebene 'Verstärkerchen' erlaubt es Ihnen, ständig ein 'Ohr' im Kinderzimmer zu haben.

Unser Baby-Alarm ermöglicht es Ihnen, die Geräusche aus dem Kinderzimmer z. B. im Wohnraum mitzuhören. Das Gerät besteht aus einem einfachen NF-Verstärker mit Lautsprecher und einer Mikrofoneinheit. Der Verstärker mit Lautsprecher wird im Elternraum aufgestellt und die Mikrofoneinheit im Kinderzimmer installiert. Die beiden Einheiten werden mit einem einfachen zweiadrigen Kabel verbunden.

Das Hauptproblem der meisten käuflichen Überwachungsgeräte liegt darin, daß sie batteriebetrieben und damit sehr teuer im Betrieb sind. Die hier beschriebene Schaltung wird dagegen aus dem Netz gespeist und ist im Betrieb sehr billig.

Das Gerät verfügt über eine LED (lichtemittierende Diode) als Betriebsanzeige und einen Lautstärkereglер, um die Lautstärke an den Aufstellungsraum anpassen zu können. Der Verstärker wird mit dem integrierten Schaltkreis LM 380 — einem 2W Leistungsverstärker — aufgebaut. Das 'Mikrofon' kann ein

billiger Kleinlautsprecher mit einer Impedanz zwischen 4 und 40 Ohm sein und wird am besten in ein kleines Gehäuse eingebaut.

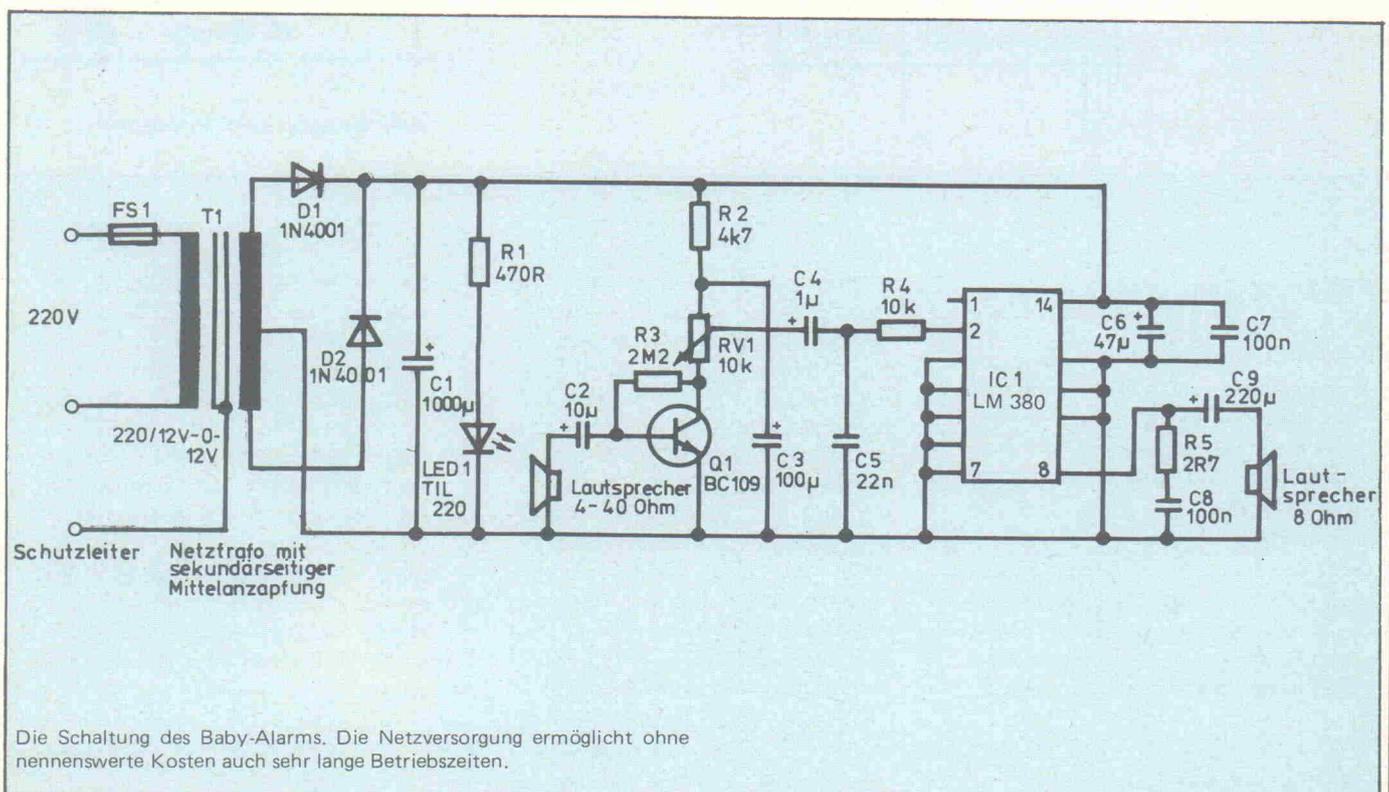
## Aufbau und Gebrauch

Der Aufbau des Gerätes bereitet wenig Schwierigkeiten, wenn Sie dem Platinentwurf folgen und die übliche Vorsicht bei der Bestückung der Platine mit polarisierten Bauteilen walten lassen.

Sie sollten die Platine in zwei Schritten bestücken: Beginnen Sie mit dem Einbau der Elemente T1, FS1, D1, D2 und C1 und achten Sie darauf, daß der Mittelanschluß des Transformators (wie im Bestückungsplan angegeben) mit der Platine verlötet wird.

T1 wird vorerst über FS1 an das Netz angeschlossen, damit Sie überprüfen können, ob eine Gleichspannung von ungefähr 17V über C1 liegt.

Ist das der Fall, unterbrechen Sie die Netzverbindung wieder und bauen die restliche Schaltung zusammen. Achten Sie dabei auf die Anordnung des Lautstärkepotentiometers, das auf der Leiterbahnseite angelötet wird. Auf der Bestückungsseite ist nur die Achse des Potentiometers zu sehen. Die fertig bestückte Platine wird zusammen mit dem Kontrolllautsprecher in ein geeignetes Gehäuse eingebaut. In einem zweiten Gehäuse findet der 'Mikrofon'-Lautsprecher Platz. Nun kann das System in den entsprechenden Räumen installiert werden. Dazu wird das Hauptgerät über eine 2-adrige Leitung mit dem Mikrofon verbunden. Achten Sie darauf, daß der Abstand zwischen Hauptgerät und Mikrofon groß genug ist, da sonst akustische Rückkopplungen auftreten können. Die Anlage wird dann instabil und beginnt zu 'heulen'. Das gilt besonders, wenn RV1 auf große Lautstärke eingestellt ist. Der vom Lautsprecher abgestrahlte Heulton sollte nicht länger als ein paar Sekunden dauern, da die Gefahr einer Überlastung des Verstärkerbausteins besteht.



Die Schaltung des Baby-Alarm. Die Netzversorgung ermöglicht ohne nennenswerte Kosten auch sehr lange Betriebszeiten.

## Wie funktioniert's?

Mit den Bauteilen T1, D1, D2 und C1 wird ein einfaches Gleichspannungsnetzteil aufgebaut. Der Netztransformator T1 liefert sekundärseitig eine Wechselspannung von 12 Volt. Sie wird mit den Dioden D1 und D2 gleichgerichtet und mit C1 geglättet. Das Netzteil ist nicht stabilisiert; daher verringert sich die Versorgungsspannung, wenn die Schaltung größere Ströme zieht.

Da der Stromverbrauch aber nur bei ca. 25–30 mA liegt, besteht keine Gefahr, daß die Versorgungsspannung auf Werte absinkt, die einen einwandfreien Betrieb der Schaltung verhindern. LED1 zeigt an, ob das Gerät in Betrieb ist. Als Mikrofon wird ein Kleinlautsprecher mit einer Impedanz zwischen 4 und 40 Ohm verwendet. Er wird, eingebaut in ein geeignetes Gehäuse, im Kinderzimmer installiert. Das Mikrofonsignal wird in der aus Q1, C2, C3, R2 und RV1 gebildeten Verstärkerstufe vorverstärkt und dem Eingang von IC1 zugeführt.

IC1 ist ein LM380, der als einfacher 2 Watt-Leistungsverstärker arbeitet. An seinen Ausgang ist ein 8 Ohm-Lautsprecher angeschlossen, der das verstärkte Mikrofonsignal aus dem Kinderzimmer abstrahlt.

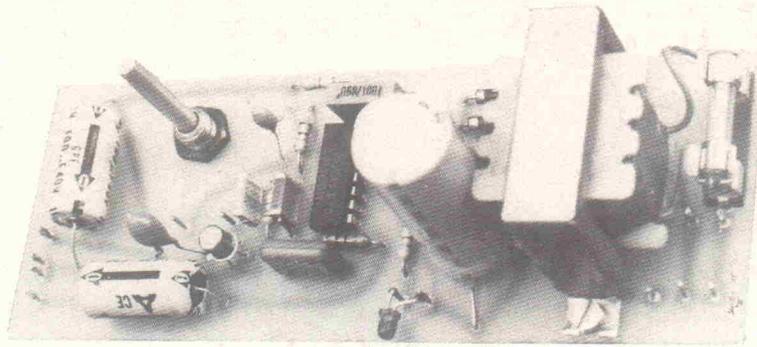
Die von ihm erzeugte Lautstärke reicht aus, um auch die leisesten Babygeräusche für Sie hörbar zu machen.

Den Herstellerangaben (LM 380) zufolge können am Ausgang des IC1 hochfrequente Schwingungen auftreten, die das Übertragungsverhalten beeinflussen. Zur Unterdrückung derartiger Schwingungen wird das RC-Glied aus R5, C8 parallel zum Ausgang gelegt. Das NF-Signal gelangt über C9 auf den Lautsprecher.

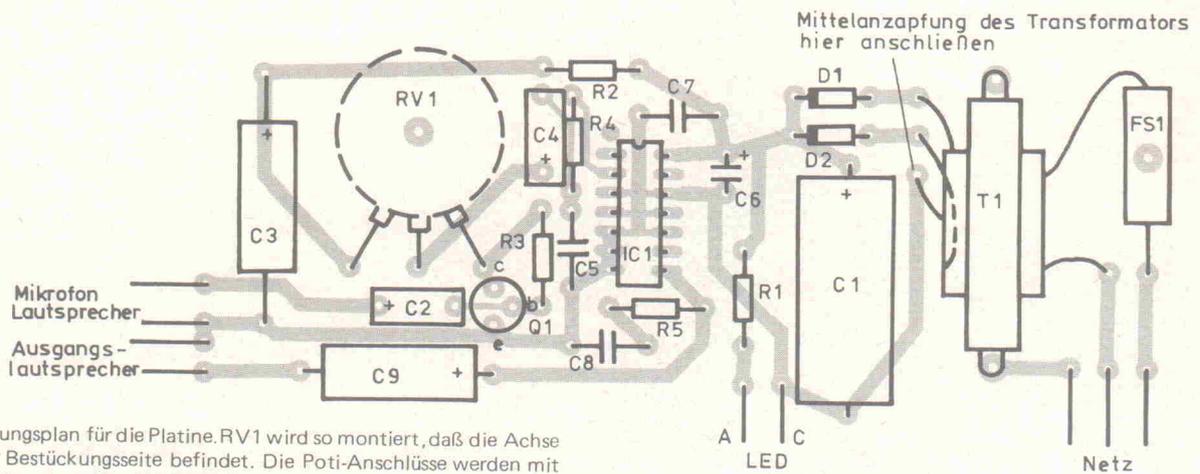
C6 und C7 entkoppeln die Schaltung wechsellspannungsmäßig und reduzieren eventuell auftretendes Netzbrummen.

## Sie haben ständig „ein Ohr“ im Kinderzimmer.

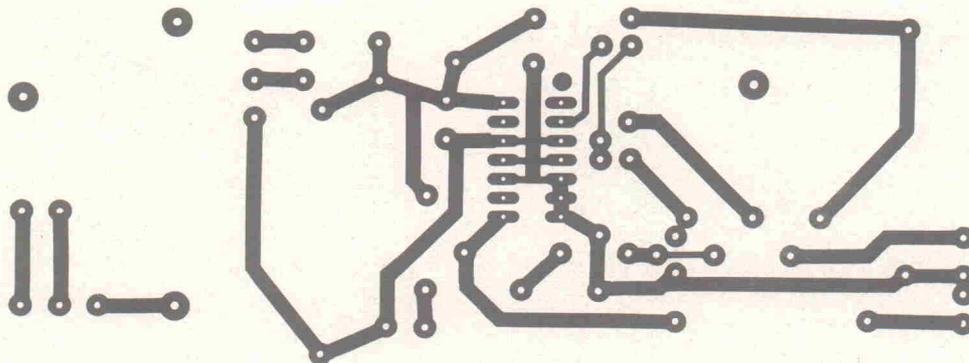




Stückliste		Kondensatoren	LED 1	TIL 220
Widerstände 0,25 W/5 %		C1		
R1	470R	C2		
R2	4k7	C3		
R3	2M2	C4		
R4	10k	C5		
R5	2R7	C6		
		C7, 8		
		C9		
Potentiometer		Halbleiter		
RV1	10k log	IC1	LM 380	
		Q1	BC 109	
		D1, 2	1N4001	
			Verschiedenes	
			T1	Trafo 12 V -0-12V/ 100 mA
			Mikrofon:	Miniatur-Lautsprecher 4 Ohm bis 40 Ohm
			Lautspr.:	8 Ohm/2W
			FS1	Sicherung 100 mA mit entsprechender Halterung
			Platine, Gehäuse, Kleinmaterial	



Der Bestückungsplan für die Platine. RV1 wird so montiert, daß die Achse sich auf der Bestückungsseite befindet. Die Poti-Anschlüsse werden mit den entsprechenden Leiterbahnen verbunden.



Das Platinen-Layout für den Baby-Alarm.

## Taschenrechner- und Mikrocomputer-Literatur bei Vieweg

### Taschenrechner + Mikrocomputer Jahrbuch 1981

Anwendungsbereiche — Produktübersichten — Programmierung — Entwicklungstendenzen — Tabellen — Adressen. Hrsg. von Harald Schumny. 1980. VIII, 296 S. mit 139 Abb., 59 Progr. u. 36 Tab. 18,4 x 24 cm. Kart. DM 24,80

**Die Ausgabe 1980 ist nur noch in begrenzter Stückzahl lieferbar!**

Hans H. Gloistehn

### Lehr- und Übungsbuch für den TI-58 und TI-59

3., verb. Aufl. 1981. IV, 150 S. 12 x 19,5 cm. (Programmieren von Taschenrechnern, Bd. 3). Kart. DM 24,80

Paul Thießen

### Lehr- und Übungsbuch für die Rechner HP-29C/HP-19C und HP-67/HP-97

Hrsg. von Hans H. Gloistehn. 2., durchges. Aufl. 1981. VIII, 152 S. 12 x 19,5 cm (Programmieren von Taschenrechnern, Bd. 4). Kart. DM 29,80

Paul Thießen

### Lehr- und Übungsbuch für die Rechner HP-33E/HP-33C und HP-25/HP-25C

Hrsg. von Hans H. Gloistehn. 1981. VIII, 116 S. 12 x 19,5 cm (Programmieren von Taschenrechnern, Bd. 6). Kart. DM 22,80

Hans-Joachim Ludwig

### Programmieroptimierung für Taschenrechner (AOS)

2., durchges. Aufl. 1980. X, 101 S. 12 x 19,5 cm (Programmieren von Taschenrechnern, Bd. 5). Kart. DM 19,80

Helmut Alt

### Allgemeine Elektrotechnik — Nachrichtentechnik — Impulstechnik für UPN-Rechner

Mit 80 Abb. 1980. VIII, 111 S. DIN C 5 (Anwendung programmierbarer Taschenrechner, Bd. 2). Kart. DM 29,80

Peter Kahlig

### Graphische Darstellung mit dem Taschenrechner

Mit 51 neuen Zeichenprogr., 26 Beisp. u. 85 Abb. 1981. Ca. 160 S. DIN C 5 (Anwendung programmierbarer Taschenrechner, Bd. 8). Kart. ca. DM 35,00

Gerhard Schnell/Konrad Hoyer

### Mikrocomputerfibel

Vom 8-bit-Chip zum Grundsystem. Mit ca. 100 Abb. 1981. X, 231 S. DIN C 5. Kart. DM 29,80

Dieses einführende Lehrbuch behandelt fast alle auf dem Markt angebotenen 8-bit-Mikroprozessorentypen sowohl hard- als auch softwaremäßig.

Horst Geschwinde

### Einführung in die PLL-Technik

2., überarb. u. erw. Aufl. 1980. IV, 135 S. DIN C 5. Kart. DM 19,80

Das Buch vermittelt neben einer Einführung in die theoretischen Grundlagen in erster Linie eine Anzahl der zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten des PLL-Prinzips. An erprobten Schaltungen werden u. a. Synthesizer für kommerzielle Vielkanalgeräte, Jedermann-Funkgeräte (CB-Funk), UKW-Kanalrastempfänger mit digitaler Frequenzanzeige, Mikrowellengeneratoren und PLL-Stereodecoder dargestellt.

## Fachbücher für den Funker



Karamanolis  
**CB-Funk**  
 Hobbyfunk für Jedermann  
 Das Standardbuch für jeden  
 CBler, 5. Auflage, 120 Seiten,  
 68 Abbildungen DM 10,80



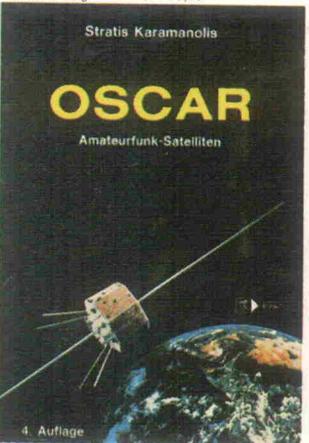
Karamanolis  
**Alles über CB**  
 Das Handbuch für den  
 CB-Funker  
 2. Auflage, 220 Seiten,  
 127 Abbildungen DM 21,80



Karamanolis  
**CB-Service**  
 Das Innenleben des  
 CB-Funkgeräts  
 Band I, 138 Seiten DM 14,80



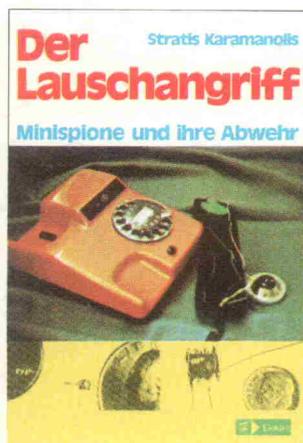
Band II, 134 Seiten DM 14,80



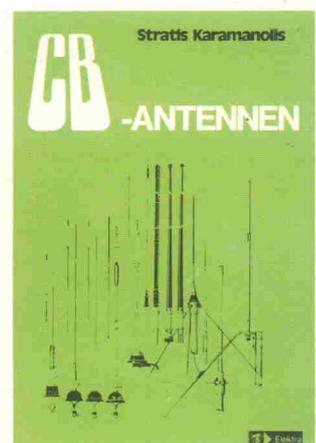
Karamanolis  
**OSCAR**  
 Amateurfunk-Satelliten  
 4. Auflage, 202 Seiten,  
 64 Abbildungen DM 19,80



Werner Budeler/  
 Stratis Karamanolis  
**Spacelab**  
 Europas Labor im Weltraum.  
 Zwei Experten beschreiben,  
 welche Wege die bemannte  
 Raumfahrt in den nächsten  
 Jahrzehnten einschlagen wird.  
 268 Seiten mit über 60 Fotos,  
 teils farbig, 27 Zeichnungen.  
 Leinen DM 29,80

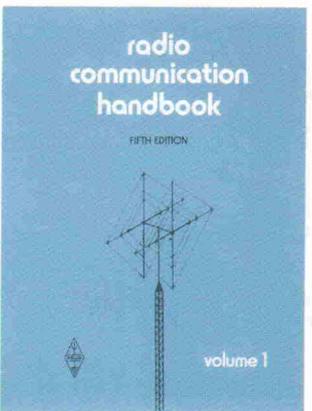


Stratis Karamanolis, Experte der Nach-  
 richtentechnik, berichtet in spannender  
 populärwissenschaftlicher Weise über Mög-  
 lichkeiten, Gefahren und Abwehr von Mini-  
 spielen. Ein Buch, das auch dem Nicht-  
 elektroniker in verständlicher Art den  
 Stand der heutigen Technik aufzeigt.  
 Stratis Karamanolis  
**Der Lauschangriff**  
 Minispiele und ihre Abwehr, 150 Seiten,  
 63 Abb., 10 Karikaturen DM 16,80

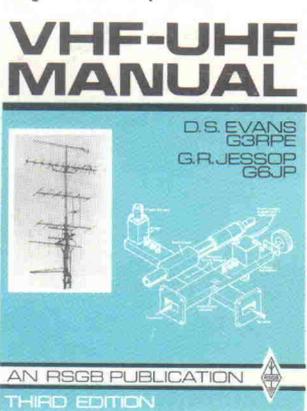


Nur die Antenne kann die Reich-  
 weite eines CB-Funkgeräts er-  
 laubtermaßen verbessern. Denn  
 die Sendestärke ist gesetzlich  
 festgelegt. Stratis Karamanolis  
 gibt Hinweise zur Wahl der  
 richtigen Antenne, um so die  
 erlaubte Sendeleistung optimal  
 auszunutzen.  
 Stratis Karamanolis  
**CB-Antennen** DM 11,80

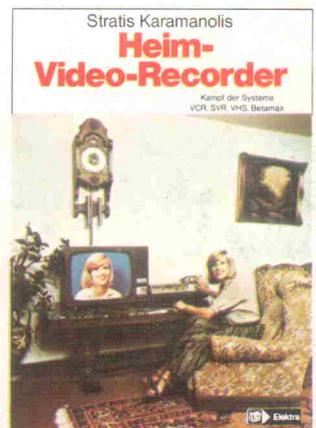
## Amateurfunk-Literatur in englischer Sprache



Radio Communication Handbook  
**Radio Communication Handbook**  
 5. Auflage  
 Band 1, 450 Seiten 48,-  
 Inhalt: Principles, Electronic Tubes and Valves, Semiconductors, HF  
 Receivers, VHF and UHF Receivers, HF Transmitters, VHF and UHF  
 Transmitters, Keying and Break-in, Modulation Systems, RTTY  
 Band 2, 400 Seiten DM 42,-  
 Inhalt: Propagation, HF Aerials, VHF and UHF Aerials, Mobile and  
 Portable Equipment, Noise, Power Supplies, Interference, Measure-  
 ments, Operating Techniques and Station Layout, Amateur Satellite  
 Communication, Image Communication The RSGB and the Radio  
 Amateur, General Data  
**VHF-UHF Manual** (D. S. Evans/G. R. Jessop)  
 3. Auflage, 400 Seiten DM 40,-  
 Inhalt: Introduction, Propagation, Tuned Circuits, Receivers,  
 Transmitters, Filters, Aerials, Microwaves, Space Communication,  
 Test Equipment and Accessories, Data  
**Amateur Radio Techniques** (P. Hawker)  
 7. Auflage, 368 Seiten mit über 800 Abb. DM 29,-  
 Inhalt: Semiconductors, Components and Construction, Receiver  
 Topics, Oscillator Topics, Transmitter Topics, Audio and Modula-  
 tion, Power Supplies, Aerial Topics, Fault Finding and Test Units



Stratis Karamanolis  
**Funk-Entstörung von Kraftfahrzeugen**  
 Störfreier Betrieb  
 von Autoradios-  
 und CB-Geräten  
 Stratis Karamanolis  
 Umfang: 108 Seiten, ca. 60 Abb.  
 Preis: 10,50 DM  
 ■ Funk-Entstörung  
 ■ Störquelle im Kraftfahrzeug  
 ■ Bauelemente für die Funk-Entstörung  
 ■ Die Praxis der Funk-Entstörung  
 ■ Kraftfahrzeug-Entstörung und das Gesetz  
 ■ Funk-Entstörung von Kraftfahrzeugen als  
 Dienstleistung



Stratis Karamanolis  
**Heim-Video-Recorder**  
 Kampf der Systeme  
 VCR, SVR, VHS, Betamax  
 Umfang: 90 Seiten, ca. 45 Abb.  
 Preis: 9,80 DM

Alle Preise inkl. MwSt. zzgl.  
 Versandkosten. Versand er-  
 folgt per Nachnahme.

Elrad-Versand  
 Postfach 27 46  
 3000 Hannover 1