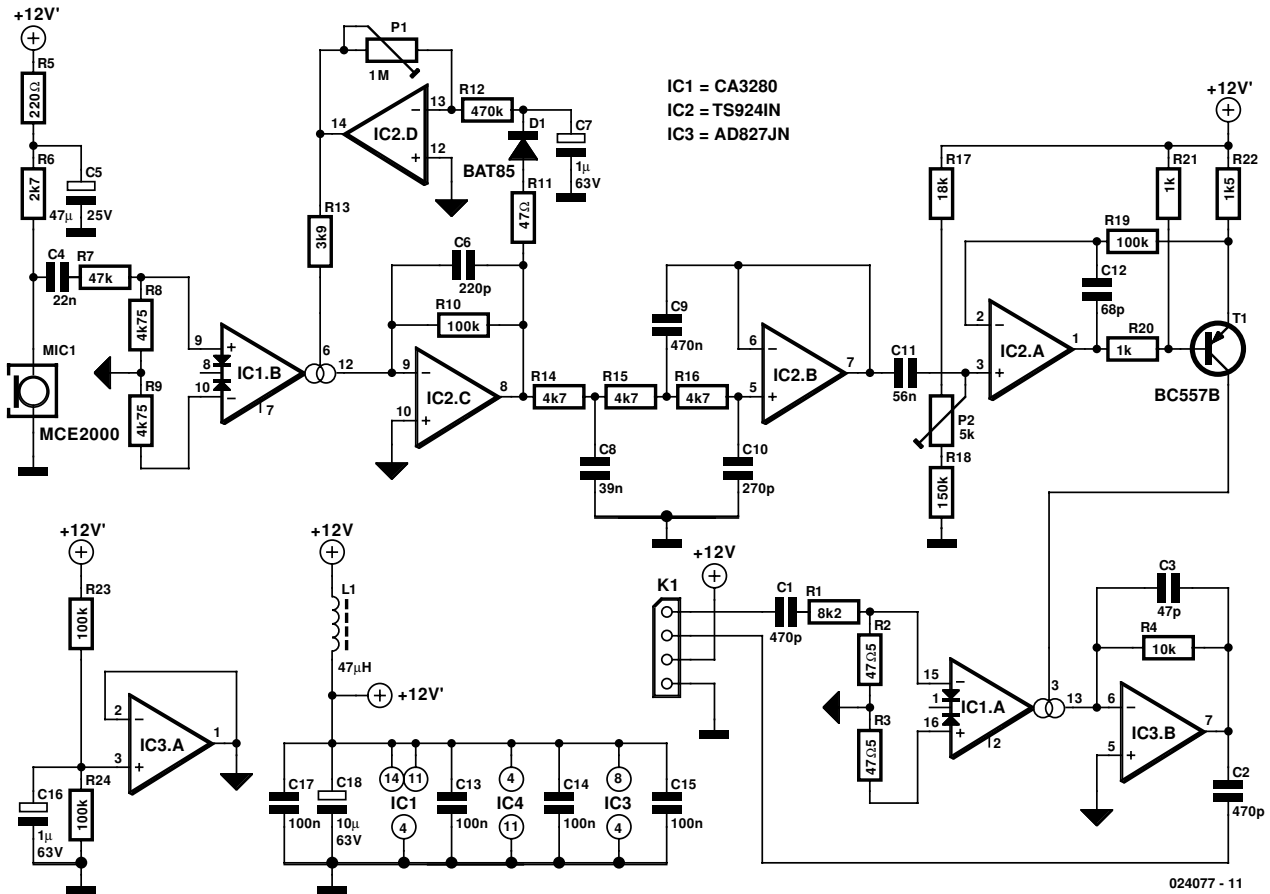


# Netz-Fernsteuerung: AM-Modulator

065



024077 - 11

Hier ein weiteres Mitglied der Reihe zur Lichtnetz-Fernsteuerung mit zahlreichen Teilschaltungen in diesem Heft. Der AM-Modulator wird an den *Lichtnetz-Fernsteuerungs-Sender* angeschlossen, das vom Mikro aufgefängene und modulierte Signal wird vom *Lichtnetz-Fernsteuerungs-Empfänger* empfangen (na klar) und vom ebenfalls in diesem Heft beschriebenen *Lichtnetz-Fernsteuerungs-AM-Demodulator* in ein Audiosignal zurück verwandelt. Zugegeben: Beim Praxistest konnten wir (EMV heißt in unserem Labor ElektroMagnetisch Verseucht) der Brummprobleme nicht ganz Herr werden, doch das sollte Sie am Nachbau dieser prinzipiell brauchbaren Schaltung nicht hindern. AM ist nun einmal wesentlich stör- und brummanfälliger als FM, dennoch lässt sich eine verständliche Sprachwiedergabe erzielen.

Die Schaltung besteht aus einem Mikrofonverstärker mit automatischer Verstärkungseinstellung (AGC), der alle Bauteile zwischen Mikro und R14 umfasst, einem Sprachfilter (IC2.B) und mit IC1.A, IC3.B, IC2.A und T1 dem eigentlichen Modulator. IC3.A gehört zur Spannungsversorgung und stellt eine virtuelle Masse bei der halben Versorgungsspannung zur Verfügung.

Das Herz der Schaltung ist IC1, ein so genannter Transkon-

duktanz-Verstärker (kurz: OTA) in Dual-Ausführung. Eine Hälfte dieses Bausteins wird für den Mikrofonverstärker, die andere für den AM-Modulator verwendet. Eine Erläuterung des OTA-Prinzips würde hier zu weit führen, aber sie können der Schaltungsbeschreibung entnehmen, wie ein solcher Transkonduktanz-Verstärker funktioniert.

Der Spannungsteiler R7/R8 am Eingang von IC1.B begrenzt die maximale Eingangsspannung. Der OTA besitzt einen Stromausgang, die Pufferstufe IC2.C wandelt das Stromsignal in eine Spannung. Das Maß der Transkonduktanz von IC1.B wird am Steuereingang (Pin 6) festgelegt. Der zugefügte Steuerstrom (Amplifier Bias Current  $I_{ABC}$ ) wird durch R13 auf maximal 1,5 mA begrenzt. Maßgeblich dafür ist die Ausgangsspannung von IC1.C. Das Signal wird von D1 gleichgerichtet, von C7 geglättet, von IC2.D invertiert und gepuffert und schließlich von R13 als Steuerstrom zum OTA zurückgekoppelt. Nimmt die Ausgangsspannung von IC2.C zu, wird die Spannung über C7 größer, der Steuerstrom kleiner und damit die Verstärkung des Mikrofonsignals geringer. Dies gilt vor allem, wenn P1 auf Maximum eingestellt ist, denn mit kleinerem P1 wird auch die Verstärkungsregelung immer flacher. Die Verstärkung beträgt dann nahezu konstant 38 dB. Mit P1 in

Maximalstellung verfügt die AGC über einen Regelbereich von etwa 30 dB.

Mit R6 wird das Elektret-Mikrofon (hier ein MCE2000 von Monacor) eingestellt. R5 und C5 entkoppeln die Versorgungsspannung des Mikros. Da die Bandbreite des Mikrofonverstärkers wesentlich größer ist als die des *Netz-Fernsteuerung-Senders*, haben wir das Audiosignal mit einem Tschebyschew-Filter 3er Ordnung (IC2.,B) mit 3 dB Welligkeit auf eine Bandbreite von 3,15 kHz radikal beschnitten.

Das so behandelte Mikrosignal wird nun einer Stromquelle zugeführt, die aus IC2.A und dem Transistor T1 besteht. Der „konstante“ Gleichstrom der Stromquelle wird linear vom Audiosignal moduliert. Dieser Strom wird als Bias-Strom für den zweiten OTA IC1.A gebraucht. Er variiert das Signal, das dem OTA über Pin 1 von K1 angeboten wird, am Ausgang von IC3.B in der Amplitude. IC2.A vergleicht den Biasstrom, der sich als Spannung über dem Emitterwiderstand R22 abbildet, mit einem an P2 einstellbaren Referenzwert. Der Strom durch T1 ist linear proportional zu diesem Referenzwert. R19 und C12 sorgen für Stabilität, der Spannungsteiler R20/R21 garantiert, dass sich der Ausgang von IC2.A nicht an den Versor-

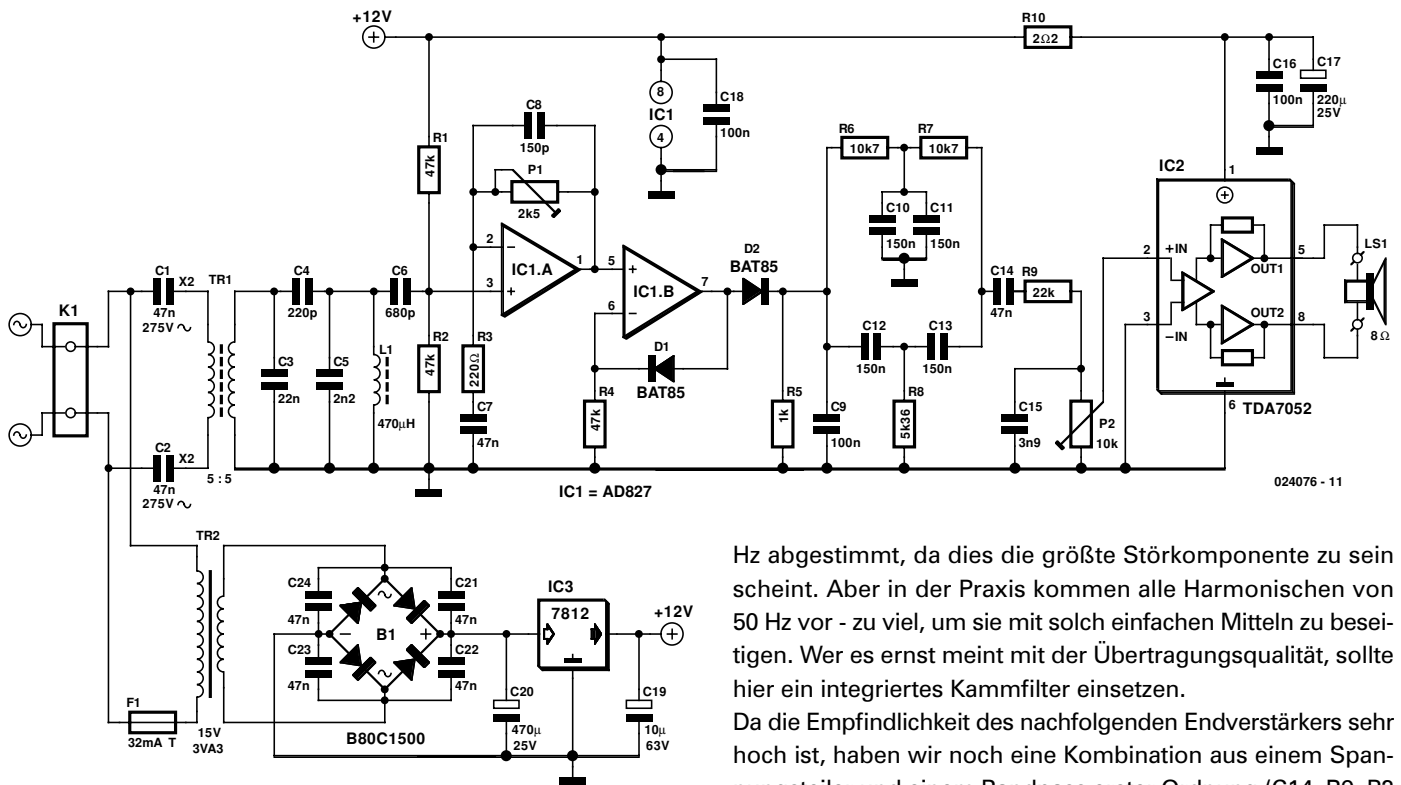
gungsspannungsgrenzen „festläuft“. Der maximale Biasstrom liegt bei ungefähr 3,5 mA.

Die Verstärkung der Modulatorstufe IC1.A/IC3.B (ein schneller AD827, der keine Probleme mit der Modulationsfrequenz von 143 kHz hat) wurde bewusst kleiner als 1 gehalten und ist mit P2 zwischen 0,5 und 0,6 einstellbar, damit bei 100-prozentiger Modulation die maximale Amplitude nahezu gleich der Eingangsspannung ist und so eine Übersteuerung des Senders vermieden wird.

K1 besitzt die gleiche Anschlussbelegung wie alle anderen Schaltungen der Serie *Netz-Fernsteuerung*. Die Versorgungsspannung wird an den Pins 3 und 4 abgenommen. Die gesamte Stromaufnahme der Schaltung beträgt ungefähr 25 mA. Das modulierte Signal liegt an Pin 2. Da man davon ausgehen kann, dass der Modulator direkt am Sender betrieben wird, haben wir auf einen Reihenwiderstand in der Ausgangsleitung verzichtet. Wird zwischen Modulator und Sender eine längere Strecke überbrückt, so geschieht dies mit einem abgeschirmten Kabel und einem Reihenwiderstand von wenigstens 47  $\Omega$ .

# Netz-Fernsteuerung: AM-Demodulator

042



Hier der Demodulator, das Gegenstück zum AM-Modulator für die Lichtnetz-Fernsteuerung. Der hier eingesetzte Empfänger entspricht der Schaltung des *Netz-Fernsteuerung: Schalter/Dekoder* und besteht aus den Bauteilen C1...C5, TR1 und L1. Lediglich die Kapazität, die den kleinen Ringkerntrafo mit dem Lichtnetz verbindet, ist aus Sicherheitsgründen auf zwei Kondensatoren aufgeteilt. Doch trotz des Trafos ist die Schaltung nicht den Regeln entsprechend galvanisch vom Lichtnetz getrennt. **Der AM-Demodulator ist deshalb als mit dem Lichtnetz verbunden anzusehen. Dies muss bei allen Experimenten, Einstellungen und bei Messungen berücksichtigt werden.**

Das Signal gelangt über den Empfänger zum schnellen Opamp AD827 und wird dort erst einmal verstärkt. Mit P1 kann der Verstärkung zwischen 0 und 20 dB eingestellt werden. Der eigentliche Demodulator ist so schlicht, dass er fast gar nicht auffällt: D2, R5 und C9. Durch die RC-Zeit und die Diode folgt die Spannung über dem Kondensator der Hüllkurve des AM-modulierten Trägers. Die Schaltung mit IC1.B, D1 und R4 linearisiert die Diodencharakteristik. Dieser Effekt ist allerdings so gering, dass man diese Teilschaltung auch weglassen könnte, wenn man auf eine Minimierung der Schaltung Wert legt.

Das folgende Filter ist ein Versuch, einen Großteil des Brummens zu eliminieren. Das passive Doppel-T-Filter ist auf 100

Hz abgestimmt, da dies die größte Störkomponente zu sein scheint. Aber in der Praxis kommen alle Harmonischen von 50 Hz vor - zu viel, um sie mit solch einfachen Mitteln zu beseitigen. Wer es ernst meint mit der Übertragungsqualität, sollte hier ein integriertes Kammfilter einsetzen.

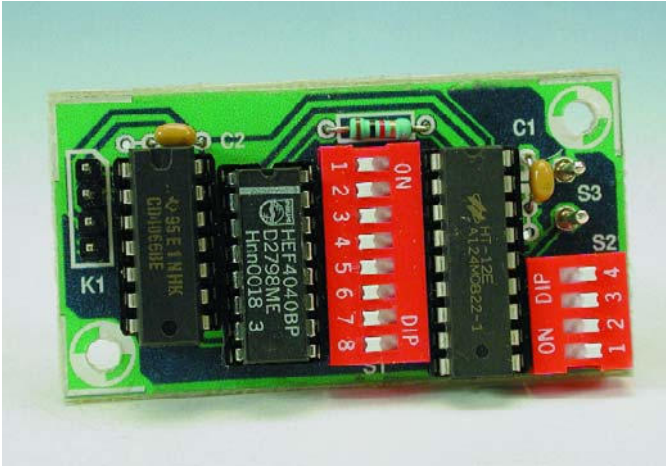
Da die Empfindlichkeit des nachfolgenden Endverstärkers sehr hoch ist, haben wir noch eine Kombination aus einem Spannungsteiler und einem Bandpass erster Ordnung (C14, R9, P2 und C15) hinzugefügt, um das Sprachsignal so weit wie möglich hervorzuheben.

Der Endverstärker ist ein TDA7052, der für Betriebsspannung von 3 bis 15 V geeignet und kurzschlußfest ist. Um eine zu hohe Verlustleistung auszuschließen, sollte man dennoch einen 8-Ω-Widerstand in Reihe zum Lautsprecher schalten oder einen 16-Ω-Lautsprecher einsetzen. Die Verstärkung des TDA7052 beträgt ungefähr 40 dB. Durch R10, C16 und C17 ist der Verstärker vom Rest der Schaltung gut entkoppelt. Beim Layout der Platine ist darauf zu achten, dass die (breiten!) Leiterbahnen der Versorgungsspannung (dies betrifft +12 V genau so wie Masse) direkt und auf kürzestem Wege vom Spannungsregler zum TDA7052 geführt werden und an keiner Stelle zu anderen Schaltungsteilen verzweigen. Mit P2 - einem „normalen“ Trimpoti oder einem logarithmischen Poti - lässt sich die Lautstärke einstellen. Das Netzteil besitzt einen eigenen, primär abgesicherten Netztrafo und birgt weiter keine Besonderheiten.

Hier noch einmal der Hinweis: Die Übertragungsqualität des Modulators/Demodulators über das Lichtnetz ist bedingt durch die Modulationsart (Amplitudenmodulation) nicht allzu gut. Die auftretenden Brummprobleme konnten wir in unserer „EM-verseuchten“ Laborumgebung nicht beseitigen. Werden Sender und Empfänger nicht über das Lichtnetz gekoppelt, ist die Übertragungsqualität allerdings hervorragend.

(024076)rg

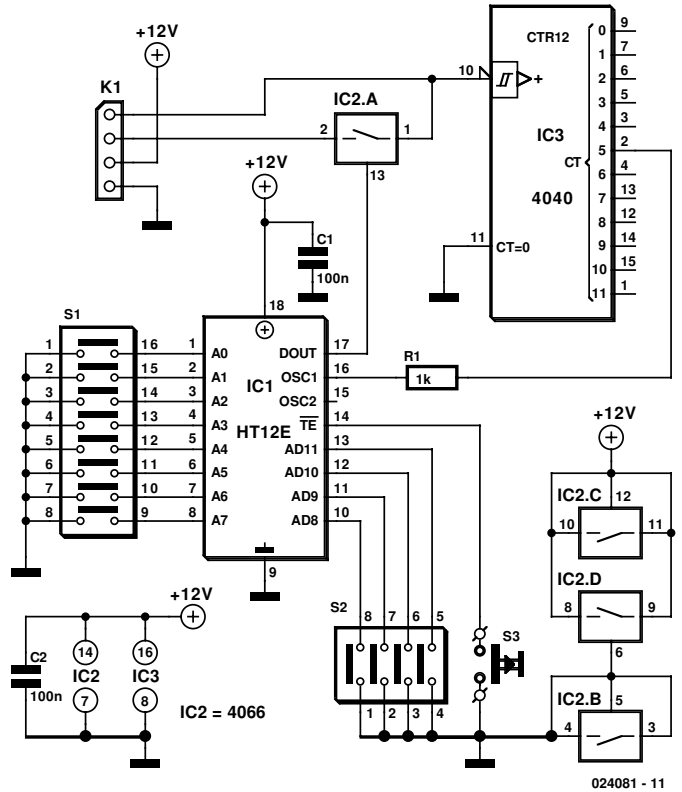
# Netz-Fernsteuerung: Encoder 047



Die Schaltung beschreibt eine Variation der Standard-Anwendung des HT12E-Encoders von Holtek ([http://www.holtek.com/pdf/consumer/2\\_12e.PDF](http://www.holtek.com/pdf/consumer/2_12e.PDF)), der in Elektor schon häufiger eingesetzt wurde und deshalb keiner näheren Erläuterung bedarf. Hier wird er zum Anschluss an K1 des *Netz-Fernsteuerung: Transmitters* gebraucht.

Gleichzeitig illustriert die Schaltung deutlich, wie der HT12E abweichend der Standard-Applikation eingesetzt wird. Normalerweise gebraucht der HT12E seinen internen Oszillator, indem ein Widerstand zwischen die Anschlüsse OSC1 und OSC2 geschaltet wird. Statt dessen wird hier die Trägerfrequenz des Senders als Taktgeber eingesetzt. Dazu wird der Verbinder K1 mit gleichnamigen Verbinder am Dekoder gekoppelt. Das dort produzierte 143-MHz-Taktsignal wird durch den Zähler/Teiler IC3 durch 64 geteilt, so dass am Ausgang Pin 2 eine Taktfrequenz von 2,2 kHz beträgt.

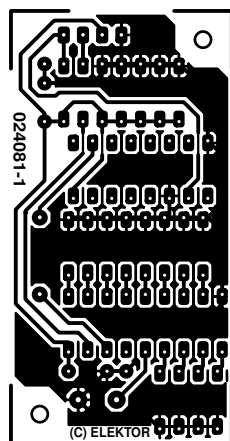
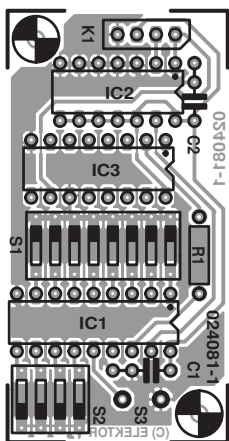
Wichtig: Im Transmitter muss nun Koppelkondensator C5 überbrückt werden, damit IC3 ein Sinussignal (in Bezug auf die halbe Versorgungsspannung) erhält. Der 4040 (von uns wurde ein Philips-Typ eingesetzt) besitzt einen Schmitt-Trigger



am Takteingang. Damit kann das Sinussignal problemlos als Taktsignal eingesetzt werden.

Der HT12E verfügt über einen nicht intern modulierten Ausgang (DOUT, Pin 17). Die Modulation der Trägerfrequenz des Senders übernimmt ein elektronischer Schalter 4066. Dies geschieht günstigerweise synchron, da der Datenausgang des Encoders vom Träger abgeleitet ist. Die Information wird auf den 143-kHz-Träger moduliert und so verpackt das über die Netzleitung verschickt.

Mit S3 wird der Encoder eingeschaltet. S1 und S2 bestimmen die Adresse des verschickten Codes, wobei beim HT12D S2 den Inhalt der vier Bits A8...A11 bestimmt. Die übrigen Schalter des 4066 werden übrigens hier nicht gebraucht und sind



### Stückliste

#### Widerstände:

R1 = 1 k

#### Kondensatoren:

C1, C2 = 100 n

#### Halbleiter:

IC1 = HT12E (Holtek, bei Farnell)  
IC2 = 4066

IC3 = 4040

#### Außerdem:

S1 = 1:4-poliger Pfostenverbinder  
S2 = 8-facher DIP-Schalter  
S3 = 4-poliger DIP-Schalter  
S3 = Taster 1 an Platine (Layout: Gratis-Download bei [www.elektor.de](http://www.elektor.de))

stillgelegt. Die maximale Stromaufnahme bei gedrücktem S3 liegt bei nur 0,6 mA.

Die winzige Platine im Streichholzschachtelformat garantiert einen problemlosen Nachbau des Encoders. Das Pendant zum

Encoder finden Sie im Artikel *Fern-Netzsteuerung: Dekoder*, der Ihnen an anderer Stelle des Halbleiterhefts präsentiert wird.

# Netz-Fernsteuerung: Dekoder088

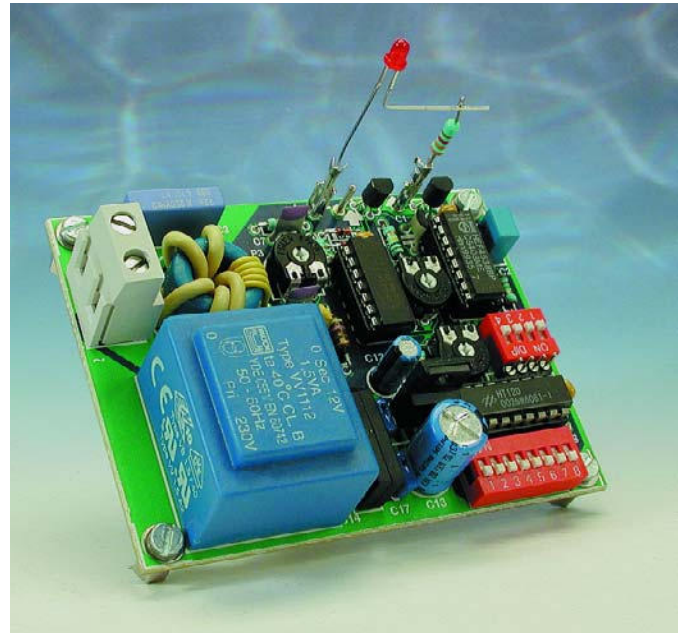
Dieser Dekoder ist Teil einer einfachen Lichtnetz-Fernsteuerung, zu der auch ein Encoder, ein Transmitter und ein einfacher Schalter (an anderer Stelle des Halbleiterhefts) gehören. Der Dekoder ist mit einem HT12D oder einem HT12F von Holtek aufgebaut. Informationen dieser in Elektor schon häufig eingesetzten ICs finden Sie unter

[www.holtek.com/pdf/consumer/2\\_12d.PDF](http://www.holtek.com/pdf/consumer/2_12d.PDF)

Als Empfänger wird die gleiche auf etwa 143 MHz abgestimmte Schaltung mit Tr1 und L1/C1 eingesetzt wie beim *Netz-Fernsteuerung: Schalter*. Der Sender dürfte auf jeden Fall stark genug sein, um für ein ausreichendes Signal zu erzeugen.

Um das empfangene Signal auf TTL-Niveau zu bringen, werden zwei ungepufferte Inverter des Typs 4069U (IC2) eingesetzt, die sich quasi als analoger Verstärker einsetzen lassen. D1 und D2 schützen vor Störimpulsen und ähnlichem Ungemach. Mit P3 lässt sich die Empfindlichkeit einstellen, wobei anzumerken ist, dass eine Übersteuerung der Inverter eine Verzerrung der Daten bis hin zur Unlesbarkeit zur Folge haben kann. Der Trick dabei ist, dass durch eine geringe Offsetspannung des ersten Inverters der zweite etwas „aus der Balance“ gerät. Das kann man leicht mit einem Multimeter überprüfen. Dadurch erhält der nachfolgende monostabile Multivibrator IC3.A einen brauchbaren Burst als Triggersignal. IC3 ist retriggerbar: Trifft ein Triggerimpuls während der an P2 eingestellten Monozeit ein, so verlängert sich diese beziehungsweise startet neu. Zur genauen Einstellung ist allerdings ein Oszilloskop erforderlich. In der Praxis ist der Abgleich kein Problem, wenn man den Trimmer in Mittelstellung bringt. Eine zu lang eingestellte Zeit verlängert die Ausgangsimpulse allerdings so weit, dass der Dekoder sie nicht mehr als gültige Daten ansehen kann.

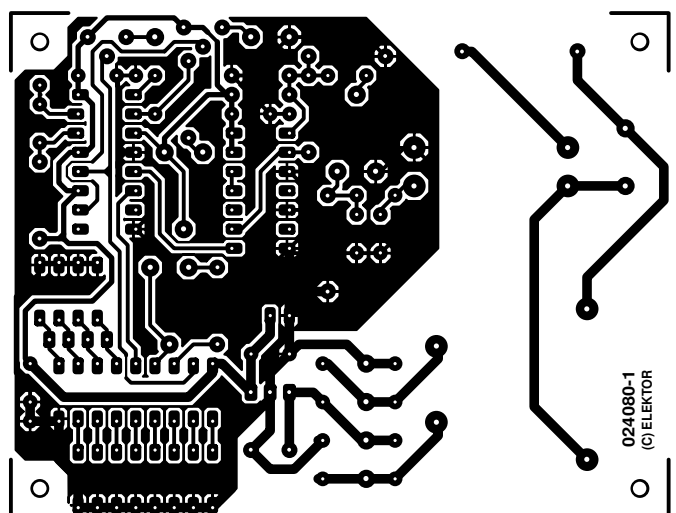
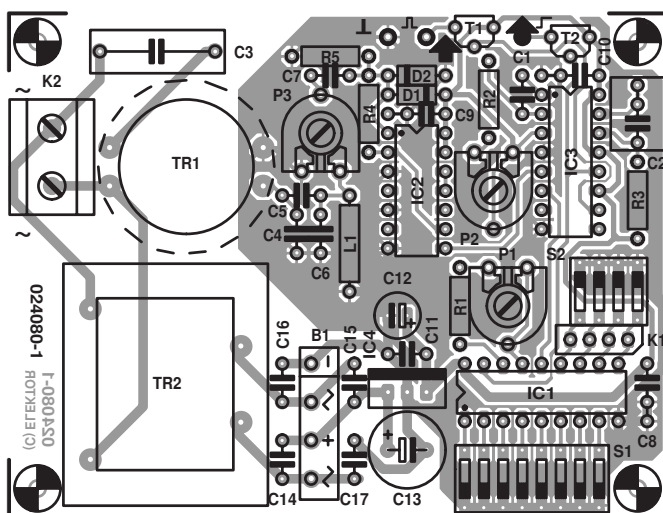
Der Ausgang von IC3.A ist am Dateneingang DIN des Dekoder-ICs angeschlossen. Der Kode wird mit den Einstellungen von S1 und S2 verglichen und - wenn identisch - der Ausgang



VT auf High gesetzt. Über den Puffer-Transistor T2 kann nun eine Applikation angesteuert werden. Ein aktiver Piezo-Summer sollte gründlich mit einer 10-mH-Spule in Reihe und einem Elko (100 µF/16 V) parallel entkoppelt werden, sonst verursacht der Piepser hartnäckige Störungen.

Mit dem zweiten Multivibrator IC3.B, (ebenfalls ein Monoflop) ist parallel zum Transistor ein zweiter Ausgang geschaltet. In der gezeigten Dimensionierung beträgt die Monozeit etwa 1 Sekunde, lässt sich aber leicht durch eine Änderung von R3 und/oder C2 variieren. Auch hier fungiert ein Transistor (T1) als Puffer.

Für IC1 können zwei verschiedene Dekodertypen eingesetzt werden, der HT12D und der HT12F. Der HT12D verfügt über





vier Datenbit-Ausgänge (AD8...AD11), die über Pfostenverbinder K1 abgenommen werden können. Dann entfällt natürlich der DIL-Schalter S2. Wird dagegen der HT12F als Dekoder eingesetzt, dann entfällt K1 zugunsten von S2. Dort wird der Rest der 12-bit-Adresse angegeben.

Der Oszillator des Dekoders muss lediglich auf den Encoder des Senders abgestimmt sein. Für den HT12D/F gilt, dass die Oszillatorfrequenz 50-mal höher sein muss als die des Encoders, also etwa 112 kHz. Die entsprechende Kurve im Datenblatt empfiehlt einen externen Widerstand zwischen OSC1 und

OSC2 von 115 kΩ. Mit P1 kann man den Wert genau einstellen und dabei alle Toleranzen berücksichtigen.

Die Schaltung wird von einem konventionellen Netzteil mit 12-V-Festspannungsregler versorgt. Der Trafo ist absichtlich ein wenig überdimensioniert, um kleinere Applikationen (LEDs, Piepser) nebenbei zu betreiben. Mit dem (netzspannungsgerechten) Layout für die Platine kann bei der Bestückung eigentlich nichts schief gehen. Da das Netzteil inklusive Trafo auf der Platine sitzt, ist die erforderliche Verdrahtung minimal.

(024080)jrg

## Stückliste

### Widerstände:

- R1 = 100 k
- R2 = 47 k
- R3 = 1 M
- R4 = 330 k
- R5 = 10 M
- P1 = Trimpoti 25 k
- P2 = Trimpoti 100 k
- P3 = Trimpoti 50 k

### Kondensatoren:

- C1 = 100 p
- C2 = 1 μ, MKT, RM5/7,5
- C3 = 22 n/275 VAC, Klasse X2
- C4 = 22 n keramisch, RM5
- C5, C7 = 220 p
- C6 = 2n2 keramisch, RM5
- C8, C9, C10 = 100 n
- C12 = 10 μ/25 V stehend
- C13 = 470 μ/25 V stehend
- C14...C17 = 47 n keramisch RM5

### Induktivität:

- L1 = 470 μ

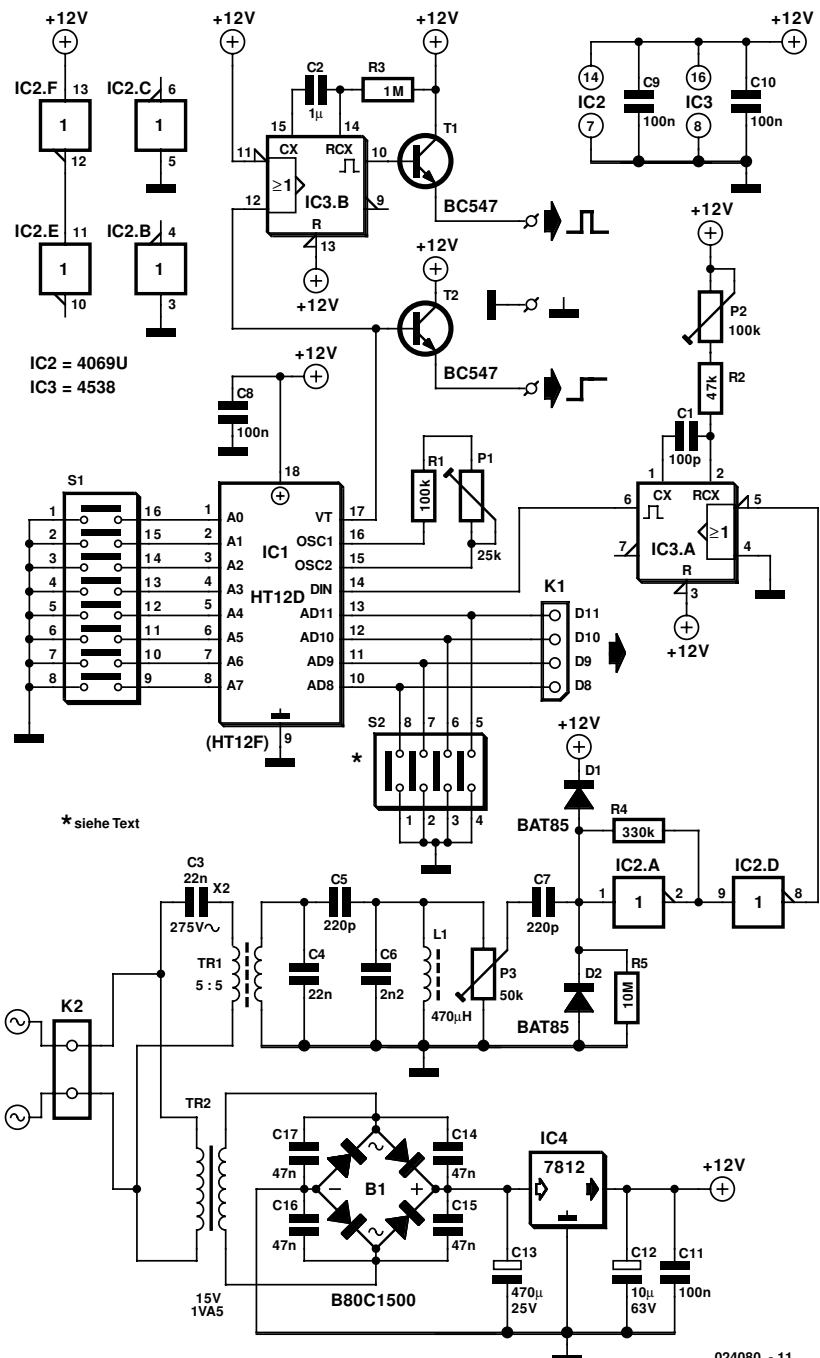
### Halbleiter:

- D1, D2 = BAT85
- T1, T2 = BC547
- IC1 = HT12D/F (Holtek)\*
- IC2 = 4069U
- IC3 = 4538
- IC4 = 7812

### Außerdem:

- K1 = 1-4-poliger Pfostenverbinder
- K2 = 2-polige  
Platinenanschlussklemme, RM7,5
- S1 = 8-poliger DIP-Schalter
- S2 = 4-poliger DIP-Schalter\*
- B1 = B80C1500 rechteckig
- TR1 = N30-Ringkern 16-6,3 mm  
(EPCOS B64290L45X830) bei Farnell
- TR2 = Netztrafo 15 V/1,5 A,  
kurzschlussfest (z.B. Block  
VB1,5/1/15)
- Platine (Layout: Gratis-Download  
bei [www.elektor.de](http://www.elektor.de))

\* siehe Text



024080 - 11

# Netz-Fernsteuerung: Schalter 052

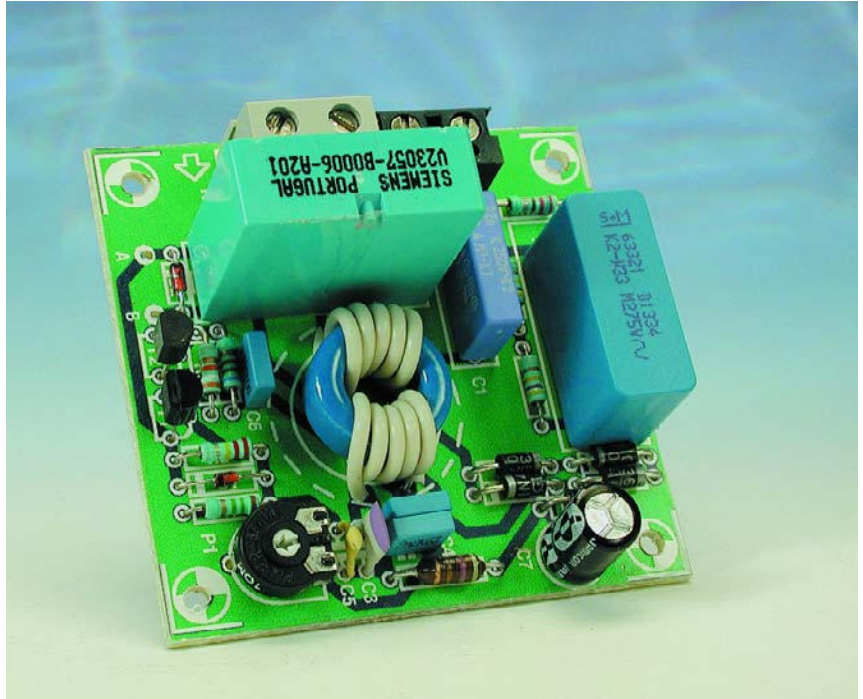
Diese kompakte Schaltung stellt einen Schalter dar, der aus der Ferne über das Lichtnetz bedient werden kann. Dies geschieht mit dem *Netz-Fernsteuerung: Transmitter*, wenn dort ein Schalter zwischen Pin 1 und Pin 2 von K1 angeschlossen ist. Je nach Anwendung könnte dies ein Taster oder ein Schalter mit Arbeitskontakt sein.

Die Funktion der Schaltung ist nicht schwer zu beschreiben: Ein Relais verbindet die Netzspannung an K1 mit der Anschlussklemme K2 (oder eben nicht). Der „Empfänger“ besteht aus einem Trafo Tr1 und einem abgestimmten Saugkreis L1 (eine gewöhnliche Festinduktivität) und C4, der maßgeblich die Selektivität bestimmt. Die Kombination C1/Tr1/C2 ist auf die Trägerfrequenz des Senders von 143 kHz abgestimmt.

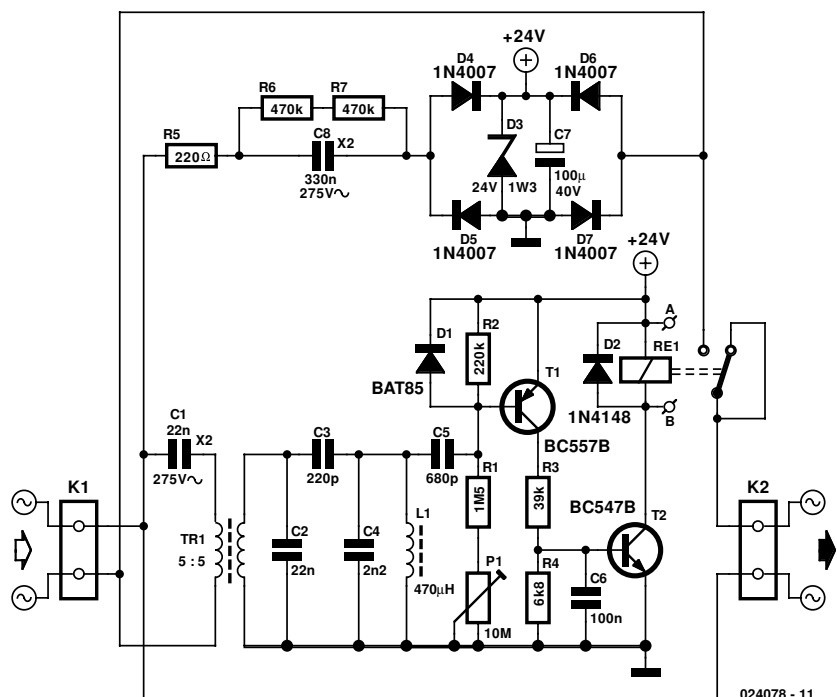
Das am Trafo eintreffende Signal reicht natürlich nicht aus, um das Relais direkt zu betätigen. Es muss vorher durch T1 verstärkt und durch C6 geglättet werden. Über den Spannungsteiler P1/R1/R2 wird eine Vorspannung an die Basis von T1 gelegt, so dass die Verstärkerstufe auf maximale (oder gewünschte) Empfindlichkeit eingestellt werden kann. Man kann die Empfindlichkeit sogar so hoch drehen, dass das Relais auch ohne Signal anzieht. D1 sorgt dafür, dass C5 nicht aufgeladen wird und T1 nicht weiter leiten kann.

Einen Nachteil der Schaltung wollen wir nicht verschweigen: Je nach Lage der Dinge kann die Empfindlichkeit zu gering für einen zuverlässigen Betrieb sein. In diesem Fall hilft es, die Sendefrequenz in den Bereich 95...125 kHz zu verlagern. Dazu müssen die Werte von C1, C2 und C4 angepasst werden, ein Spiel für Experimentierfreudige.

Bei allen Experimenten (nach dem Einschalten natürlich) an Sender oder Empfänger sollten Sie stets daran denken, dass die Schaltungen trotz des Trafos mit der Netzspannung verbunden sind. Die Schaltspannung für das Relais wird direkt aus der Netzspannung gewonnen. Diese Aufgabe erledigt ein kapazitiver Spannungsteiler. R5 begrenzt den Strom durch die Gleichrichterdiode D4...D7 auf ein erträgliches Maß. Die gleichgerichtete Spannung wird von C7 geglättet. Die Impedanz von C8 ist groß genug für einen

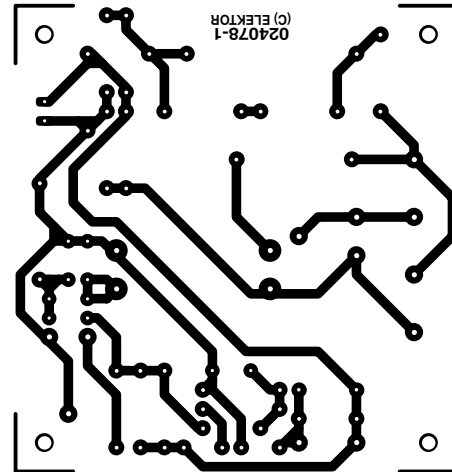
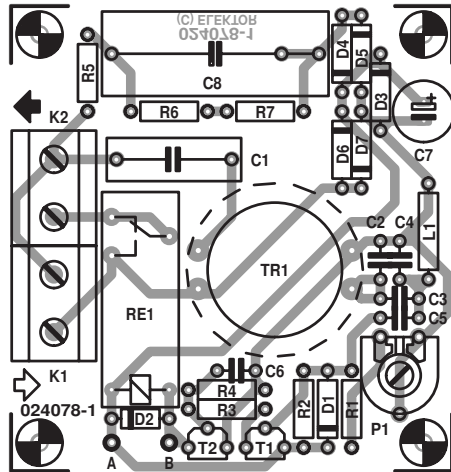


ausreichenden Strom durch die Relaisspule (bei dem hier eingesetzten Standardtyp für 24 V= sind es etwa 20 mA). Die Spannung bei Null-Last (T2 sperrt, das Relais ist ausgeschaltet) wird durch Z-Diode D3 begrenzt. R6 und R7 (wegen der Spannungsfestigkeit immer zwei Widerstände in Reihe!) entladen C8 direkt nach dem Wegfall der Netzspannung, so dass keine gefährliche Spannung auf den Klemmen bleibt.



024078 - 11





## Stückliste

### Widerstände:

R1 = 1M5  
 R2 = 220 k  
 R3 = 39 k  
 R4 = 6k8  
 R5 = 220 Ω  
 R6,R7 = 470 k  
 P1 = Trimpoti 10 M

### Kondensatoren:

C1 = 22 n, 275 VAC, Klasse X2, RM15  
 C2 = 22 n, RM5  
 C3 = 220 p

C4 = 2n2, RM5  
 C5 = 680 p  
 C6 = 100 n, RM5  
 C7 = 100 μ, 40 V, stehend  
 C8 = 330 n, 275 VAC, Klasse X2, RM22,5  
 o. 27,5

### Induktivität:

L1 = 470 μ

### Halbleiter:

D1 = BAT85  
 D2 = 1N4148  
 D3 = Z-Diode 24 V, 1W3

D4...D7 = 1N4007

T1 = BC557B

T2 = BC547B

### Außerdem:

K1,K2 = 2-polige  
 Platinenanschlussklemme, RM7,5  
 TR1 = N30-Ringkern 16-6,3 mm (EPCOS  
 B64290L45X830) bei Farnell mit 5:5  
 Windungen isolierter Schaltdraht 1 mm  
 Re1 = Kartenrelais 1-um, 8 A/24 V/1200 Ω,  
 stehend (z.B. Schrack V23057-B6-A201)  
 Platine (Layout: Gratis-Download bei  
[www.elektor.de](http://www.elektor.de))

Die Anschlusspunkte A und B (an der Relaispule) sind zu Testzwecken als Lötnägel ausgeführt. Natürlich bieten sie auch die Möglichkeit, andere Verbraucher als ein Relais anzuschließen.

Allerdings sollte man nie vergessen, dass die an A und B angeschlossene Schaltung ebenfalls unter Netzspannung steht!

# Netz-Fernsteuerung: Transmitter 40

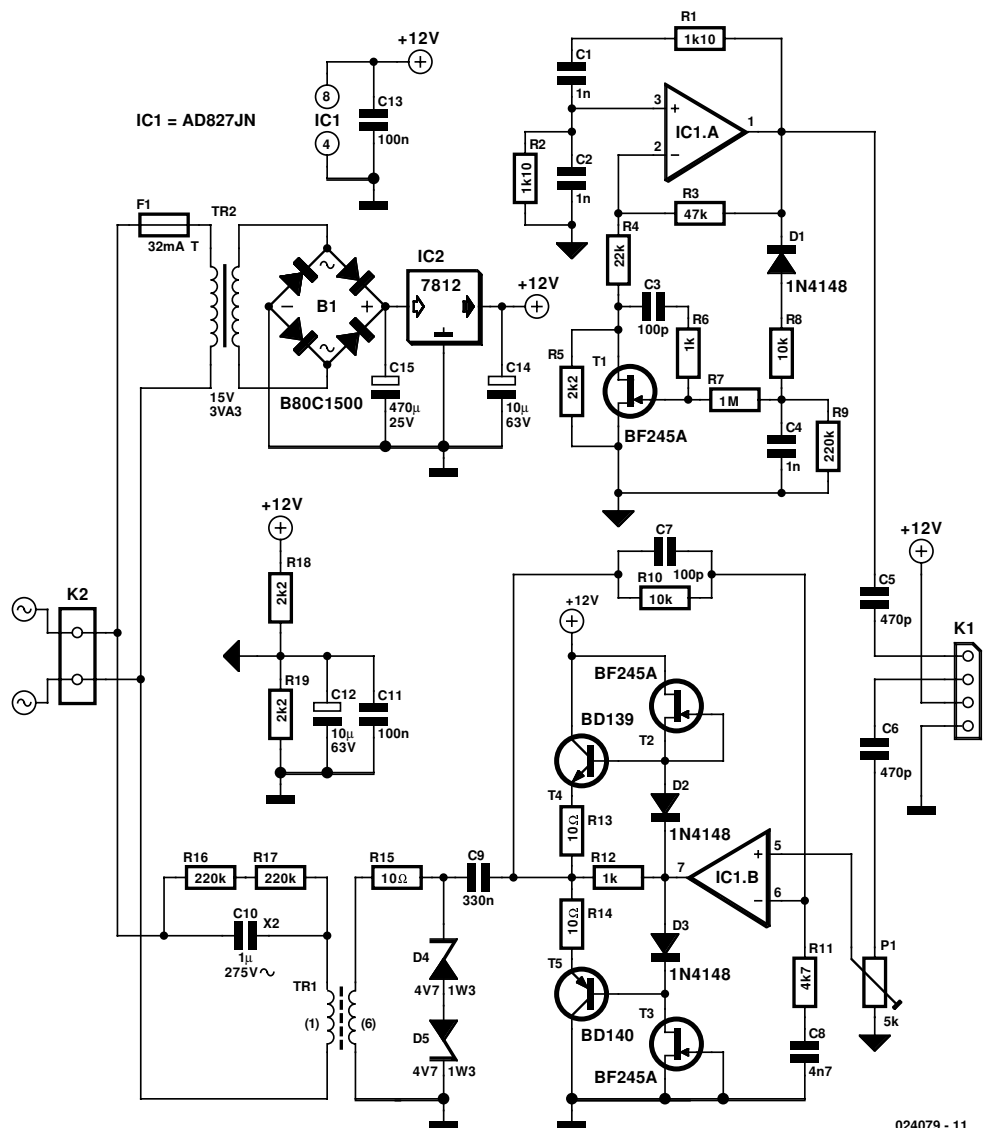


von T1 zugeführt. Wenn die Amplitude ansteigt, wird der Kanal-Widerstand infolge der höheren negativen Gate-Spannung größer, sodass die Verstärkung von IC1a sinkt. Die Folge ist, dass die Oszillator-Ausgangsspannung von der Charakteristik des FET abhängt. Mit dem hier verwendeten BF245A liegt der Amplituden-Spitzenwert des Ausgangssignals bei ungefähr der halben Betriebsspannung. Der Wert kann auch deutlich größer oder kleiner sein, denn die Eigenschaften des FET streuen relativ stark.

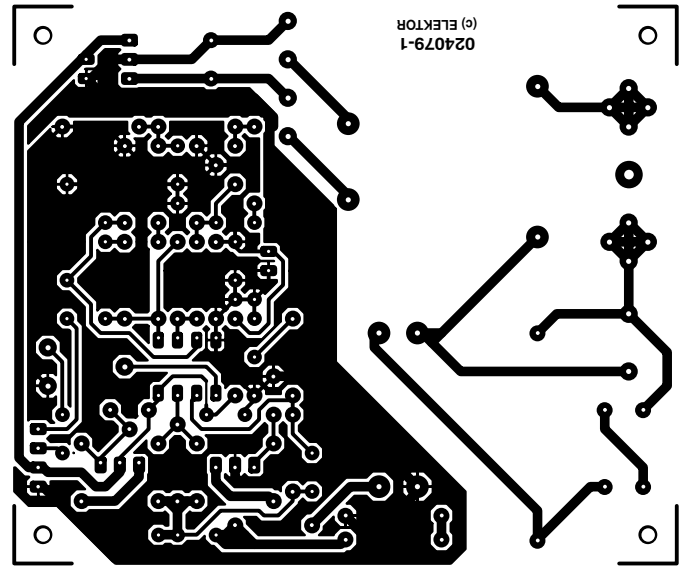
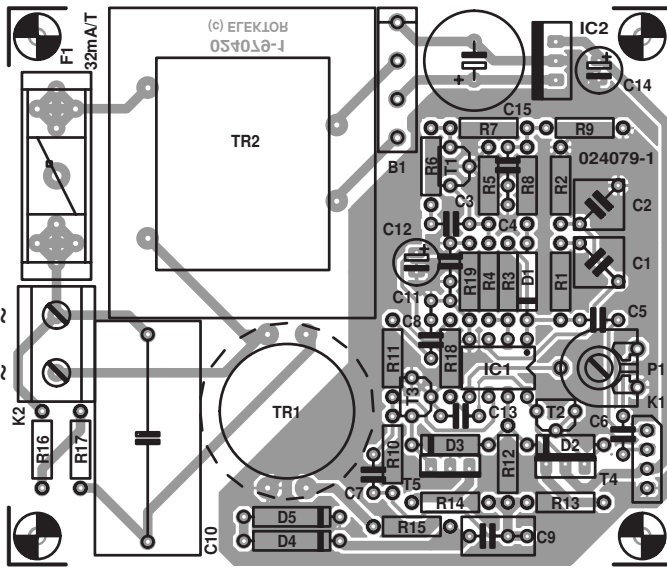
Als verstärkendes Element wurde der Opamp AD827 gewählt, da dieser

Bei diesem „Lichtnetz-Sender für Fernsteuer-Zwecke“ kann man der 230-V-Netzspannung ein 143-kHz-Träger-Signal überlagern, sodass sich verschiedene Möglichkeiten für die Signal-Übertragung über das Stromnetz eröffnen. Eine Anwendung ist der an anderer Stelle in dieser Elektor-Ausgabe beschriebene „Netzfernsteuerung: Schalter“.

Außer der Stromversorgung besteht die Schaltung im Wesentlichen nur aus einem Sinus-HF-Oszillator, einer Puffer-Stufe sowie der unbedingt notwendigen galvanischen Trennung vom Stromnetz. Der mit IC1a aufgebaute Oszillator arbeitet nach dem Prinzip der Wien-Brücke. Von R1, C1, R2 und C2 hängt die Oszillator-Frequenz ab, und mit R3 und R4 sowie der Schaltung um FET T1 ist die Verstärkung von IC1a auf ungefähr 3 eingestellt. FET T1, dessen Kanal-Widerstand mit R6, R7 und C3 annähernd linearisiert wird, hat hier die Funktion eines steuerbaren Widerstands. Die Ausgangsspannung wird in Bezug auf die virtuelle Masse negativ gleich gerichtet, von R9 und C4 gesiebt und über R7 dem Gate



024079 - 11



Opamp so schnell ist, dass seine Parameter kaum Einfluss auf die Oszillator-Eigenschaften haben. Innerhalb des zur Verfügung stehenden Frequenzbandes 140...148 kHz wurde die Frequenz 143 kHz gewählt, da diese Frequenz nicht belegt ist und mit Bauelementen der E24-Normreihe als frequenzbestimmenden Komponenten realisiert werden kann. Die an das Stromnetz angelegte Spannung darf im genannten Frequenzbereich bei allgemeinen Anwendungen maximal 116 dB $\mu$ V betragen.

Das Oszillator-Ausgangssignal gelangt über Kontaktleiste K1 zu der mit IC1b aufgebauten Puffer-Stufe. An K1 kann eine externe Schaltung angeschlossen werden, die das Träger-Signal moduliert oder codiert. Abhängig von den Eigenschaften dieser Schaltung kann es erforderlich sein, Kondensator C5 zu überbrücken. Mit Trimpoti P1 am Eingang von IC1b können zu hohe oder zu niedrige Oszillator-Ausgangsspannungen kompensiert werden, sodass der vorgeschriebene Maximalwert (116 dB $\mu$ V am Strom-Netz) eingehalten wird.

Auf den Puffer-Ausgang folgt eine Endstufe, die mit den altbewährten Klein-Leistungstransistoren BD139/BD140 aufgebaut ist. Der durch die Transistoren fließende Ruhestrom hängt vom Spannungsabfall an den Dioden D2 und D3 sowie von den Emitter-Widerständen R13 und R14 ab. In dieser Schaltung beträgt der Ruhestrom nur wenige Milliampere. Die maximale Aussteuerung wird von den Stromquellen T2 und T3 sowie von der Stromverstärkung der Endstufen-Transistoren bestimmt. Mit R12 wird das Endstufen-Verhalten im Bereich um den Null-Durchgang verbessert.

Die galvanische Trennung vom Strom-Netz stellt der Ausgangstrafo Tr1 her. Aus Gründen der elektrischen Sicherheit sollte man die Schaltung trotzdem so betrachten, als ob sie galvanisch mit dem Strom-Netz verbunden wäre. Eine an K1 angeschlossene externe Schaltung soll so aufgebaut sein, dass elektrisch leitende Teile im Betrieb nicht berührt werden können. Das Übersetzungs-Verhältnis des Ausgangsrafos ist so gewählt, dass die maximale Spannung 116 dB $\mu$ V auf der Sekundärseite erreicht werden kann; wesentlich höhere Werte

**tückliste**

**Widerstände:**

- R1,R2 = 1k10 1 %
- R3 = 47 k
- R4 = 22 k
- R5,R18,R19 = 2k2
- R6,R7 = 1 M
- R8,R10 = 10 k
- R9,R16,R17 = 220 k
- R11 = 4k7
- R12 = 1 k
- R13...R15 = 10  $\Omega$
- P1 = 5 k Trimpoti

**Kondensatoren:**

- C1,C2 = 1 n, 1 %
- C3,C7 = 100 p
- C4 = 1 n
- C5,C6 = 470 p
- C8 = 4n7
- C9 = 330 n
- C10 = 1  $\mu$ /275 VAC, Klasse X2, Raster 27,5 mm
- C11 = 100 n
- C12,C14 = 10  $\mu$ /63 V stehend
- C13 = 100 n keramisch, Raster 5 mm

C15 = 470  $\mu$ /25 V stehend

**Halbleiter:**

- D1...D3 = 1N4148
- D4,D5 = 4V7/1W3
- T1...T3 = BF245A
- T4 = BD139
- T5 = BD140
- IC1 = AD827JN Analog Devices (Farnell)
- IC2 = 7812

**Außerdem:**

- K1 = 4-polige Stiftleiste
- K2 = 2-poliger Platinen-Schraubklemmverbinder, Raster 7,5 mm
- B1 = B80C1500 gerade
- F1 = Sicherung 32 mA und Platinen-Sicherungshalter
- Tr1 = 6:1 N30-Ringkern 16x6,3 mm EPCOS B64290L45X830 (Farnell)
- Tr2 = Netztrafo 15 V/>3 VA, Abmessungen: 35x41 mm, z.B. Hahn BV EI 382 1193 (15 V/4,5 VA) oder Block VB 3,2/ 1/ 15 (15 V/3,2 VA, kurzschlussfest)

lassen sich jedoch nicht einstellen. Wegen der niedrigen Eingangs-Impedanz des Strom-Netzes von einigen zehn Ohm ist für die Kopplung der Primärseite mit dem Stromnetz ein relativ großer Kondensator (C10; 1  $\mu$ F/275 V) erforderlich. Dieser Kondensator muss unbedingt ein Exemplar sein, das die Anforderungen der Klasse X2 erfüllt. Parallel zu C10 liegen die Widerstände R16 und R17. Sie sorgen dafür, dass die Spannung an K2 in kürzester Zeit auf Null sinkt, wenn K2 vom Strom-Netz getrennt wird. Gegen Stör- und Einschalt-Impulse, die Spitzen-Ströme durch C10

und die Sekundär-Wicklung von Tr1 zur Folge haben, wird die Endstufe durch R15, D4 und D5 geschützt.

Noch einige Hinweise zum Aufbau: Trafo Tr1 muss selbst gewickelt werden, was durchaus nicht schwierig ist. Die Primär-Wicklung besteht aus sechs Windungen, die Sekundär-Wicklung lediglich aus einer einzigen Windung. Der Kern ist ein N30-Ringkern von EPCOS mit einem Durchmesser von 16 mm. Beide Wicklungen werden aus kunststoff-isolierem 1-mm-Draht hergestellt, der Außen-Durchmesser beträgt 2,5 mm. Die Primär-Wicklung wird in der Weise in zwei gleiche Hälften unterteilt, dass die Sekundär-Wicklung genau dazwischen passt. Die beiden Wicklungs-Anschlüsse liegen dann einander gegenüber auf den Trafo-Seiten. Die Isolation

kann weiter erhöht werden, wenn man statt der blanken Draht-Ader einen lackierten Draht gleichen Durchmessers in die Kunststoff-Isolierung einschiebt.

Die Stromversorgung besteht in bekannter Weise aus Trafo, Brücken-Gleichrichter, Elko und einem Spannungsregler (IC2). Da die Schaltung mit einer asymmetrischen Betriebsspannung arbeitet, wird IC1 mit R18 und R19 auf die halbe Betriebsspannung eingestellt; C11 und C12 sorgen hierbei für die nötige Entkopplung. Die Betriebsspannung +12 V ist ferner an Kontakt-Leiste K1 verfügbar, sodass eventuell angeschlossene externe Schaltungen von dort mit Strom versorgt werden können.