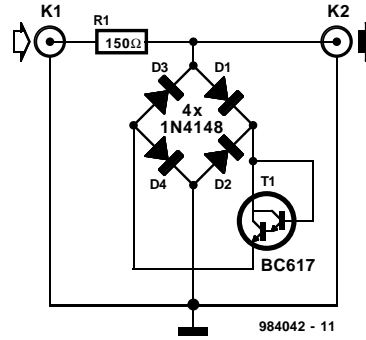


Begrenzung definiert einsetzt und Signale unter dem kritischen Pegel unangetastet läßt. Die Schaltung kommt mit einem Minimum an Bauteilen aus, da Darlington T1 als Diode geschaltet ist. Nicht einmal ein Spannungsteiler oder ein Poti wird gebraucht.

Bei unseren Messungen konnten wir feststellen, daß das Eingangssignal von $0,7 V_{eff}$ nahezu



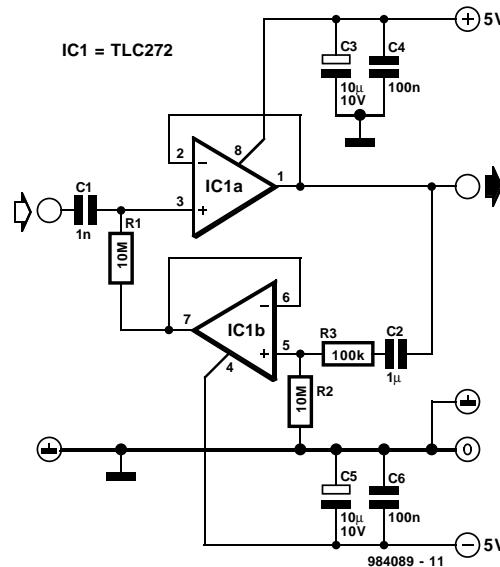
verzerrungsfrei blieb. Bei $1 V_{eff}$ betragen die Verzerrungen ungefähr 0,02 %, darüber setzte die Begrenzung scharf ein. Als maximale Ausgangsspitzenspannung (bei einer Eingangsspannung von ungefähr $13 V_{eff}$) konnten wir 3 V ermitteln. Wer den Schwellwert höher legen will, kann T1 durch drei bis vier in Reihe geschaltete Dioden ersetzen. (984042)rg

016

Eingangsimpedanzerhöher I

In wechsellspannungsgekoppelten Opamp-Schaltungen wird der Eingangswiderstand tatsächlich nur durch den Widerstand bestimmt, der für die GleichstromEinstellung zuständig ist und den Signaleingang auf ein definiertes Potential legt. Verwendet man einen Opamp mit CMOS-Eingängen wie den TLC271, kann dieser Widerstand sehr hoch sein. Da aber Widerstände über $10 M\Omega$ manchmal sehr schwer erhältlich sind, bietet sich eine Bootstrap-Variante an, die die Eingangsimpedanz "künstlich" erhöht.

In der abgebildeten Schaltung formt R1 den Widerstand zur GleichstromEinstellung. Mit R1 nach Masse würde die Eingangsimpedanz $10 M\Omega$ betragen. Da aber der Widerstand am Ausgang des Puffers IC1b und damit lediglich für Gleichspan-



nung auf Massepotential liegt (dafür sorgt das Netzwerk C2/R3/R2), erhält der Opamp zwar eine Gleichspannungseinstellung, für Wechsellspannungen aber eine Mitkopplung, so daß nur ein kleinerer Wechselstrom durch R1 fließt. Für die Schaltung gilt somit:

$$R_{ein} = ((R2 + R3)/R3) \cdot R1$$

Bei den angegebenen Bauteilwerten beträgt die Eingangsimpedanz etwa $1 G\Omega$, die Stromaufnahme ungefähr 3 mA.

Bei der Schaltungsdimensionierung muß darauf geachtet werden, daß der Kompensationsfaktor maximal 0,99 beträgt. Mit anderen Worten: R3 muß mindestens $100 k\Omega$ betragen, wenn für R2 ein Wert von $10 M\Omega$ eingesetzt wird. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, kann die Schaltung instabil werden. (984089)rg

017

Longlife-Technik für Lichterketten

Von Uwe Kardel

Lichterketten für Außenanwendungen dienen meist weihnachtlichen Zwecken und sind dementsprechend meist gut einen Monat in Betrieb. Dabei stellt sich bald die begrenzte Lebensdauer der verwendeten Lämpchen heraus, von denen

nicht wenige noch nicht einmal die erste Saison heil überstehen. Ersatzlämpchen sind nicht immer einfach erhältlich, und wenn man welche findet, dann sind sie oft unverschämt teuer. Das gibt Anlaß zu überlegen, wie man die Brenndauer verlängern könnte.

Wie in Elektor schon mehrfach beschrieben wurde, nimmt die Lebensdauer von Glühlampen bei verringerter Betriebsspannung überproportional zu. Bei Lampen zu Beleuchtungszwecken steht dem als Nachteil die verringerte Lichtausbeute (geringerer Wirkungsgrad) und

die Absenkung der Farbtemperatur (Verschiebung ins Rötliche) gegenüber. Bei einer Lichterkette zu rein dekorativen Zwecken spielt dies keine Rolle, die Helligkeit reicht auch bei etwas abgesenkter Betriebsspannung völlig aus.

Für eine einfache und möglichst

Spannung mit den beiden Vergleichswerten (Schwellen) am Spannungsteiler R4...R6 vergleicht. Abhängig vom Schaltzustand der beiden Komparatorausgänge werden über die Gatter und Inverter drei LEDs so angesteuert, daß sie den Durchgangswiderstand in drei Kategorien angeben: Bei hohem Widerstand leuchtet die grüne LED D3, bei mittlerem Wider-

stand die gelbe LED D2 und bei niedrigem Widerstand die rote LED D1. Die Schwellwerte lassen sich mit P1 in Grenzen verschieben, wobei allerdings die minimale Höhe der unteren Schwelle vom Wert von R2 abhängt. Man kann den Wert verringern, um niedrigere Übergangswiderstände zu detektieren. Dabei nimmt aber der über R2 fließende Meßstrom zu, so

daß die Betriebsspannung entsprechend höher belastet wird. Mit dem angegebenen Wert beträgt die Stromaufnahme der Schaltung im Ruhezustand ohne LEDs etwa 17 mA, pro leuchtender LED kommen noch etwa 10 mA hinzu. Der LM324 kann mit einer einfachen Betriebsspannung betrieben werden, wobei R1 verhindert, daß die Spannung am Eingang die Höhe

der Betriebsspannung erreicht (was nicht zulässig ist). Aufgrund des weiten Betriebsspannungsbereichs der verwendeten ICs (LM324 und CMOS-ICs) arbeitet die Schaltung mit Spannungen zwischen 5 V und 18 V. Die LEDs werden direkt von den CMOS-Invertern des 4049 (IC2) angesteuert, der bis zu 20 mA nach Masse schalten kann.

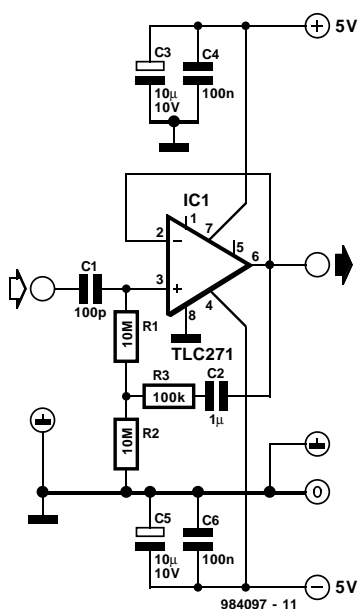
984051

034

Eingangsimpedanzerhöher II

In wechsellspannungsgekoppelten Opamp-Schaltungen wird der Eingangswiderstand tatsächlich nur durch den Widerstand bestimmt, der für die GleichstromEinstellung zuständig ist und den Signaleingang auf ein definiertes Potential legt. Verwendet man einen Opamp mit CMOS-Eingängen wie den TLC271, kann dieser Widerstand sehr hoch sein. Da aber Widerstände über 10 MΩ manchmal sehr schwer erhältlich sind, bietet sich eine Bootstrap-Variante an, die die Eingangsimpedanz "künstlich" erhöht.

In der abgebildeten Schaltung formen R1 + R2 den Widerstand zur GleichstromEinstellung. Ohne weitere Maßnahmen würde die Eingangsimpedanz



20 MΩ betragen. Über C2/R3 wird aber ein Teil des Eingangssignal in Phase mitgekoppelt, so daß nur ein kleinerer Wechselstrom durch R1 fließt. Für die Schaltung gilt somit:

$$R_{\text{ein}} = ((R2+R3)/R3) \cdot R1 + R2$$

Bei den angegebenen Bauteilwerten beträgt die Eingangsimpedanz etwa 1 GΩ, die Stromaufnahme ungefähr 3 mA.

(984097)rg.

035

Einfacher Elektrisierapparat

Nach einer Idee von Peter Lay

Diese kleine Schaltung eignet sich für harmlose (ungefährliche) Experimente mit Hochspannungsimpulsen und funktioniert nach dem gleichen Prinzip wie ein Weidezaungenerator. Die Impulswiederholfrequenz beträgt dabei etwa 0,5 Hz (alle 2 Sekunden ein Impuls) und wird durch die Zeitkonstante des RC-Glieds R1/C3 des Oszil-

lators mit IC1a festgelegt. Die folgende Stufe formt aus dem Rechtecksignal schmale Impulse. Das Differenzglied R2 und C4 definiert in Verbindung mit den Schaltschwellen der Schmitt-Trigger-Eingänge von IC1b die Dauer dieser Impulse, die etwa 1,5 ms beträgt. Der Ausgang von IC1b ist direkt mit dem Gate des Thyristors THR1 verbunden, so daß

die Impulse den Thyristor direkt zünden.

Für die Erzeugung der gewünschten "Hochspannung" wird ein kleiner Netztrafo verwendet, dessen Sekundärwicklung (9-V-Wicklung) hier die Primärseite darstellt und in Verbindung mit C2 einen Resonanzkreis bildet. C2 lädt sich über R3 auf die Betriebsspannung von 12 V auf. Sobald jetzt ein Impuls

von IC1b den Thyristor zündet, entlädt sich der Kondensator über die Sekundärwicklung des Trafos. Die im Kondensator gespeicherte Energie geht dabei nicht verloren, sondern wird vom Trafo (genauer: im Magnetfeld, das der Trafo durch den Stromfluß aufbaut) gespeichert. Wenn der Kondensator entladen ist, endet auch der Stromfluß. Dadurch wird das Feld wieder