

Aktiver Gleichrichter

Von Dr. Thomas Scherer

Dioden als Gleichrichter sind zwar schön, einfach und preiswert, aber immer mit einem Spannungs- und damit auch Leistungsverlust verbunden. Bei einer normalen Siliziumdiode liegen die Verluste in der Größenordnung von 0,7...1 W pro Ampere, bei einer Schottky-Diode sind es immerhin noch 0,4...0,5 W/A. Bei einem Brückengleichrichter sogar zweifach, da immer zwei Diodenstrecken von Strom durchflossen sind.

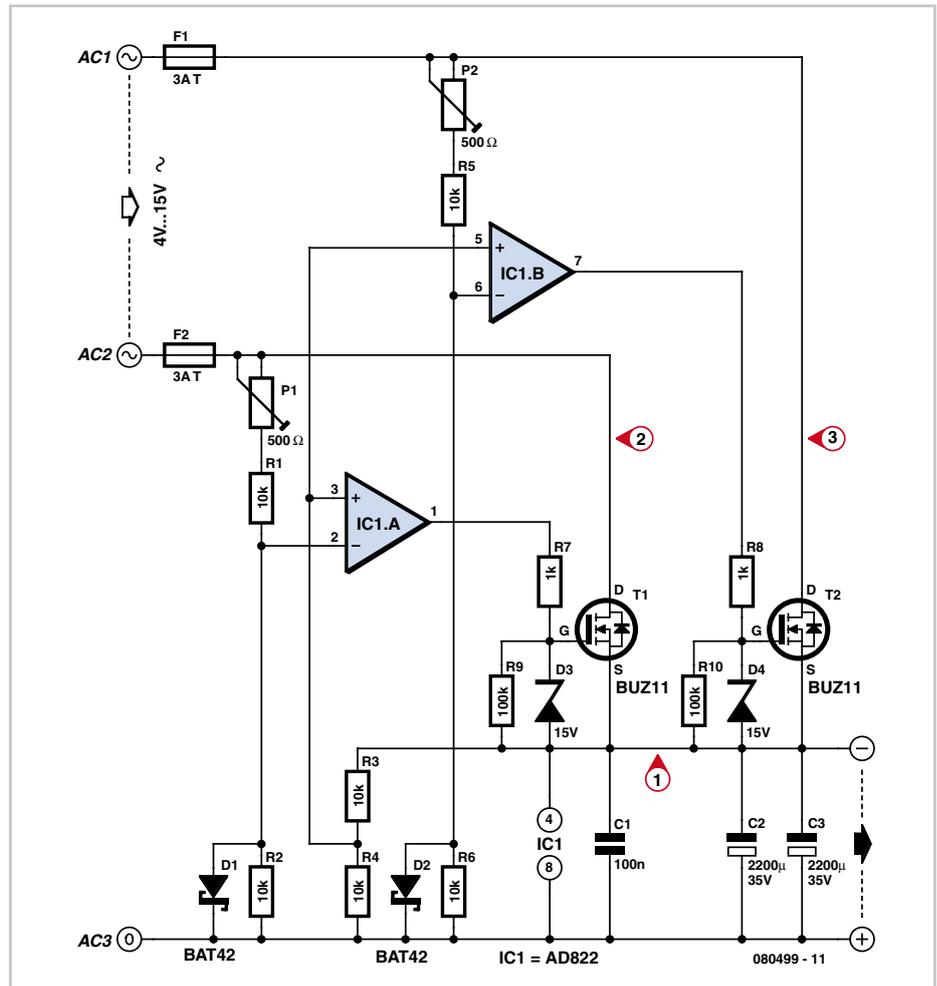
Diese Überlegung führte vor zwei Jahren zur Entwicklung eines aktiven Gleichrichters aus gesteuerten Power-MOSFETs durch Wolfgang Schubert, der im Halbleiterheft 2006 veröffentlicht wurde. Die Schaltung aus einem Quad-Opamp und vier MOSFETs war vollkommen symmetrisch aufgebaut und bildete einen aktiven Brückengleichrichter mit sehr geringer Schwellspannung nach. Da sich im Elektor-Forum zeigte, dass der eine oder andere Nachbau Probleme machte, wurde die Neugier des Autors geweckt, so dass er sich die Schaltung zum Testen zusammensteckte. Dabei zeigte sich, dass sein TL084 nicht weit genug nach Plus oder Minus durchschaltete, sodass die FETs nicht sauber ausgeschaltet wurden. Anlass zu Optimierungen also.

Die erste Überlegung war, warum nicht einen Trafo mit Mittelanzapfung bei der Sekundärspannung verwenden? So braucht man nur zwei Diodenstrecken zu simulieren, was die Anzahl der Bauelemente und so nicht nur die Kosten halbiert, sondern auch die Verluste bei der Gleichrichtung. Außerdem spart man sich so die Suche nach komplementären P-Kanal-FETs.

Die zweite Überlegung war, anstelle von 1%-Widerständen doch lieber gleich zwei Trimpotis zu verwenden, weil man damit die optimale Durchlass- bzw. Schwellenspannung der Pseudodioden sehr schön einstellen kann.

Heraus kam die abgebildete, gegenüber dem ursprünglichen Entwurf quasi halbierte Schaltung. An AC1 und AC3 schließt man die beiden Sekundärwicklungen des Netztrafos an, AC2 wird mit ihrer Mittelanzapfung verbunden. Die beiden halben Dual-Opamps steuern je einen Power-MOSFET.

Beim Einschalten sind die Lade-Elkos noch leer, so dass die in jedem MOSFET vorhandenen parasitären Dioden endlich einmal eine Aufgabe bekommen: sie laden die



Elkos und sorgen so für eine erste Betriebsspannung der Opamps. Normalerweise ist die Schaltung daher schon unmittelbar nach der ersten Halbwelle der Eingangs-Wechselspannung in Funktion.

Nehmen wir einmal an, am Eingang ist ein Trafo mit 2 * 12 V sekundär und einer Leistung von 50 VA angeschlossen und am Ausgang eine Last von ca. 5 Ω .

Über den Daumen gepeilt ergibt sich eine gleichgerichtete Ausgangsspannung von etwa 15 V und ein Ausgangsstrom von etwa 3 A. Am Spannungsteiler aus R3 und R4 liegen 7,5 V als Referenz an.

Alle 10 ms liegen entweder an AC1 oder an AC3 negative Spannungs-Peaks. Wenn die Spannungen an den Punkten R1/R2 oder R5/R6 negativer als diese 7,5 V der Referenz werden, dann liefert der Ausgang des jeweiligen Opamps ein positives Signal und sein nachgeschalteter MOSFET wird durchgesteuert. Mit P1 beziehungsweise P2 lässt sich individuell einstellen, bei welcher Differenzspannung zwischen Ausgang und Eingang das Gate des zugehörigen FETs aufgesteuert wird. Diese Spannungen

sind mit dem Oszilloskop (- nicht mit einem Multimeter!!) an den Testpunkten 1 gegen 2 beziehungsweise 1 gegen 3 messbar.

Bei der angegebenen Dimensionierung lassen sich in unserem Beispiel Schwellspannungen zwischen 0 V und 375 mV einstellen. In der Praxis sind bei 3 A Last und bei Verwendung des BUZ11 Werte zwischen 50 mV und 100 mV zu erzielen. Bei den entsprechend niedrigen Verlustleistungen von 150...300 mW pro Transistor brauchen diese nicht gekühlt werden. Man darf die Trimpotis allerdings nicht so einstellen, dass die FETs dauernd leiten, denn das ergäbe partielle Kurzschluss-Impulse (hörbar am hellen Brummen des Trafos). Ein guter Anfang ist die Mittelstellung.

D1 und D2 sorgen dafür, dass die Eingänge der Opamps keine zu hohen falsch gepolten Pegel bekommen. D3 und D4 schützen die Gates der Power-MOSFETs.

Der aktive Gleichrichter eignet sich in der angegebenen Dimensionierung für Ausgangsströme bis etwa 5 A. Die Trafo-Spannung ist auf 15 V und damit die Ausgangsspannung auf etwa 20 V unter Last

begrenzt. Im Leerlauf können „weiche“ 18-V-Trafos nämlich Gleichspannungen bis über 32 V generieren – mehr als IC1 verträgt. Mit kräftigen und daher niederohmigen (Ringkern-)Trafos sind allerdings bis zu 20 V sekundär (= 27 V am Ausgang unter Last) kein Problem. Die Spannungsfestigkeit der beiden Lade-Elkos sollte den doppelten Wert der Sekundärspannung des Trafos aufweisen.

Möchte man mehr Strom, was nahe liegt, da sich die Schaltung besonders für niedrige Spannungen eignet, dann sollte man

kräftigere (= niederohmigere) FETs und größere Sieb-Elkos verwenden. Mit dem IRFZ48N und zwei 4.700- μ F-Elkos sind auch 10 A bei niedrigen Verlusten realisierbar. Die FETs werden dabei mit jeweils einem kleinen Stückchen Alublech zur Kühlung kaum über 40 °C warm. Dann sollten allerdings die Leiterbahnen der Platine mit aufgelöteten Drahtstückchen (wie auf dem Foto zu sehen) verstärkt werden und die Sicherungen vom Typ 6,3 AT sein.

Als Dual-Opamp eignen sich auch andere Typen als der AD822. Beim TLC272 hat der

Autor aber nur mit dem Original von Texas Instruments gute Erfahrungen gemacht, da diese fast voll auf 0 V durchschalten – was Voraussetzung für die Verwendbarkeit in dieser Schaltung ist. Geeignet sind auch der OPA2244 und der bekanntere LM358N.

Die Eagle-Dateien der Platine findet man zum (kostenlosen) Download auf der Elektor-Webseite zu diesem Beitrag. Der Autor dankt an dieser Stelle Hans-Jürgen Zons für die Unterstützung beim Design der Platine.