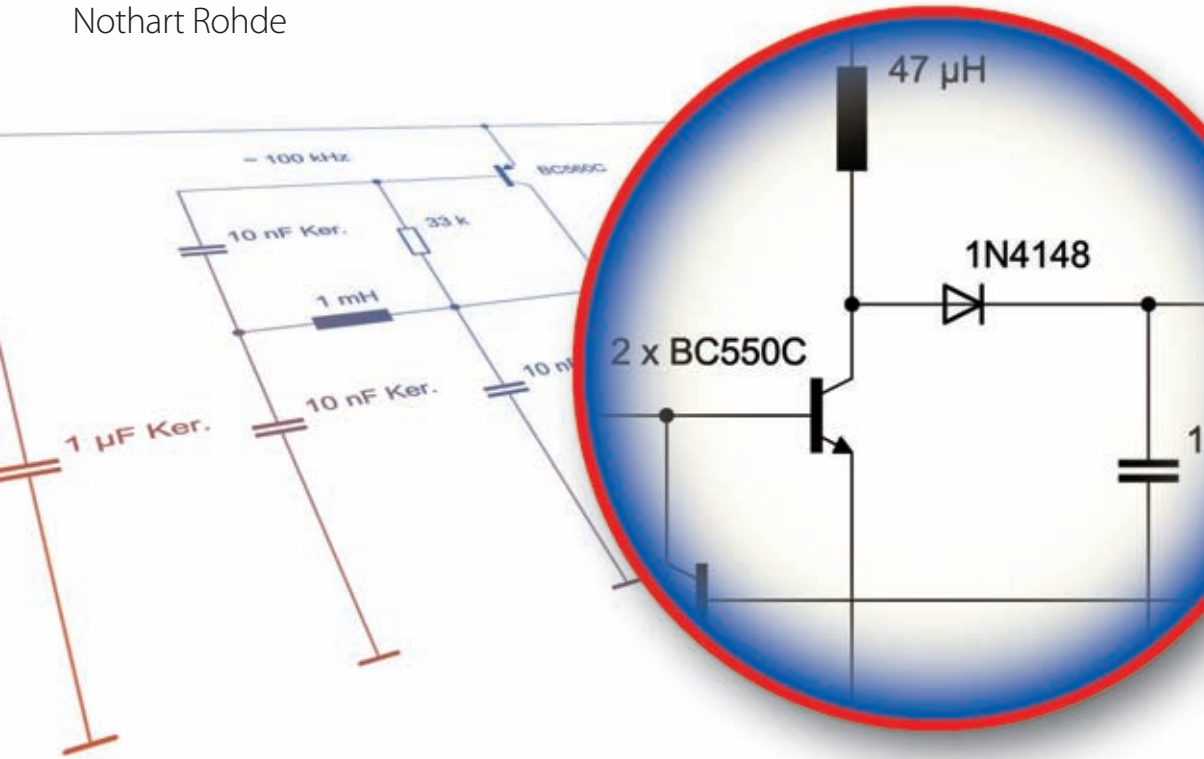


Nothart Rohde



# Schaltregler und Schaltnetzteile entwickeln

Schaltungen · Bauanleitungen · Messtechnik

# Vorwort

Die großen Erfolge der modernen Technik haben mit Generatoren und Motoren begonnen, alle unter Nutzung magnetischer Phänomene. Bald gab es Elektronenröhren und die Funktechnik wurde Bestandteil des Lebens. Auch hier war Magnetismus unabdingbar. Dann wurde der Transistor erfunden und mit ihm, spätestens aber mit der flächendeckenden Verbreitung von Rechnern, steht die Spule als zentrales Bauelement nicht mehr im Fokus. Man kann heute die Elektronik von der Elektrotechnik leicht unterscheiden, indem man nach dem Stellenwert der induktiven Komponenten fragt.

Mit der Erfindung schneller Leistungsschalter hat sich die Situation stark verändert, denn mit ihnen ist Energiewandlung bei kleinem Volumen, unglaublichem Wirkungsgrad und günstigen Preisen möglich. Daher drängen entsprechende Produkte und Bauteile in breitem Strom auf den Markt. Hier treffen sie auf ein nicht informiertes Fachpublikum, das die Komponenten so einsetzt, wie man es von Schrauben oder Software gewohnt ist: Man kauft Know-how, setzt es ein und erwartet, dass alles läuft. Das ist aus verschiedenen Gründen im vorliegenden Anwendungsbereich nicht so.

Dann ist – einmal mehr – eine offizielle EMV-Abnahme misslungen. Erste Abhilfe war die Entfernung der eingebauten Schaltnetzteile und ihr Ersatz durch ein freundlicheres Konkurrenzprodukt. Das war der Anlass, einmal einen Blick auf die eigene Entwicklertätigkeit zu werfen, die Gedanken zu sortieren und alles so zu formulieren, dass man von Formeln nicht erschlagen wird.

Insgesamt kann man jedem Anwender von Elektronik nur empfehlen, sich mit dem Thema praktisch zu beschäftigen und sich dadurch entsprechende Kenntnisse anzueignen – sei er nun Liebhaber oder professioneller Entwickler. Also trauen Sie sich, nehmen Sie den Lötkolben zur Hand oder simulieren Sie die einfachen Grundschaltungen.

Besonders der professionelle Anwender sollte Datenblättern wenig Glauben schenken und bei Fertigprodukten die Prüfzeichen kritisch hinterfragen. Sie sind unter vorgeschriebenen Anschlussbedingungen gewonnen, die mit Ihrem Gerät wenig zu tun haben. Ein einziges Netzteil nach Medizinstandard ist gut, bereits mit zweien kann der Ableitstrom zum unlösbaren Problem werden. Simulieren spart Kosten, besonders bei teureren Leistungshalbleitern. Allerdings lassen sich komplexe Induktivitäten schlecht modellieren. Da bleiben nur der Probeaufbau und das Nachmessen.

Viel Erfolg bei Ihren Projekten!

Nothart Rohde

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b> .....	9
<b>2 Induktive Bauelemente</b> .....	11
2.1 Zusammenhänge .....	11
2.2 Praktische Realisierung .....	12
2.2.1 Drossel .....	12
2.2.2 Stromkompensierte Drossel .....	12
2.2.3 Transformator .....	12
<b>3 Schaltregler in der Übersicht</b> .....	14
3.1 Gängige Schaltungstechnik .....	14
3.1.1 Ladungspumpe .....	14
3.1.2 Spannungswandler mit Drossel .....	14
3.1.3 Spannungswandler mit Transformator .....	19
3.2 Wichtige Bauelemente .....	27
3.2.1 Leistungsschalter .....	27
3.2.2 Gleichrichter und Dioden .....	28
3.2.3 Kondensatoren .....	28
3.2.4 Integrierte Schaltkreise (IC) .....	29
3.2.5 Wickelgüter .....	29
3.2.6 Optokoppler .....	30
3.3 Wichtige Baugruppen .....	31
3.3.1 Das Problem der Hilfsspannung .....	31
3.3.2 Auf Masse bezogene Treiberschaltungen .....	42
3.3.3 Brückentreiber .....	42
3.3.4 Synchrongleichrichtung/aktive Gleichrichtung .....	47
<b>4 Fragen der Messtechnik und einige Grundlagen</b> .....	49
4.1 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) .....	49
4.1.1 Das Problem .....	49
4.1.2 Messtechnik .....	50
4.1.3 Maßnahmen zur Entstörung .....	51
4.1.4 Beispiel .....	54
4.2 Regeltechnik .....	54
4.3 Hochspannungselektronik .....	57

<b>5 Schaltbeispiele für Kleinspannung</b> .....	60
5.1 Spannungswandler für Leuchtdioden .....	60
5.2 Batterieversorgung von Kleingeräten .....	66
5.3 Industrielle dezentrale Stromversorgung als Bausatz .....	78
5.4 Die Versorgung von Peltier-Elementen .....	93
5.5 Ein Blick auf die Sinus-Wandler .....	96
5.6 Ein Abwärtswandler mit weitem Eingangsbereich .....	103
5.7 Ein Batteriewandler für nachrichtentechnische Geräte .....	105
<b>6 Schaltbeispiele für Netzspannung und Hochspannung</b> .....	107
6.1 Hochspannung für Messaufnehmer .....	107
6.2 Notbeleuchtung für beliebige Versorgungsspannung .....	111
6.3 Übersichtliches Schaltnetzteil für 12 V/1 A .....	115
6.4 Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur (PFC) .....	120
6.5 Schaltnetzteil mit sinusförmiger Stromaufnahme .....	126
6.6 Schaltnetzteil mit Sperrwandler .....	127
<b>7 EMV-Messtechnik auf der Werkbank</b> .....	133
<b>8 Literatur</b> .....	139
8.1 Bücher und Zeitschriften .....	139
8.2 Firmenschriften .....	139
<b>Stichwortverzeichnis</b> .....	141

# 1 Einleitung

Schaltregler und verwandte Schaltungen haben häufig eine recht unübersichtliche Struktur, bei der die Bauteile um eine mehr oder weniger komplexe Induktivität gruppiert sind. Da zeigt der Entwickler eine gewisse Scheu, um so mehr, wenn die digitale Seite der Elektronik der persönliche Schwerpunkt ist.

Dabei täuscht das schiere Überangebot an fertigen Baugruppen sehr, denn es werden damit nicht alle Anwendungen abgedeckt. Warum nicht selbst entwickeln, wenn ein vorhandenes Modul nicht passt oder eine Menge zusätzlicher Bauteile notwendig sind, nur um es vernünftig oder störungsarm an die geforderten Daten anzupassen? Mit etwas Kenntnis in diesem Bereich kann man auch beurteilen, ob man diese Art der Schaltungstechnik überhaupt einsetzen sollte, denn sie ist nicht immer die optimale Lösung.

Eine Bestandsaufnahme aller Schaltregler, Spezialbausteine und Leistungshalbleiter, dazu die Diskussion in der vorhandenen Literatur würde leicht den Stoff für ein mehrbändiges Studienwerk abgeben. Das Thema reicht von der kleinsten Batterie bis zur industriellen Wärmeerzeugung im Megawatt-Format und hat vor mehr als 40 Jahren mit Thyristor- und Transistorumrichtern begonnen. Schon damals war eine Leistung von über 1 kW nichts Besonderes. Das ist hier also nicht der Schwerpunkt.

Es geht vielmehr darum, anhand übersichtlicher Beispiele die Prinzipien zu erfassen und in die tägliche Arbeit einfließen zu lassen. Die Grundlagen und die allgemeinen Schaltungskonzepte sind sehr begrenzt und man findet viele Bauteile oder Baugruppen, die sich stets wiederholen. Man kann daher die praktischen Konstruktionsaufgaben meist modular lösen.

Anhand von Beispielen wird gezeigt, dass auch die Verarbeitung höherer Spannungen recht einfach zu realisieren ist, wenn man richtig vorgeht. Die verschiedenen Schaltungskonzepte werden dabei nicht einheitlich behandelt. Der Schwerpunkt liegt auf Varianten mit einfachen Induktivitäten und einer Steuerung ohne Spezialbauteile. Das trägt besser zum Verständnis bei. So ist man dann auch in der Lage, komplexere Projekte anzugehen oder zu verstehen, was ein Autor in seinem Fachartikel meint und was an seiner Darstellung neu oder wichtig ist.

Mit Induktivitäten verbindet man eine Menge Formeln, das zeigt schon ein Blick in das nächstbeste Datenbuch für Ferrite. Das ist im vorliegenden Buch nicht so. In der Praxis rechnet der Spezialist „etwas herum“ und geht dann ins Labor und prüft, ob der Kern nicht doch zu heiß wird oder ob eher die Wicklung den Kern erwärmt. Vielleicht hat er auch seine gesamte berufliche Erfahrung in Form einer Tabelle im PC abgelegt. Das war im klassischen Transformatorenbau schon so und hat sich bis heute nicht geändert.

Einige elektronische Grundkenntnisse werden für die Lektüre vorausgesetzt. Begriffe wie *Operationsverstärker* oder *AND-Gatter* sind also nicht weiter erläutert. Gegebenenfalls kann die angegebene Literatur weiterhelfen. Die Hinweise sind sehr knapp gehalten und die Auswahl ist keine Wertung. Sie beschränkt sich auf elektronische Standardliteratur und neuere Fachbücher über Schaltregler und elektromagnetische Verträglichkeit. Bei der Auswahl von Fachartikeln und Firmenschriften war maßgebend, dass gewisse Spezialthemen besonders deutlich auf den Punkt gebracht werden.

**Wichtiger Hinweis:**

Elektronische Schaltungen könnten durch ein Patent geschützt sein. Über einen derartigen Schutz ist bei den in diesem Buch vorgestellten Schaltungen nichts bekannt, er wäre aber durchaus möglich. Es ist auch nicht auszuschließen, dass fälschlicherweise ein markenrechtlich geschützter Begriff in diesem Buch nicht richtig wiedergegeben wird. Es muss dem Leser weiterhin klar sein, dass bei aller Sorgfalt Schaltpläne und Texte nie frei von Fehlern sein werden und Netzspannung oder andere hohe Spannungen in Geräten besonders berücksichtigt werden müssen, sei es beim Aufbau, beim Test oder im Betrieb.

Der Inhalt des Buches ist daher zunächst nur zur allgemeinen Information und zur privaten Nutzung bestimmt. Bei kommerzieller Nutzung muss der Leser in eigener Verantwortung tätig werden. Autor und Verlag übernehmen keinerlei Garantie für die korrekte Darstellung und keinerlei Verantwortung für mögliche nachteilige Folgen, die sich aus dem Buch ergeben. Für Hinweise dazu sind sie natürlich dankbar.

# 3 Schaltregler in der Übersicht

## 3.1 Gängige Schaltungstechnik

### 3.1.1 Ladungspumpe

Spannungswandler, die ganz ohne Induktivitäten auskommen, gibt es schon sehr lange. Klassiker sind hier die integrierten Bausteine ICL7660 oder MAX232. Bei ihnen werden Kondensatoren von der Eingangsspannung aufgeladen und dann „anders“ auf den Ausgang geschaltet, z. B. in Reihe zum Zweck der Spannungsverdopplung oder umgepolt zur Erzeugung einer negativen Spannung. Mangels Induktivität entstehen keine Überspannungen und kein magnetisches Störfeld. Es fließen aber recht große Ströme über die Schalter, wenn der Wirkungsgrad gut sein soll. Eine Regelung der Ausgangsspannung ist so nicht möglich. Man erhält stets ganzzahlige Vielfache der Eingangsspannung. Häufig reicht das aber aus, z. B. für Operationsverstärker oder für die gewünschten Spannungen auf der Schnittstelle im Fall des MAX232. *Abb. 3.1* zeigt eine gängige Variante, mit der man eine negative Versorgungsspannung gewinnen kann.

Die typische Schaltfrequenz lag früher noch im Hörbereich. Die notwendigen, extern anzuschließenden Kondensatoren waren recht groß, möglicherweise größer als eine Drossel mit vergleichbarer Speicherkapazität. Neuere Bausteine haben eine Schaltfrequenz von einigen 100 kHz. Die Werte der nötigen Kondensatoren liegen im  $\mu\text{F}$ -Bereich, was sich mit SMD-Teilen gut realisieren lässt. Man findet auch Bausteine, die eine lineare Nachregelung enthalten. Das Verfahren hat sich für Batteriebetrieb in jedem Fall etabliert und es werden auch immer wieder neue Bausteine angeboten. Ob es allerdings besser als eine Variante mit Induktivität ist, lässt sich schwer entscheiden.

### 3.1.2 Spannungswandler mit Drossel

Mit dem einfachsten magnetischen Bauteil, der Drossel, lässt sich eine Spannung erhöhen oder senken. Dabei gibt es zwei Phasen. In der ersten wird Energie eingespeist, also der Strom durch die Drossel erhöht. In der zweiten wird Energie entnommen, also der Strom reduziert. Die entstehenden Spannungen sind dabei vollkommen variabel und hängen davon ab, auf welche Weise der Strom reduziert wird, oder genauer, welcher Lastwiderstand mit der Drossel verbunden ist.

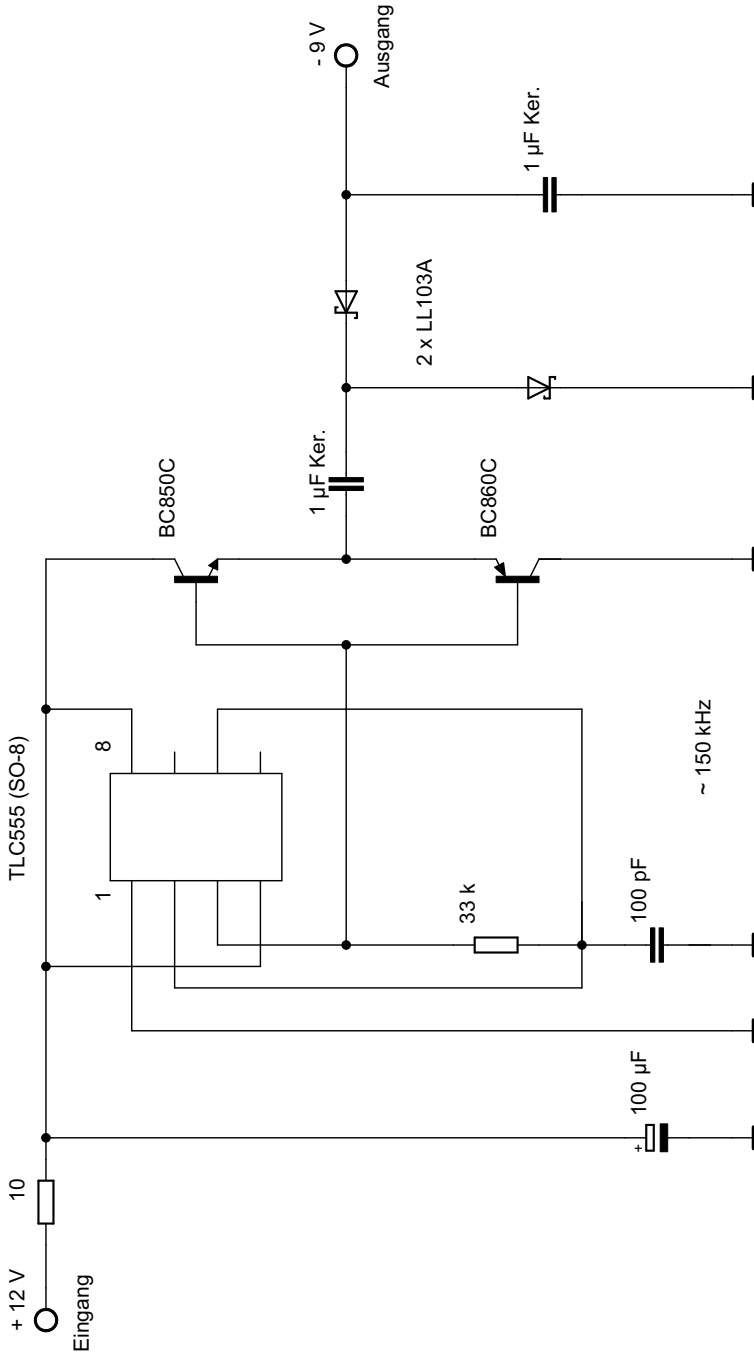


Abb. 3.1: Beispiel für eine einfache Ladungspumpe, aufgebaut mit SMD-Teilen. Sinngemäß können auch andere Spannungen erzeugt werden.



Von prinzipieller Bedeutung ist dabei auch, ob in der zweiten Phase die Energie komplett entnommen wird. In diesem Fall ist die übertragene Energie begrenzt und Ein- und Ausgang sind entkoppelt. Ein solches Konzept liefert Kurzschlussfestigkeit am Ausgang.

Wird die Energie nicht komplett entnommen, steigt ohne weitere Vorkehrungen der Strom in der ersten Phase mit jedem Schritt weiter an, bis unerwünschte Sättigung der Induktivität eintritt. Die Steuerung der ersten Phase muss dann die Situation während der zweiten Phase berücksichtigen.

### 3.1.2.1 Aufwärtswandler/Sperrwandler/Hochsetzsteller/Boost-Converter

Dieser Wandlertyp ist weit verbreitet, weil mit einfachsten Mitteln eine fast beliebige Spannungserhöhung erreicht werden kann, die allein von der Last bestimmt wird (Abb. 3.2). In der ersten Phase liegt die Induktivität parallel zur Spannungsquelle und nimmt Energie auf, in der zweiten Phase liegt die Induktivität in Serie zur Spannungsquelle. Diese Serienschaltung sollte bei der Dimensionierung beachtet werden. In Abhängigkeit von der Last müssen die Phasen so gesteuert werden, dass in der ersten Phase nicht zu viel Energie aufgenommen und in der zweiten Phase diese Energie möglichst vollständig abgegeben wird. Man sieht im Schaltbild auch, dass die Ausgangsspannung stets höher als die Eingangsspannung sein muss, denn sonst wird die Diode auch ohne Takt leitend.

Vertauscht man den Schalter mit der Induktivität (Abb. 3.3), erhält man einen Wandler mit ähnlichen Eigenschaften, der aber negative Spannungen erzeugt. Man findet für diese Schaltung auch den Begriff *Buck-Boost-Converter*.

### 3.1.2.2 Abwärtswandler/Tiefsetzsteller/Buck-Converter

Dieser Wandlertyp erzeugt eine Spannung, die zwischen Null und der vollen Eingangsspannung liegen kann – je nach Tastverhältnis (Abb. 3.4). Während der ersten Phase fließt Strom von der Spannungsquelle über die Induktivität zum Verbraucher, wobei auch die Induktivität Energie aufnimmt. In der zweiten Phase wird die Energie wieder abgebaut und der Strom fließt weiter, jetzt über die Diode und die Induktivität zum Verbraucher. Man hat eine Art periodisch eingeschalteten Vorwiderstand, mit dem großen Unterschied, dass im Idealfall keine Verlustleistung entsteht. Die Phasen müssen in Abhängigkeit von Eingangsspannung und Last gesteuert werden. Überspannung entsteht nicht, da die Drossel zu allen Zeitpunkten niederohmig belastet ist.

Ohne den Schalter und gespeist mit einer periodischen Rechteckspannung findet man eine sinngemäße Anordnung auch als hochwertige Filterstufe bei komplexeren Schaltreglern (Abb. 3.5).

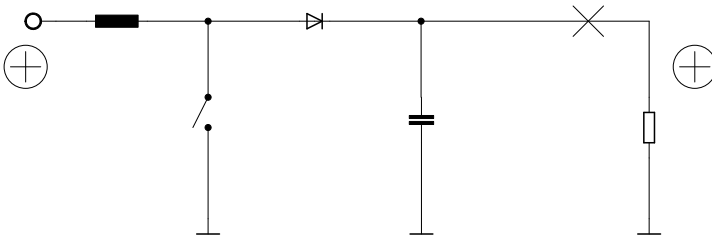


Abb. 3.2: Das Prinzip des Aufwärtswandlers

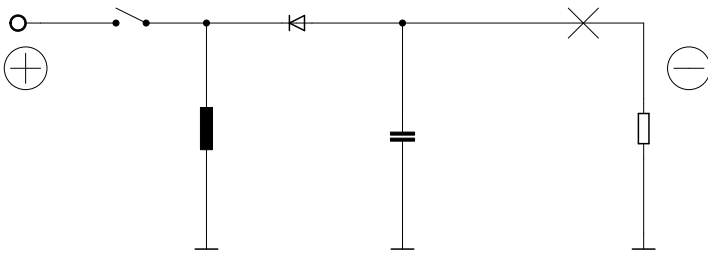


Abb. 3.3: Aufwärtswandler mit umgepolter Ausgangsspannung

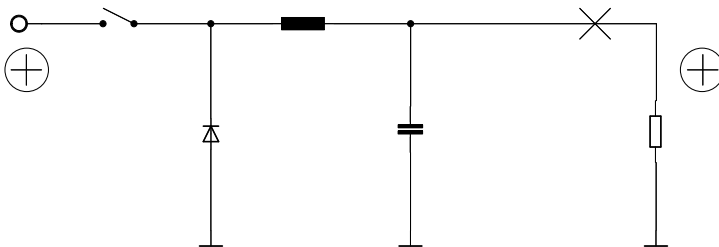


Abb. 3.4: Das Prinzip des Abwärtswandlers

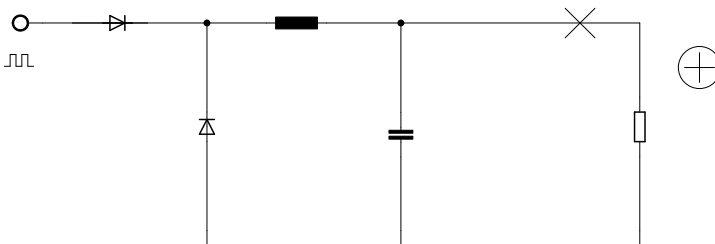


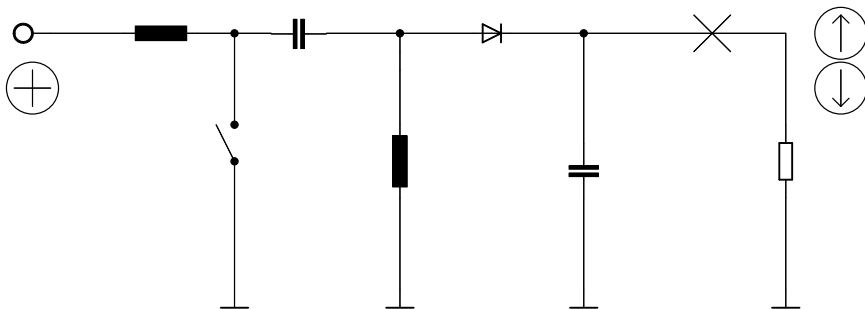
Abb. 3.5: Die Architektur des Abwärtswandlers kann auch zur Filterung einer pulsierenden Spannung dienen.

### 3.1.2.3 Kombinierte Wandler

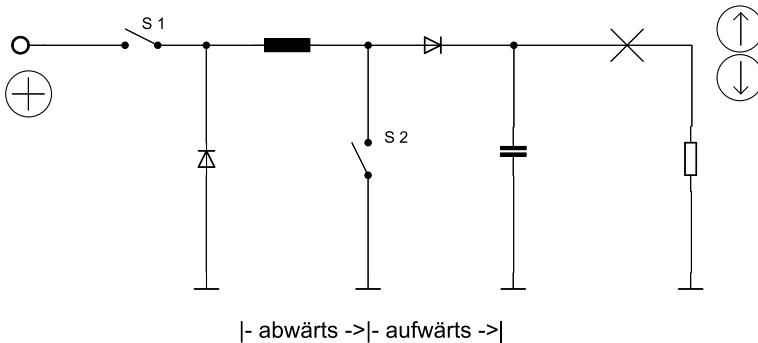
Bei batterieversorgten Geräten steht man häufig vor dem Problem, dass die gewünschte Spannung ungefähr der Batteriespannung entspricht, man also einen Wandler bräuchte, der verlustarm die Spannung senkt oder anhebt. Das ist durchaus lösbar, allerdings mit deutlichem Aufwand bei den Bauteilen. Die naheliegende Lösung, einfach mehrere Wandler in Reihe zu schalten, ist in Bezug auf den Wirkungsgrad nicht gerade die beste. Geht man diesen Weg dennoch und sortiert die schon genannten Wandlertypen nach ihrem typischen Wirkungsgrad, sollte man speziell den Aufwärtswandler meiden. Bei kleinen Leistungen lohnt der Versuch, die Batteriespannung mit Ladungspumpe zu verdoppeln und dann mit einem Abwärtsschaltregler passend einzustellen. Für beide Aufgaben gibt es integrierte Schaltkreise mit fast 100 % Wirkungsgrad.

Die Lösung „aus einem Guss“ bietet der *Cuk-Wandler*, genannt nach seinem Erfinder Slobodan Cuk. Das Konzept wird in Publikationen wieder vermehrt aufgegriffen [5], ist aber seit über 30 Jahren bekannt. Es benötigt allerdings eine Induktivität mit zwei Wicklungen. Mit einer einfachen Drossel ist es hier also nicht getan. Die hochinteressante Eigenschaft, dass der Wandler bei entsprechender Auslegung bidirektional arbeitet, also Eingang mit Ausgang vertauscht werden kann, lässt sich häufig nicht nutzen – jedenfalls nicht bei einem Verbraucher, der lediglich aus einer Batterie versorgt werden soll, deren Spannung nicht passt.

Das Schaltungskonzept nach *Abb. 3.2* ist zur Abwärtswandlung ungeeignet, weil die Diode auf Dauer eingeschaltet ist. Entsprechend *Abb. 3.6* lässt sich der Gleichspannungsanteil mit einem zusätzlichen LC-Glied abtrennen. Das ergibt eine Schaltung, die in beide Richtungen wandeln kann. Man findet dafür den Begriff des *SEPIC-Wandlers* (Single-ended primary Inductance-Converter). Zu beachten ist, dass jetzt die komplette Energie induktiv gespeichert wird, was den Wirkungsgrad senkt. In diesem Punkt entspricht die Schaltung dem invertierenden Aufwärtswandler nach *Abb. 3.3*. Bei einer Variante dieses Wandlers haben beide Induktivitäten einen gemeinsamen Kern, was die Welligkeit verringert.



**Abb. 3.6:** Variante des Aufwärtswandlers, die auch zur Abwärtswandlung geeignet ist.



**Abb. 3.7:** Eine Kombination aus Abwärtswandler und Aufwärtswandler – die Schalter sind nach ihrer Funktion getrennt, die Induktivität ist gemeinsam.

Ein Konzept, das den Nachteil der kompletten induktiven Zwischenspeicherung nicht hat, ist die Reihenschaltung von Abwärtsregler + Aufwärtsregler entsprechend *Abb. 3.7*. Hier wird wahlweise der erste Schalter permanent eingeschaltet (bei Aufwärtsregelung) oder der zweite bleibt offen (bei Abwärtsregelung). Die Ansteuerung ist dafür etwas komplizierter.

### 3.1.3 Spannungswandler mit Transformator

In vielen Fällen ist neben der Spannungswandlung eine galvanische Trennung erwünscht, die sich in idealer Weise mit einem Transformator realisieren lässt. Viele Konzepte dieser Art kann man direkt aus den Varianten mit einfacher Drossel ableiten. Dabei ist zu beachten, dass getrennte Wicklungen magnetisch gut gekoppelt sein müssen, leider meist in direktem Widerspruch zur geforderten Qualität der Isolation.

Messtechnisch zerfallen Wickelgüter in die errechnete Induktivität, die sich aus der Windungszahl und den Daten des Kerns ergibt. Dazu kommen die Induktivität der Wicklung ohne Kern sowie verschiedene Schaltkapazitäten. Das erzeugt parasitäre resonante Strukturen, meist oberhalb der Betriebsfrequenz. Unzureichende Kopplung und das Auftreten zusätzlicher Induktivitäten entstehen dadurch, dass das Kernmaterial nicht alle „Feldlinien“ bündelt und darüber hinaus bei ansteigender Frequenz seine magnetischen Eigenschaften verliert. Damit kann Energie, die auf der Primärseite in die parasitären Schaltelemente übertragen wurde, durch die Sekundärwicklung nicht abgebaut werden, weil diese nur über das Kernmaterial angekoppelt ist. Wicklungen müssen daher auch ohne Magnetkern eine ausreichende Kopplung haben, was sich meist nur durch „Verschachtelung“ erreichen lässt. Man verwendet in diesem Zusammenhang auch den Begriff der *Streuinduktivität*.

Im Detail besteht also ein erheblicher Unterschied zwischen einer einfachen Induktivität und einer magnetischen Struktur, die mehr als nur eine Wicklung enthält.

## 3.1.3.1 Zerhacker

Die übersichtlichste Schaltung für die galvanische Trennung liefert das Zerhacken der Eingangsspannung mit fester Frequenz und einem Tastverhältnis von 1:1 (Abb. 3.8). Dies entspricht dem klassischen Netztransformator, jedoch mit verkleinertem Volumen durch die höhere Frequenz.

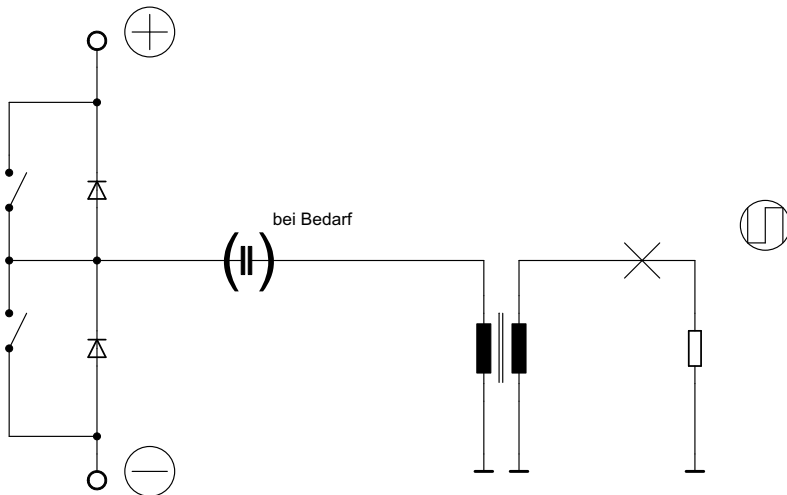


Abb. 3.8: Das Prinzip des Zerhackers

Primär sind Halbbrücken wie im Bild oder auch Vollbrücken möglich. Zusätzlich kann es sinnvoll sein, den Transformator über einen Kondensator anzukoppeln, damit bei Unsymmetrie in der Ansteuerung oder in der Versorgung kein Gleichstromanteil auftritt, der die magnetischen Eigenschaften verschlechtern würde. Die Steuerung der Schalter erfolgt im Gegentakt – jedoch mit einer kleinen Zwischenpause, damit die Schalter niemals gleichzeitig geschlossen sind. Auf der Sekundärseite sind alle üblichen Schaltungen zur Gleichrichtung möglich.

Die Dimensionierung einer solchen Anordnung folgt den Regeln des klassischen Transformators. Zur vorgegebenen Frequenz muss hier die Induktivität so groß sein, dass ohne Last kein Strom fließt, praktisch gesehen also nur so groß, dass der auftretende Reststrom im Leerlauf den Kern nicht unzulässig erwärmt. Im Hinblick auf andere Konzepte ist eine Regelung der Spitzenspannung nicht möglich, denn das Transformationsverhältnis ist ausschließlich durch das Wicklungsverhältnis gegeben. Damit ist auch eine Rückmeldung von sekundär nach primär, z. B. über einen Optokoppler, nicht notwendig.

Die Schalter müssen mit einer Diode gebrückt sein, damit für den Moment, in dem beide Schalter offen sind, die entstehende Überspannung abgeführt wird. Großer Vor-

teil ist, dass der dann fließende Strom an der Primärwicklung abgenommen werden kann und eine Richtung hat, die die Rückspeisung der Energie in die Versorgung ermöglicht.

Die Schaltung ist daher vergleichsweise überspannungsarm, benötigt keine zusätzlichen Dämpfungsglieder und ist unempfindlich im Hinblick auf die Qualität der Kopplung zwischen den Wicklungen. Die maximale Spannung an den Schaltern entspricht der Versorgungsspannung.

### 3.1.3.2 Gegentakt-Flusswandler/ Push-Pull-Converter

Wenn bei einem Zerkacker beide Schalter massebezogen arbeiten sollen, kann man die Primärwicklung mit einer Anzapfung versehen und kommt dann zum Gegentakt-Flusswandler (Abb. 3.9). Diese Schaltung ist ein absoluter Klassiker und es gibt unzählige Varianten. Bei hartem Schalten sind die beiden Dioden Bestandteil der Schaltung. Ansteuerung und Dimensionierung entsprechen den Vorgaben des Zerkackers.

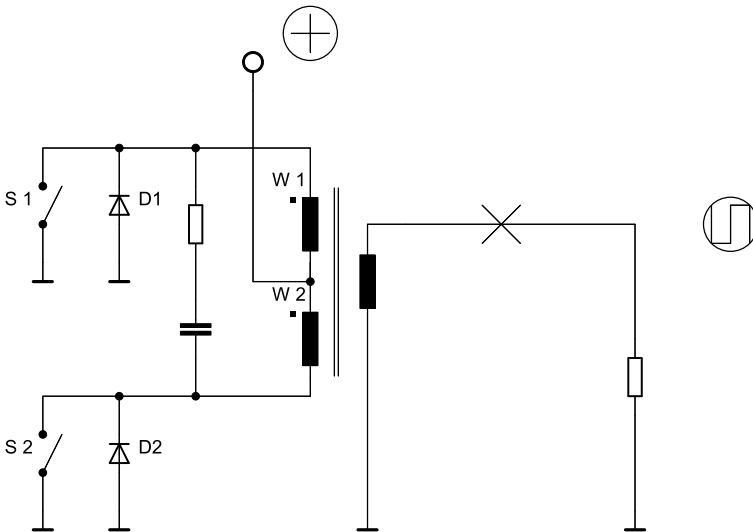
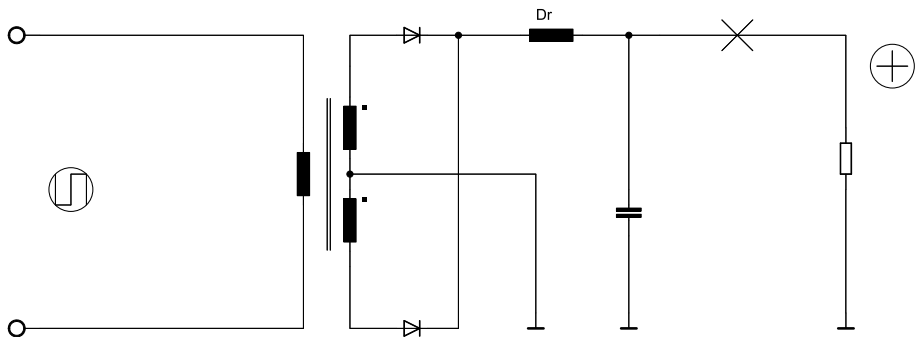


Abb. 3.9: Das Prinzip des Gegentakt-Flusswandlers

Es gibt im Detail aber auch merkbare Unterschiede. Da ist zunächst die Anzapfung, die das Wickeln komplizierter macht. Bei genauer Betrachtung der Funktionsweise stellt man außerdem fest, dass die Spannung an den Schaltern gegen Masse und die Spannung quer zur Primärwicklung das Doppelte der Versorgungsspannung betragen. Das ist sowohl bei den Schaltern als auch bei der Dimensionierung des Transformators zu berücksichtigen.

Der faktisch größte Unterschied besteht bei der Rückführung der magnetischen Energie in der Zeit, in der beide Schalter offen sind. Solange Schalter S1 geschlossen ist, wird in die Teilwicklung W1 Energie übertragen. Wird er geöffnet und Schalter S2 ist noch offen, wird die Energie über Diode D2 und Teilwicklung W2 in die Versorgungsleitung zurückgespeist. Sind die Teilwicklungen nicht gut gekoppelt, werden die parasitären Strukturen nicht ausreichend gedämpft und es entstehen erhebliche Überspannungen. Daher muss man externe Dämpfungsglieder vorsehen, die im Schaltbild als RC-Glied angedeutet sind. Eine gute Primärwicklung ist also aufwendiger herzustellen, als die einfache Anzapfung vermuten lässt. Das gezeigte RC-Glied wird *Boucherot-Glied* genannt und hat eine lange Tradition.

Der Zerhacker und in der Praxis besonders der Gegentakt-Flusswandler mit guter Wickeltechnik haben eine Struktur, die magnetische Energie verlustarm zurückspeist. Man kann daher ohne Nachteil größere Schaltphasen einlegen und dadurch den Mittelwert der Ausgangsspannung regeln. Zur Siebung findet man häufig einen LC-Tiefpass (Abb. 3.10), der diese Aufgabe verlustfrei durchführt. Diese Schaltung ist unter dem Namen *Ladedrossel* schon lange bekannt und verhindert eine pulsformige Belastung aller Bauteile. Falls man die Sekundärwicklung nicht anzapfen möchte, kann man die Drossel auch direkt nach einem Brückengleichrichter anordnen.



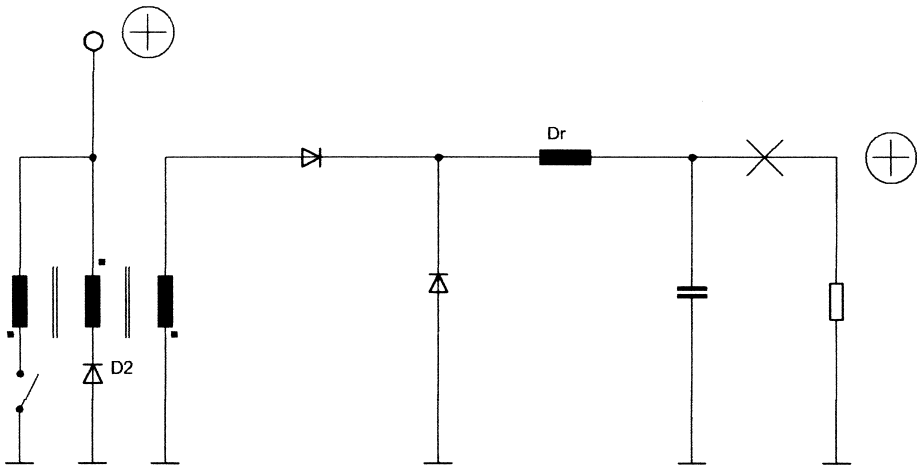
**Abb. 3.10:** Sekundäre Gleichrichtung mit Ladedrossel zur Siebung beim Flusswandler. Es kann auch ein Brückengleichrichter verwendet werden.

### 3.1.3.3 Eintakt-Flusswandler/Forward-Converter

Die Schaltung des Eintakt-Flusswandlers ist in Abb. 3.11 dargestellt. Bei genauer Betrachtung zeigt sich, dass die Schaltung mit einem Gegentaktflusswandler identisch ist, bei dem die erste Diode und der zweite Schalter entfernt wurden. Die zweite Teilwicklung dient jetzt nur noch zur Entmagnetisierung. Sie muss aber mit der Hauptwicklung aus bekannten Gründen gut gekoppelt sein. Die Energie wird sekundär in der Zeit abgenommen, in der auch der Schalter leitend ist. Die Dimensionierung entspricht daher weitgehend der des Gegentaktflusswandlers. Auch hier wird zur Siebung

häufig eine Ladedrossel verwendet. Da der Stromfluss periodisch unterbrochen ist, muss eine weitere Diode entsprechend *Abb. 3.5* zur Überbrückung der Pausen vorgesehen werden.

Das Tastverhältnis am Schalter ist üblicherweise variabel und dient zur Einstellung der Ausgangsspannung.



**Abb. 3.11:** Das Prinzip des Eintakt-Flusswandlers

### 3.1.3.4 Eintakt-Sperrwandler/Flyback-Converter

Die Schaltung des Eintakt-Sperrwandlers ist in *Abb. 3.12* zu sehen. Verzichtet man auf die galvanische Trennung und wählt in Gedanken ein Wicklungsverhältnis von 1:1, lässt sich die Schaltung direkt in den Aufwärtswandler mit Drossel überführen. Die zu übertragende Energie wird daher bei eingeschaltetem Schalter magnetisch gespeichert und bei offenem Schalter sekundär abgegeben. Eine Ladedrossel ist nicht brauchbar, weil sonst die Spannung unzulässig stark ansteigen würde. In jedem Fall fließt der Strom auf der Sekundärseite nur kurz und die Diode muss entsprechend leistungsfähig sein.

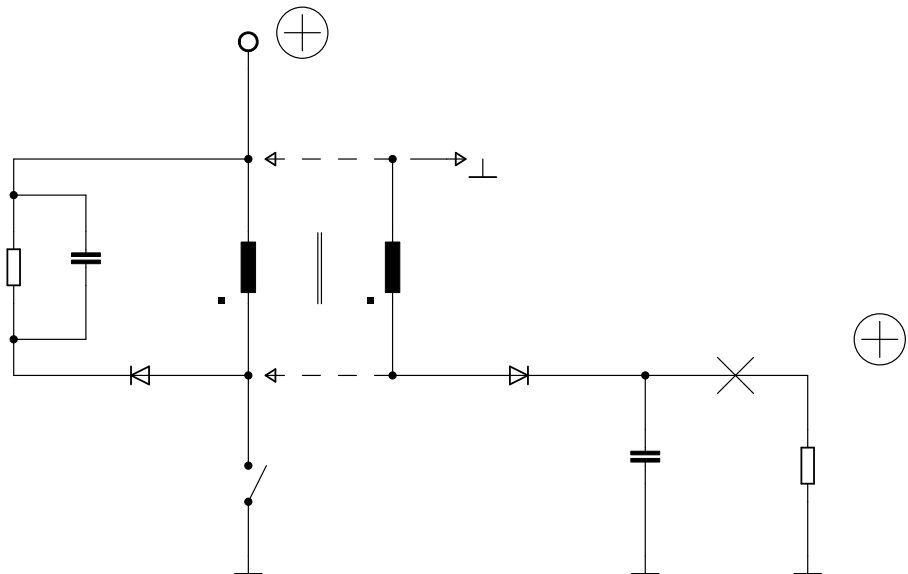
Alle auftretenden Spannungen sind variabel und von der Last abhängig. Das Wicklungsverhältnis bestimmt hier nicht die Spannungstransformation. Man wählt es vielmehr so, dass in der Leitphase die Spannung an der Diode und in der Sperrphase die Spannung am Schalter in erträglichem Rahmen bleiben.

Der Wert der Primärinduktivität ist im Vergleich zum Flusswandler deutlich geringer und so festzulegen, dass während der Leitphase ausreichend Strom fließt. Das bedeutet zwar weniger Windung, aber auch eine möglichst gute Kopplung zur Sekundärwicklung,



quer über die Isolationsstrecke zur Potenzialtrennung. Im Moment des Ausschaltens sind in den parasitären Strukturen Energien gespeichert, die deutlich größer als bei einem Flusswandler sind. Dementsprechend sind die äußeren Dämpfungselemente aufwendiger, erwärmen sich und senken insgesamt den Wirkungsgrad. Bei der Steuerung ist eine Überwachung der Sekundärspannung und des Primärstroms zwingend notwendig.

Man hat also ein Schaltungskonzept, das formal am einfachsten erscheint, in der Praxis aber am kompliziertesten ist und viel Stress für die Bauteile bedeutet.



**Abb. 3.12:** Das Prinzip des Sperrwandlers mit Potenzialtrennung; die Struktur entspricht der des Aufwärtswandlers (Sperrwandlers) mit Drossel, wenn man gedanklich die Wicklung aufteilt und die Sekundärspannung nur der zweiten Wicklung entnimmt.

### 3.1.3.5 Sinuswandler

In Bezug auf das Störaufkommen und den damit verbundenen Aufwand bei den Filtern kann man fragen, ob sich eine Sinusschwingung auch direkt ohne Verlustleistung erzeugen lässt. Das geht durchaus und auch mit sehr großer Leistung.

Eine Möglichkeit bietet der Gegentakt-Flusswandler, wenn man dort einen zusätzlichen Kondensator ( $C_1$ ) vorsieht (Abb. 3.13). Bei wechselweiser, in der Frequenz passender Ansteuerung entsteht eine Sinusschwingung und die Schalter werden in dem Moment eingeschaltet, in dem keine Spannung an ihnen liegt – eine hervorragende Situation. Dioden parallel zu den Schaltern sind unnötig, stören aber auch nicht. Am

einfachsten ist es, die Schaltung freischwingend auszulegen. Sie stellt sich dann bei Toleranzen in den Bauteilen automatisch auf die optimale Frequenz ein. Die Versorgungsspannung muss über eine Drossel (Dr) zugeführt werden, die üblicherweise an einer Mittelanzapfung angeschlossen wird. Einfacher und mit dem Nachteil einer leichten Unsymmetrie und einer leichten Gleichstromüberlagerung kann man die Drossel auch einseitig an einem der Schalter anschließen. Man kann auch zwei Drosseln verwenden, was bei Fertigdrosseln günstiger als die Herstellung der Anzapfung sein kann.

Die Schaltung ist zweckmäßig für Batteriewandler oder auch verwendbar zum Aufbau eines Hochfrequenz-Leistungsgenerators.

Die genaue Berechnung führt etwas zu weit, auf einige wichtige Punkte sei aber hingewiesen. Die Spannung an den Schaltern verändert sich halb-sinusförmig zwischen 0 V und dem  $\pi$ -Fachen der Versorgungsspannung. Das ist zwar definiert, aber recht hoch. Daher würden in einem gedachten störungsarmen Netzteil für 230 V hier über 1 kV auftreten, was bei üblichen Schaltern keinen Sicherheitsabstand erlaubt. Weiterhin muss auch unter Last die Arbeitsweise sinusförmig bleiben. Dazu schließt man gedanklich den Lastwiderstand auf der Primärseite des Trafos an, wobei sein Wert mit  $(n_1/n_2)^2$  transformiert wird. Induktivität und Kapazität sind für die gewünschte Frequenz dann so zu wählen, dass  $2 \pi \cdot f \cdot L$  bzw.  $1 / (2 \pi \cdot f \cdot C)$  klein gegenüber dem transformierten Widerstand sind.

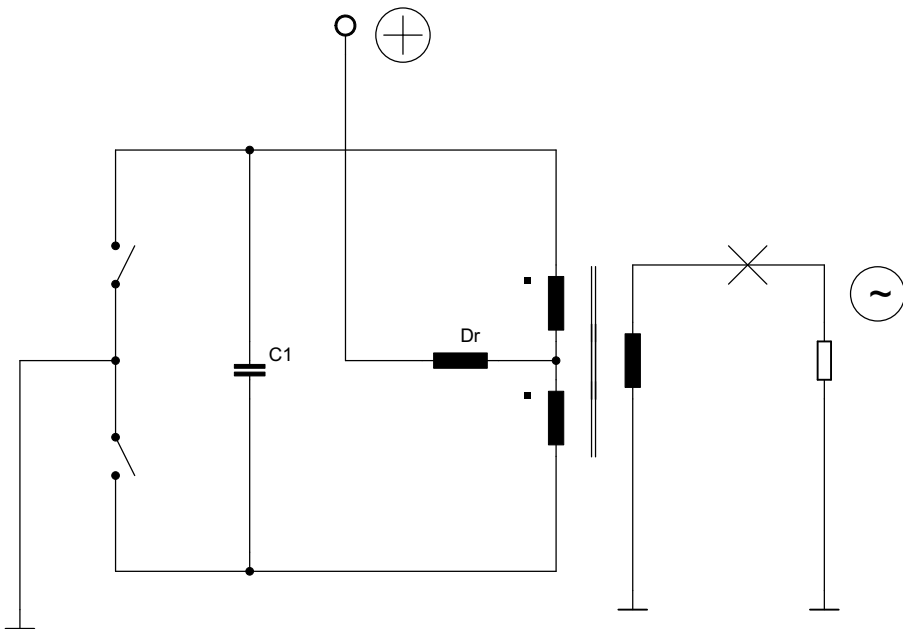


Abb. 3.13: Das Prinzip des Sinuswandlers

# 6 Schaltbeispiele für Netzspannung und Hochspannung

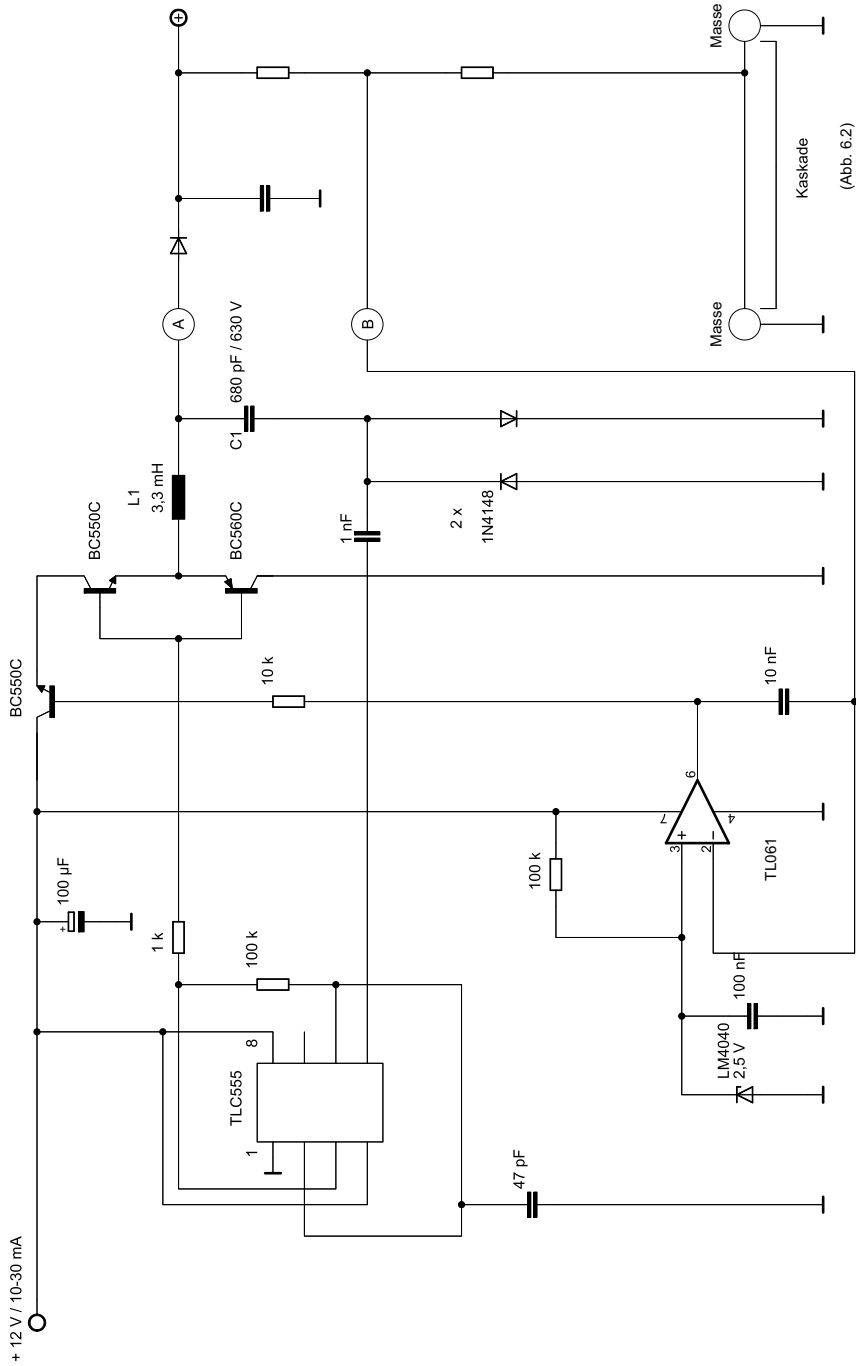
## 6.1 Hochspannung für Messaufnehmer

Für verschiedene Messaufnehmer, z. B. Lawinendioden oder Zählrohre, wird eine stabile Spannung von einigen 100 V benötigt. Die umgesetzte Leistung ist dabei gering. Üblich sind Schaltungen, die nach Art des Sperrwandlers arbeiten, also mit wenig Aufwand verbunden sind. Allerdings sind sie damit auch starke Störquellen. Für eine Lawinendiode, die als empfindlicher Fotodetektor mit einer Bandbreite von etlichen 100 MHz arbeitet, ist ein solcher Wandler nicht gerade die optimale Stromversorgung. Geräteintern sind schließlich möglicherweise Störabstände einzuhalten, die um etliche Zehnerpotenzen über dem liegen, was unter EMV-Gesichtspunkten nach außen hin vertretbar wäre. So kann man sich kaum einen Funkempfänger vorstellen, bei dem eine interne Störquelle genau auf einer Zwischenfrequenz liegt – ein solches Konzept funktioniert einfach nicht.

Die Anzahl der Vorschläge für einfache Sinusgeneratoren (Stichwort *LC-Oszillator*) sind kaum zu überschauen. Sie enthalten prinzipiell einen LC-Schwingkreis, der mit einem aktiven Element (meist einem Transistor) entdämpft wird. Aufgebaut mit reinen Blindwiderständen, sind im LC-Kreis Strom und Spannung um  $90^\circ$  in der Phase verschoben.

Im Timer C555 ist die Dreiecksspannung am Kondensator und die Rechtecksspannung am Ausgang konstruktionsbedingt um  $90^\circ$  verschoben. Aus dieser Analogie heraus entstand die Idee, den Timer für Leistungsanwendung mit einem Schwingkreis zu synchronisieren. Dafür gibt es mehrere Möglichkeiten. Die stabilste besteht darin, den Timer in üblicher Weise zu beschalten und mit einer Frequenz zu betreiben, die in der Nähe ( $\pm 20\%$ ) der Resonanzfrequenz liegt. Die Ausgangsspannung regt den Schwingkreis an und der im Schwingkreis fließende Strom moduliert leicht die interne Referenz des Timers. *Abb. 6.1* zeigt die Schaltung.

Neben dem Schwingkreis, bestehend aus Induktivität  $L1$  und Kapazität  $C1$ , gibt es noch einen Treiber mit einem bipolaren Emitterfolger und dazu eine Regelschaltung, die die gleichgerichtete Spannung am Schwingkreis mit einer Referenzspannung vergleicht und in Abhängigkeit davon die Versorgung des Treibers erhöht oder senkt.



(Abb. 6.2)

Abb. 6.1: Sinusgenerator zur Erzeugung von Hochspannung

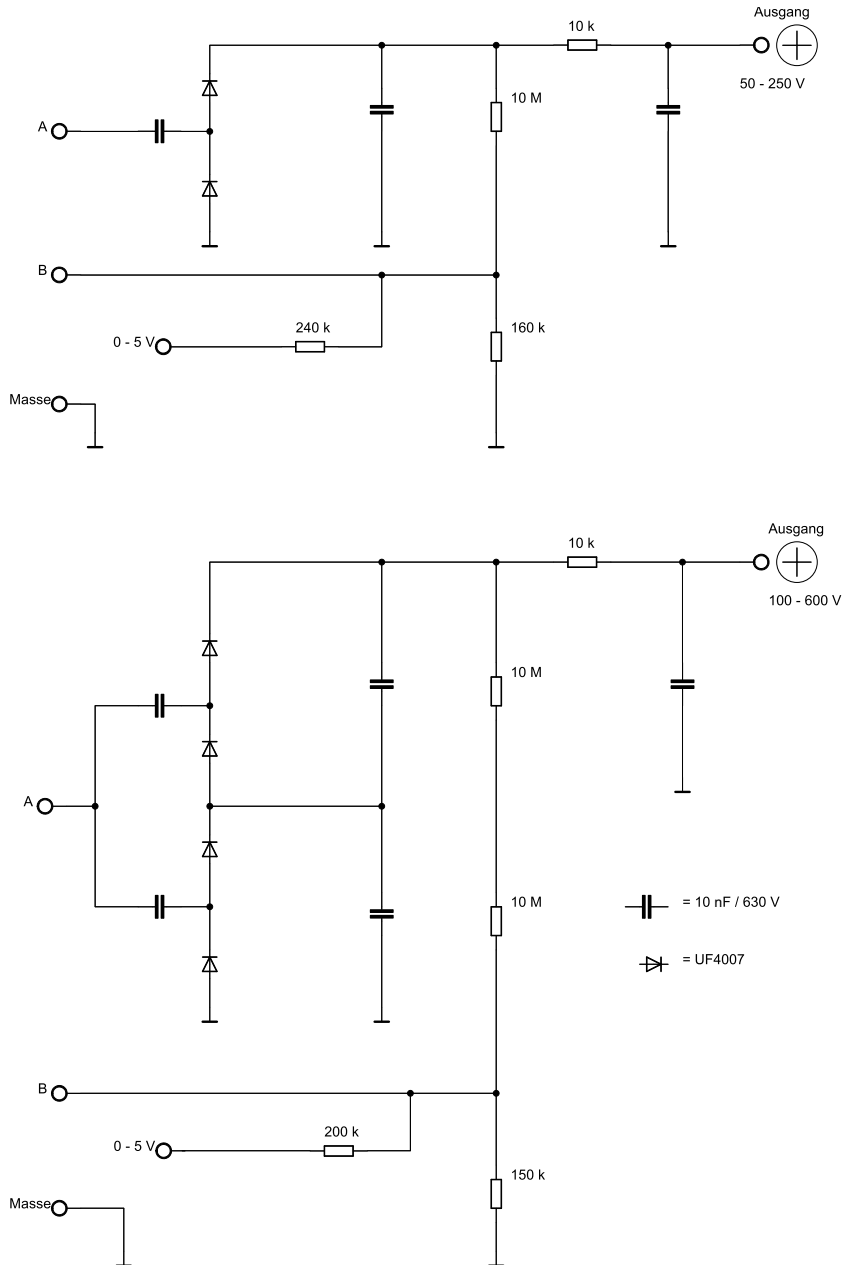
Man fragt sich, ob das LC-Glied wirklich ein Schwingkreis ist, denn es ist mit Absicht und schaltreglertypisch als LC-Tiefpass gezeichnet. Zur Beantwortung muss man untersuchen, welche Eigenschaften die übrigen Bauteile haben, denn das Verhalten von Blindwiderständen wird wesentlich vom Verhalten der angeschlossenen Wirkwiderstände bestimmt. Die Beschaltung des Kondensators C1 ist leichter zu verstehen. Die beiden Dioden stellen auch für Wechselspannung einen geringen Widerstand dar und der entstehende Spannungsabfall ist gegenüber der Versorgungsspannung klein. Von der Funktion her wird eine Rechteckspannung gewonnen, die dem Timer die Phasenlage des fließenden Stroms mitteilt. Die Induktivität L1 wird aus einem Emitterfolger gespeist, der am Ausgang niederohmig ist.

Ein Emitterfolger zeichnet sich aber auch dadurch aus, dass er Ströme ableitet, die von außen in den Emitter eingespeist werden, was bei einer angeschlossenen Induktivität zu erwarten ist. Diese spezielle Eigenschaft erlaubt es, Relaispulen mit einem Emitterfolger ohne Schutzdiode zu betreiben, während am Kollektor diese Induktivität ohne Diode den Transistor zerstören würde. Beide Blindwiderstände sind demnach niederohmig angeschlossen und der dynamische Innenwiderstand dürfte im Ohm-Bereich liegen.

Berechnet man dazu anhand der Dimensionierung und der Betriebsfrequenz von 100 kHz die Kenngrößen  $2\pi \cdot f \cdot L$  bzw.  $1/(2\pi \cdot f \cdot C)$ , kommt man dort auf etwa 1 k $\Omega$ . Aus Sicht des LC-Glieds sind damit seine beiden Enden niederohmig mit Masse verbunden und das Ganze ist ein Parallelresonanzkreis. Von Tiefpass kann also keine Rede sein und die unbelastete Spannung an Punkt A erreicht das 50-Fache der Versorgungsspannung, vorausgesetzt, L1 und C1 haben wenig innere Verluste. Eine passende Dimensionierung ist in *Tabelle 6.1* angegeben.

Bei der praktischen Anwendung ist zu beachten, dass der Stromverbrauch mit der Aussteuerung deutlich zunimmt. Hat man also eine geringe Last, liefert eine angeschlossene Schaltung zur Spannungsvervielfachung den besseren Wirkungsgrad. Zusätzlich ist es oft wünschenswert, die geregelte Spannung einstellbar zu machen, z. B. mit einem Signal zwischen 0 V und 5 V, das aus einem Prozessor kommen könnte. *Abb. 6.2* zeigt entsprechende Vorschläge. Die erste Variante ist für Fotodioden gedacht und zwischen 50 und 250 V einstellbar. Die zweite ist für Zählrohre und liefert eine Spannung zwischen 100 und 600 V.

Die Schaltung ist kurzschlussfest und der Strom geht dabei fast auf Null zurück, da die Schwingung abreißt. Die Kaskade sollte aber nicht direkt, sondern stets über einen Vorwiderstand entladen werden. Andernfalls besteht eine gewisse Tendenz, dass sich über den Emitterfolger rückwärts schädliche Überspannungen in der Oszillatorschaltung ausbreiten.



**Abb. 6.2:** Verschiedene Arten der Gleichrichtung als Zusatz zur Schaltung nach Abb. 6.1; der erste Vorschlag erzeugt Spannungen zwischen 50 V und 250 V, der zweite Spannungen zwischen 100 V und 600 V. Der Spannungswert ist extern einstellbar.

**Tabelle 6.1:** Bauteile für den Hochspannungsgenerator nach *Abb. 6.1*


---

Induktivität L: Kern RM5, Material N48, mit Luftspalt,  $A_L = 315$  nH. Wicklung:

- 1.) 51 · 0,15 Cul
- 2.) Lagenisolation
- 3.) 51 · 0,15 Cul

Alternativ: 2-Kammer-Kern, ohne Lagenisolation der Reihe nach bewickelt

Induktivität =  $102^2 \cdot 0,315 \mu\text{H} = 3.277 \mu\text{H} = 3,3$  mH

Bei höherem Streufeld ist auch eine Leistungsstabdrossel denkbar, mit typischen Werten von 3,3 mH/0,3 A/7  $\Omega$

Kapazität C: Hochwertiger Polypropylen-Folienkondensator; bedrahtete Ausführungen und möglichst hohe Spannungsfestigkeit liefern das beste Ergebnis.

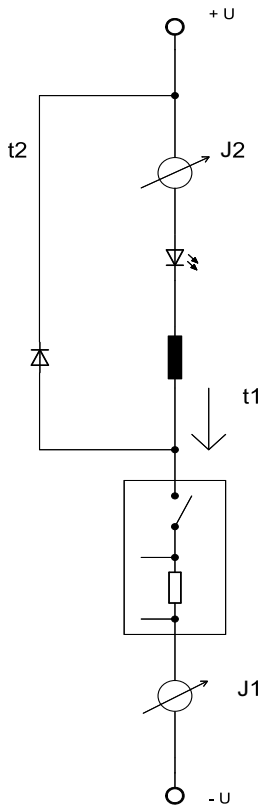
---

## 6.2 Notbeleuchtung für beliebige Versorgungsspannung

Es gibt wenig Schaltregler-Bausteine, bei denen schon auf den ersten Blick klar ist, dass sie eindeutige Vorteile gegenüber der diskreten Lösung haben. Dazu gehören alle Teile, die den fast verlustfreien Betrieb von Leuchtdioden ermöglichen, nicht nur aus einer einzigen Batteriezelle, sondern ebenso direkt aus der gleichgerichteten Netzspannung (z. B. der Typ HV99xx von Supertex, *Abb. 6.3*). Das IC hat lediglich drei Anschlüsse und dies auch nur, weil ein kleiner Kondensator extern angeschlossen werden muss. Man hat hier also genau genommen nur einen Vorwiderstand mit speziellen Eigenschaften vor sich.

Nach äußerem Schaltungsaufbau handelt es sich um einen Abwärtsschaltregler. Demnach sind auch die Ströme  $J_1$  und  $J_2$ , was man spontan vermuten möchte, im Wert nicht identisch.  $J_2$  ist vielmehr konstant und  $J_1$  hängt von der Versorgungsspannung ab. Bei idealer Arbeitsweise ist das Produkt aus Versorgungsspannung und Primärstrom konstant und entspricht der abgegebenen Leistung. Die gesamte Anordnung ist also ein Widerstand, dessen Strom umgekehrt proportional zur angelegten Spannung ist. Das ist ein praktisches Beispiel für die recht selten vorkommenden negativen Widerstände.

Im Datenblatt, in dem auch die genaue Dimensionierung der Drossel angegeben wird, findet man eine Erläuterung der Arbeitsweise. Demnach wird der Schalter zunächst eingeschaltet und gewartet, bis der Strom durch die Drossel einen intern festgelegten Wert erreicht hat (während  $t_1$ ). Danach wird für einige Zeit abgeschaltet (während  $t_2$ ) und der Vorgang beginnt erneut.

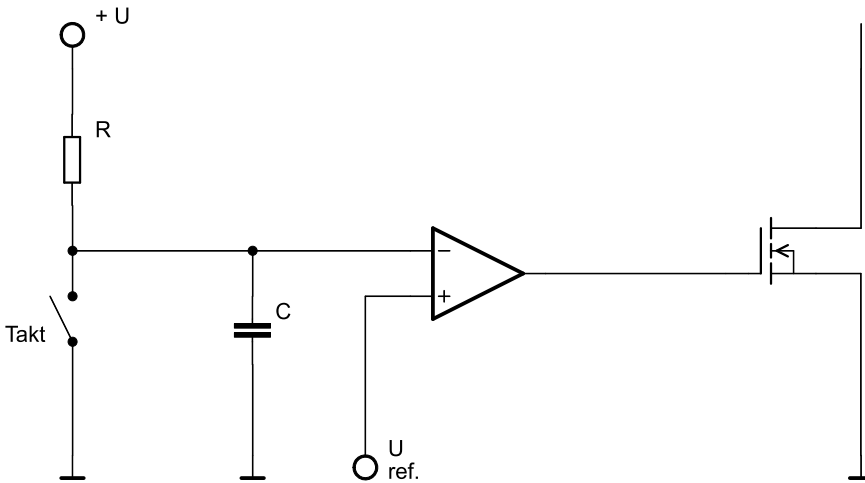


**Abb. 6.3:** So arbeitet eine Schaltung zur Versorgung von Leuchtdioden direkt aus der Netzspannung.

Wäre das wirklich alles, würde bei fester Schaltschwelle und steigender Spannung lediglich der Schaltvorgang schneller ablaufen. Der mittlere Strom bliebe konstant und die umgesetzte Leistung wäre proportional zur Versorgungsspannung. Intern muss also die Schwelle zur Strombegrenzung abgesenkt werden und zwar umgekehrt proportional zur Versorgungsspannung. Diese kann intern auch gemessen werden, solange der Schalter offen ist ( $t_2$ ), denn in dieser Situation ist die Diode leitend und damit liegt die Versorgungsspannung in guter Näherung am Bauein.

Bei einer eigenen Entwicklung wäre die Bildung eines Kehrwerts mit elektronischen Mitteln lästig. Es geht aber auch einfach, wie in *Abb. 6.4* gezeigt wird. Erzeugt man mit festem Takt einen Sägezahn, dessen Steigung proportional zur Versorgungsspannung ist, ist die Zeit vom Start bis zum Erreichen eines festen Werts umgekehrt proportional zur Versorgungsspannung. Man benötigt genau genommen keine Strommessung mit einem anschließenden Regelvorgang. Es reicht bei der hier geforderten Genauigkeit eine einfache „Vorwärtskorrektur“. Sie reagiert auch ohne Zeitverzögerung auf Schwankungen der Eingangsspannung.





**Abb. 6.4:** Schaltung zur Bildung des Kehrwerts aus dem Wert einer gegebenen Spannung. Der Takt ist festfrequent und die Referenzspannung muss deutlich kleiner als  $U$  sein.

Zum Verständnis zeichnet man sich am besten ein Diagramm. Bei der Berechnung gelten folgende Beziehungen:

$$\text{Ladestrom am Kondensator } C: \quad J = U / R \quad \text{mit } U_{\text{ref}} \ll U$$

$$\text{Spannung am Kondensator } C: \quad U_C \sim J \cdot t = (U / R) \cdot t$$

$$\text{Zeit für das Erreichen von } U_{\text{ref}}: \quad t \sim (U_{\text{ref}} \cdot R) / U$$

Man sieht also, dass sich der gewünschte Kehrwert auf natürliche Weise ergibt und man sogar die umgesetzte Leistung über die Höhe der Referenzspannung einstellen kann.

Abb. 6.5 zeigt eine nach diesen Prinzipien realisierte Schaltung. Sie hat gegenüber der Vorlage deutlich verbesserte Daten bei Strom und Spannung. Nutzbar wäre sie z. B. in einer Handlampe für den Elektriker, der damit auch in einem unbekanntem Schaltschrank jederzeit Licht hat.

Die Schaltung kommt mit Standardteilen aus und ihre Struktur ist bereits weitgehend beschrieben. Ergänzt wurde zunächst ein Brückengleichrichter. Liegt Wechselspannung an, misst man hinter ihm eine pulsierende Gleichspannung, da eine Siebung nicht notwendig ist. Wird die Schaltung am Netz betrieben, müssen einige Bauteile als Reihenschaltung realisiert werden, weil sonst die zulässige Spannung am Bauteil überschritten wird.

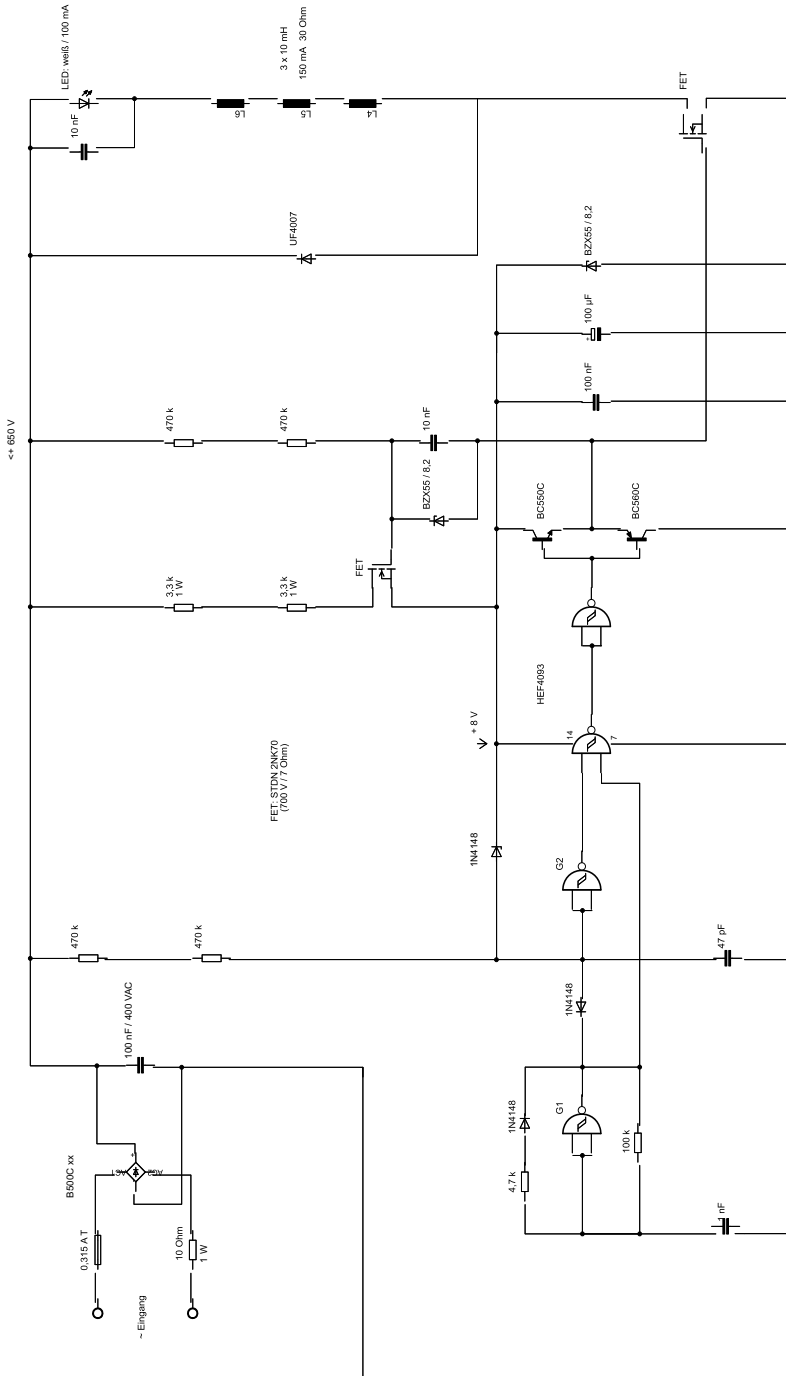


Abb. 6.5: Eine Notbeleuchtung, betriebsbereit an Spannungen zwischen 10V DC und 450 VAC.

Die Steuerung erfolgt mit Standard-Logik, bevorzugt aus der Serie *HEF4000*. Verwendet werden vier Gatter mit Schmitt-Trigger-Charakteristik, weil damit ein einfacher Oszillator realisiert werden kann (G1). Er erzeugt mit 50 kHz kurze Impulse. Nach dem Oszillator folgen der Sägezahngenerator und der Komparator (G2). Referenz ist dabei die halbe Versorgungsspannung von etwa 4 V. Die gewollte Hysterese eines Schmitt-Triggers ist bei einem Komparator eigentlich nachteilig, stört hier aber nicht, weil nur der Zeitpunkt der einen (ansteigenden) Flanke von Bedeutung ist. Zur stabileren Arbeitsweise wird auch der Steuerpuls des Oszillators weitergereicht, damit unter allen Umständen der FET regelmäßig ausgeschaltet wird.

Die Festlegung der Induktivität ist bei dem so einfach erscheinenden Abwärtsschaltregler nicht einfach, da sich der Wert der Abwärtstransformation allein aus dem Tastverhältnis des Schalters ergibt. Das wurde an anderer Stelle bereits erwähnt. In der vorliegenden Dimensionierung ging es nur um Funktion und um die leichte Verfügbarkeit der Drosseln. Diese haben so hohe Innenwiderstände, dass 2/3 der umgesetzten Leistung dort als Wärme abgeführt wird, was aber nicht weiter stört. In diesem Fall handelt es sich also um eine Dimensionierung, die rein experimentell gewonnen wurde. Wegen der hohen Spannung wird man schon im ersten Versuch mit 10 mH beginnen, nicht mit 100  $\mu$ H, dem Richtwert für Niederspannungsschaltungen.

Die Steuerung des Leistungsschalters ist so, dass mit steigender Spannung die Einschaltzeit abnimmt. Da er auf eine Induktivität schaltet, sind die Verluste theoretisch gleich Null. Diese Art der Steuerung ist aber auch geeignet, die Versorgung der übrigen Schaltung zu verbessern. Schaltet man den notwendigen Vorwiderstand periodisch ein, ist der über ihn fließende, mittlere Strom von der Versorgung unabhängig. Die Verluste steigen dann nicht mehr quadratisch mit der Spannung, sondern nur noch linear, was für die Anwendung vollkommen ausreicht.

Bei Standard-Logik-Bausteinen ist man gewöhnt, in Bezug auf Hersteller oder Typ (z. B. 74HC zu 74HCT) die Teile beliebig tauschen zu können. Leider endet diese Kompatibilität bei allen Bausteinen, die lineare Funktionen enthalten. Das sind Oszillatoren, Monoflops, PLL-Schaltungen und Schmitt-Trigger. Das ist wenig bekannt, aber für manch böse Überraschung gut. Würde man in der vorliegenden Schaltung einen anderen Hersteller wählen (z. B. Serie CD4000, HCF4000 oder MC14000), wäre zumindest die Oszillatorfrequenz anders, weil Hysteresen besonders herstellertypisch sind. Auch die Dimensionierung der Sägezahnzeugung und das Schaltverhalten müssten dann überprüft werden.

## 6.3 Übersichtliches Schaltnetzteil für 12 V/1 A

Serienmäßige Schaltnetzteile sind unübersichtlich und eine ausführliche Dokumentation ist meist nicht verfügbar. Für die Einarbeitung sind sie daher wenig geeignet. Wir besprechen eine Variante, bei der die Funktion eher zu durchschauen ist und bei der

man nachmessen kann. Der notwendige Transformator ist leicht zu wickeln oder sogar fertig zu kaufen.

Abb. 6.6 zeigt den Aufbau. Die Netzspannung läuft in üblicher Weise über eine Sicherung, einen Widerstand und einen Brückengleichrichter mit passender Spannungsfestigkeit. Danach folgt ein Elko, der sich auf den Spitzenwert der Netzspannung auflädt. Auf den ersten Blick ist seine Kapazität vergleichsweise gering. Mehr ist aber nicht notwendig, da der Primärstrom kaum 100 mA erreicht. Der Widerstand begrenzt den Stoßstrom beim Einschalten. Es sollte daher ein Leistungstyp sein. Die Sicherung ist zum Einlöten und kein Bauteil, das im Servicefall zu wechseln wäre. Sie ist vielmehr eine Sicherung gegen Brand, denn bei Schaltnetzteilen ist der Unterschied zwischen Betriebsleistung und Leistung im Schadensfall erheblich. Bei billigen Geräten findet man an dieser Stelle mitunter auch nur eine besonders dünne Leiterbahn: Reparaturen sind konstruktiv nicht vorgesehen.

Als Entstörmaßnahme direkt vor dem Gleichrichter liegt, sozusagen als Minimum, eine stromkompensierte Drossel. Hier könnten weitere Maßnahmen ergriffen werden, z. B. ein zusätzlicher Kondensator zwischen den Phasen oder auch ein Überspannungsableiter gegen kurze Spitzen aus dem Netz.

Nach dem Gleichrichter folgt ein Zerhacker mit Tastverhältnis 1:1, ein über Kondensator angekoppelter Transformator, sekundär ein Brückengleichrichter mit Schottky-Dioden und abschließend ein Linearregler, der die Welligkeit reduziert und die gesamte Schaltung kurzschlussfest macht.

Die Steuerschaltung besteht aus dem Timer C555 und einem weiteren speziellen „Halbbrückentreiber“, der die FETs phasenrichtig und mit kurzer Zwischenpause ansteuert. Dieser Schaltkreis erzeugt auch die aufwendige Isolation des oberen Schalters. Um ihn einzuschalten, wird aus der Versorgungsspannung über die Diode D1 Ladung „getankt“, solange der untere Schalter eingeschaltet ist. Die Schaltung startet insgesamt über einen Vorwiderstand, der abgeschaltet wird, sobald der Vorgang stabil arbeitet.

Die Schaltungsteile wurden bereits im Einzelnen beschrieben – daher ein Blick auf die Funktion insgesamt. Die Schaltung hat als einfacher Zerhacker keine regelnden Eigenschaften, sondern entspricht eher einem klassischen Netztransformator, allerdings betrieben mit einer Rechteckspannung, weshalb die Siebmittel auf der Sekundärseite sehr einfach gehalten sind. Auftretende 100-Hz-Schwankungen stammen nur vom Ladekondensator auf der Primärseite. Im Vergleich zu einem klassischen Transformator hat die Schaltung aber wesentlich weniger Innenwiderstand. Daher ist sekundärseitig eine Strombegrenzung zwingend erforderlich, die der Linearregler mit übernimmt. In der angegebenen Dimensionierung sind unter voller Last 5 % Netzunterspannung erlaubt, was natürlich unter Verlust von Wirkungsgrad mit einer anderen Sekundärwicklung verbessert werden kann. Mehrere Sekundärwicklungen sind möglich, müssen aber sinngemäß geregelt und im Kurzschlussfall im Strom begrenzt werden.

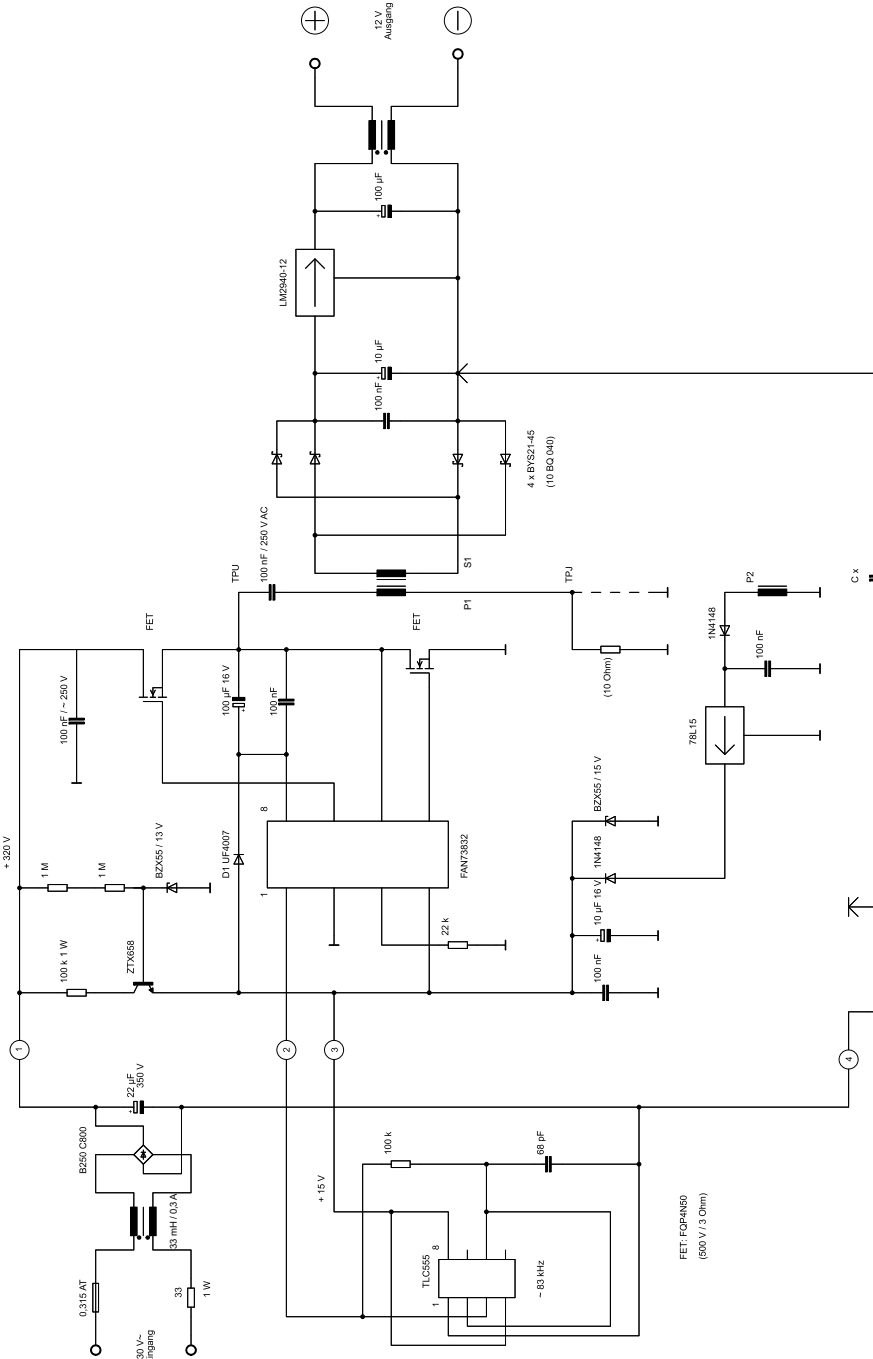


Abb. 6.6: Ein Schaltnetzteil mit Zerhacker und linearer Nachregelung für 12 V/1 A aus 230 V Wechselspannung; Massezeichen haben in einer solchen Schaltung stets nur symbolische Bedeutung.

Analysiert man Schaltnetzteile im unteren Preissegment, stellt man oft eine recht knappe Dimensionierung aller Teile fest, die das Störaufkommen reduzieren sollen. Die überraschendste Konstruktion ist wohl ein Kondensator, der die mühsam errungene Potenzialtrennung von primär nach sekundär kapazitiv wieder aufhebt und hier im Schaltplan nur symbolisch (!) mit  $C_x$  eingetragen ist. Der Kondensator schließt Hochfrequenzstörungen quer über den Transformator kurz und wird mit einigen Nanofarad so groß gewählt, dass gerade noch die Vorschriften zum Thema Ableitstrom eingehalten werden. Der Ersparnis an induktiven Bauteilen steht dann der Effekt entgegen, dass die entstehenden Ableitströme in den Fingern als merkliches Prickeln zu spüren sind. Deshalb wird diese Lösung hier nicht weiter verfolgt. Eine wirklich sinnvolle Maßnahme gegen EMV-Probleme ist eine weitere Verdrosselung am Ausgang, wahlweise als stromkompensierte Drossel für die Taktfrequenz oder mit zwei getrennten Stabdrosseln, wenn besonders die Oberwellen stören.

Bei der Dimensionierung einer derartigen Schaltung spielt die Wahl der Betriebsfrequenz eine Rolle. Moderne Bauteile lassen den Betrieb bei etlichen 10 kHz zu und die Baugröße reduziert sich damit erheblich. Es gibt also keine Veranlassung, die Hörgrenze zu unterschreiten, weil es fast unmöglich ist, Pfeifgeräusche wirkungsvoll zu dämpfen. Sogar keramische Kondensatoren wirken als Signalgeber, ganz zu schweigen von schwingenden Wicklungen und Längenveränderungen in den magnetischen Bauteilen durch Magnetostriktion. An der oberen Frequenzgrenze verschlechtern sich die Magnetmaterialien, die kapazitiven Ströme in den Schaltern und der Stromverbrauch der Steuerschaltung nehmen zu. Damit wird die Erzeugung der Startspannung aufwendiger und der Wirkungsgrad sinkt insgesamt. Auch die Kühlung der Halbleiter ist kritischer, da sie sich, in Bezug zur Taktfrequenz, länger in Zwischenzuständen befinden, in denen sie Wärme entwickeln. Insgesamt ergibt sich so ein empfehlenswerter Frequenzbereich von 50 bis 150 kHz, in dem auch gut gemessen werden kann. Für das Schaltbeispiel wurden 83 kHz festgelegt, entsprechend einem Takt von 12  $\mu\text{s}$ .

Ein wesentlicher Punkt ist die Bauart des Transformators. Er wird beim Zerhacker so dimensioniert, dass er ohne sekundäre Last wenig Strom aufnimmt. Überspannung entsteht daher kaum, auch dann nicht, wenn beide Schalter vorübergehend offen sind. Da er in der Schaltung kapazitiv angekoppelt wird, gibt es keine Gleichspannungsüberlagerung und ein Luftspalt ist nicht notwendig.

Es werden viele Kernformen angeboten und man findet auch Tabellenangaben, welche Kernform bei welcher Frequenz und welcher Betriebsart welche Leistung umsetzen kann. Ein Optimum beim Ferritvolumen heißt aber noch lange nicht, dass sich gut wickeln lässt. Ein Kompromiss mit einer im Experiment gewonnenen Optimierung ist ein Kern des Formats EFD25 mit einem modernen Ferrit. Die Primärwicklung füllt mit einer Lage genau den Spulenkörper und die Hilfswicklung kann an dem Ende der Wicklung, das mit Masse verbunden ist, ohne weitere Isolation aufgebracht werden. Darüber kommt eine klassische Isolation mit Folie, darauf sekundär nochmals Lackdraht. Üblich und ausdrücklich zulassungsfähig ist alternativ eine Sekundärwicklung

mit hochspannungsfester Litze, die ohne Isolation mit Folie auskommt. Verwendet wird besonders eine Umhüllung aus PTFE (Handelsname *Teflon*) mit entsprechender Spannungsfestigkeit. Die Litze endet dann direkt auf der Platine, wird also nicht an den Stiften des Spulenkörpers angelötet, was bei enger Bauform unübersichtliche Kriechstrecken vermeidet. Nähere Angaben sind in *Tabelle 6.2* zu finden.

**Tabelle 6.2:** Bauvorschrift für den Transformator nach *Abb. 6.6*

---

Kern EFD 25, Material N87, ohne Luftspalt,  $A_L = 2.000 \text{ nH}$

- 1.) P1:  $70 \cdot 0,2 \text{ Cul}$  (1 Lage voll gewickelt)
- 2.) P2:  $10 \cdot 0,2 \text{ Cul}$  (am Rand gewickelt, masseseitig)
- 3.) Lagenisolation
- 4.) S1:  $7 \cdot 0,5 \text{ Cul}$  oder isolierter Schaltdraht

Alternativ: Lagenisolation entfällt, S1 mit PTFE-Litze (5 kV)

Induktivität =  $70^2 \cdot 2 \mu\text{H} = 9.800 \mu\text{H} = 9,8 \text{ mH}$ ; die Polung der Wicklung spielt keine Rolle.

---

Die unkritische Dimensionierung des Transformators lenkt den Blick auf fertig gewickelte Bauteile mit geschlossenem Magnetkern, besonders auf stromkompensierte Drosseln für Netzanwendung. Das wären bereits Transformatoren mit Übersetzungsverhältnis 1:1 und entsprechender Spannungsfestigkeit. Es gibt auch Varianten, die genügend Raum für eine nachträglich aufgebrachte sekundäre Wicklung mit spannungsfester Litze hätten. Der Referenztransformator hat auf der Primärseite um 10 mH Induktivität. Ein Richtwert für die Suche bei Drosseln wäre daher 10 mH bis 20 mH. Aus Gründen der Spannungsfestigkeit sollte man beide Teilwicklungen in Reihe schalten, wobei der Wicklungssinn von Bedeutung ist und die Gesamtinduktivität dann das 4-Fache der Einzelinduktivität beträgt. *Tabelle 6.3* nennt die Daten einer derartigen Lösung, die vor allem für Testzwecke geeignet ist.

**Tabelle 6.3:** Eine stromkompensierte Drossel als Transformator nach *Abb. 6.6*

---

Stromkompensierte Drossel, Typ Epcos B82734xx,  $2 \cdot 6,8 \mu\text{H}$

P1: Vorhanden, beide Wicklungen in Reihe =  $27,2 \mu\text{H}$

P2:  $8 \cdot$  dünne, isolierte Schallitze oder Schaltdraht

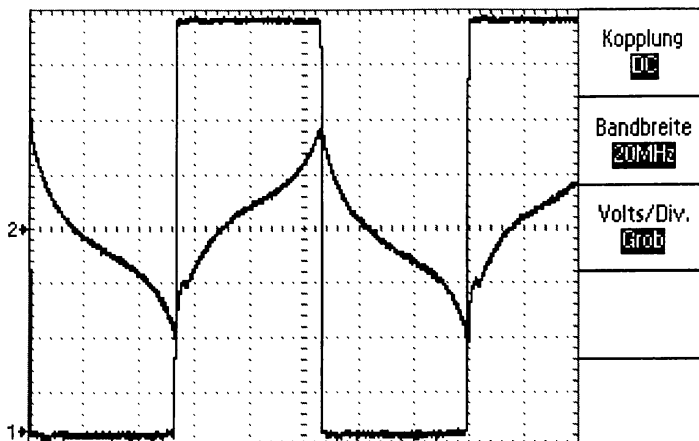
S1:  $7 \cdot$  PTFE-Litze (5 kV)

Die Polung der Wicklung spielt nur bei P1 eine Rolle.

---

Ohne Versuch geht es aber nicht, zumal die Daten des Magnetmaterials meist nicht genannt werden und möglicherweise die Betriebsfrequenz zu hoch ist. Es sind also die

Verluste im Kern bei Leerlauf und Nennspannung zu bestimmen. Dazu betreibt man die Steuerschaltung mit einer externen Stromversorgung und ersetzt den Transformator im Schaltbild durch die zu testende Induktivität. Zusätzlich schafft man sich einen Testpunkt für den Strom (siehe Schaltbild) und oszillographiert den Strom in Abhängigkeit von der Netzspannung mit Start bei 0 V. Der Strom sollte sich als Dreieck darstellen. Wird er bei den Maximalwerten überproportional groß, deutet das auf Sättigung hin und die Induktivität ist zu klein oder zu verlustbehaftet (siehe *Screenshot 6.1*). Ziel ist, dass der Kern bei Nennspannung nicht zu heiß wird ( $<60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ), wobei man etwas Geduld haben muss. Bleibt er kalt, hat er eigentlich zu viel Induktivität. Das schadet nicht, bedeutet aber, dass das Bauteil, als Transformator gesehen, unnötig viel Windungen auf der Sekundärseite benötigen wird.



**Screenshot 6.1:** Spannung und Strom am Trafo nach Abb. 6.6 im Leerlauf; der Stromverlauf deutet auf Sättigung hin.

## 6.4 Schaltung zur Leistungsfaktorkorrektur (PFC)

Wenn man die Netzspannung oszillographiert, stellt man neben den überlagerten, teilweise veränderlichen Impulsen fest, dass die Spitzen der periodischen Kurve recht flach verlaufen. Von einer Sinusform kann eigentlich keine Rede sein. Das hat damit zu tun, dass die Mehrzahl der Verbraucher offensichtlich einen Kondensator auflädt, der typischerweise während des Spannungsmaximums in kürzester Zeit die komplette Energie dem Netz entnimmt.

Der Privatmann wundert sich ein wenig darüber, denn er hat zwar seine Stereoanlage und den Fernseher und vielleicht auch den PC, aber alle anderen Verbraucher, die hochpreisig Strom kosten, sind rein ohmsche Lasten. Auch die Dimmer für das De-



Nothart Rohde

# Schaltregler und Schaltnetzteile entwickeln

**Geräte ohne Schaltnetzteil sind heute kaum noch vorstellbar. Mit den Vorteilen, die Schaltnetzteile bei Gewicht und Volumen bieten, sind aber auch Nachteile verbunden – komplizierte Bauteile, hohe Spannung und elektrische Störungen.**

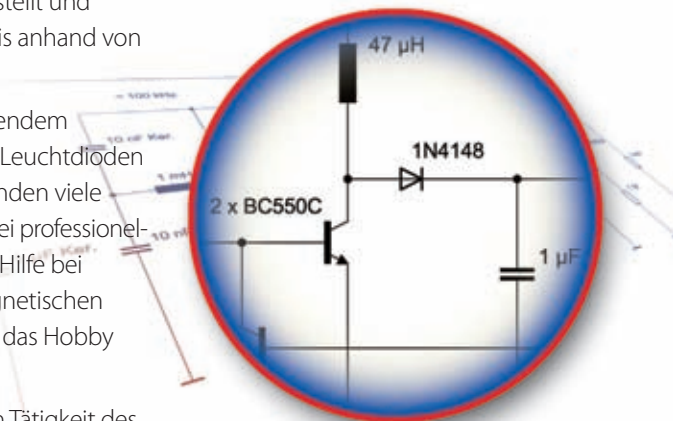
Dieses Buch erklärt in übersichtlicher Weise die Zusammenhänge von Schaltreglern und Schaltnetzteilen. Es werden alle gängigen Strukturen und Bauteile vorgestellt und anschließend ihre Wirkungsweise in der Praxis anhand von ausführlichen Schaltbeispielen erläutert.

Die Bandbreite der Beispiele reicht, mit steigendem Schwierigkeitsgrad, von der Versorgung von Leuchtdioden bis zur Erzeugung von Hochspannung. Sie finden viele Tipps und Tricks zur Lösung von Problemen bei professioneller Entwicklungsarbeit sowie praxisingerechte Hilfe bei Fragen der Regeltechnik und der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV). Lösungsvorschläge für das Hobby runden das Buch ab.

Dieses Buch ist das Ergebnis der langjährigen Tätigkeit des Autors als Entwickler, hilft dem Leser bei eigenen Projekten und kommt weitgehend ohne Formeln aus.

## Aus dem Inhalt:

- Schaltungen für Geräte mit Kleinspannung
- Schaltungen für Geräte mit Netz- und Hochspannung
- Grundlagen der Messtechnik



ISBN 978-3-645-65002-1



29,95 EUR [D]