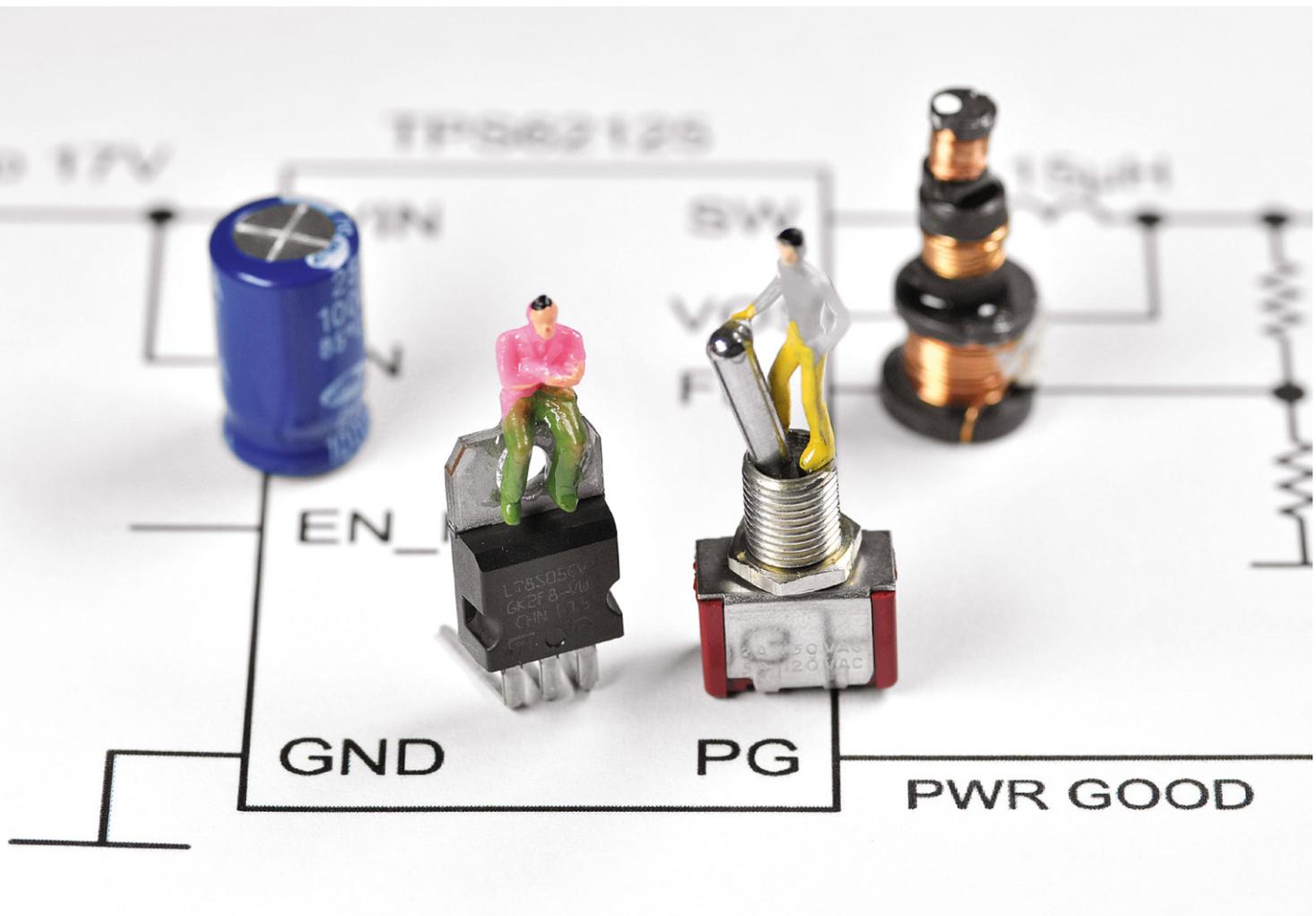


DC-DC-Converter

Verlustarmut durch Schalttechnologie, Teil 1

In der modernen Elektronik wird zur Stromversorgung der unterschiedlichsten Funktionsbaugruppen eine Vielzahl von Gleichspannungen in einem breiten Leistungsspektrum benötigt. Sie leiten sich zumeist von einer Eingangsgleichspannung ab, die möglichst verlustarm in die gewünschte Zielgleichspannung konvertiert wird, woraus sich die Bezeichnung DC-DC-Converter (DDC) herleitet.



Warum Schalttechnologie?

In komplexen Schaltungen, wie sie beispielsweise auf einem PC-Motherboard realisiert sind, gibt es eine Reihe hoch integrierter Schaltungen: Prozessoren, Logikbausteine, ASICs (Application-Specific Integrated Circuit), Speicher etc. mit beträchtlichem Strombedarf. Deren Erwärmung soll durch den Betrieb mit möglichst niedrigen Spannungen von wenigen Volt so gering wie möglich gehalten werden.

Die Versorgungsspannungen werden in unmittelbarer Nähe zum Verbraucher, also am Punkt der Last (engl. Point of Load = PoL) durch das verlustarme Ab-

wärtswandeln einer höheren Spannung auf die gewünschte Zielspannung mit geschalteten DC-DC-Convertern gewonnen. So lassen sich Verluste in langen Zuleitungen und durch Stromspitzen verursachte transiente (transient: im Übergang zu einem stabilen Zustand befindlich) Spannungsschwankungen mit den dadurch hervorgerufenen Störstrahlungen minimieren.

Nur so sind hohe Integrationsdichte (Stichwort: Miniaturisierung), geringe Wärmeentwicklung (Stichwort: Nachhaltigkeit) und elektromagnetische Störfestigkeit (Stichwort EMV: Elektromagnetische Verträglichkeit) unter einen Hut zu bringen.



Man muss sich vor Augen halten, dass das Abführen der mit Wärme verbundenen Verlustleistungen Kühlaufwand bedingt. Dieser ist mit zusätzlichem Gewicht und Platzbedarf verbunden und verschlechtert die Energiebilanz der Schaltung. Vor diesem Hintergrund von Nachhaltigkeit und Energieeffizienz ergibt sich geradezu zwingend der Einsatz von geschalteten Wandlerkonzepten (Switch Mode Power Supply: SMPS).

Bis sich Schaltwandler auf Halbleiterbasis vor etwa 30 Jahren auf breiter Basis durchzusetzen begannen, gab es nahezu ausnahmslos Linearnetzgeräte für konstante Ausgangsspannungen mit Transformator, Gleichrichter und Serien- oder Parallelregler. Bei diesem Konzept waren Transformator und Kühlkörper die Baugröße und Gewicht dominierenden Bauteile.

Prinzip des linearen Längsreglers

Um zu verstehen, wie man die Spannung an einem Lastwiderstand – der in diesem Fall die zu versorgende Schaltung symbolisiert – auf eine bestimmte Größe einstellen und diese konstant halten kann, betrachten wir einmal einen einfachen Spannungsteiler, bestehend aus der Reihenschaltung eines Lastwiderstands R_L und eines einstellbaren Vorwiderstands R_V (Bild 1).

Sie liegt an einer Konstantspannungsquelle V_{in} und ruft den Strom I durch die beiden Teilerwiderstände R_L und R_V hervor. Nun soll die Spannung V_L am Lastwiderstand R_L unabhängig von dessen Größe konstant gehalten werden. Dazu betrachten wir die Gleichung 1 für die Spannung am Lastwiderstand (Spannungsteilergleichung).

Wenn R_L schwankt und R_V konstant ist, dann schwankt auch V_L . Wenn wir jedoch R_V so variieren, dass sich unabhängig von R_L das Verhältnis $R_L/(R_V+R_L)$ nicht ändert, so bleibt auch die Spannung am Lastwiderstand V_L konstant. Das erreichen wir, indem wir R_V um den gleichen Faktor ändern, mit dem sich R_L ändert. Wenn der Lastwiderstand R_L also beispielsweise um einen Faktor 0,5 (auf die Hälfte) zurückgeht, muss

$$V_L = \frac{R_L}{R_V + R_L} \cdot V_{in} \quad \text{Spannung am Lastwiderstand} \quad \text{Gleichung 1}$$

$$P_V = \frac{R_V}{(R_L + R_V)^2} \cdot V_{in}^2 \quad \text{im Vorwiderstand } R_V \text{ umgesetzte Leistung}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_L \cdot I^2}{(R_L + R_V) \cdot I^2} = \frac{1}{1 + \frac{R_V}{R_L}} 100\% = \frac{V_L}{V_{in}} 100\% \quad \text{Gleichung 2}$$

dies auch R_V tun. Die im Vorwiderstand umgesetzte Leistung verändert sich dagegen mit dem Kehrwert dieses Faktors. Wenn also der Lastwiderstand $1/3$ seines Wertes annimmt, steigt die Verlustleistung im Vorwiderstand um den Faktor 3.

Die im Lastwiderstand umgesetzte Leistung P_L (Nutzleistung) hat also stets eine entsprechend große, im Vorwiderstand umgesetzte Leistung P_V (Verlustleistung) zur Folge. Für den Wirkungsgrad η ($0 \leq \eta \leq 100\%$) als Verhältnis von Nutzleistung P_L zur gesamten, von der Quelle abgegebenen Leistung P_{in} gilt die Beziehung nach Gleichung 2.

So wird z. B., wenn der Vorwiderstand R_V gleich groß ist wie der Lastwiderstand R_L , der Wirkungsgrad $\eta = 50\%$. Das ist unmittelbar einsichtig, weil an jedem der Widerstände die gleiche Spannung abfällt und damit die gleiche Leistung umgesetzt wird: Am Lastwiderstand 50 % als Nutzleistung und am Vorwiderstand 50 % als Verlustleistung. Bild 2 zeigt den Zusammenhang aus Gleichung 2 grafisch.

Beispiel

Nehmen wir an, wir haben eine Spannungsquelle mit $V_{in} = 12\text{ V}$, einen „Regel“- bzw. Vorwiderstand R_V von $220\ \Omega$ und einen Verbraucher, den wir zunächst durch einen Widerstand R_L mit $330\ \Omega$ symbolisieren. Aus der Gleichung erhalten wir: $V_L = 330\ \Omega / (220\ \Omega + 330\ \Omega) \cdot 12\text{ V} = 7,2\text{ V}$, also die Spannung, die an unserem „Verbraucher“ (R_L) abfällt. Verkleinern wir den Lastwiderstand um $110\ \Omega$ auf $220\ \Omega$, ohne dass wir auch den Vorwiderstand anpassen, verändert sich die Spannung an R_L auf 6 V .

In unserem Beispiel simulieren wir durch Veränderung des Lastwiderstands gleichzeitig einen sich verändernden Strombedarf der Schaltung – er steigt von $21,8\text{ mA}$ ($U/R \cdot I$, $12\text{ V}/550\ \Omega = 0,0218\text{ A}$) auf $27,3\text{ mA}$ ($12\text{ V}/440\ \Omega = 0,0273\text{ A}$) an. Eine recht kleine Veränderung des Strombedarfs bewirkt also schon eine deutliche Veränderung der Spannung an unserem simulierten Verbraucher.

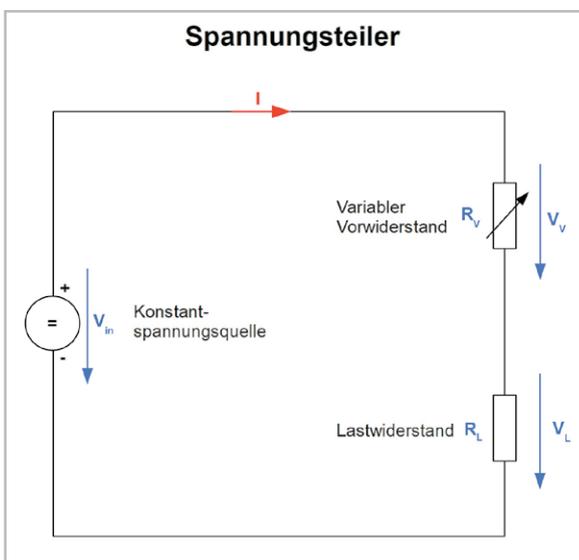


Bild 1: Durch Variation des variablen Vorwiderstandes R_V lässt sich die Spannung am Lastwiderstand R_L unabhängig von dessen Größe konstant halten.

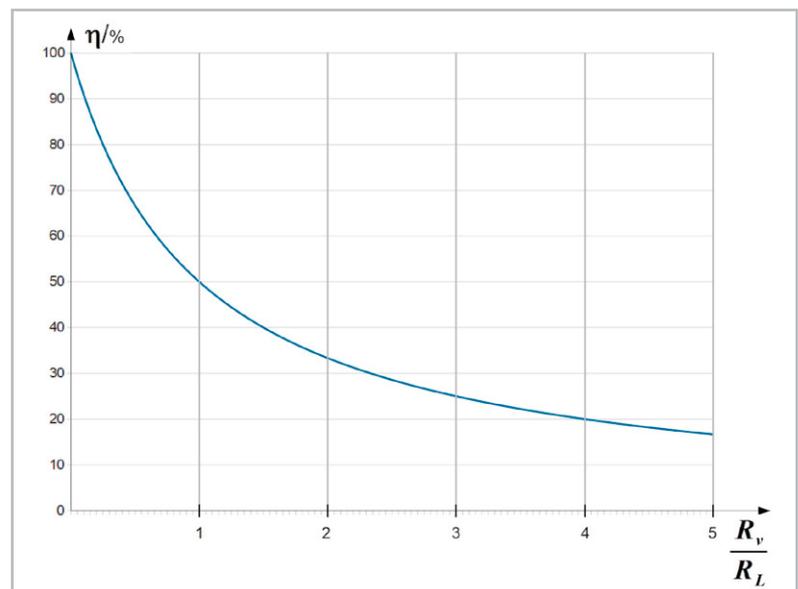


Bild 2: Der Wirkungsgrad η des Spannungsteilers gibt an, welcher Bruchteil der von der Quelle V_{in} abgegebenen Leistung im Lastwiderstand umgesetzt wird.



An diesem Beispiel wird klar, warum der Vorwiderstand für eine Regelung variabel sein muss und sich dem Lastwiderstand entsprechend anpassen muss, damit die Spannung dort immer auf dem gewünschten Wert bleibt.

Linearer Längsregler

Beim linearen Längsregler wird die Rolle des Vorwiderstands von einem Transistor (Längstransistor) übernommen. Wird sein Widerstand durch das Ergebnis eines Vergleichs zwischen der Ausgangsspannung V_{out} und einer Referenzspannung V_{ref} so beeinflusst, dass V_{out} konstant bleibt, haben wir es mit einem spannungsgeregelten Linearnetzteil zu tun. Linear bedeutet in diesem Zusammenhang, dass der Transistor in einem Bereich zwischen „voll leitend“ und „voll gesperrt“ arbeitet, in dem ein linearer Zusammenhang des Kollektorstroms mit dem Basisstrom besteht, nämlich $I_c = B \cdot I_b$ (B : Gleichstromverstärkung).

Das Prinzipschaltbild einer solchen Anordnung zeigt Bild 3. Der Strom I aus der Spannungsquelle V_{in} fließt hier über das Steuerelement durch die Last R . Der Eigenstromverbrauch zur Erzeugung der Referenzspannung, für den Abweichungsdetektor und -verstärker sowie den Ausgangsspannungsfühler sei hier vernachlässigt. Die technische Ausführung ist in Bild 4 zu sehen. Die Identifizierung der Funktionsblöcke aus dem Prinzipschaltbild ist einfach:

- Referenzspannung \rightarrow R1 2,2 k, ZD 5,6 V
 - Ausgangsspannungsfühler \rightarrow P 10 k
 - Abweichungsdetektor und -verstärker \rightarrow IOP1
- und das
- Steuerelement \rightarrow Transistor T

Bei entsprechend hohen Lastströmen ist die Vernachlässigung der internen Ströme gerechtfertigt, und der Strom aus der Quelle in die Schaltung hinein I_{in} kann mit dem Strom durch die Last I_R gleichgesetzt werden.

Linearer Längsregler in der Simulation

Ein wertvolles Hilfsmittel ist in diesem Zusammenhang ein Schaltungssimulationsprogramm, mit dem man theoretische Überlegungen verifizieren oder komplexe Zusammenhänge transparent machen kann. Ein kostenloses, aber leistungsstarkes Simulationstool ist TINA-TI als eine für den Halbleiterhersteller Texas Instruments lizenzierte Version vom SPICE-basierten TINA (Toolbox for Interactive Network Analysis) des ungarischen Softwarehauses Designsoft. Sie finden in dieser Ausgabe ab Seite 80 eine Einführung in die Simulations-Software TINA-TI.

Das mit TINA realisierte Schaltbild in Bild 4 liefert die Ströme $1\text{ A} \rightarrow 0,5\text{ A} \rightarrow 0,33\text{ A}$ aus der Quelle und in die Last, wenn man den Lastwiderstand zyklisch im 1-ms-Raster von $10\ \Omega \rightarrow 20\ \Omega \rightarrow 30\ \Omega$ ändert (Bild 5). Die Ausgangsspannung V_{out} am Lastwiderstand bleibt dabei konstant auf 10 V, was die Regeleigenschaften der Schaltung beweisen.

Etwas anspruchsvoller sind die Verhältnisse, wenn die Eingangsspannung für den Längsregler V_{in} aus dem 230-V-Netz durch einen Transformator mit Mittelanzapfung der Sekundärwicklung, zwei Dioden und einen Glättungskondensator gewonnen wird (Bild 6).

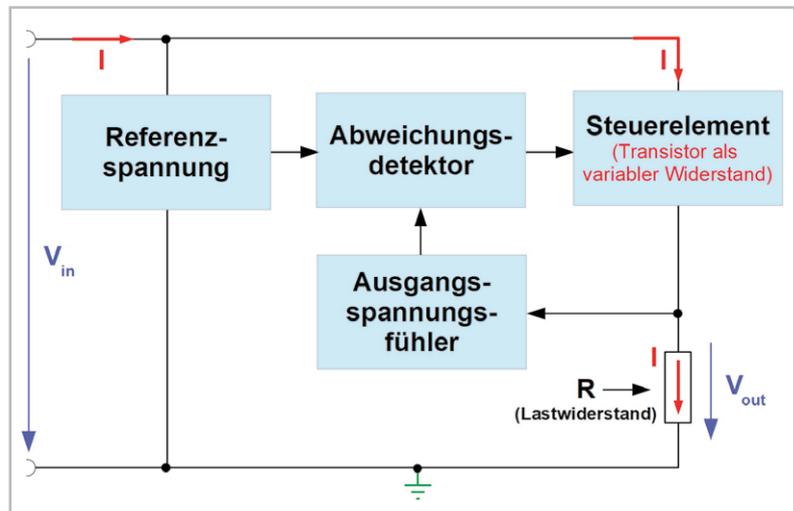


Bild 3: Beim Längsregler wird der variable Vorwiderstand durch ein Steuerelement (meist ein Transistor) ersetzt, welches durch das Ergebnis eines Vergleichs einer Referenzspannung mit der Ausgangsspannung am Lastwiderstand so beeinflusst wird, dass diese unabhängig vom Laststrom konstant ist.

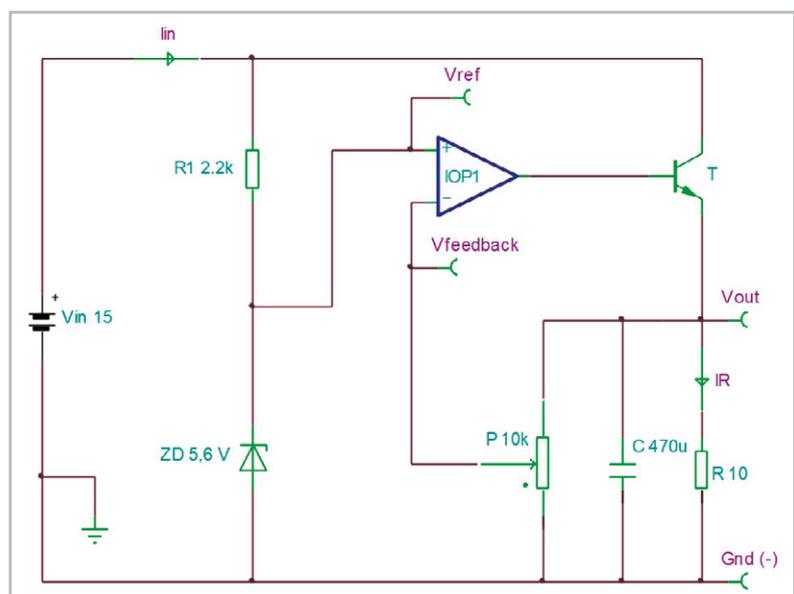


Bild 4: Das Blockschaltbild in Bild 3 in eine praktische Schaltung zur Simulation mit TINA-TI umgesetzt.

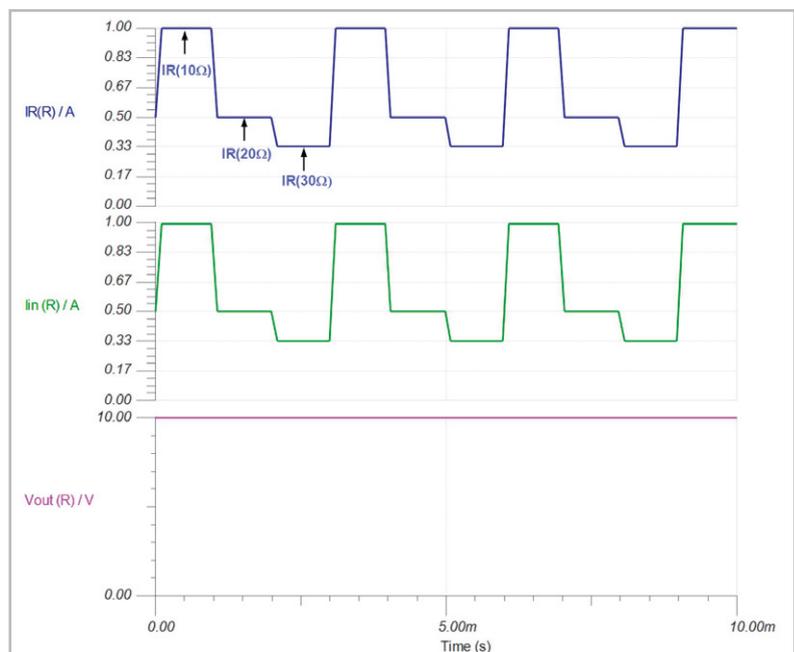
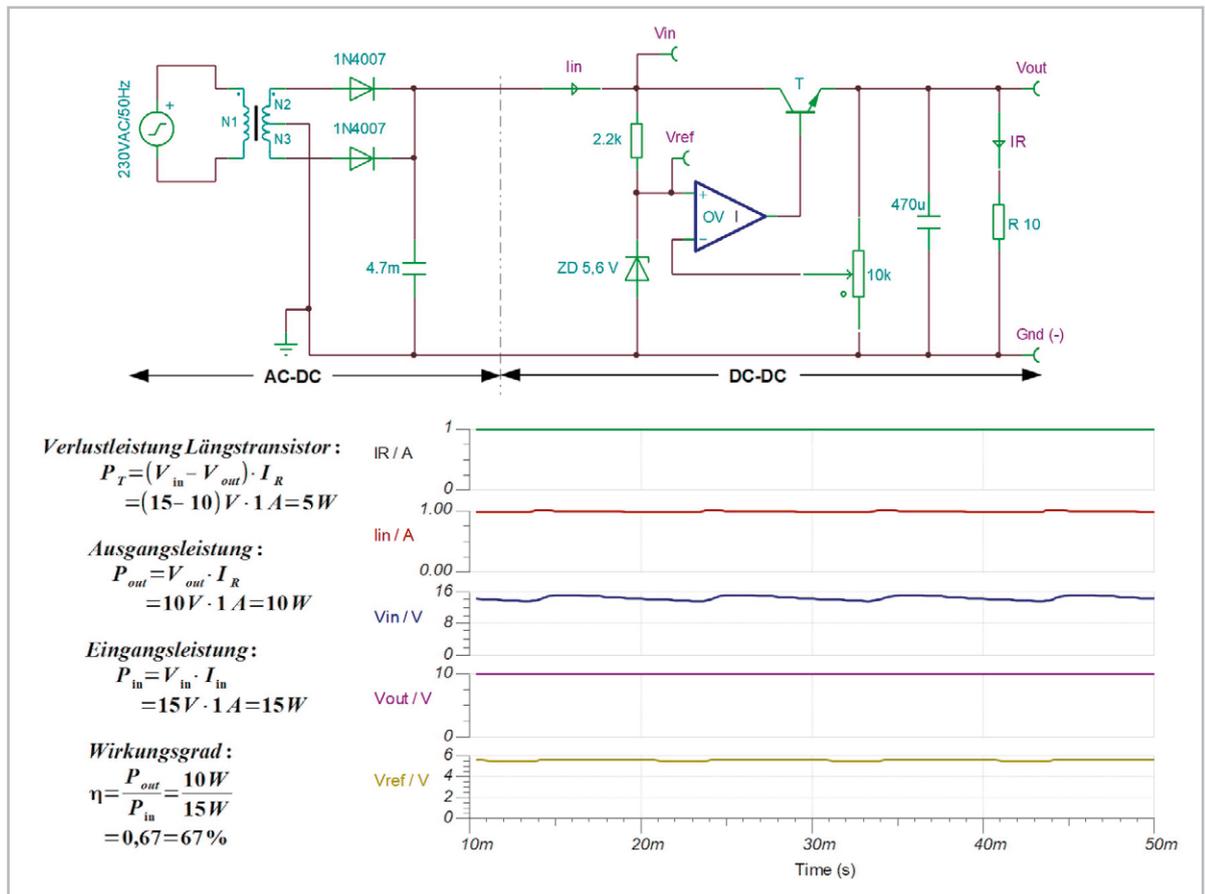


Bild 5: Der Ausgang des Linearreglers wird mit $10\ \Omega$, $20\ \Omega$ und $30\ \Omega$ belastet. Dementsprechend ändern sich Eingangs- und Laststrom. Die Lastspannung bleibt jedoch konstant.



Bild 6: Durch einen Netztransformator mit Mittelanzapfung der Sekundärwicklung, Zweiweggleichrichtung und Siebkondensator wird die Eingangsspannung des DC-DC-Wandlers aus der Netzwechselfspannung gewonnen.



Hier muss von dem Längsregler auch die Welligkeit der Eingangsspannung ausgeregelt werden, was ihm gut gelingt, wie man dem Kurvenverlauf von V_{out}/V_{in} entnehmen kann.

Leistung (theoretisch) gleich null, was eine äußerst geringe Verlustleistung und damit einen hohen Wirkungsgrad zur Folge hat.

Fazit linearer Längsregler

Ein derartiger linearer Längsregler hat Vor- und Nachteile. Sein größter Vorteil liegt darin, dass er keinerlei Taktsignale und Schaltvorgänge zur Funktion benötigt und deshalb äußerst störarm ist. Nennenswerte leitungsgebundene Störungen sind weder auf der Ausgangsspannung vorhanden noch als Rückwirkungen auf das Netz. Nachteilig hingegen sind Gewicht und Platzbedarf von Trafo und Kühlkörper zum Abführen der unvermeidlichen thermischen Verlustleistung im Längstristor. Hohes Gewicht, großes Volumen und schlechter Wirkungsgrad haben den Anstoß zur Entwicklung geschalteter Alternativen gegeben.

Der Weg zum geschalteten Spannungswandler

Ein einfacher Umschalter soll uns die Grundlagen des geschalteten Spannungswandlers verdeutlichen. Wenn er regelmäßig einen Lastwiderstand R an eine

Schaltregler

Als Schaltregler oder Switched DC-DC-Converter werden Anordnungen bezeichnet, welche die Eingangsspannung zyklisch in einem bestimmten Taktverhältnis „zerhacken“ und aus dem entstehenden Mittelwert eine vom Taktverhältnis abhängige Gleichspannung erzeugen. Das hat den großen Vorteil, dass die Leistungshalbleiter entweder voll durchgeschaltet sind oder sperren. In beiden Zuständen ist die in ihnen abfallende

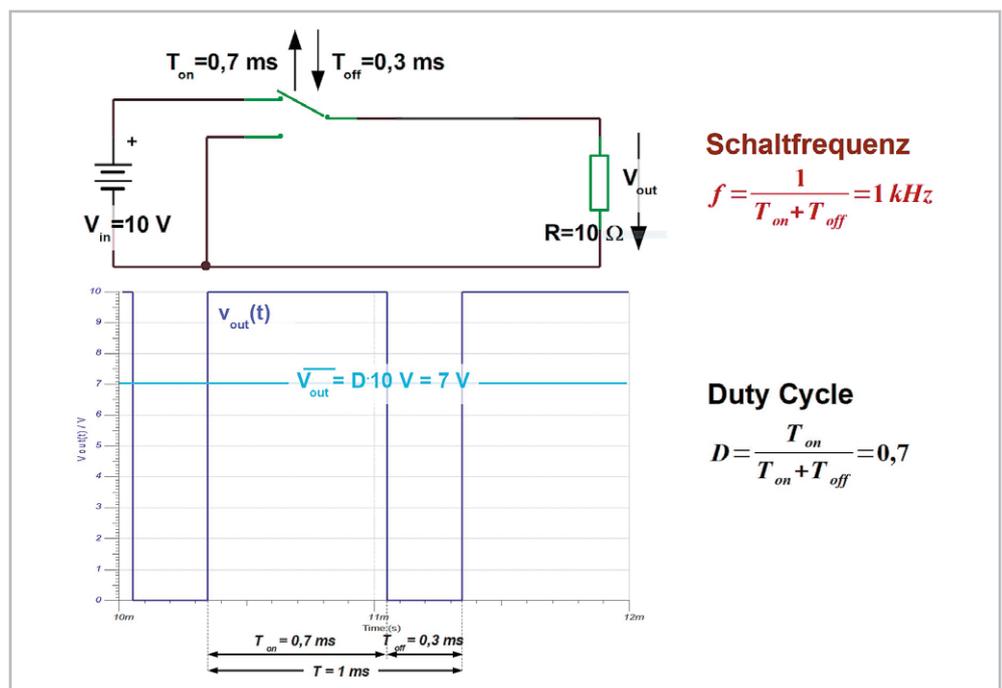


Bild 7: Wird ein Widerstand periodisch (Periode $T=T_{on}+T_{off}$) während T_{on} an eine Spannung gelegt und während T_{off} von ihr getrennt, ergibt sich an ihm eine mittlere Gleichspannung, die vom Tastgrad (Duty-Cycle) $D=T_{on}/(T_{on}+T_{off})$ abhängt.



Versorgungsspannung V_{in} für eine Zeitdauer T_{on} legt und daran anschließend T_{off} lang kurzschließt, wird im Mittel eine zu T_{on} proportionale Spannung an ihm anliegen. Wie **Bild 7** beispielhaft zeigt, führt ein Verhältnis $D = T_{on}/(T_{on}+T_{off}) = 0,7$ zu einem mittleren Gleichspannungswert von $D \cdot V_{in} = 0,7 \cdot 10 \text{ V} = 7 \text{ V}$. Dabei ist die Fläche unter der Rechteckkurve gleich groß wie die Fläche unter der Gleichwertlinie.

Bei einem Schaltvorgang treten am idealen Umschalter keinerlei Verluste auf. D wird als Tastgrad (Duty-Cycle) bezeichnet. Als Verhältnis zwischen Einschaltdauer T_{on} und Periodendauer $T = T_{on}+T_{off}$ kann er Werte zwischen 0 und 1 annehmen. Mit einer derartig pulsierenden Gleichspannung ist die Versorgung elektronischer Schaltungen nicht möglich. Wir müssen eine Lösung finden, sie zu glätten.

Problem Oberwellen

Es gehört sicherlich zum Grundwissen eines Elektrikers, dass Zeitsignale mit abrupten Änderungen ein breites Oberwellenspektrum aufweisen (siehe Fourieranalyse [1]). Die Grundwelle und die Oberwellen überlagern sich zum betrachteten Zeitsignal. Ebenso dürfte bekannt sein, dass der Wechselstromwiderstand einer Spule mit wachsender Frequenz zunimmt. So könnte ein erster Schritt zum Abblocken der Oberwellen, das Einfügen einer ausreichend großen Spule zwischen Umschalter und Lastwiderstand sein. **Bild 8 links** zeigt, dass die Ausgangsspannung dann tatsächlich mit einem überlagerten 1-kHz-Sägezahn mit einer Amplitude von knapp 500 mV (= Ripple, dt.: Welligkeit) um den 7-V-Mittelwert oszilliert. Wenn man nun einen Kondensator, dessen Widerstand bekanntlich

mit wachsender Frequenz abnimmt, parallel zum Lastwiderstand schaltet, wird dadurch der Sägezahn-„Ripple“ geglättet. Diese Idee führt zu **Bild 8 rechts** und zum Erfolg. Weil Spule und Kondensator einen Resonanzkreis (Serienschwingkreis) bilden, kommt es zwar zu einem Einschwingvorgang der Ausgangsspannung, nach dessen Abklingen weist die Ausgangsspannung von 7 V jedoch nur noch eine vernachlässigbare Restwelligkeit von 1–2 mV auf. Im Ergebnis wurde ein sogenannter LC-Tiefpass eingefügt, dessen Eigenfrequenz von etwa 10 Hz um den Faktor 100 unter der Schaltfrequenz des Umschalters von 1 kHz liegt. Er wandelt die getastete Eingangsspannung von $V_{in} = 10 \text{ V}$ mit einem Tastgrad von $D = 0,7$ zu einer Gleichspannung von $V_{out} = 7 \text{ V}$.

Die Einschwingfrequenz f_E des LC-Tiefpasses mit der Induktivität $L = 50 \text{ mH}$ (Millihenry, dim: As/V) und einer Kapazität $C = 4.700 \text{ }\mu\text{F}$ (Mikrofarad, dim: Vs/A) berechnet sich nach **Gleichung 3** (Thomsonsche Schwingungsgleichung).

$$f_E = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{6,2832 \sqrt{50 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \cdot 4700 \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}}}} = 10,38 \text{ Hz} \quad \text{Gleichung 3}$$

Grundform des Step-Down-Converters

Wie wir später sehen werden, sind wir durch experimentelles Herangehen an das Problem auf eine Grundform des geschalteten DC-DC-Converters gestoßen. Sie gehört zur Gruppe der Abwärtswandler oder auch Tiefsetzsteller genannt (engl: step-down converter, buck converter).

Im stabilen Zustand der Schaltung ist der Mittelwert des Stroms durch die Spule I_L gleich dem Ausgangsstrom I_{out} . Gemäß Ohmschem Gesetz geht der Laststrom mit zunehmendem Lastwiderstand zurück und damit auch der mittlere Spulenstrom (**Bild 9**). Erreicht der Spulenstrom den Wert null, beginnt er zu „lücken“. Der Converter ist damit in der diskontinuierlichen Betriebsart (discontinuous current mode – DCM). Hier wollen wir uns nur mit der kontinuierlichen Betriebsart (continuous current mode – CCM) beschäftigen, in welcher der Spulenstrom immer positiv ist, d. h. nicht lückt.

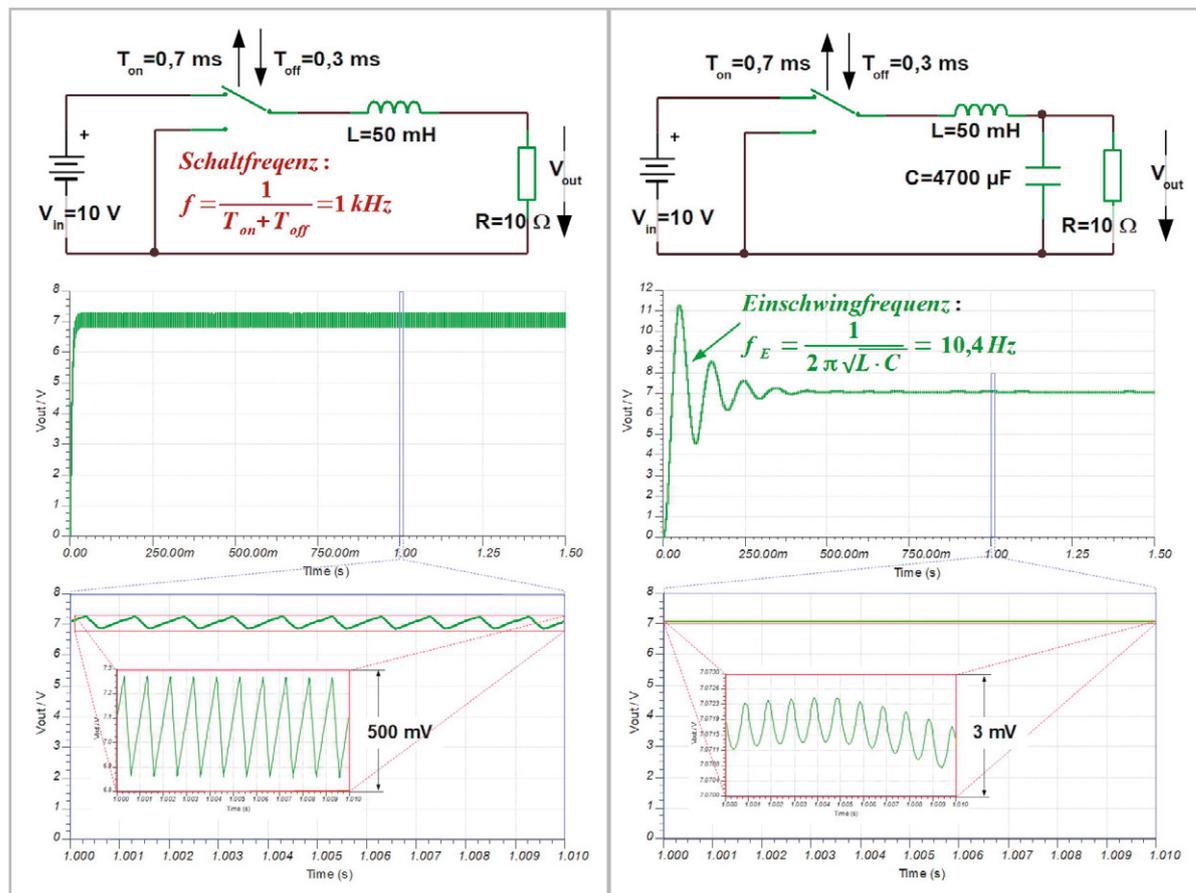


Bild 8: Links wird in die Zuleitung zum Lastwiderstand eine Spule eingefügt. Dadurch wird die Last jetzt von dem charakteristischen dreiecksförmigen Spulenstrom durchströmt, der immer dann entsteht, wenn eine Spule an einer konstanten Spannung liegt. Rechts wird die Ausgangsspannung durch einen zusätzlichen Siebwiderstand geglättet.



Die Amplitude des „Sägezahn“ um den Mittelwert des Spulenstroms (Spulenstromripple = inductor current ripple) lässt sich nach Gleichung 4 bestimmen.

Spulenstromschwankung (inductor current ripple) im eingeschwungenen Zustand (steady-state)

Gleichung 4

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot D \cdot T$$

Man erkennt, dass der Spulenstromripple nur von der Größe der Induktivität abhängt und nicht vom Laststrom, was Bild 9 bestätigt.

Aus den simulierten Kurvenformen unseres Experimental-DC-DC-Converters können wir seinen Wirkungsgrad zu $\eta = 97\%$ bestimmen (Bild 10). Das ist deutlich besser, als es ein Linearwandler jemals schaffen würde.

An dieser Stelle sei noch gesagt, dass die Taktfrequenz unserer Experimentalschaltung von 1 kHz für die Praxis viel zu niedrig ist. Damit werden für eine akzeptable Restwelligkeit der Ausgangsspannung eine große Induktivität L und ein großer Kondensator C erforderlich, was eine kompakte Ausführung des DC-DC-Converters unmöglich macht. Zudem liegen die Taktreste in der gewonnenen Gleichspannung im Hörbereich. Üblich sind heute Takt-raten ab 100 kHz bis in den einstelligen MHz-Bereich hinein.

Getaktete DC-DC-Converter

Nachfolgend soll eine systematische Besprechung der drei wesentlichsten DC-DC-Converter-Grundtypen erfolgen:

1. Buck-Converter
2. Boost-Converter
3. Buck-Boost-Converter

Sie gehören ausnahmslos zur Klasse der Wandler ohne galvanische Trennung (non-isolated, siehe [2]). Die Ableitung der damit verbundenen Gesetzmäßigkeiten und die Gewinnung der auftretenden Wellenformen werden durch Simulation der Schaltungen mit TINA unterstützt. Dazu ist an erster Stelle ein Takt-generator erforderlich, dessen Frequenz und Duty-Cycle (Tastgrad) in weiten Grenzen frei wählbar ist.

Die Wahl fiel auf einen jahrzehntelang bewährten Halbleiterchip, den Timer CA 555. Seine vereinfachte Prinzipschaltung ist vielfach im Internet zu finden, z. B. im Datenblatt [3] von Texas Instruments (Bild 11). Der CA 555 besteht im Wesentlichen aus zwei Komparatoren, deren Referenzspannungen intern bei einem und zwei Drittel der Versorgungsspannung festgelegt sind. Damit lassen sich Lade- und Entladevorgänge an einem frequenzbestimmenden

Kondensator überwachen. Die Komparatoren triggern ein Flip-Flop, das einen Transistor ansteuert, der die Ladung des Kondensators beendet und seine Entladung bewirkt. Die ausgeführte simulierte Schaltung ist in Bild 12 dargestellt. Sie ist durch Wahl des Kondensators C6 zu 494 pF auf eine Ausgangsfrequenz von 100 kHz und durch die Einstellung von P1 auf einen Duty-Cycle von $0,01 < D < 0,99$ dimensioniert.

Funktionsweise und Umsetzverhältnis

Die Funktionsweise der Schaltung ist folgendermaßen: C6 wird über $R2 = 1\text{ k}\Omega \rightarrow D2 \rightarrow D-P1$ so lange aufgeladen, bis die Kondensatorspannung $2/3$ von V_{cc} erreicht hat. Dann setzt der Threshold-Komparator das Flip-Flop, wodurch der Entladetransistor leitend wird und Pin DISCharge auf Masse zieht. Nun beginnt die

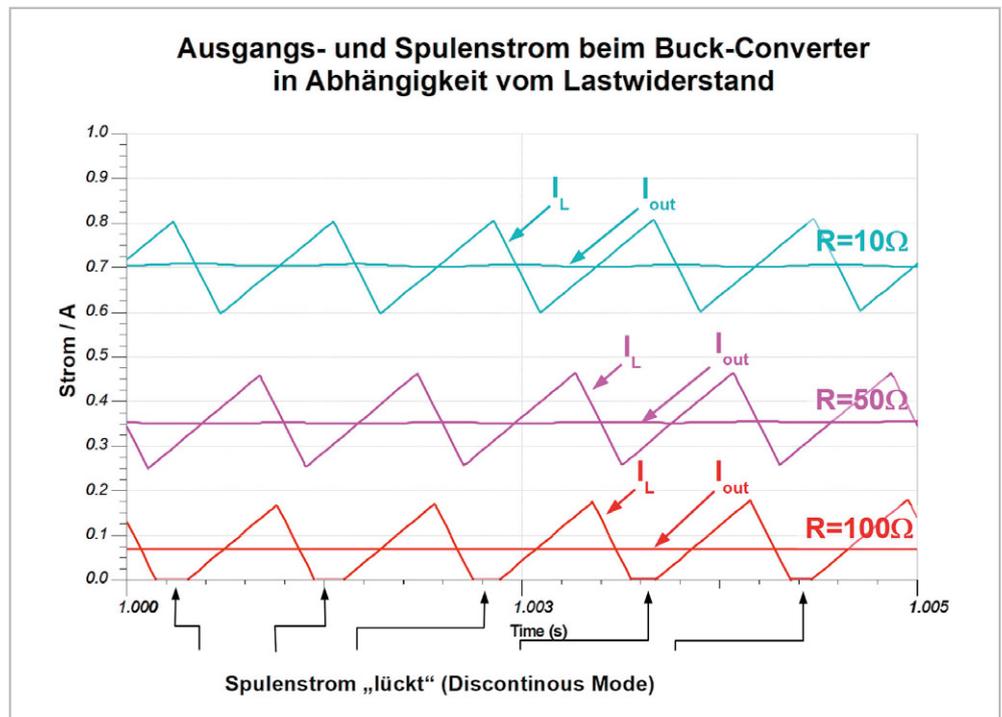


Bild 9: Beim Buck-Converter wirkt sich die Größe des Lastwiderstands nicht auf die Welligkeit des Spulenstroms aus, sehr wohl aber auf seinen Mittelwert. Wird er zu klein, geht der Spulenstrom auf null zurück (er beginnt zu „lücken“).

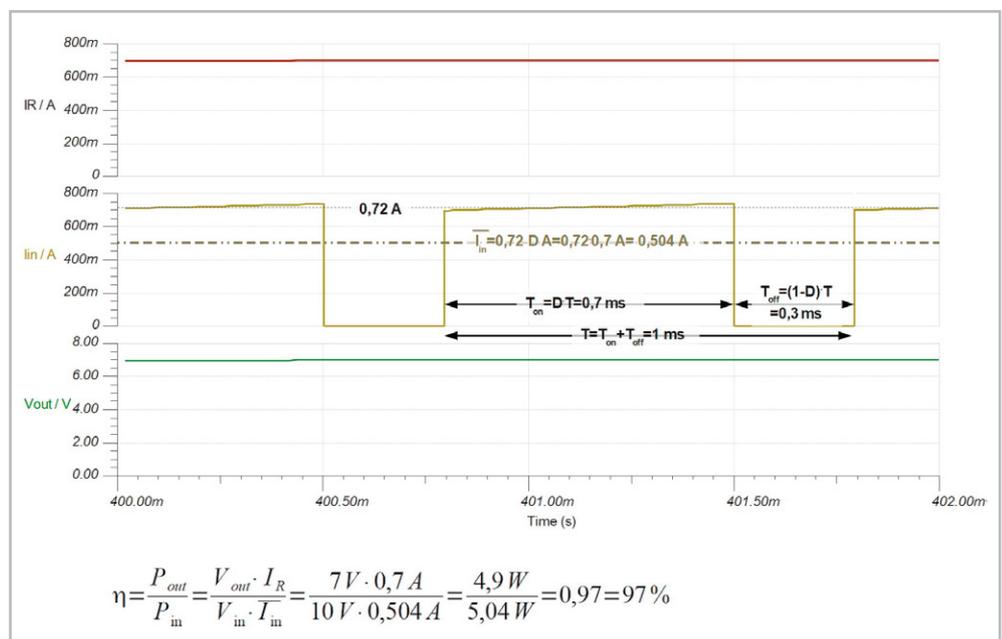


Bild 10: Derartig hohe Wirkungsgrade sind mit Linearreglern nicht zu erzielen.

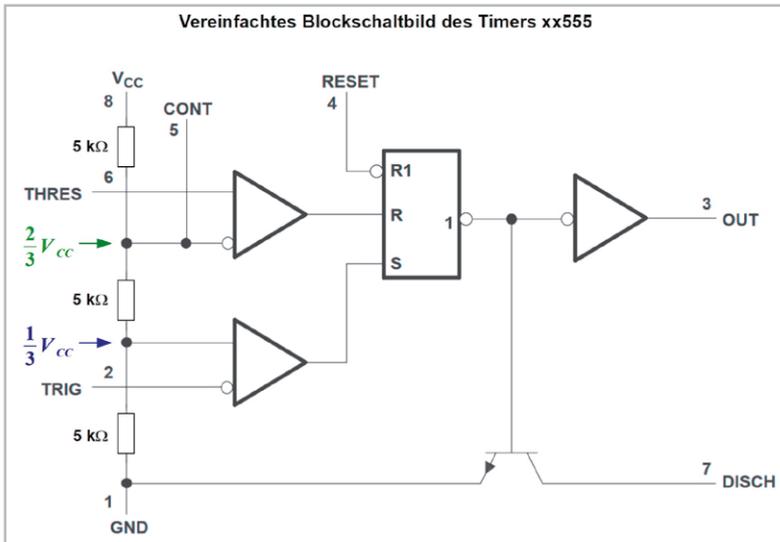


Bild 11: Seit knapp 50 Jahren ist das Timer-IC 555 ein äußerst vielseitiges Arbeitspferd des Elektroniklers. Wir verwenden es als Taktgeber mit in weiten Grenzen variablem Tastverhältnis für die besprochenen geschalteten DC-DC-Converter.

Quelle: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>

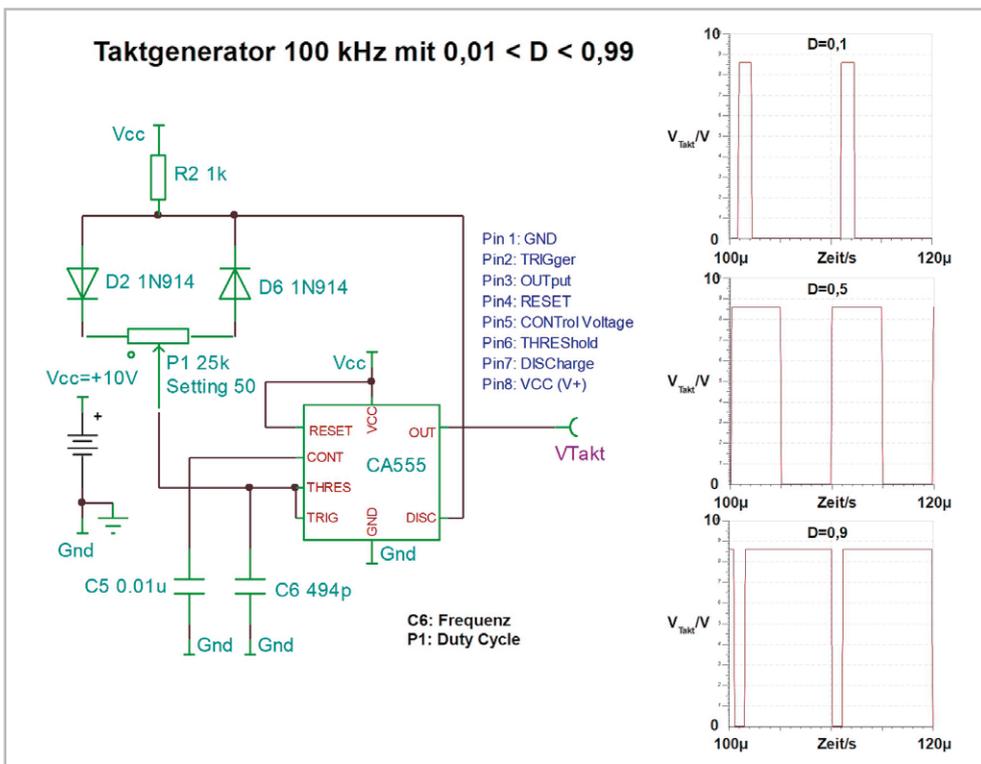
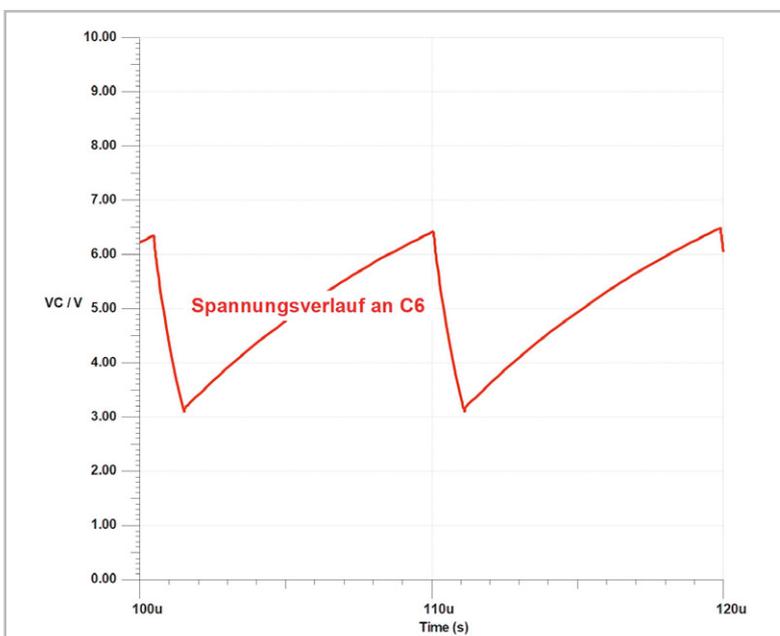
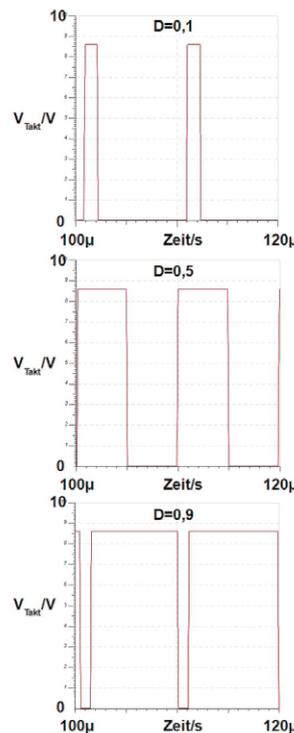


Bild 12: Die Funktionsweise des NE555-Taktgebers kann mit TINA-TI einfach studiert werden. C6 bestimmt die Taktfrequenz, P1 deren Duty-Cycle.



Entladung von C6 über $(1-D) \cdot P1 \rightarrow D6$, bis die Spannung an C6 die untere Schwelle von $1/3 V_{cc}$ erreicht hat. Darauf reagiert der Trigger-Komparator durch Rücksetzen des Flip-Flops, was den Entladetransistor sperrt und Pin DISCHarge hochohmig werden lässt. Damit beginnt eine neuer Lade-Entlade-Zyklus. Bild 13 verdeutlicht das.

Das Verhältnis der Ausgangsspannung eines DC-DC-Converters zu seiner Eingangsspannung hängt vom Tastgrad D ab. Beim Buck-Converter besteht ein linearer Zusammenhang, beim Boost- und dem Buck-Boost-Converter sind es nicht-lineare Funktionen mit positivem und negativem Vorzeichen, die wir später noch

Bild 13: Der Spannungsverlauf an C6 bestimmt seinen Lade- und Entladebeginn. Ist die Zeitkonstante von Ladung und Entladung gleich, ist das Tastverhältnis 0,5.



herleiten werden. Bild 14 fasst die Umsetzverhältniskurven und -gleichungen der oben genannten DC-DC-Converter-Typen zusammen.

Schaltungsanalyse

Im Folgenden wollen wir uns mit der systematischen Analyse der Prinzipschaltungen (siehe **Elektro-nikwissen**: Bestimmung der Verläufe von Spannungen und Strömen und grundlegende Prinzipien zur Schaltungsanalyse) für geschaltete, nicht isolierte DC-DC-Converter beschäftigen. Das geschieht zunächst auf der Grundlage idealer Bauelemente, um anschließend die Einflüsse realer Bauelementeigenschaften am Beispiel des ohmschen Spulenwiderstands R_L zu untersuchen.

Buck-Converter

Der Analyse und Simulation mit TINA legen wir Bild 15 zugrunde. Es fällt auf, dass abweichend von Bild 7 und Bild 8 hier kein Umschalter verwendet wird, sondern nur ein einpoliger Ein-Aus-Schalter. Bei genauerer Betrachtung erkennt man, dass in der Phase T_{off} , in der die Eingangsspannung V_{in} abgetrennt ist, die Eingangsseite der Spule L über die Diode mit Masse verbunden wird. Sie wird als Freilaufdiode bezeichnet (catch diode, flyback diode, flywheel diode), weil sie in Phase (1-D) den Stromfluss durch die Spule (der sich ja wegen der Stetigkeit des Spulenstroms nach dem Öffnen des Schalters nicht sprunghaft ändern kann) übernimmt. In den beiden Maschen m_1 und m_2 taucht die Diode nicht auf. Einmal, weil sie im Abschnitt „D“ nicht leitet und deshalb weggelassen werden kann, und zum anderen, weil sie im Abschnitt „1-D“ leitet und durch eine Brücke ersetzt wird.

Die Analyse wird in Gleichung 5 unter Verwendung des IVSB-Prinzips demonstriert. Zur Erinnerung: Nach dem 2. Kirchhoffschen Gesetz ist die Summe aller Spannungen eines geschlossenen Umlaufs (Masche) in einem Netzwerk gleich null. Das Ergebnis zeigt, dass die Ausgangsspannung gleich der mit D (Duty-Cycle: $0 < D < 1$) multiplizierten Eingangsspannung ist. Die Simulation mit TINA bestätigt das in Bild 16.

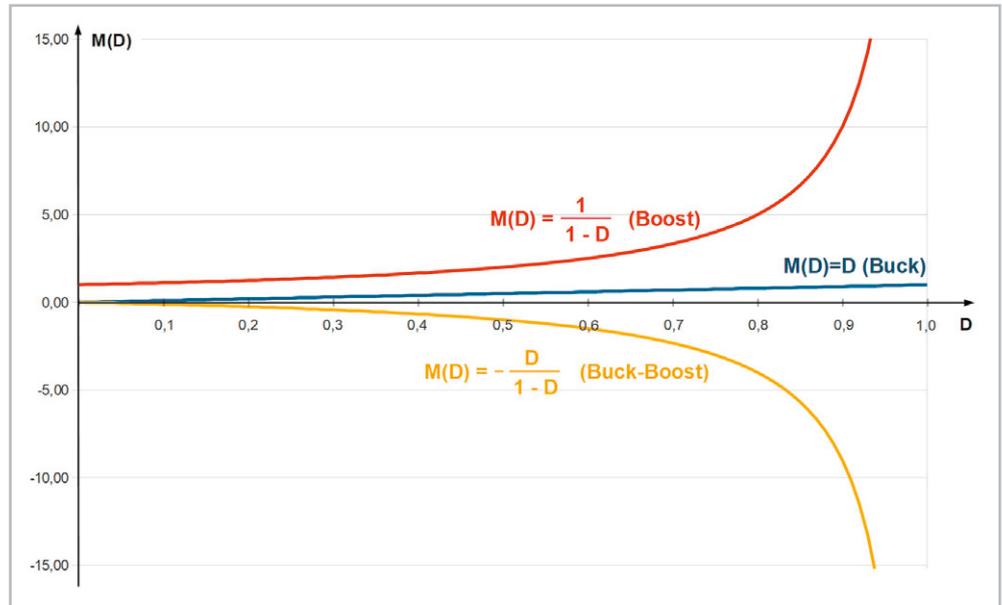


Bild 14: Die im Folgenden besprochenen Converter Typen haben vom Duty-Cycle D abhängige Umsetzverhältnisse $M(D)$.

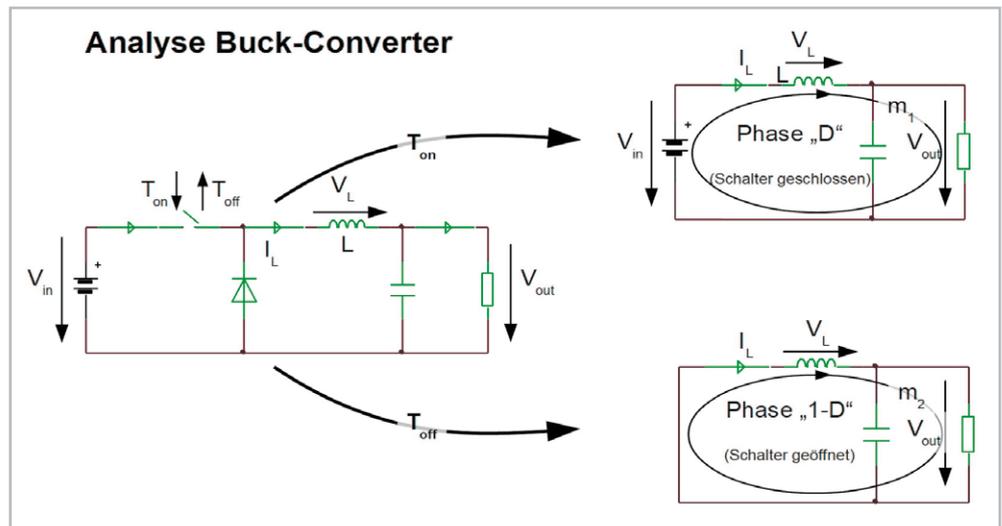


Bild 15: Zur Analyse des Buck-Converters werden die in beiden Abschnitten des Taktsignals gültigen Ersatzschaltbilder herangezogen.

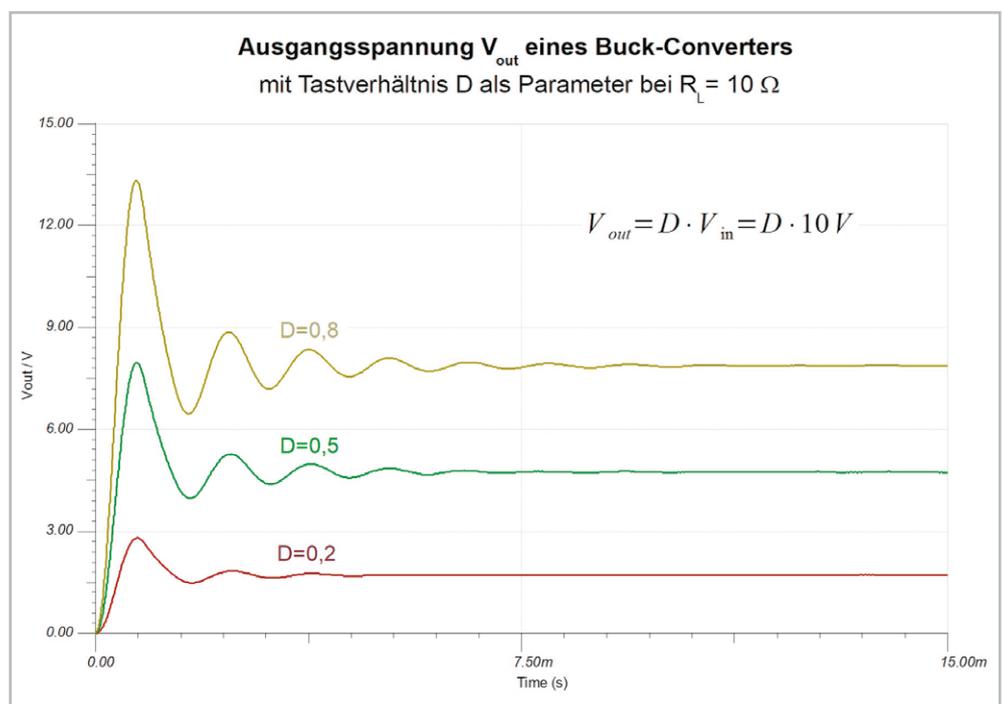


Bild 16: Die Ausgangsspannung des Buck-Converters bei drei Werten des Duty-Cycles

$$m_1: V_L = V_{in} - V_{out} \quad (\text{Phase "D"})$$

$$m_2: V_L = -V_{out} \quad (\text{Phase "1-D"})$$

Wegen IVSB an Spule L folgt:

$$D \cdot (V_{in} - V_{out}) + (1-D) \cdot (-V_{out}) = 0$$

$$D \cdot V_{in} - D \cdot V_{out} - V_{out} + D \cdot V_{out} = 0$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D) = D \quad \text{Umsetzverhältnis Buck-Converter mit idealer Spule}$$

Gleichung 5

Zeitabschnitt stark spreizt (hier 13 ms bis 13,05 ms). Man erkennt den dreieckförmigen Stromverlauf, der aus den Betrachtungen von Spulenspannung und -strom in Gleichung 7 unter Berücksichtigung der beiden Maschen m1 und m2 in Gleichung 5 verständlich wird.

In Phase „D“ liegt an der Spule $V_{in}-V_{out}$ an, in Phase „1-D“ beträgt die Spulenspannung $-V_{out}$. Im stationären Zustand (steady-state) sind die Spulenspannungen in den betrachteten Phasen konstant.

Interessant ist es auch, den Spulenstrom I_L bei unterschiedlich großen Lastwiderständen R anzuschauen. Bild 17 zeigt ihn einschließlich Einschwingphase für die drei Lastwiderstände $R = 10/20/50 \Omega$. Der Grund für die „dicken“ Stromkurven wird ersichtlich, wenn man einen kleinen

Reale Induktivität beim Buck-Converter
Gleichung 5 gilt unter der Voraussetzung einer idealen Spule, deren Gleichstromwiderstand null ist. Realisti-

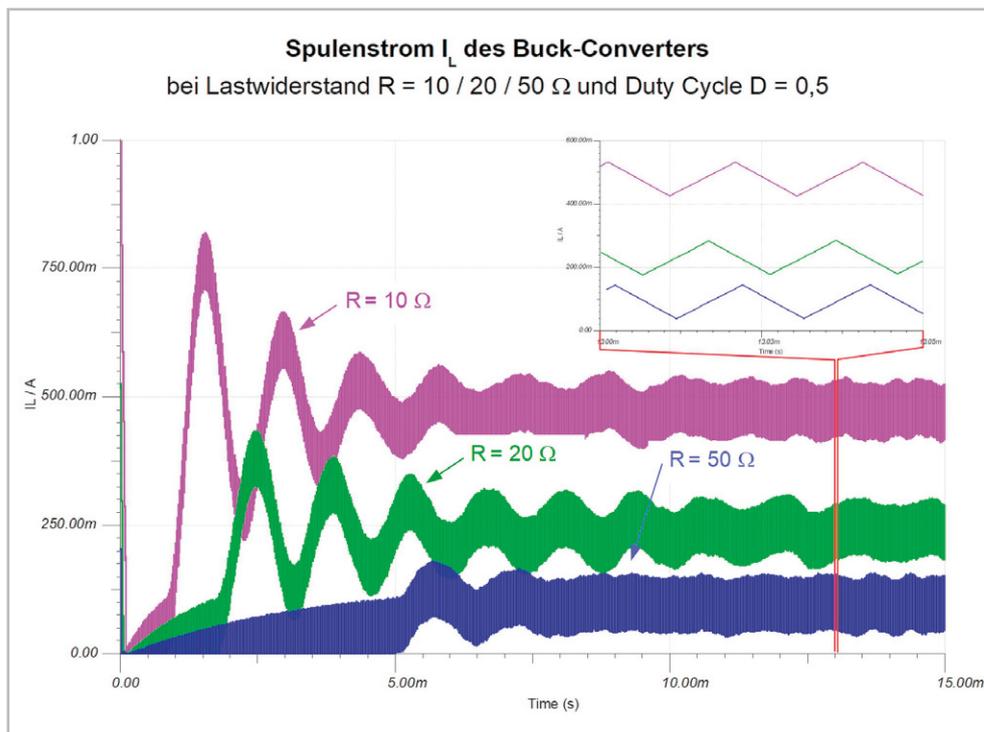


Bild 17: Die Spulenströme des Buck-Converters bei drei Lastwiderständen und einem Duty-Cycle von $D = 0,5$

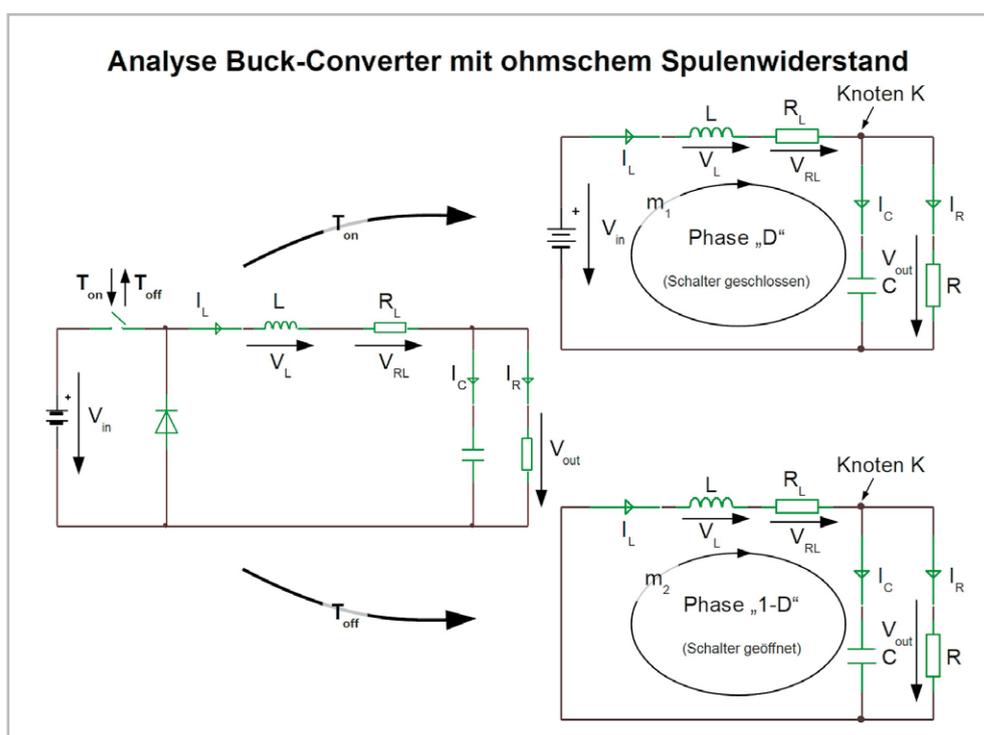


Bild 18: Bei einer realen Spule muss deren Gleichstromwiderstand berücksichtigt werden. Die in den beiden Taktabschnitten gültigen Ersatzschaltbilder weisen deshalb in Reihe mit der Induktivität L deren ohmschen Widerstand R_L auf.



scher ist es, wenn wir eine Spule mit Gleichstromwiderstand R_L annehmen. Dadurch wird die Berechnung von $M(D)$ etwas schwieriger. Jetzt muss noch das 1. Kirchhoffsche Gesetz zur Anwendung kommen, das besagt, dass die Summe aller Ströme in einen Knoten null sein muss (Zufluss positiv, Abfluss negativ). Anders formuliert: Die Summe aller in einen Knoten hineinfließenden Ströme muss gleich groß sein wie die Summe aller aus dem Knoten herausfließenden Ströme. Dies wenden wir auf Knoten K an. Danach ist der aus dem Knoten K herausfließende Kondensatorstrom I_C gleich dem in ihn hereinfließenden Spulenstrom I_L abzüglich des Laststroms I_R . Bild 18 zeigt die entsprechend angepassten Ersatzschaltbilder für die Phasen „D“ und „1-D“. Gleichung 6 demonstriert den Rechengang: Das Resultat aus Gleichung 6 wird für fünf Verhältnisse von R_L/R in Bild 19 dargestellt. Die Simulation mit TINA liefert das gleiche Ergebnis.

Nun ist der Gleichstromwiderstand einer Spule nicht ihre einzige Nichtidealität. Hinzu kommen Wicklungskapazität, Einflüsse eines Spulenkerns, Skin- und Proximityeffekt. All dies zu modellieren und in eine Berechnung einfließen zu lassen ist sehr kompliziert. Ebenso die nichtidealen Eigenschaften der anderen realen Bauelemente wie Schalttransistor(en), Kondensator(en), Diode(n) lassen sich in die Berechnungen einbeziehen, die dann allerdings sehr aufwendig und unübersichtlich werden.

Wenn die Eingangsspannung V_{in} eines Buck-Converters zum Zeitpunkt $t=0$ eingeschaltet wird, dauert es eine Weile, bis der von dem Resonanzverhalten des LC-Tiefpasses verursachte transiente Einschwingvorgang abgeklungen ist und die Ausgangsspannung stabil ist (steady-state). Diese Übergangsphase hängt von der Schaltungsdimensionierung und der Taktfrequenz ab. Bild 20 zeigt das exemplarisch an dem Einfluss des ohmschen Spulenwiderstandes R_L auf den transienten Verlauf der Ausgangsspannung des Buck-

Converters. Man erkennt bei niederohmiger Spule deutlich abklingende Überschwinger vor dem Erreichen der stationären Ausgangsspannung, was für die Last eine möglicherweise schädliche kurzfristige Überspannung darstellen kann.

$$m_1: V_L = V_{in} - V_{out} - V_{RL} \quad (\text{Phase "D"})$$

$$m_2: V_L = -V_{out} - V_{RL} \quad (\text{Phase "1-D"})$$

Wegen IVSB an Spule L folgt:

$$D \cdot (V_{in} - V_{out} - V_{RL}) + (1-D) \cdot (-V_{out} - V_{RL}) = 0$$

$$D \cdot V_{in} - D \cdot V_{out} - D \cdot V_{RL} - V_{out} - V_{RL} + D \cdot V_{out} + D \cdot V_{RL} = 0$$

$$D \cdot V_{in} - V_{out} - R_L \cdot I_L = 0 \quad (a)$$

Knoten K: $I_C = I_L - I_R$ (in Phase "D" und "1-D")

$$I_C = I_L - \frac{V_{out}}{R}$$

Wegen CASB an Kondensator C folgt:

$$D \left(I_L - \frac{V_{out}}{R} \right) + (1-D) \left(I_L - \frac{V_{out}}{R} \right) = 0$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{R} \quad (b)$$

(b) in (a) einsetzen:

$$D \cdot V_{in} - V_{out} - \frac{R_L}{R} \cdot V_{out} = 0$$

$$D \cdot V_{in} = V_{out} \left(1 + \frac{R_L}{R} \right)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D) = \frac{D}{1 + \frac{R_L}{R}} \quad \text{Umsetzverhältnis Buck-Converter mit realer Spule}$$

mit R_L : ohmscher Spulenwiderstand
und R : Lastwiderstand

Gleichung 6

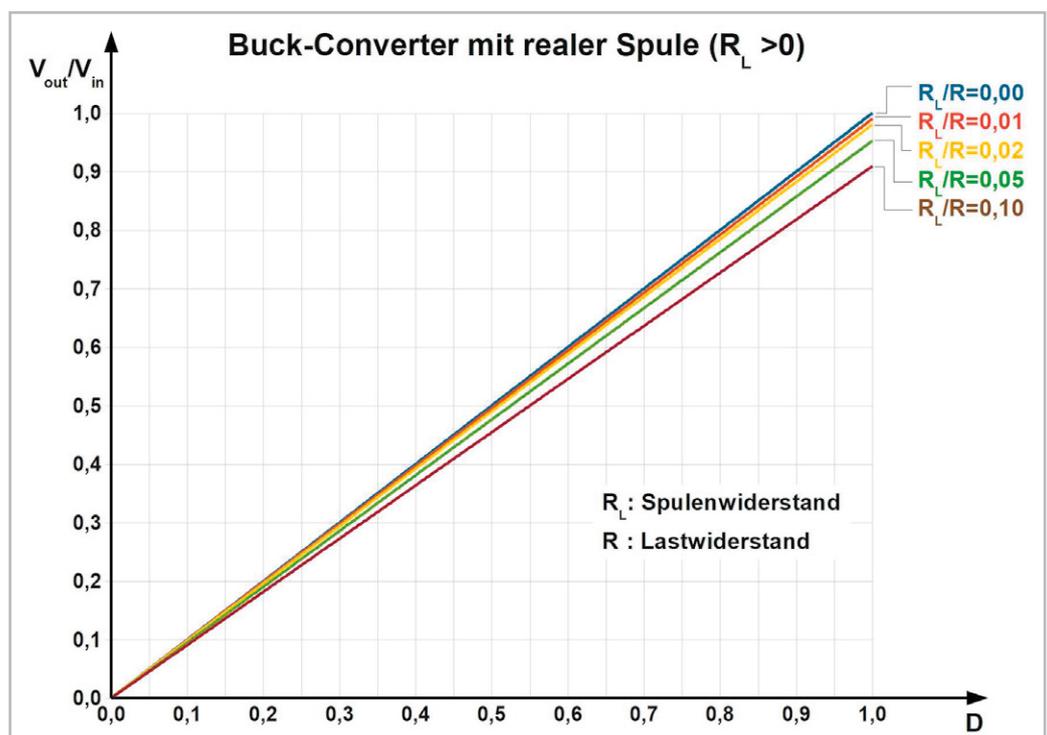


Bild 19: Die Ausgangsspannung des Buck-Converters wird vom Verhältnis des ohmschen Spulenwiderstandes R_L zum Lastwiderstand R bestimmt.

Wenn man mit TINA die Buck-Schaltung mit Schalter und Freilaufdiode simuliert, gehen die nichtidealen Eigenschaften der gewählten Diode wegen des hinterlegten Makromodells mit in das Resultat ein. Möchte man das vermeiden, muss die Schaltung wie Bild 21 zeigt, mit einem vom Taktsignal gesteuerten idealen Umschalter simuliert werden. Dabei ist SW1 offen, wenn SW2 geschlossen und V_{in} wirksam ist. Wenn SW2 öffnet und die Schaltung von V_{in} trennt,

schließt SW1 und verbindet die Spule mit Ground (Masse). Das linke Spuleneinde wird also wechselweise im Zeitintervall T_{on} mit V_{in} und während T_{off} mit Masse verbunden, genau so, wie es Bild 8 rechts zeigt.

Ausblick

Im zweiten Teil werden wir Spannungswandlergrundschaltungen betrachten, deren Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung (Boost-Converter mit $1 < M(D) < \infty$) bzw. negativ (Buck-Boost-Converter mit $0 < |M(D)| < \infty$) ist. **ELV**

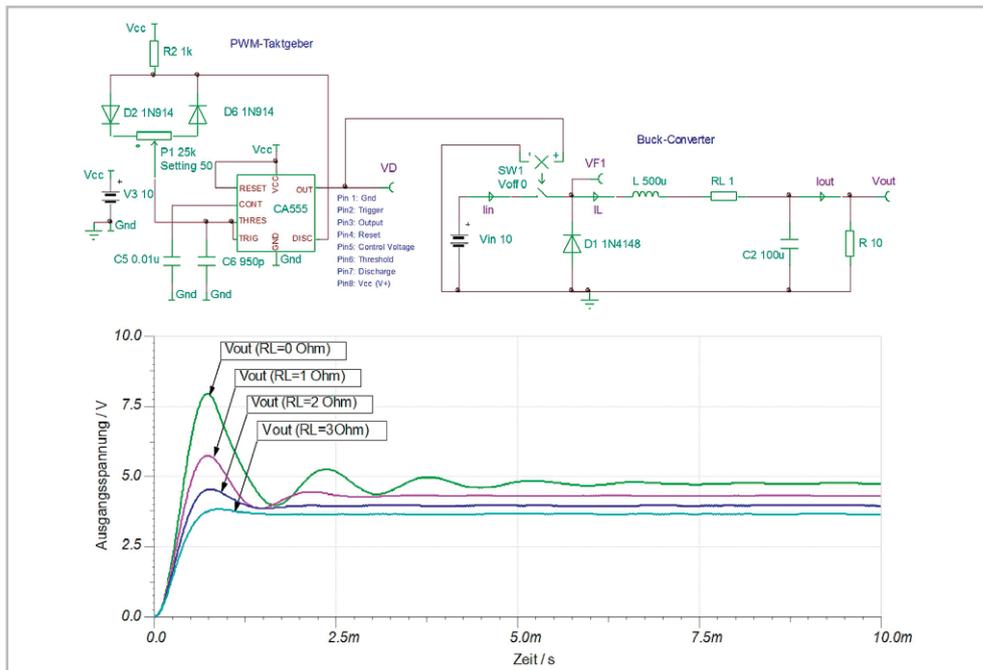


Bild 20: Einfluss des Spulengleichstromwiderstandes R_L eines Buck-Converters auf seine Ausgangsspannung.

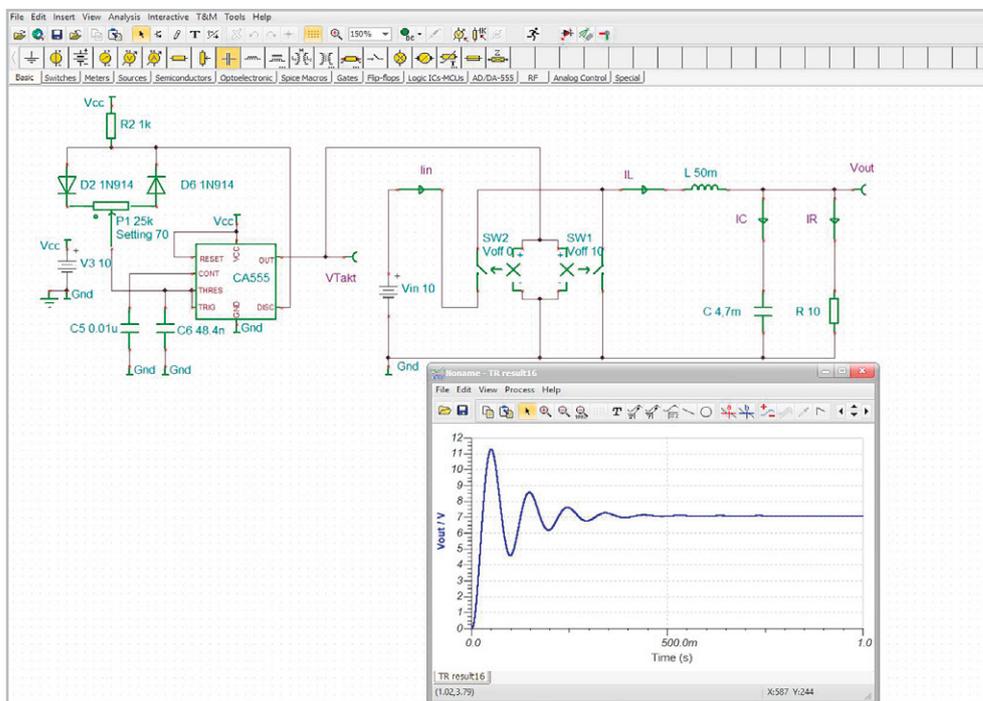


Bild 21: Mit TINA-TI erstellte Simulationsschaltung des Buck-Converters mit „echten“ Schaltern. Werden an deren Stelle Halbleiter eingesetzt, beeinflussen deren elektrische Kenngrößen die Ausgangsspannung. Wegen der niedrigen Taktfrequenz von 1 kHz sind sowohl Spule L als auch Kondensator C sehr groß.



Weitere Infos:

- [1] Fourieranalyse: <https://de.wikipedia.org/wiki/Fourier-Analysis>
 - [2] Wandler ohne galvanische Trennung: <https://de.wikipedia.org/wiki/Gleichspannungswandler>
 - [3] Datenblatt Timer CA555: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>
- Alle Links finden Sie auch online unter: de.elv.com/elvjournals-links



Bestimmung der Verläufe von Spannungen und Strömen und grundlegende Prinzipien zur Schaltungsanalyse

Um die Verläufe von Spannungen und Strömen in einer DC-DC-Converter-Schaltung bestimmen zu können, muss man deren stabilen stationären Zustand (steady-state) voraussetzen und drei dabei grundlegende Prinzipien zur Schaltungsanalyse beachten.

Bei der Spule ist dies die „**Inductor Volt-Second Balance (IVSB)**“, also die Tatsache, dass die mittlere Spannung an der Spule null sein muss. Das Produkt aus Spannung und Zeit entspricht dem magnetischen Fluss (Einheit Weber [Wb], 1 WB = 1 Vs), der sich nicht sprunghaft ändern kann, also stetig ist. Weil bei einer Spule der magnetische Fluss mit einem ihn erzeugenden Spulenstrom verknüpft ist, ist auch dieser stetig. Man kann die Stetigkeit des Spulenstroms auch mit der im Magnetfeld der Spule gespeicherten Energie $E_L = 0,5 \cdot L \cdot I_L^2$ begründen. Weil sich Energien aber nicht sprunghaft verändern lassen, kann auch I_L nicht springen, d. h. muss einen stetigen Verlauf haben.

Beim Kondensator gilt das Entsprechende für den Strom durch den Kondensator, der im zeitlichen Mittel null ist. Man spricht deshalb von der „**Capacitor Ampère-Second Balance (CASB)**“. Das Produkt aus Strom und Zeit ist eine elektrische Ladung (Einheit Coulomb [C], 1 C = 1 As), die sich nicht sprunghaft ändern kann, also stetig ist. Weil die Kondensatorspannung proportional zur Ladungsmenge im Kondensator ist, ist auch die Kondensatorspannung stetig. Auch hier kann man die Stetigkeit der Kondensatorspannung mit der im elektrischen Feld zwischen seinen Elektroden gespeicherten Energie $E_C = 0,5 \cdot C \cdot U_C^2$ begründen. Weil sich Energien aber nicht sprunghaft verändern lassen, kann auch U_C nicht springen, d. h. muss einen stetigen Verlauf haben.

Es sei noch einmal betont, dass beide Prinzipien IVSB und CASB nur im eingeschwungenen, stabilen, also nicht-transienten Zustand des Wandlers gültig sind.

Das dritte Prinzip heißt „**Small Ripple Approximation SRA**“ und bezieht sich darauf, dass minimale Schwankungen eines Gleichspannungswerts (Ripple) mit der Amplitude eines Bruchteils seines Wertes vernachlässigt werden können. Stattdessen kann man näherungsweise mit dem Mittelwert der Gleichspannung rechnen.

Wegen ihrer grundlegenden Wichtigkeit für die Analyse von Schaltwandlerstrukturen, wollen wir die drei Prinzipien genauer betrachten.

IVSB: Die Zeitverläufe von Spannung und Strom hängen an einer Induktivität L (Spule) nach der Beziehung für die Selbstinduktion (Gleichung 7) zusammen. Der Formel links kann

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \Leftrightarrow i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int u_L(t) dt \quad \text{Gleichung 7}$$

man entnehmen, dass schnelle zeitliche Veränderungen des Spulenstroms hohe Spannungen über der Spule erfordern. Die rechte Formel lässt erkennen, dass eine konstante Spulenspannung zu einem linearen Spulenstrom führt. Aus Gleichung 7 lässt sich das IVSB-Prinzip wie in Gleichung 8 gezeigt, herleiten. Dabei sind die Zusammenhänge in Bild 22 zusammengefasst.

$$\begin{aligned} u_L(t) \cdot dt &= L \cdot di_L(t) \quad \text{Spulengleichung umgestellt} \\ \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) \cdot dt &= L \frac{1}{T} \int_0^T di_L(t) \quad \text{beide Seiten integriert und durch T geteilt} \\ \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) \cdot dt &= \frac{L}{T} \cdot [i_L(T) - i_L(0)] = 0 \end{aligned} \quad \text{Gleichung 8}$$

Wegender Steady State – Voraussetzung ist $i_L(T) = i_L(0)$ und damit die rechte Seite der Gleichung gleich Null. Die linke Seite, die ja nichts Anderes als den zeitlichen Mittelwert der Spulenspannung über eine Taktperiode darstellt, ist damit ebenfalls Null. Deshalb gilt weiter:

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} u_L(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} u_L(t) dt = 0$$

d.h. die Flächen über und unter der Spulenspannungsmullinie sind gleich.

CASB: Die Zeitverläufe von Spannung und Strom hängen an einer Kapazität C (Kondensator) nach der Beziehung in Gleichung 9 zusammen.

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \Leftrightarrow u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad \text{Gleichung 9}$$

$$\begin{aligned} i_C(t) \cdot dt &= C \cdot du_C(t) \quad \text{Kondensatorgleichung umgestellt} \\ \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) \cdot dt &= C \frac{1}{T} \int_0^T du_C(t) \quad \text{beide Seiten integriert und durch T geteilt} \\ \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) \cdot dt &= \frac{C}{T} \cdot [u_C(T) - u_C(0)] = 0 \end{aligned}$$

Wegender Steady State – Voraussetzung ist $u_C(T) = u_C(0)$ und damit die rechte Seite der Gleichung gleich Null. Die linke Seite, die ja nichts Anderes als den zeitlichen Mittelwert des Kondensatorstroms über eine Taktperiode darstellt, ist damit ebenfalls Null. Deshalb gilt weiter:

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i_C(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_{off}} i_C(t) dt = 0 \quad \text{Gleichung 10}$$

d.h. die Flächen über und unter der Kondensatorstrommullinie sind gleich.

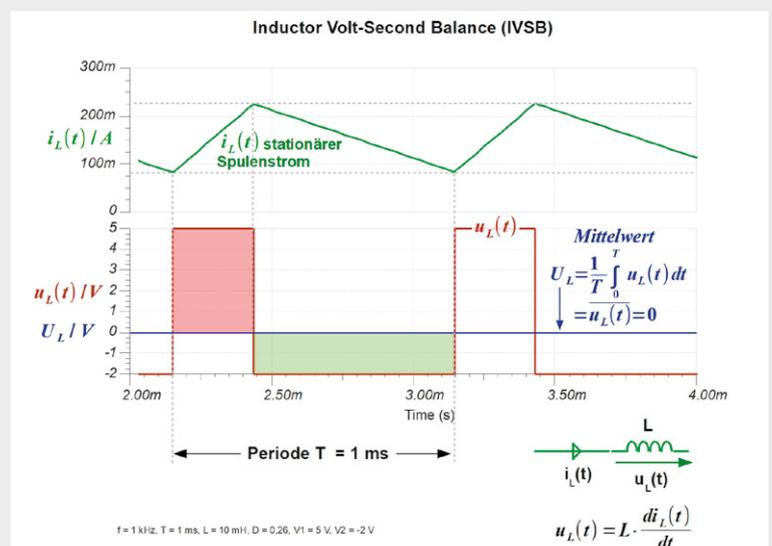


Bild 22: Damit sich der Spulenstrom im Lauf der Zeit nicht allmählich „aufschaukelt“ und das Kernmaterial in die Sättigung treibt, muss im stationären Zustand der Mittelwert der Spulenspannung null sein.

Die Formel links besagt, dass schnelle zeitliche Veränderungen der Kondensatorspannung wegen des dazu notwendigen schnellen Ladungszuwachses hohe Ströme in den Kondensator erfordern. Die Formel rechts verdeutlicht, dass ein konstanter Kondensatorstrom von einer linear ansteigenden oder abfallenden Kondensatorspannung begleitet wird.

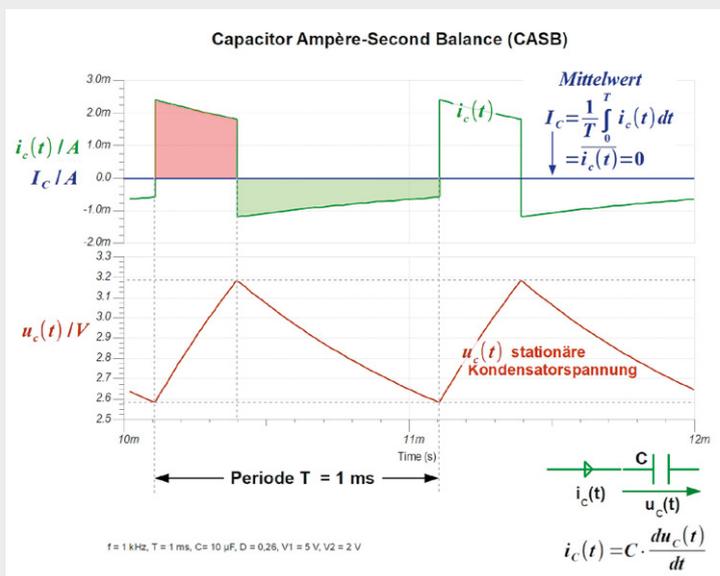


Bild 23: Damit im stationären Zustand der Mittelwert der Kondensatorspannung konstant bleibt, muss der Kondensatorstrom im zeitlichen Mittel null sein.

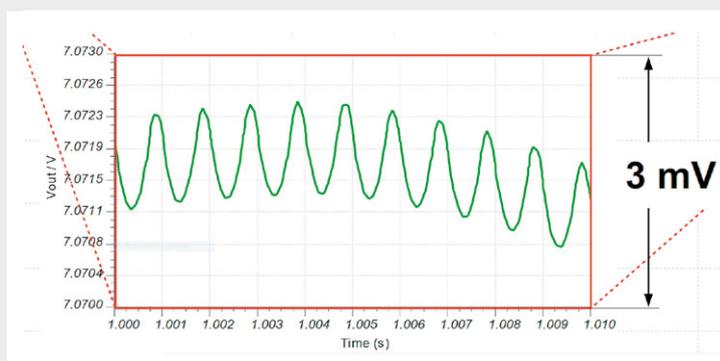


Bild 24: Für viele Berechnungen kann der Ripple auf einer Gleichspannung vernachlässigt werden.

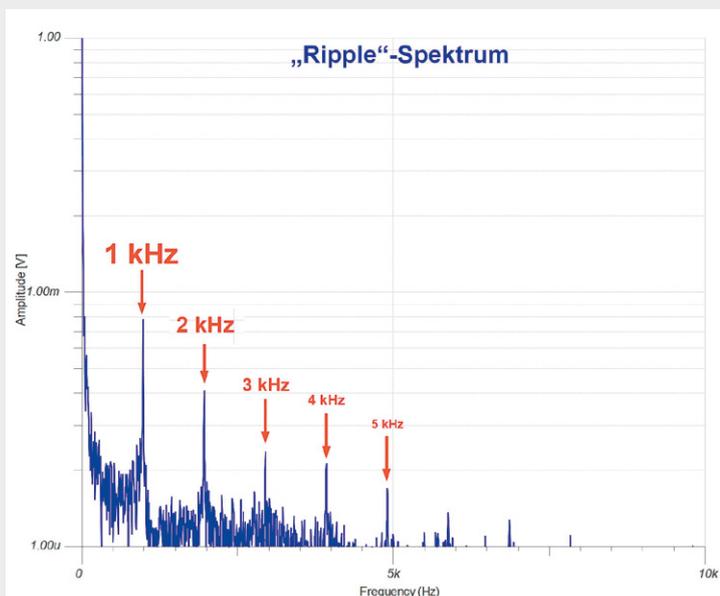


Bild 25: Die Fourieranalyse des Ripples zeigt die Grundfrequenz von 1 kHz und ihre Harmonischen.

Bild 23 zeigt den stationären Zusammenhang zwischen Strom und Spannung am Kondensator. Dabei ist $i_c(t)$ ein nichtideales Rechteck mit einer gewissen Dachschräge, wodurch $u_c(t)$ keinen idealen Sägezahnverlauf hat, bei dem die Sägezahnflanken keine Krümmung aufweisen würden.

Die Herleitung des CASB-Prinzips nach Gleichung 10 verläuft analog zu der des IVSB-Prinzips.

Es fällt die Symmetrie der Gleichungen 7 und 9 auf: Induktivität L , Spannung $u_L(t)$ und Strom $i_L(t)$ an der Spule entsprechen Kapazität C , Strom $i_C(t)$ und Spannung $u_C(t)$ am Kondensator. Die Dimension der Induktivität ist Vs/A , die der Kapazität As/V .

SRA: Das dritte Hilfsmittel zur Vereinfachung von Berechnungen an getakteten Wandlerstrukturen ist die „Small Ripple Approximation (SRA)“. Wenn eine Gleichgröße (Spannung oder Strom) einen „Ripple“ aufweist, bedeutet dies, dass sie periodisch (mit der Taktfrequenz) um ihren Mittelwert schwankt. Liegt der Ripple nur bei wenigen Prozent der von ihm überlagerten Gleichgröße, ist es plausibel, ihn zu vernachlässigen und Berechnungen, die nicht speziell auf den Ripple abzielen, nur mit dem reinen Gleichspannungs- oder Gleichstromwert durchzuführen. In Bild 8 rechts wird ersichtlich, was gemeint ist.

Mathematisch beschreibt Gleichung 11 das Gesagte.

$$v(t) = V_{DC} + v_{ripple}(t) \quad \text{Gleichung 11}$$

für $\|v_{ripple}(t)\| \ll V_{DC}$ (Ripple-Amplitude \ll Gleichspannungswert)

gilt näherungsweise:

$$v(t) \approx V_{DC} \quad \text{Small Ripple Approximation (SRA)}$$

Die grüne Kurve im rot umrandeten Fenster (Bild 24) ist die Ausgangsspannung, im Amplitudenabschnitt 7,070 V bis 7,074 V (4 mV) und im Zeitabschnitt 1,00 s bis 1,01 s (10 ms) „herausgezoomt“. Die Ripple-Amplitude von knapp 1,5 mV ist vernachlässigbar gegen den Mittelwert der Ausgangsspannung von 7 V.

Man sieht 10 Rippleperioden in dem Zeitintervall von 10 ms, was bestätigt, dass sich die Taktfrequenz von 1 kHz im Ausgangsspannungsripple wiederfindet. Die Aussage einer Fourieranalyse ist dieselbe. Im Fourierspektrum des Ripples treten die Grundwelle von 1 kHz und weitere abklingende Harmonische auf Vielfachen der Grundfrequenz deutlich hervor (Bild 25).

Die Ausgangsspannung als konstant (ripplefrei) anzunehmen, vereinfacht viele Berechnungen. Dennoch ist der Ausgangsspannungsripple vorhanden. Er entspricht den Spannungsschwankungen ΔV_C am der Last parallel liegenden Ausgangskondensator. Gibt man ΔV_C vor, kann man gemäß Gleichung 12 den Wert des dafür erforderlichen Ausgangskondensators berechnen.

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 \cdot \Delta V_C} \quad \text{Gleichung 12}$$