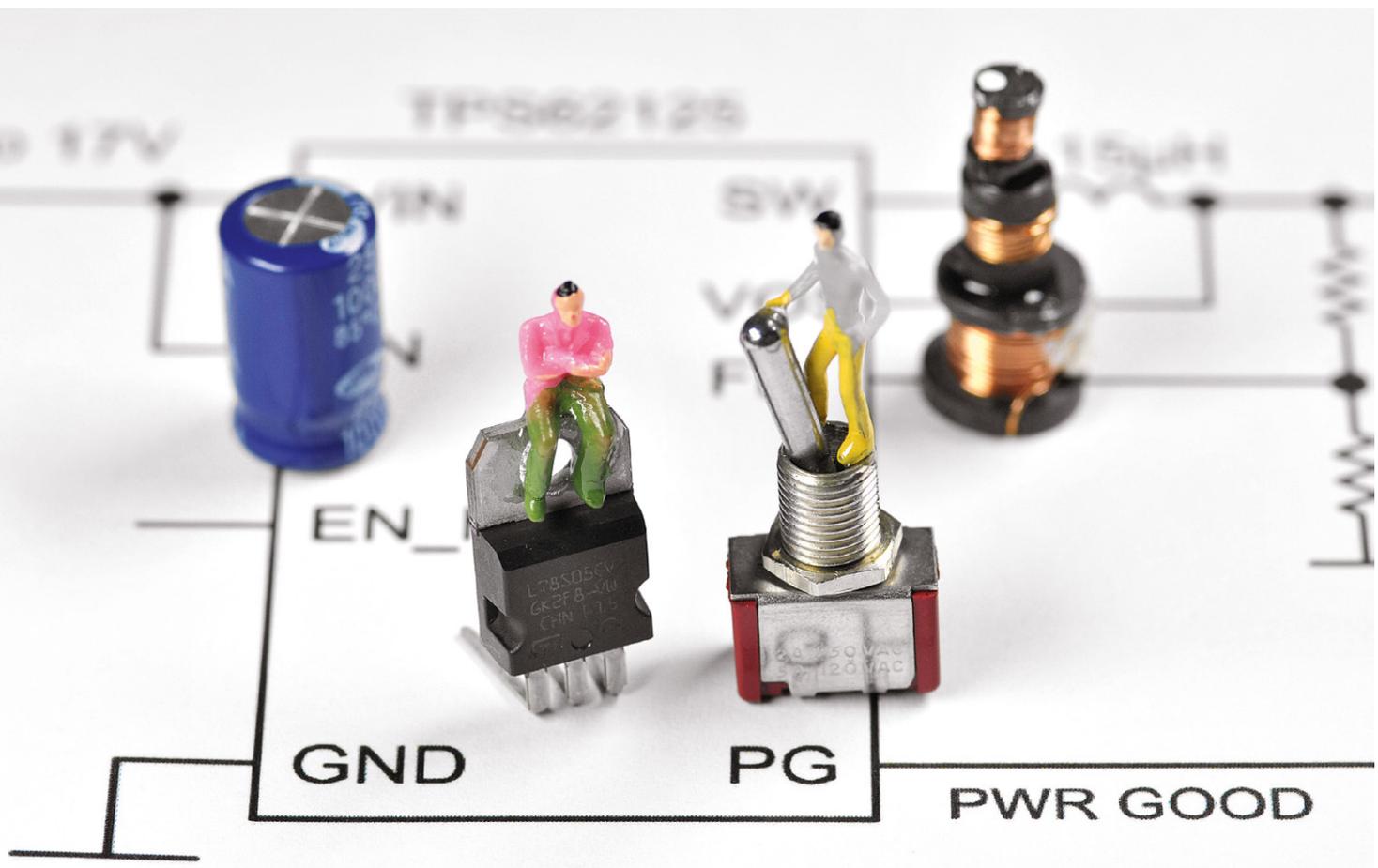


# DC-DC-Converter

## Verlustarmut durch Schaltechnologie, Teil 2

Im ersten Teil dieser Serie über geschaltete Spannungswandler haben wir uns ausführlich mit dem Buck-Convertertyp beschäftigt. Sein ideales Umsetzverhältnis  $M(D) = V_{out}/V_{in}$  ist gleich dem Tastverhältnis  $D = T_{on}/(T_{on}+T_{off})$  (Duty-Cycle). Weil  $D$  nur Werte zwischen 0 und 1 annehmen kann, ist die Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Buck-Converters stets ein Bruchteil der Eingangsspannung  $V_{in}$  ( $V_{out} = M(D) \cdot V_{in}$ ,  $0 < M(D) = D < 1$ ).



### Boost-Converter

Im Gegensatz zum Buck-Converter ist der Boost-Converter nur in der Lage, eine Ausgangsspannung zu liefern, die größer als die Eingangsspannung ist ( $1 < M(D) < \infty$ ). Er wird deshalb auch Step-up-Converter oder Aufwärtswandler bzw. Hochsetzsteller genannt. Die Grundstruktur und die in den Taktphasen „ $D = T_{on}/(T_{on}+T_{off})$ “ und „ $1-D = T_{off}/(T_{on}+T_{off})$ “ gültigen Schaltbilder zeigt [Bild 1](#). Darauf beruht die Schaltungsanalyse in [Gleichung \(1\)](#).

[Bild 2](#) stellt das Umsetzverhältnis des Boost-Converters grafisch dar. Es liegt für problemlos realisierbare Tastverhältnisse  $0,1 < D < 0,9$  bei  $1,11 < M(D) < 10$ . Die Höhe des Lastwiderstands  $R$  übt deutlichen Einfluss auf das Einschwingverhalten des Boost-Con-

verters aus. Wie [Bild 3](#) zeigt, ist aber in einem Lastwiderstandsbereich von  $10$  bis  $50 \Omega$  nach  $10$  ms der stationäre Betriebszustand (Steady-State) der Schaltung erreicht.

Die Ausgangsspannung  $V_{out}$  hängt mit der Eingangsspannung  $V_{in}$  über das Umsetzverhältnis  $M(D)$  (Conversion-Ratio) zusammen. Gibt man  $M(D)$  und damit die gewünschte Ausgangsspannung vor, kann man über [Gleichung 2](#) den dazu erforderlichen Duty-Cycle  $D$  (Tastgrad  $T_{on}/(T_{on} + T_{off})$ ) ermitteln.

Zum Beispiel erfordert eine gewünschte Ausgangsspannung  $V_{out} = 30$  V bei einer Eingangsspannung von  $V_{in} = 10$  V ein Umsetzverhältnis  $M(D) = 3$ . Aus [Gleichung 2](#) folgt demnach ein Duty-Cycle  $D = 1 - 1/3 = 2/3 = 0,67$ .



**Gleichung 1**

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

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

Wegen IVSB an Spule L folgt:

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

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

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D) = \frac{1}{1-D}$$

Umsetzverhältnis Boost-  
Converter mit idealer Spule

**Gleichung 2**

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D) = \frac{1}{1-D}$$

nach D umstellen:

$$D = 1 - \frac{1}{M(D)}$$

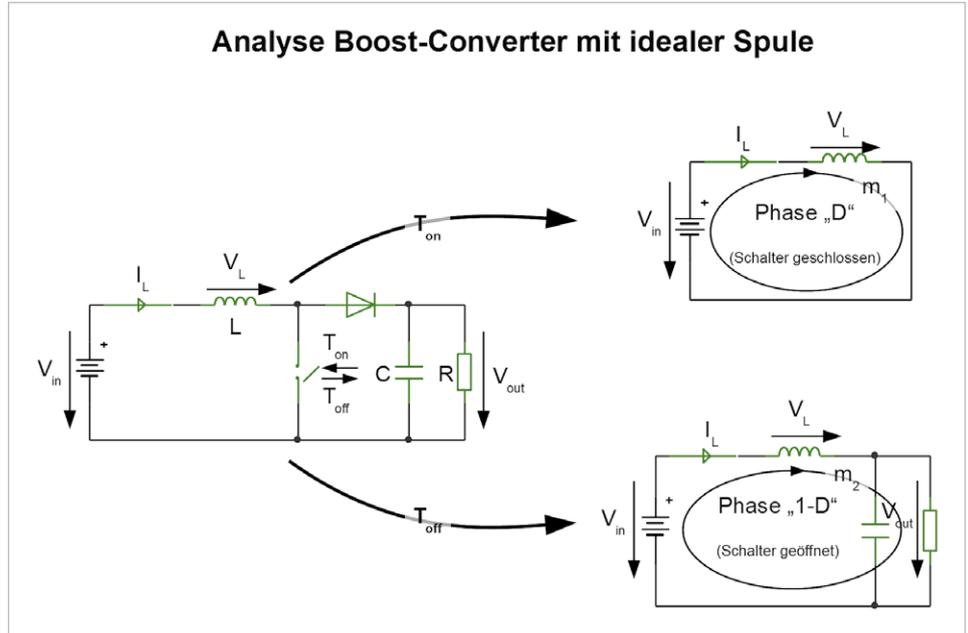


Bild 1: Die in den Taktphasen „D“ und „1-D“ gültigen Ersatzschaltbilder des Boost-Converters

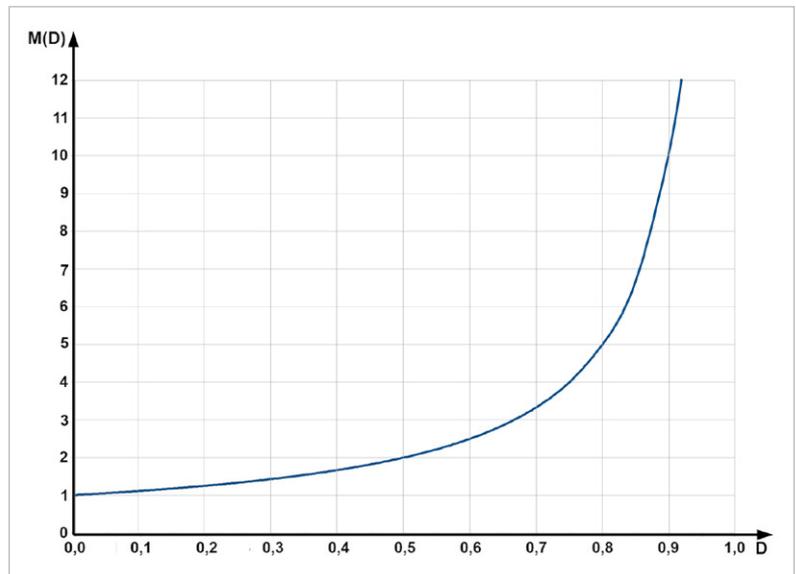


Bild 2: Das Umsetzverhältnis  $M(D)$  eines Boost-Converters mit idealen Bauelementen kann Werte zwischen 1 und unendlich annehmen.

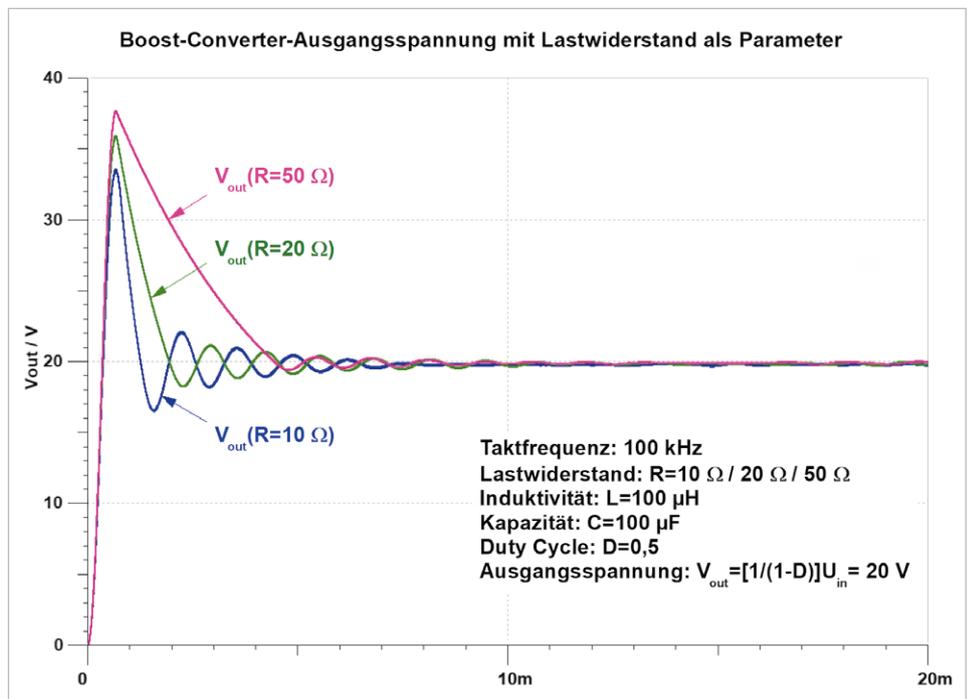


Bild 3: Einschwingverhalten der Ausgangsspannung des Boost-Converters bei drei Lastwiderständen

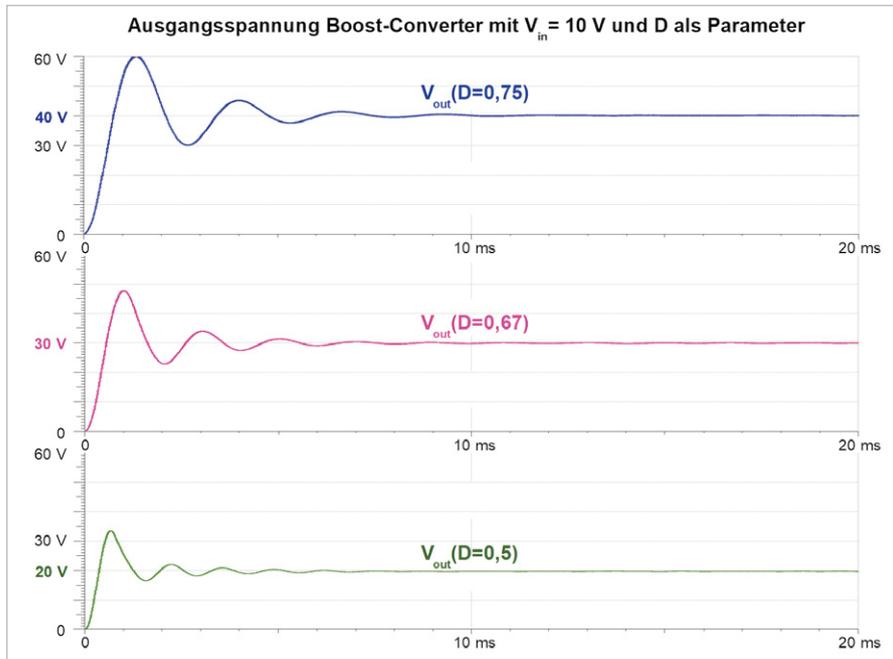


Bild 4: Die Ausgangsspannungen des Boost-Converters bei drei Werten des Duty-Cycles von „ $D$ “. Die Einschwingvorgänge dauern knapp 10 ms. Danach sind die Ausgangsspannungen konstant.

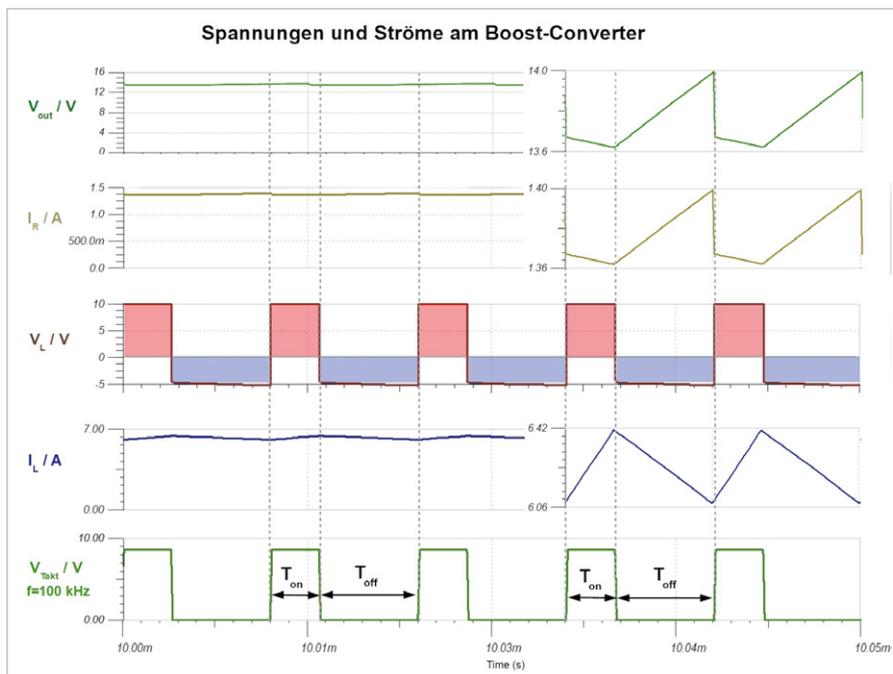


Bild 5: Spulenstrom und -spannung des Boost-Converters im stationären Zustand

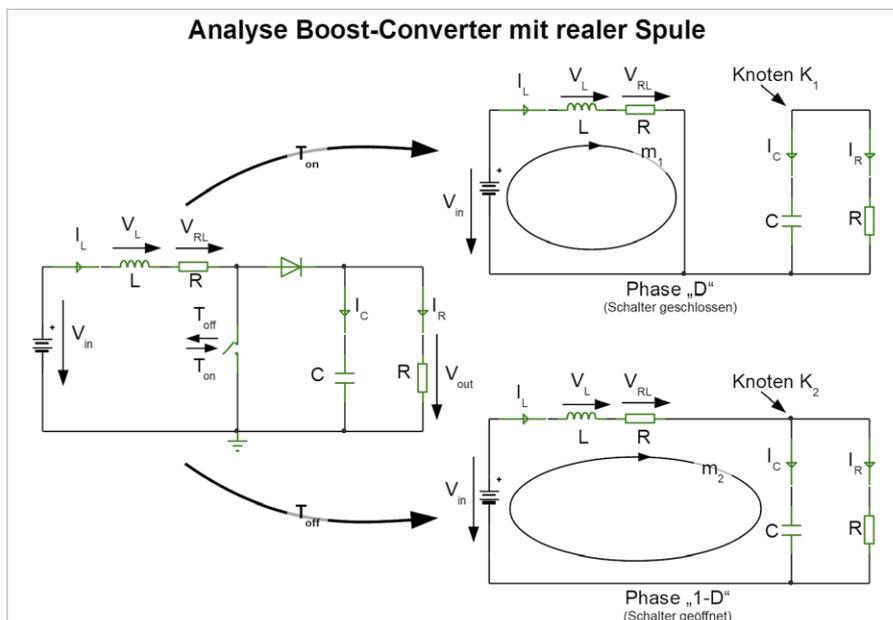


Bild 6: Diese Schaltbilder liegen der Analyse des Boost-Converters mit widerstandsbehafteter Spule zugrunde.



**Bild 4** zeigt die Ausgangsspannungsverläufe einschließlich Einschwingvorgang auf die stationären Ausgangsspannungswerte  $V_{out}$  von 20, 30 und 40 V, welche durch die korrespondierenden Duty-Cycles  $D=0,5$ ,  $D=0,67$  und  $D=0,75$  hervorgerufen werden.

Die wichtigsten Kurvenverläufe aus der Simulation mit TINA sind in **Bild 5** zusammengestellt. Betrachtet man die Maßstäbe von Spannungen und Strömen mit „Ripple“ und der herausgezoomten Rippleanteile rechts allein, so wird deutlich, dass diese so klein sind, dass die „Small Ripple-Approximation“, also der Ersatz der tatsächlichen Kurvenform durch ihren Gleichspannungswert, gerechtfertigt ist. Am Verlauf von Spulenstrom  $I_L$  und Spulenspannung  $V_L$  wird wieder das IVSB-Prinzip (Volt-Sekunden-Balance an der Spule im stationären Zustand) deutlich.

### Reale Induktivität beim Boost-Converter

Die bisherigen Betrachtungen haben eine ideale Spule vorausgesetzt, deren ohmscher Wicklungswiderstand null ist. In der Praxis ist dies aber nicht gegeben. Wir wollen deshalb die Einflüsse des Gleichstromwiderstands einer realen Induktivität näher untersuchen. Als Ausgangspunkt für die Analyse dient **Bild 6** mit den Ersatzschaltbildern für die Periodenabschnitte „D“ und „1-D“. Der Rechengang ist in **Gleichung 3** vorgeführt.

Das in **Gleichung 3** ermittelte Umsetzverhältnis  $M(D)$  ist in **Bild 7** grafisch für diverse Verhältnisse vom Spulengleichstromwiderstand  $R_L$  zum Lastwiderstand  $R$  als Funktion des Duty-Cycles  $D$  dargestellt. Für  $R_L/R = 0$  ergibt sich das Umsetzverhältnis für den Boost-Converter mit idealer Spule aus **Gleichung 1**. Mit zunehmendem Spulenwiderstand werden die erreichbaren Ausgangsspannungen immer kleiner. Ab  $R_L/R = 0,3$  bleibt die Ausgangsspannung für alle Werte von  $D$  sogar unter  $V_{in}$ . Die ursprüngliche Eigenschaft des Boost-Converters, stets Ausgangsspannungen zu

#### Gleichung 3

$$\text{Masche } m_1: V_L = I_L \cdot R_L - V_{in} \quad (\text{Phase "D"})$$

$$\text{Masche } m_2: V_L = I_L \cdot R_L + V_{out} - V_{in} \quad (\text{Phase "1-D"})$$

Wegen IVSB an Spule  $L$  folgt:

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

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

$$V_{out}(1-D) = V_{in} - I_L \cdot R_L \quad (a)$$

$$\text{Knoten } K_1: I_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad (\text{Phase "D"})$$

$$\text{Knoten } K_2: I_C = I_L - \frac{V_{out}}{R} \quad (\text{Phase "1-D"})$$

Wegen CASB an Kondensator  $C$  folgt:

$$-D \cdot \frac{V_{out}}{R} + (1-D) \cdot (I_L - \frac{V_{out}}{R}) = 0 \quad \text{umstellen nach } I_L$$

$$I_L = \frac{V_{out}}{(1-D) \cdot R} \quad (b)$$

(b) in (a) einsetzen:

$$V_{out} \cdot (1-D) = V_{in} - \frac{V_{out} \cdot R_L}{(1-D) \cdot R} \quad \text{nach } \frac{V_{out}}{V_{in}} \text{ umstellen, liefert das}$$

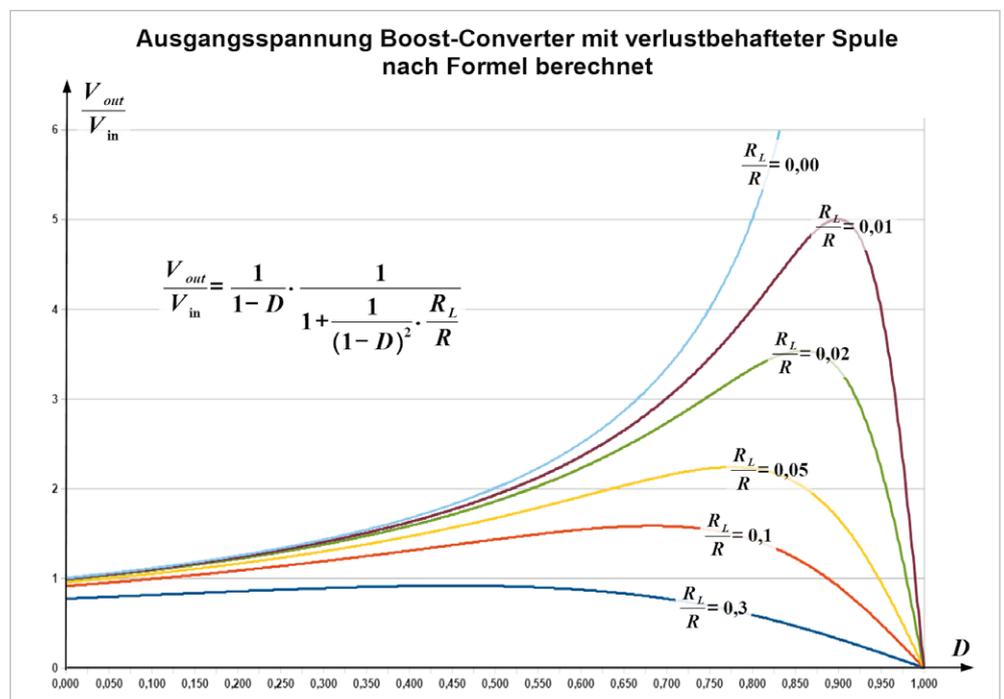
Umsetzverhältnis des Boost-Converters mit realer Spule

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D) = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{R_L}{R}}$$

liefern, die über der Eingangsspannung liegen, ist mit einer derartig hochohmigen Induktivität verloren gegangen.

Die in **Bild 7** gezeigten  $M(D)$ -Verläufe wurden von mathematischen Betrachtungen abgeleitet. Die mit TINA ermittelten Ergebnisse einer Simulation gemäß **Bild 8** liefern annähernd deckungsgleiche Kurven. Hier stimmen also Theorie und Praxis erfreulich gut überein.

Interessant ist auch, den Wirkungsgrad des nicht idealen Boost-Converters in Abhängigkeit des Verhältnisses von Spulenwiderstand  $R_L$  zu Ausgangswiderstand  $R$  zu betrachten. Dazu setzen wir entsprechend **Gleichung 4** die im Lastwiderstand umgesetzte Leistung  $P_{out}$  ins Verhältnis zu der in den Boost-Converter eingespeisten Leistung  $P_{in}$ .



**Bild 7:** Die rechnerisch ermittelten Umsetzverhältnisse  $M(D)$  des Boost-Converters bei verschiedenen Quotienten von Spulenwiderstand  $R_L$  zu Lastwiderstand  $R$



## Gleichung 4

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{V_{out}^2}{R}}{V_{in} \cdot I_L}$$

$$\text{mit } I_L = \frac{V_{out}}{(1-D) \cdot R} \text{ und } V_{out} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{V_{in}}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{R_L}{R}}$$

führt zu:

Wirkungsgrad des Boost-Converters mit realer Spule

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{R_L}{R}}$$

Bild 9 zeigt die Aussage von Gleichung 4 in grafischer Form. Es ist nicht verwunderlich, dass der Wirkungsgrad mit zunehmendem Spulenwiderstand abnimmt, weil dann natürlich ein größerer Anteil an der eingespissten Leistung als Verlustleistung in der Spule vernichtet wird.

Anmerkung: Beim Boost-Converter ist der Eingangsstrom gleich dem Spulenstrom. Weil dieser stetig ist, wird die Quelle keinen impulsartigen Belastungen ausgesetzt und auf den eingangsseitigen Versorgungsleitungen breiten sich nur geringe leitungsgebundene oder abgestrahlte EMI-Störungen (Electromagnetic Interference = elektromagnetische Störung) aus.

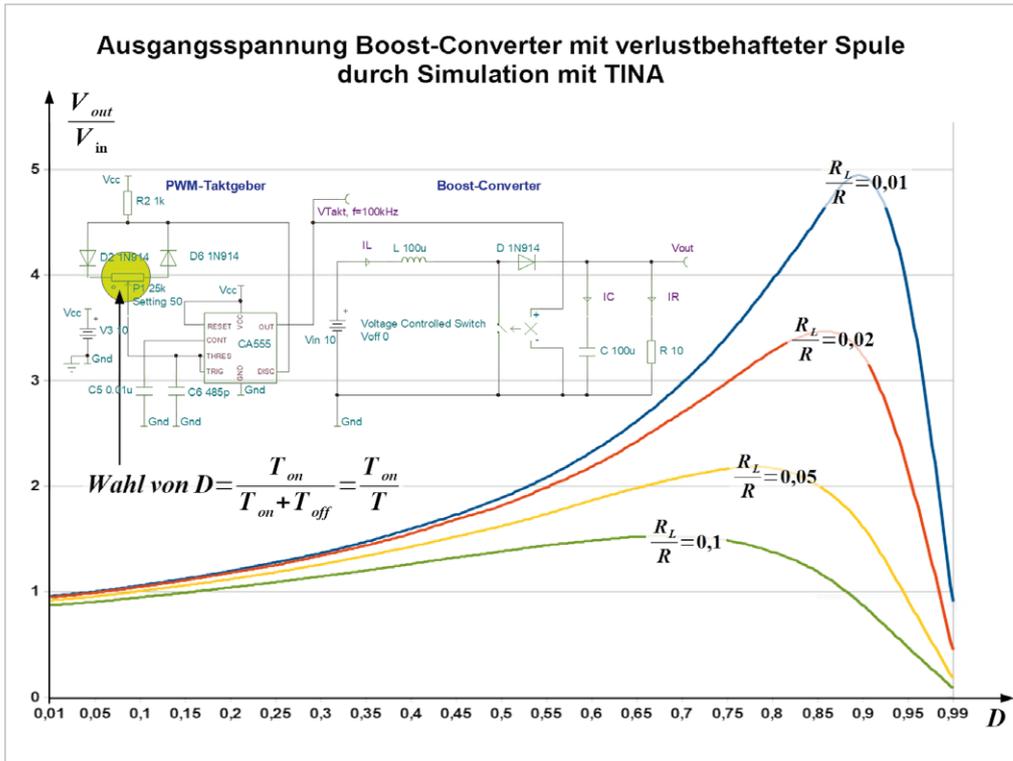


Bild 8: Die durch Schaltungssimulation ermittelten Umsetzverhältnisse des Boost-Converters bei verschiedenen Quotienten von Spulenwiderstand  $R_L$  zu Festwiderstand  $R$

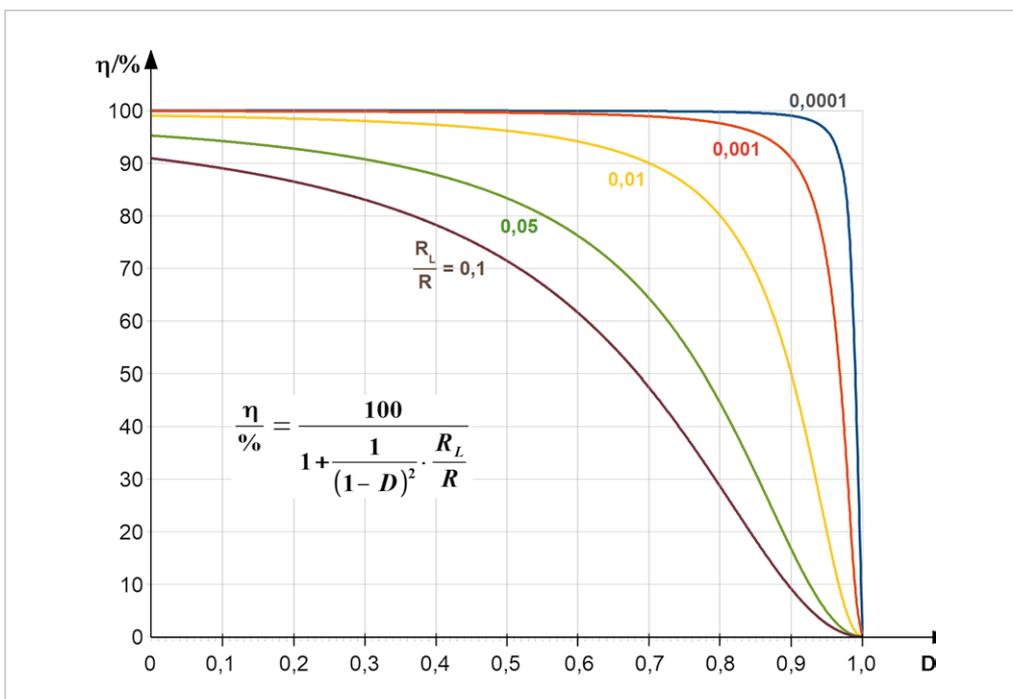


Bild 9: Die Kurvenschar des Wirkungsgrades  $\eta$  über dem Duty-Cycle  $D$  mit  $R_L/R$  als Scharparameter



**Gleichung 5**

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

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

Wegen IVSB an Spule L folgt:

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

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D} \quad \text{Umsetzverhältnis}$$

*Buck-Boost-Converter mit idealer Spule*

### Buck-Boost-Converter

Der Buck-Boost-Converter geht aus dem Boost-Converter hervor, indem Spule und Schalter vertauscht werden und die Diode umgepolt wird. Daraus ergibt sich ein negatives Umsetzverhältnis  $M(D)$ , d. h., die Polarität der Ausgangsspannung ist umgekehrt als die der Eingangsspannung. Die Herleitung von  $M(D)$  erfolgt bei Verwendung einer idealen Induktivität (ohmscher Widerstand gleich null) gemäß Bild 10 und Gleichung 5.

Zur Erläuterung der beiden Ersatzschaltbilder für die Phasen „D“ und „1-D“: Bei geschlossenem Schalter in Phase „D“ liegt die Spule parallel zur Speisespannung  $V_{in}$  und die Diode ist gesperrt, d. h., der Rest der Schaltung ist abgetrennt und spielt für den Spulenstrom  $I_L$  keine Rolle. Nach dem Öffnen des Schalters ist  $V_{in}$  abgetrennt und die Spule treibt ihren stetigen Strom rückwärts durch den Lastwiderstand. Dabei fällt an ihm, bezogen auf den eingezeichneten Spannungspfeil, eine negative Spannung ab. Nach dem Ablauf der Phase „1-D“ ist die Schaltperiode beendet und es beginnt eine neue.

Weil die Ergebnisse der TINA-Analyse teilweise recht deutlich von den rechnerischen abweichen, wurde die Diode in Bild 10 durch einen idealen Schalter ersetzt, wodurch Simulation und Theorie nahezu perfekt übereinstimmten. Das zugehörige Prinzipschaltbild zeigt Bild 11. Es enthält den Gleichstromwiderstand  $R_L$  der Spule L und wird zur Berechnung des Umsetzverhältnisses in Gleichung 6 verwendet.

Bild 10: Die in den Taktphasen „D“ und „1-D“ gültigen Ersatzschaltbilder des Buck-Boost-Converters

**Gleichung 6**

Masche  $m_1: V_L = -I_L \cdot R_L + V_{in} \quad (\text{Phase "D"})$   
 Masche  $m_2: V_L = -I_L \cdot R_L + V_{out} \quad (\text{Phase "1-D"})$

Wegen IVSB an Spule L folgt:

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

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

$$V_{out}(1-D) = -D \cdot V_{in} + I_L \cdot R_L \quad (a)$$

Knoten K:  $I_C = -\frac{V_{out}}{R} \quad (\text{Phase "D"})$

$$I_C = -I_L - \frac{V_{out}}{R} \quad (\text{Phase "1-D"})$$

Wegen CASB an Kondensator C folgt:

$$-D \cdot \frac{V_{out}}{R} + (1-D) \cdot (-I_L - \frac{V_{out}}{R}) = 0 \quad \text{umstellen nach } I_L$$

$$I_L = -\frac{V_{out}}{(1-D) \cdot R} \quad (b)$$

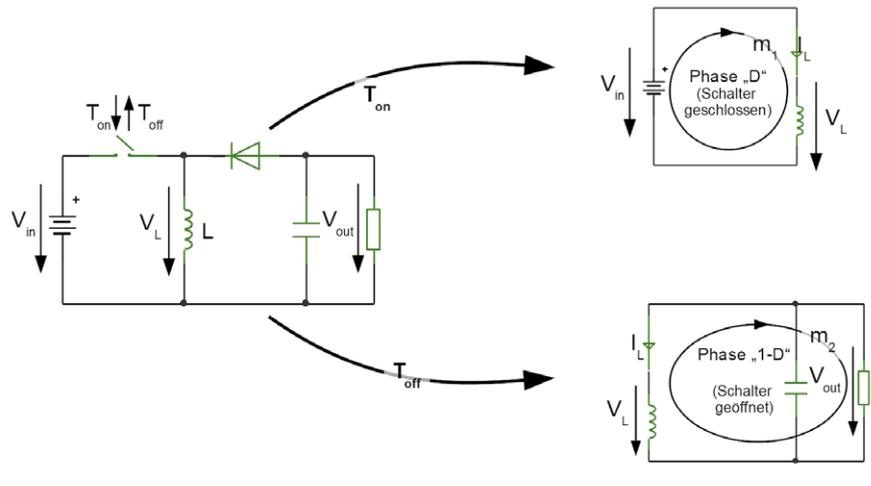
(b) in (a) einsetzen:

$$V_{out} \cdot (1-D) = -D \cdot V_{in} - \frac{V_{out} \cdot R_L}{(1-D) \cdot R} \quad \text{nach } \frac{V_{out}}{V_{in}} \text{ umstellen, liefert das}$$

*Umsetzverhältnis des Buck-Boost-Converters mit realer Spule*

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

#### Analyse Buck-Boost-Converter mit idealer Spule



#### Buck-Boost-Converter-Prinzipschaltbild

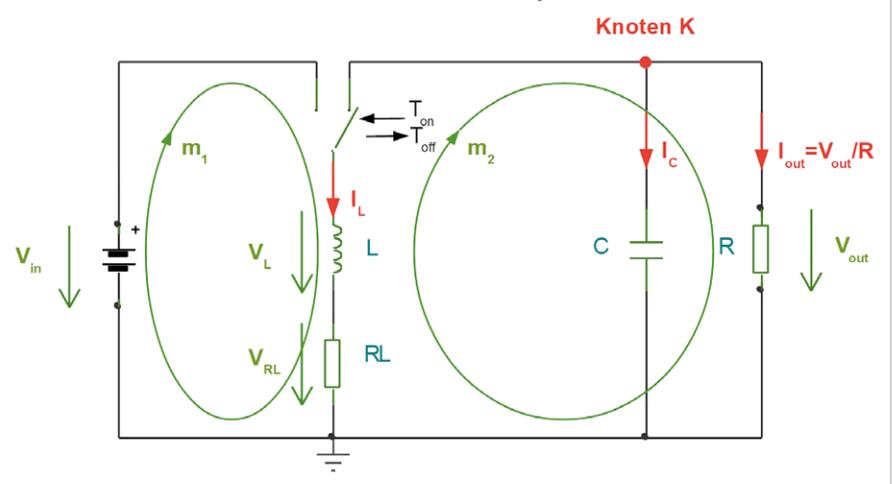


Bild 11: Diese Schaltung mit Umschalter beschreibt die Grundform des Buck-Boost-Converters mit idealen, d. h. verlustfreien Bauelementen.



Für eine ideale Spule ohne Gleichstromwiderstand ( $R_L = 0$ ) geht  $M(D)$  aus Gleichung 6 in Gleichung 5 über. An der Gleichung ist zu erkennen, dass sich der verfälschende Summand im Nenner  $R_L/R(1-D)$  mit zunehmendem  $D$  immer stärker auswirkt. Die Kurvenschar in Bild 12 mit  $R_L/R$  als Scharparameter stellt Gleichung 6 grafisch dar.

Die verwendete TINA-Simulationsschaltung ist in Bild 13 zu sehen. Der PWM-Taktgenerator zur Erzeugung des Taktsignals mit Duty-Cycle  $D$  wurde hier durch eine gesteuerte Quelle (CS1: Controlled Source) nachgebildet. Dabei wird eine an Eingang N1 anliegende Rampenspannung  $V_{Ramp}$  mit einer an Eingang N2 anliegenden, den Duty-Cycle  $D$  repräsentierenden Referenzspannung  $V_{Duty}$  verglichen. Gemäß der in CS1 hinterlegten Anweisung  $IF(V(N1) > V(N2), 0, 10)$  geht der Ausgang  $Out(V)$  von CS1 auf 0 V, wenn die Rampenspannung

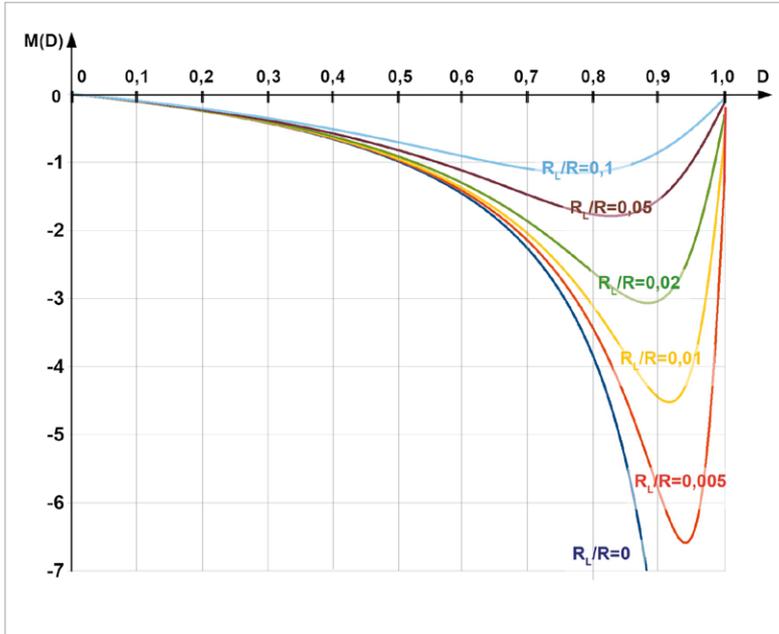


Bild 12: Die rechnerisch ermittelten Umsetzverhältnisse  $M(D)$  des Buck-Boost-Converters bei verschiedenen Verhältnissen  $R_L/R$

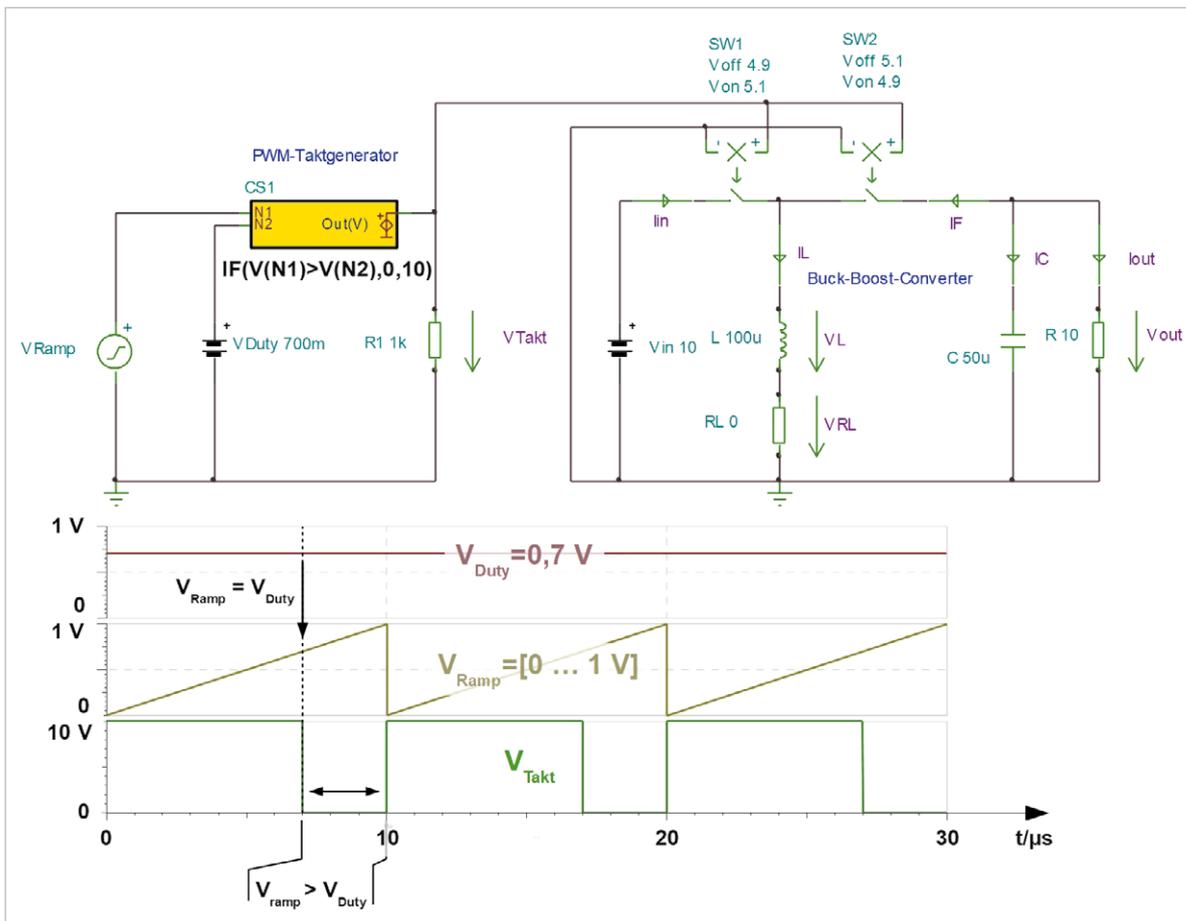


Bild 13: Diese Schaltung liegt der Simulation des Buck-Boost-Converters mit TINA-TI zugrunde.



$V_{Ramp}$  die Referenzspannung  $V_{Duty}$  überschreitet. Ansonsten nimmt  $Out(V)$  den Wert 10 V an. Der gewünschte Duty-Cycle wird im Bereich von 0 bis 1 durch Vorgabe von  $V_{Duty}$  zwischen 0 und 1 V gewählt. Damit ist das Taktsignal  $V_{Takt}$  erzeugt.

Eine Übersicht über die Ausgangsspannungen  $V_{out}$  und die Spulenströme  $I_L$  für die Duty-Cycles  $D=0,333/0,5/0,6/0,667$  gibt Bild 14. Mit den sich daraus ergebenden Umsetzverhältnissen  $M(D)=-0,5/-1/-1,5/-2$  stellen sich die Ausgangsspannungen  $V_{out}=M(D) \cdot V_{in}=-5\text{ V}/-10\text{ V}/-15\text{ V}/-20\text{ V}$  ein. Es zeigt sich, dass der Spulenstrom  $I_L$  etwa zwei- bis dreimal so groß ist wie der Laststrom  $I_{out}=V_{out}/R$ . Die Ordinaten wurden so gewählt, dass der den DC-Komponenten überlagerte Ripple gut zu erkennen ist.

Gleichung 5 ist zu entnehmen, dass für  $D > 0,5$  der Betrag der Ausgangsspannung  $V_{out}$  größer ist als die Eingangsspannung  $V_{in}$ .

Die Simulation ergibt die Spannungs- und Stromwerte an der Spule gemäß Bild 15. Wir können eine Amplitude des sägezahnförmigen Spulenstroms von 300 mA ablesen. Mit den Ersatzschaltbildern aus Bild 10 lässt sich das rechnerisch nachvollziehen. Gemäß den Berechnungen in Gleichung 7 stimmen Anstieg und Abfall des Spulenstroms mit jeweils 300 mA exakt mit den Werten der Simulation überein.

Es ist klar zu erkennen, dass der Spulenstrom zu Beginn und am Ende einer Taktperiode gleich groß ist, was ja eine Voraussetzung für einen stationären Zustand der Schaltung ist (Steady-State). Die Spulenspannung  $V_L$  oszilliert derart um den Nullwert, dass die Flächen unter der Nulllinie gleich den Flächen über der Nulllinie sind, nämlich jeweils  $30\text{ }\mu\text{Vs}$ . Das IVSB-Prinzip (Inductor-Volt-Second-Balance) fordert eben dieses.

**Gleichung 7**

Die Steigung des Spulenstroms ist:  $\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L}$

Anstieg des Spulenstroms während  $T_{on} = D \cdot T$

$$\Delta I_L^+ = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_{on} = \frac{10\text{ V}}{100 \cdot 10^{-6}\text{ Vs}} \cdot 3 \cdot 10^{-6}\text{ s} = 300\text{ mA}$$

Abnahme des Spulenstroms während  $T_{off} = (1-D) \cdot T$

$$\Delta I_L^- = \frac{V_{out}}{L} \cdot T_{off} = \frac{-4,286\text{ V}}{100 \cdot 10^{-6}\text{ Vs}} \cdot 7 \cdot 10^{-6}\text{ s} = -300\text{ mA}$$

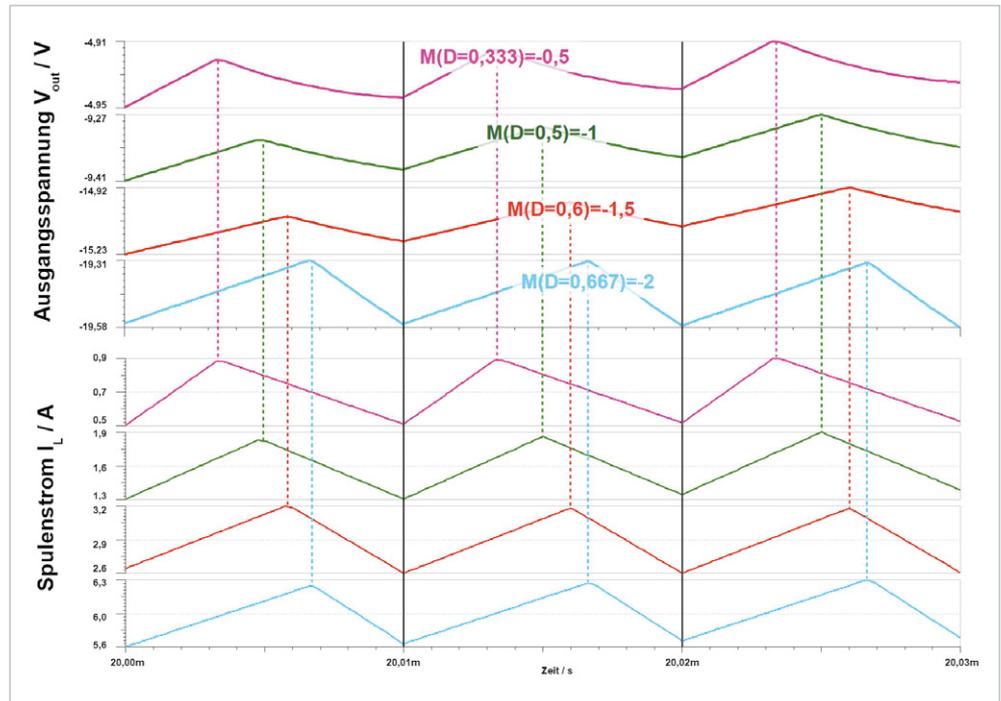


Bild 14: Spulenstrom und Ausgangsspannung des Buck-Boost-Converters bei verschiedenen Umsetzverhältnissen

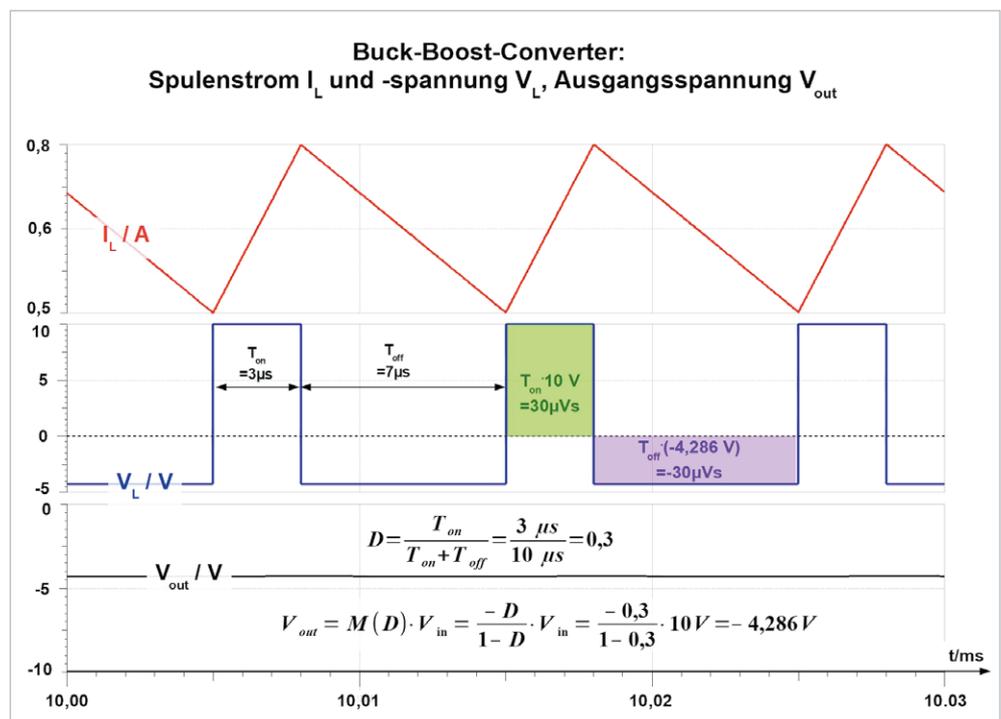


Bild 15: Spulenstrom und -spannung beim Buck-Boost-Converter. Die Spulenspannung weist einen Mittelwert von null auf, was die Voltsekunden-Balance an der Induktivität eines Schaltwandlers im stationären Betriebszustand (IVSB) ausdrückt.

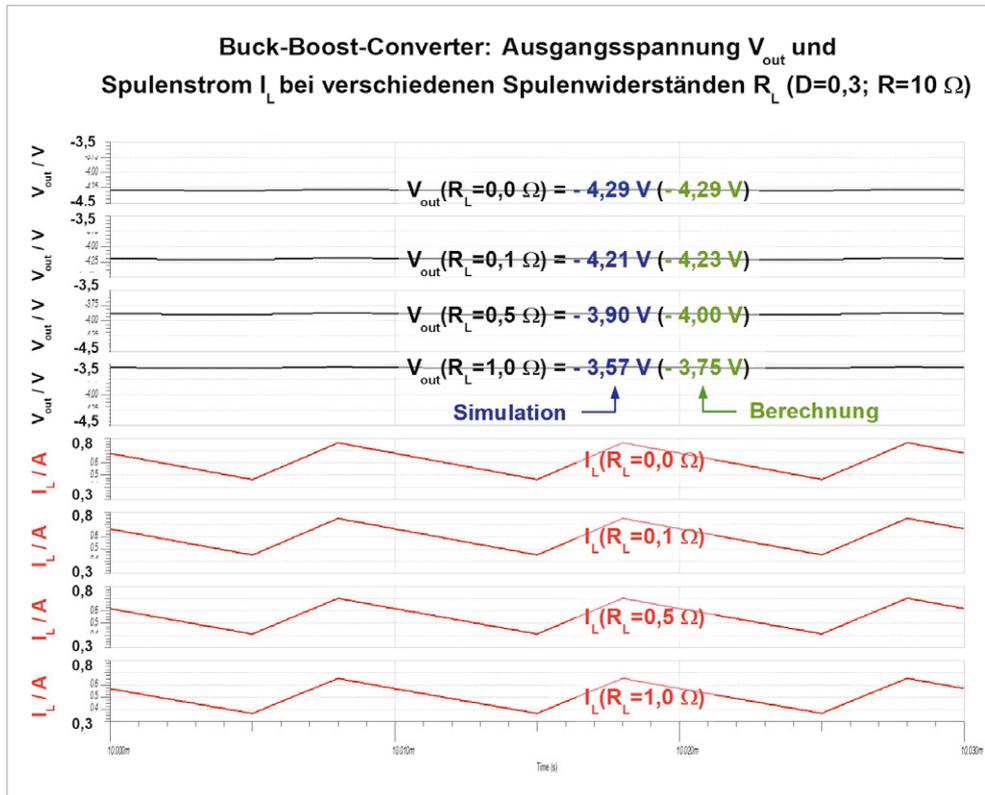


Bild 16: Spulenstrom und Ausgangsspannung des Buck-Boost-Converters bei verschiedenen Lastwiderständen

Bild 16 fasst die Simulationsergebnisse für Ausgangsspannung und Spulenstrom für vier  $R_L$ -Werte zusammen. Auch hier ist zu erkennen, dass der ohmsche Spulenwiderstand  $R_L$  möglichst klein sein muss, um die Abweichungen vom Idealzustand ( $R_L=0$ ) gering zu halten.

### Ausblick

In Teil 1 und 2 der Folge wurden die drei DC-DC-Convertertypen Buck, Boost und Buck-Boost beschrieben. Ihnen ist das Fehlen einer galvanischen Trennung zwischen Eingang und Ausgang gemein. Diese Eigenschaft kennzeichnet auch weitere Schaltungstypen wie SEPIC, Cuk und Zeta, die hier nicht mehr besprochen werden sollen. Vielmehr wird es in Teil 3 um Wandler mit galvanisch getrennten Ausgangsspannungskreisen gehen, namentlich Fly-Back- und Fly-Buck-Converter. **ELV**

# Mein ELVprojekt

## Viele Ideen für Ihr Smart Home

Bei uns erwarten Sie viele spannende, ausführlich beschriebene Projekte für Einsteiger und Profis. Diese Projekte haben wir als Produktmanager und Techniker alle selbst erfolgreich umgesetzt.

Wir zeigen Ihnen z. B., wie Sie für mehr Komfort und Energieeinsparung Rollläden automatisieren, mit einer intelligenten Heizungssteuerung Energiekosten sparen oder Ihr Zuhause vor Einbrechern wirkungsvoll schützen können. Dabei erhalten Sie nicht nur Informationen zum geschätzten Zeitaufwand und dem Schwierigkeitsgrad – alle verwendeten Produkte aus unserem Sortiment werden für Sie auch übersichtlich aufgeführt. Dazu finden Sie für viele Projekte hilfreiche Installationsvideos. Setzen Sie Ihr Projekt mit ELV erfolgreich um!



**Komfort und Steuerung**



**Energie sparen**



**Sicherheit**



Alle Projekte finden Sie online unter:

[de.elv.com/elvprojekte](http://de.elv.com/elvprojekte)  
[at.elv.com/elvprojekte](http://at.elv.com/elvprojekte)  
[ch.elv.com/elvprojekte](http://ch.elv.com/elvprojekte)