

**Höhere Technische Bundeslehranstalt**  
**Salzburg**

**Abteilung für Elektronik**

**Übungen im**  
**Laboratorium für Elektronik**

**Protokoll**  
**für die Übung Nr. 05**

**Gegenstand der Übung**

**DC/DC Step-Down - “BUCK” - Converter**

**Name: Leon Ablinger**

---

**Jahrgang: 4AHEL**

---

**Gruppe Nr.: A1**

---

**Übung am: 21.10.2020 & 10.03.2021**

---

**Anwesend: Leon Ablinger**

## Inhalt

1	Inventarliste .....	2
2	Messanweisung .....	3
3	Übungsdurchführung Distance-Learning .....	5
3.1	BUCK-Converter .....	5
3.1.1	Beschreibung des Messvorgangs .....	5
3.1.2	Schaltung .....	5
3.1.3	Dimensionierung .....	5
3.2	Welligkeit der Ausgangsspannung (Brummspannung).....	6
3.2.1	Berechnung .....	6
3.2.2	Kennlinie.....	6
3.2.3	Erkenntnis / Schlussfolgerung .....	7
3.3	Tastverhältnis & Transistor-Schaltverhalten.....	8
3.3.1	Kennlinie.....	8
3.3.2	Erkenntnis / Schlussfolgerung .....	10
3.4	Lastvariation .....	11
3.4.1	Berechnung .....	11
3.4.2	Kennlinie.....	11
3.4.3	Erkenntnis / Schlussfolgerung .....	12

## 1 Inventarliste

Gerätebezeichnung	Inventarnummer	Verwendung
LTSpice	V. 17	Simulation

## 2 Messanweisung

### DC/DC - Wandler: Step-Down Converter

#### 1 Allgemeines

Zur Verbesserung des Wirkungsgrades gegenüber herkömmlichen Längsreglern werden DC/DC - Schaltwandler gebaut. Bei der vorliegenden Übung soll ein *Step-Down-Converter* mit Zweipunktregelung analysiert, dimensioniert, simuliert, aufgebaut und bemessen werden.

Die Übung ist relativ aufwändig, daher ist konzentriertes und zielgerichtetes Arbeiten unerlässlich (Arbeitsaufteilung Simulation - Aufbau ?)

##### 1.1. Schaltungsprinzip und Funktionsweise

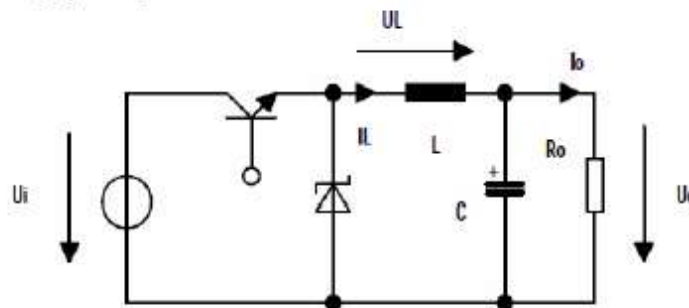


Abbildung 1: Schaltungsprinzip Step-Down-Converter (Buck-Converter)

##### Funktionsprinzip

Der Transistor wird als Schalter verwendet, der mit einer bestimmten Taktfrequenz die Eingangsspannung  $U_i$  an die Induktivität  $L$  schaltet.

Für die nachfolgenden Überlegungen werden die Spannungen  $U_o = U_e$  und  $U_i = U_e$  sowie der Strom  $I_o = I_a$  als konstant angenommen. (siehe Abb. 2)

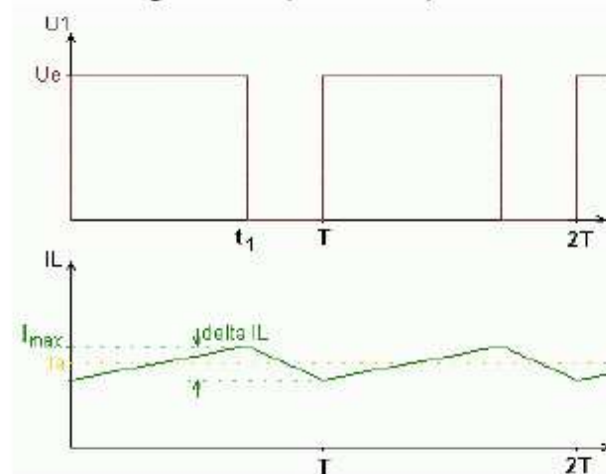


Abbildung 2: Spannung an der Drossel und Drosselstrom

**Leitphase  $t_1$ :**

Während der Transistor leitet wird die Induktivität durch die konstante Spannung  $U_L = U_i - U_o$  mit linear ansteigendem Strom magnetisiert und gleichzeitig der Strom  $I_o$  an die Last abgegeben. Solange  $I_L$  kleiner als  $I_o$  ist, stellt der Kondensator die nötige Stromdifferenz  $I_C = I_L - I_o$  für die Last zur Verfügung. Ist  $I_L$  größer als  $I_o$  wird der Laststrom durch die Induktivität gedeckt und gleichzeitig der Kondensator mit dem linear ansteigenden Strom  $I_C = I_L - I_o$  geladen.

**Sperrphase  $t_2$ :**

Während der Transistor sperrt, wird die in der Induktivität gespeicherte Energie mit der konstanten Spannung  $U_L = -U_o$  als linear sinkender Strom abgegeben. Solange  $I_L$  größer als  $I_o$  ist, liefert die Induktivität Energie in Form des Stroms  $I_C = I_L - I_o$  an den Kondensator und deckt gleichzeitig den Laststrom. Wenn  $I_L$  kleiner als  $I_o$  ist, stellt der Kondensator die nötige linear ansteigende Stromdifferenz zur Aufrechterhaltung des Laststroms zur Verfügung.

Mit dem Tastverhältnis  $p$  lässt sich die Ausgangsspannung  $U_o$  theoretisch zwischen  $0V$  und  $U_i$  variieren. Mit der Bauteilgleichung der Induktivität und obigem Diagramm erhält man:

$$L = \frac{(U_i - U_o) \cdot U_o \cdot T}{\Delta I_L \cdot U_i} \quad , \quad \bar{I}_L = I_o \quad , \quad U_o = p \cdot U_i \quad \text{genauer:} \quad U_o = \frac{U_o + U_D}{U_i - U_s + U_D}$$

Der Strom  $\Delta I_L$  ist doppelt so groß wie der minimale Laststrom  $I_{o,min}$ , bei dem gerade noch keine Lückung des Spulenstroms auftritt, zu wählen.

**2 Übungsdurchführung**

Im ersten Schritt ist die Schaltung in Abb. 3 zu simulieren. Die Bauteile sind nach Verfügbarkeit zu wählen, die Frequenz am Generator (Achtung: Innenwiderstand beachten) soll  $10 - 20kHz$  betragen.

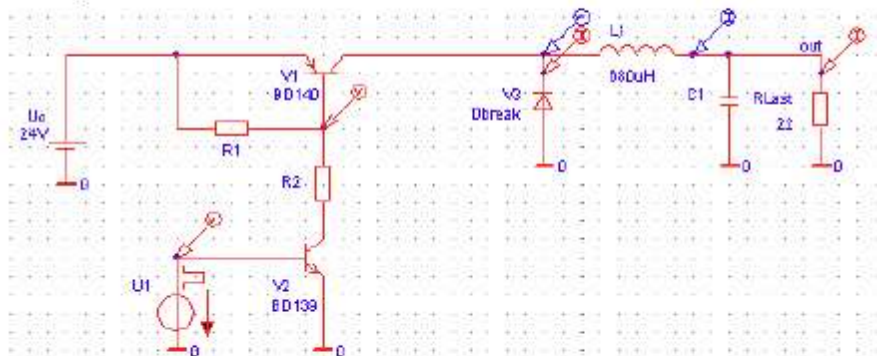


Abbildung 3: Schaltung zu Versuch 1

Dimensionierung (Protokoll!) von  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$ , sowie Einstellung der Generatorspannung (Amplitude, Tastverhältnis) so, dass sich bei einer Eingangsspannung von  $24V$  eine Ausgangsspannung von ca.  $5V$  einstellt.

- Simulation der Ströme und Spannungen an den markierten Punkten in Abb. 3.
- Ermittle durch Variation des Tastverhältnisses den Einstellbereich für die Ausgangsspannung.
- Variiere die Last und notiere den Wert für den Beginn des lückenden Betriebs.
- Aufbau der Schaltung auf einem Steckbrett und Überprüfung obiger Simulationsergebnisse an der realen Schaltung.

### 3 Übungsdurchführung Distance-Learning

#### 3.1 BUCK-Converter

##### 3.1.1 Beschreibung des Messvorgangs

Nach der Dimensionierung der Schaltung wurden die Spannungs- und Stromverläufe in bestimmten Schaltungszuständen aufgenommen, visualisiert und erklärt.

Die Frequenz am Generator wurde mit 20kHz angenommen, Induktivität und Kapazität waren vorgegeben.

##### 3.1.2 Schaltung

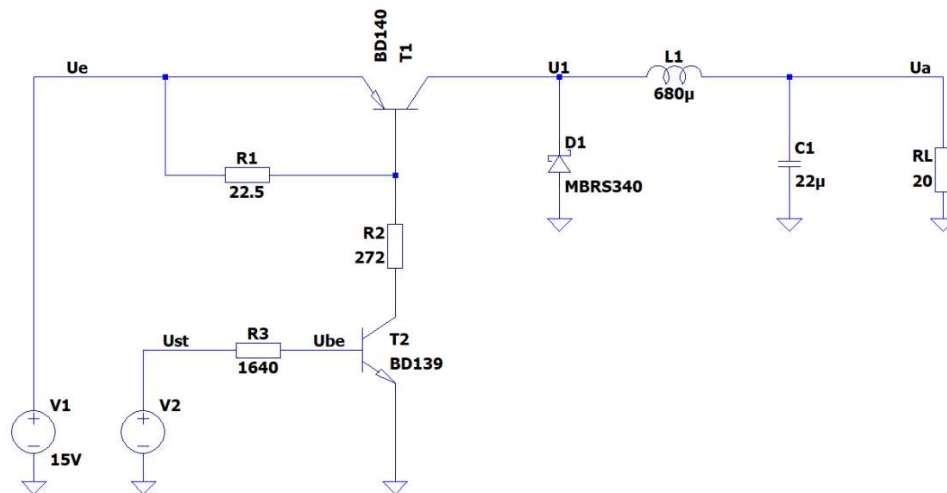


Abbildung 3: Schaltung, BUCK-Converter

##### 3.1.3 Dimensionierung

- $R_1, R_2, R_3$ :

Gegeben:  $U_e = 15V/350mA$

$U_a = 5V/1A$

$I_2 = 50mA$

$B = 100$

$\ddot{u}_1 = 3$

$\ddot{u}_2 = 5$

$$I_{B1} = \ddot{u}_1 * \frac{I_{C1}}{B} = 3 * \frac{350 mA}{100} = 10,5 mA$$

$$I_{R1} = I_{C1} - I_{B1} = (50 - 10) mA = 40 mA$$

$$R_1 = \frac{U_{BE}}{I_{R1}} = \frac{0,9 V}{40 mA} = 22,5 \Omega$$

$$R_2 = \frac{U_e - U_{BE1} - U_{CE}}{I_{C2}} = \frac{(15 - 0,9 - 0,5) V}{50 mA} = 272 \Omega$$

$$I_{B2} = \ddot{u}_2 * \frac{I_{C2}}{B} = 5 * \frac{50 mA}{100} = 2,5 mA$$

$$R_3 = \frac{U_{ST} - U_{BE2}}{I_{B2}} = \frac{(5 - 0,9) V}{2,5 mA} = 1640 \Omega$$

## 3.2 Welligkeit der Ausgangsspannung (Brummspannung)

### 3.2.1 Berechnung

- Brummspannung-Spitze-Spitze, Distance-Learning:

Gegeben:  $U_e = 15V$

$U_{ST} = 5V$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \text{ kHz}} = 50 \text{ } \mu s$$

$L = 680 \text{ } \mu H$

$C = 22 \text{ } \mu F$

$$U_{BRSS,SIM} = \frac{U_{ST} * T^2}{8 * L * C} * \left(1 - \frac{U_{ST}}{U_e}\right) = \frac{5V * (50 \text{ } \mu s)^2}{8 * 680 \text{ } \mu H * 22 \text{ } \mu F} * \left(1 - \frac{5V}{15V}\right) = 69,630 \text{ mV}$$

- Brummspannung-Spitze-Spitze, physisch:

$$U_a = DC * U_e = 50\% * 15 \text{ V} = 7,5 \text{ V}$$

$$U_{BRSS,REAL} = \frac{U_a * T^2}{8 * L * C} * \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right) = \frac{7,5V * (50 \text{ } \mu s)^2}{8 * 660 \text{ } \mu H * 6,6 \text{ } \mu F} * \left(1 - \frac{7,5V}{15V}\right) = 269 \text{ mV}$$

### 3.2.2 Kennlinie

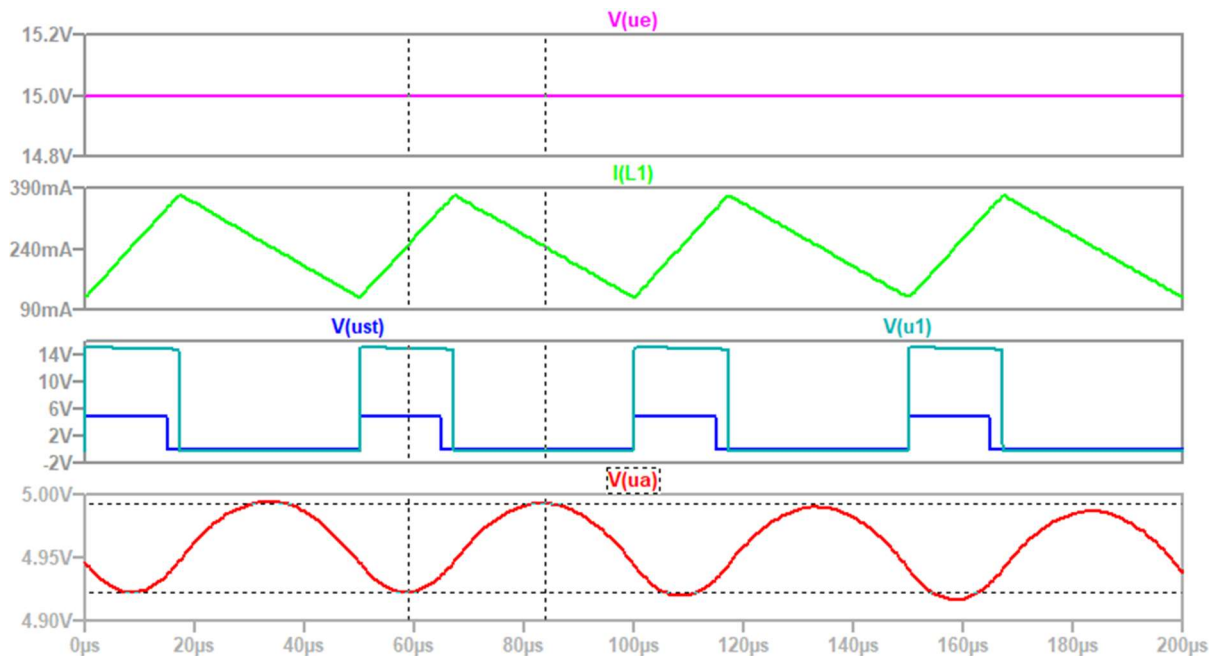


Abbildung 4: Simulation, ideales Tastverhältnis



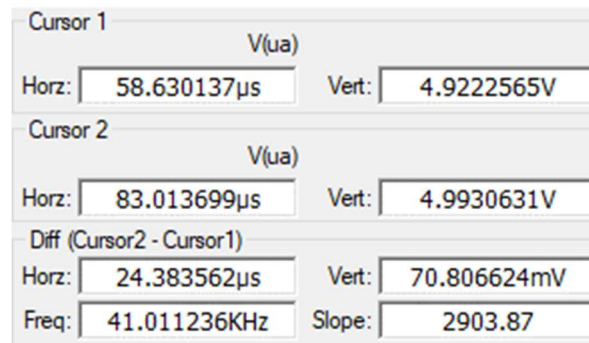


Abbildung 5: Cursorwerte zu Abb. 4

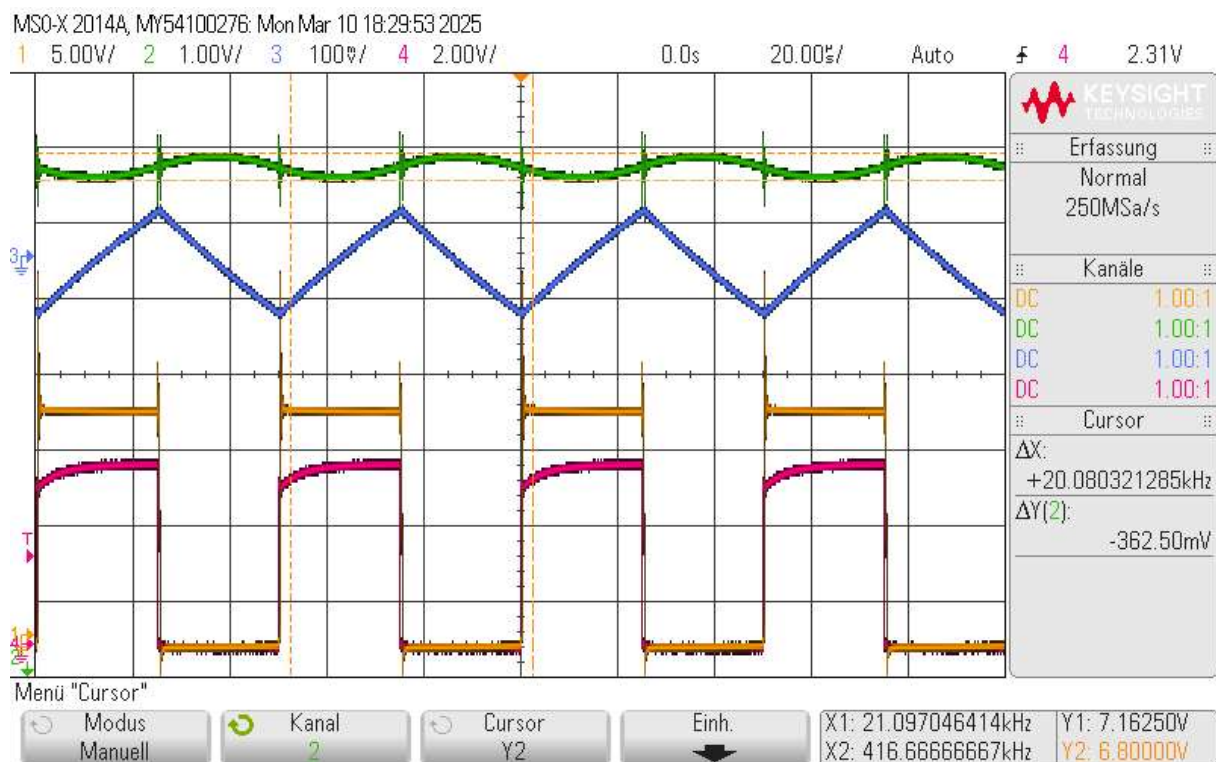


Abbildung 6: Welligkeit der Ausgangsspannung, 50% Tastverhältnis

### 3.2.3 Erkenntnis / Schlussfolgerung

Abb. 4 zeigt die Simulation der Schaltung mit idealem Tastverhältnis (30%,  $U_a$  annähernd 5V). Des Weiteren ist in Abb. 5 die unter 3.2.1 berechnete Welligkeit der Ausgangsspannung zu erkennen, welche mit den Werten 70,807 mV in der Simulation und 69,630 mV rechnerisch fast keinen Unterschied aufweist.

In Abb. 6 kann das Ergebnis des physischen Aufbaus betrachtet werden. Dort ist aufgrund des nicht-idealen Tastverhältnisses eine Welligkeit der Ausgangsspannung von 362,5 mV zu sehen. Im Vergleich kommt die Berechnung von  $U_{BRSS,REAL}$  nur auf 269 mV.



### 3.3 Tastverhältnis & Transistor-Schaltverhalten

#### 3.3.1 Kennlinie

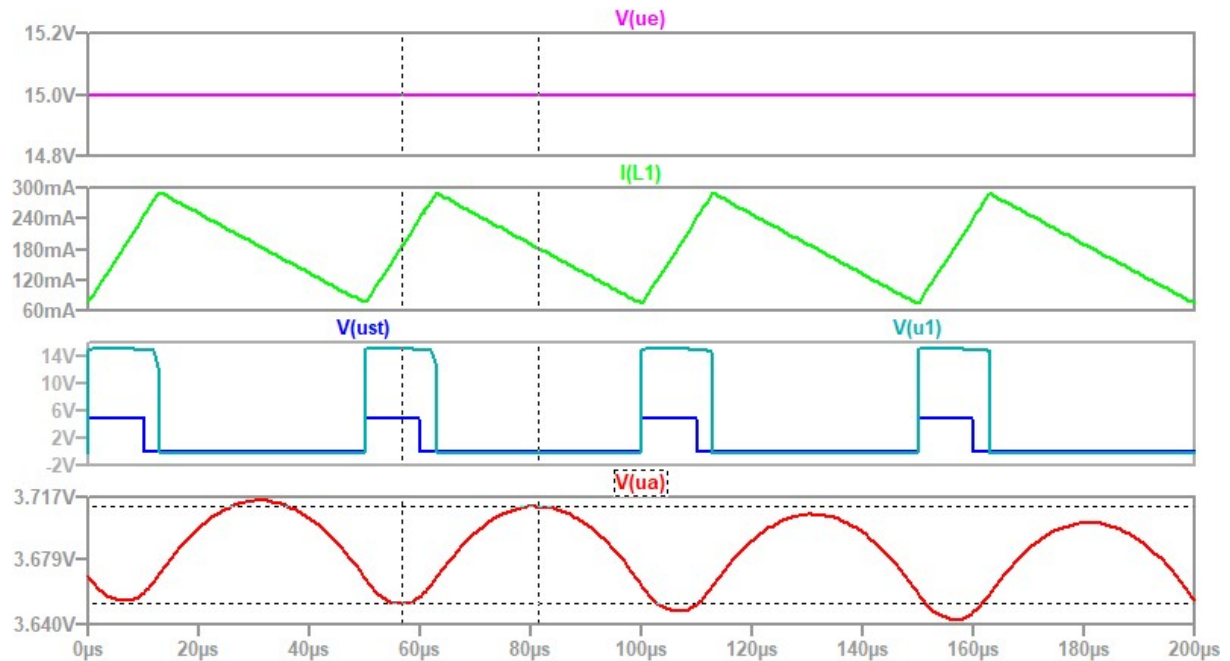


Abbildung 7: Simulation, 20% Tastverhältnis

Cursor 1	
V(ua)	
Horz: 81.369863μs	Vert: 3.7114858V
Cursor 2	
V(ua)	
Horz: 56.712329μs	Vert: 3.6525462V
Diff (Cursor2 - Cursor1)	
Horz: -24.657534μs	Vert: -58.939671mV
Freq: 40.555556KHz	Slope: 2390.33

Abbildung 8: Cursorwerte zu Abb. 6

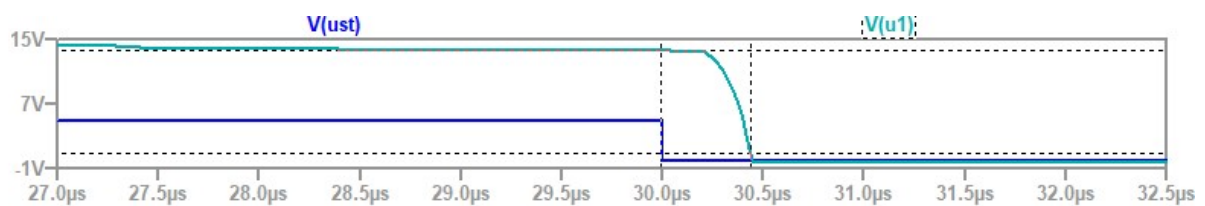


Abbildung 9: Simulation (Ausschnitt), Schaltverhalten T2

## Step-Down Converter

Cursor 1	
V(u1)	
Horz: 29.991758µs	Vert: 13.586614V
Cursor 2	
V(u1)	
Horz: 30.4375µs	Vert: 935.48671mV
Diff (Cursor2 - Cursor1)	
Horz: 445.74176ns	Vert: -12.651128V
Freq: 2.2434515MHz	Slope: -2.83822e+007

Abbildung 10: Cursorwerte zu Abb. 8

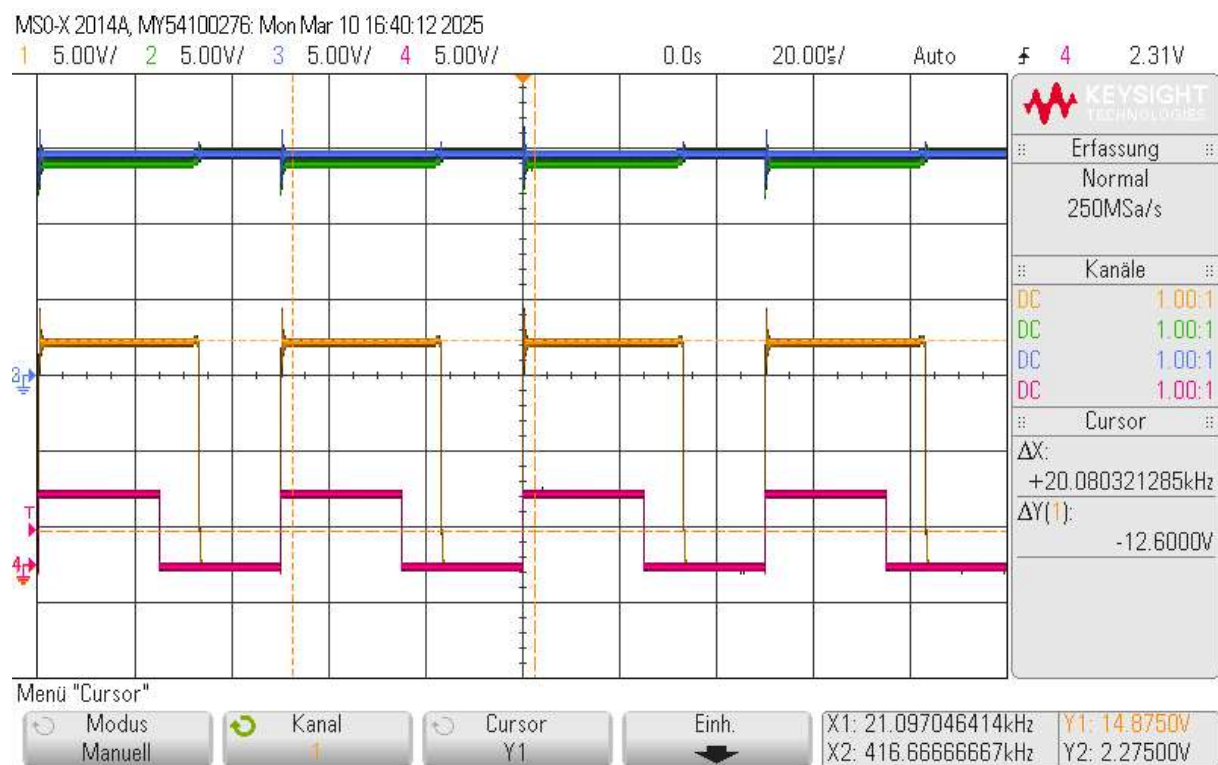


Abbildung 11: Schaltverhalten, Aufbau

## Step-Down Converter

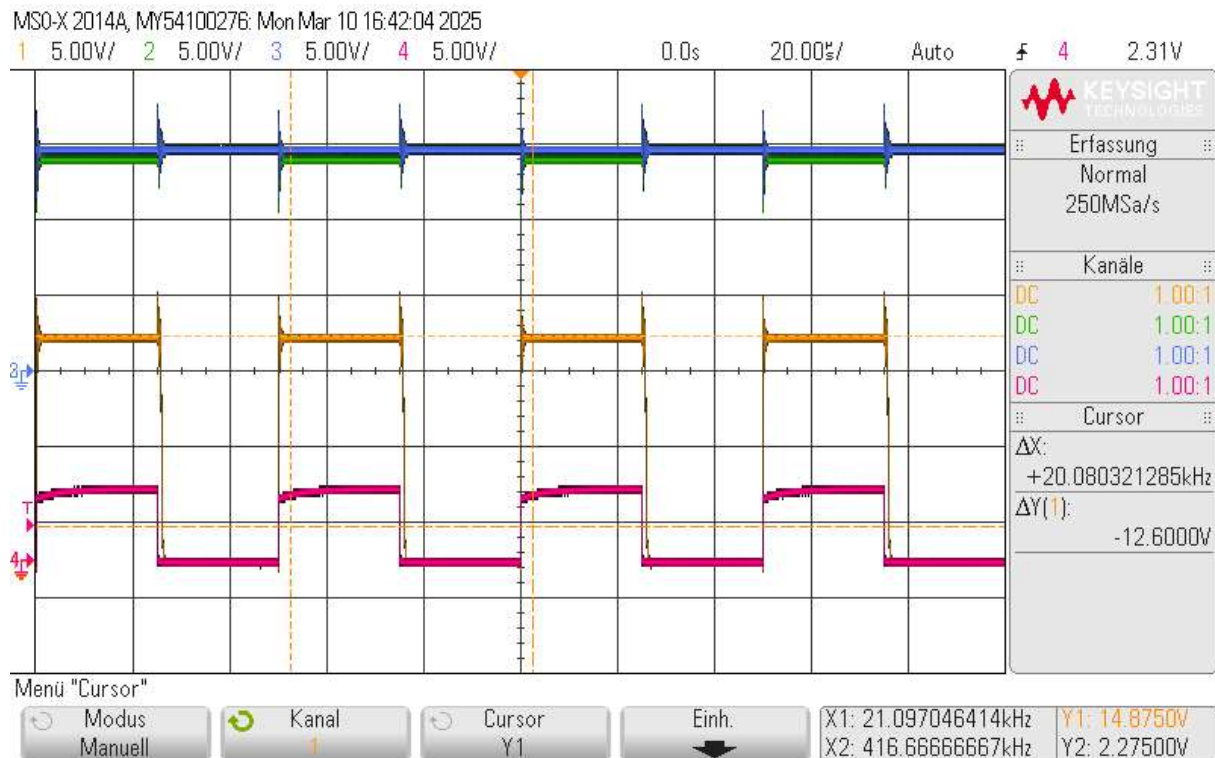


Abbildung 12: Schaltverhalten, Aufbau mit Speed-Up Kondensator

### 3.3.2 Erkenntnis / Schlussfolgerung

In Abb. 7 ist wie erwartet die Ausgangsspannung geringer, da das Tastverhältnis um 10% verringert wurde. Gleichzeitig ist aber die Brummspannung (Abb. 8, Simulation) des Ausgangs um 17% gesunken.

In Abb. 9 wird das Schaltverhalten des Steuertransistors T2 gezeigt, wobei  $U_{ST}$  die Transistor-Steuerspannung und U1 die Ausgangsspannung vor der Glättung ist. Mann kann gut ablesen, dass die Ausgangsspannung des Transistors um etwa 0,4 $\mu$ s verzögert ist. Das kann durch die Ausräumzeit des Transistors erklärt werden, in der die Ladungsträger in der Sperrschicht abgebaut werden.

In den folgenden Oszilloskop-Bildern ist das am physischen Aufbau zu erkennen. In Abb. 11 ist die Ausräumzeit ähnlich lang wie in den Simulationsergebnissen. In Abb. 12 wird ein Speed-Up Kondensator verwendet, welcher einen kurzzeitig auftretenden Kurzschluss erzeugt und so die Ausräumzeit des Transistors um ein Vielfaches reduziert.

Im Datenblatt des BD139 ist keine Information für die Ausräumzeit / Fall time zu finden, aber vergleichbare Transistoren weisen Zeiten zwischen 0,2 – 0,4 $\mu$ s auf, wodurch das Ergebnis vergleichsweise schlecht aber noch realistisch erscheint.

### 3.4 Lastvariation

#### 3.4.1 Berechnung

- Brummspannung-Spitze-Spitze, Distance-Learning:

Gegeben:  $U_e = 15V$

$U_a = 7,5V$  (Berechnet bei  $U_{BRSS}$ )

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \text{ kHz}} = 50 \text{ } \mu s$$

$$L = 660 \text{ } \mu H$$

$$\Delta I_L = \frac{(U_e - U_a) * U_a * T}{L * U_e} = \frac{(15V - 7,5V) * 7,5V * 50 \text{ } \mu s}{660 \text{ } \mu H * 15V} = 284 \text{ mA}$$

#### 3.4.2 Kennlinie

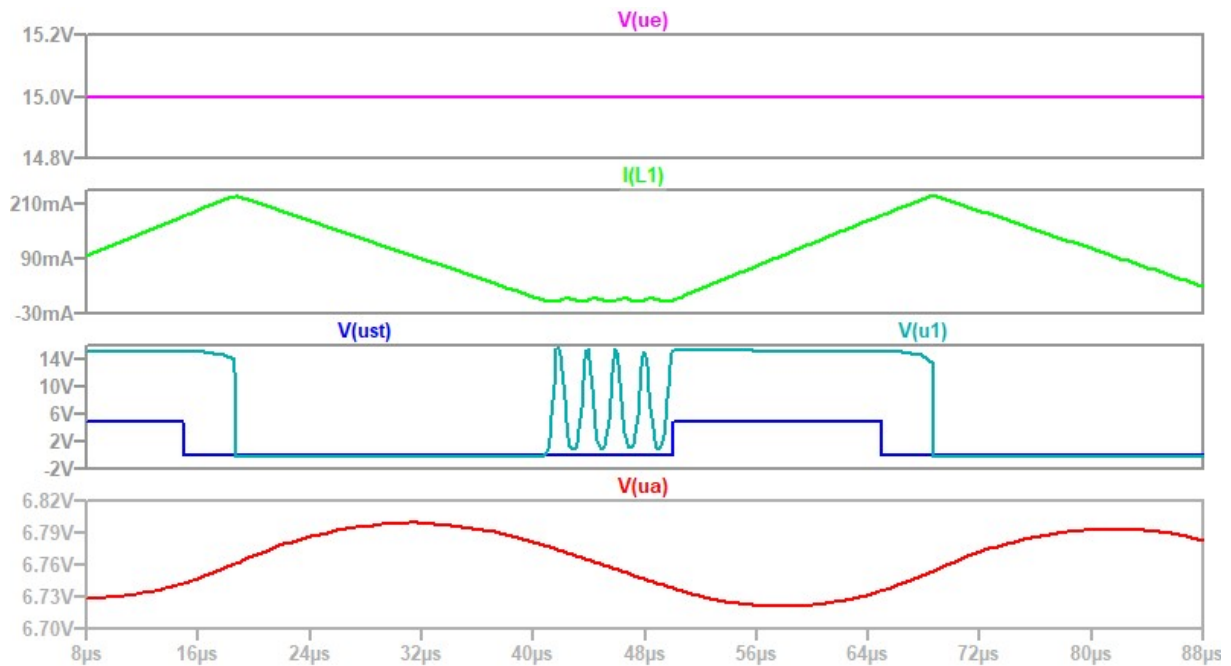


Abbildung 13: Simulation, hohe Last

## Step-Down Converter

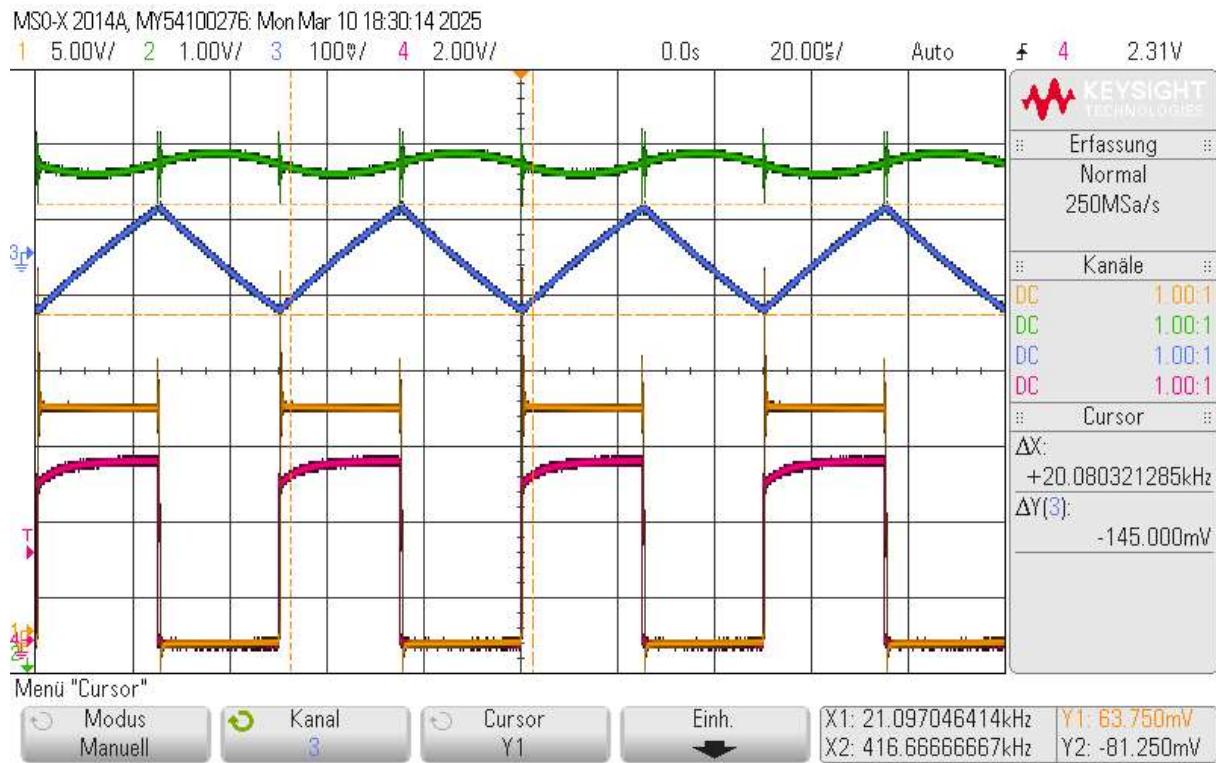


Abbildung 14: Laststrom-Delta

### 3.4.3 Erkenntnis / Schlussfolgerung

Bei einem zu hohen Lastwiderstand ( $R_L > 45\Omega$ ), hier  $70\Omega$  (Abb. 13), stößt die dimensionierte Schaltung an ihr Limit, den sogenannten „lückenden Betrieb“, und es entstehen aufeinanderfolgende Lade- und Entladezyklen der Induktivität, wodurch diese zu schwingen beginnt (an U1 zu erkennen).

Zusätzlich ist messbar, aber schwer zu erkennen, dass der Strom durch die Spule in den negativen Bereich abtaucht (wenige mA).

Durch das Erhöhen der Last vergrößert sich ebenfalls die Ausgangsspannung des Converters ohne andere Änderungen vorgenommen zu haben.

In Abb. 14 kann  $\Delta I_L$  abgelesen werden, welches mittels einer Strommesszange gemessen wurde. Mittels der richtigen Konvertierung der Spannung in den dazugehörigen Strom (Einst.: 2 mA / mV) ergibt das ein  $\Delta I_L$  von 290 mA. Im Vergleich ist die Rechnung sehr genau, da diese ein Ergebnis von 284 mA besitzt.

Unterschrift: \_\_\_\_\_

<b><u>Datum:</u></b>	<b><u>Note:</u></b>	<b><u>Punkte:</u></b>	<b><u>Unterschrift:</u></b>
----------------------	---------------------	-----------------------	-----------------------------