

# BAT6

Frey, Raphael  
raphael.frey@students.fhnw.ch

Freivogel, Reto  
reto.freivogel@students.fhnw.ch

Murray, Alex  
alexander.murray@students.fhnw.ch

18. Dezember 2015

<b>Studiengang</b>	EIT
<b>Modul</b>	Projekt 3
<b>Team</b>	2
<b>Auftraggeber</b>	Hanspeter Gysin
<b>Fachcoaches</b>	Hanspeter Gysin, Peter Ganzmann, Matthias Meier
<b>Autoren</b>	Reto Freivogel, Alexander Murray, Raphael Frey
<b>Version</b>	1

## **Abstract**

## **Inhaltsverzeichnis**

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Task Description</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Basic Concept</b>	<b>3</b>
<b>4</b>	<b>Component Selection</b>	<b>4</b>
4.1	36V Power Supply and Mains Input . . . . .	4
4.2	Voltage Rails . . . . .	4
4.3	LT3741 . . . . .	5
4.4	Push/Twist Button . . . . .	13
<b>5</b>	<b>PCB Design</b>	<b>15</b>
<b>6</b>	<b>Firmware</b>	<b>16</b>
<b>7</b>	<b>Front-End</b>	<b>17</b>
<b>8</b>	<b>Verification</b>	<b>18</b>
<b>9</b>	<b>Fazit</b>	<b>19</b>

## **Versionsgeschichte**

*18. Dezember 2015* Version 0.1: Einleitung & Disposition

# 1 Einleitung

Mit der zunehmenden Verbreitung von erneuerbaren Energiequellen hat sich in den letzten Jahren die Solartechnologie zunehmender Popularität erfreut, und wird mit grosser Wahrscheinlichkeit in Zukunft noch weiter an Bedeutung gewinnen.

Doch wie mit vielen anderen Technologien wächst mit steigender Verwendung auch bei der Solartechnik das Bestreben, die Technologie besser zu verstehen und schlussendlich besser zu kontrollieren, um ihr Potenzial bestmöglich ausschöpfen zu können.

Im Rahmen des Projekts 4 soll im Frühlingsemester 2016 deshalb ein Überwachungsgät für Photovoltaik-Zellen entwickelt werden. Um die korrekte Funktionsweise dieses Überwachungsgerätes im Labor verifizieren zu können, soll in diesem Projekt ein Netzgerät entwickelt werden, das eine Photovoltaik-Zelle unter verschiedenen Bedingungen simulieren kann.

Als Zusatzanforderung soll nicht nur ein einzelnes Element, sondern auch die Serie- und Parallelschaltung mehrerer PV-Zellen simuliert werden können. Dazu werden mehrere Simulatoren entsprechend gekoppelt.

Der Simulator ist grundsätzlich ein Labornetzgerät mit der Besonderheit, dass verschiedene Strom-Spannungs-Kurven vom Benutzer definiert werden können. Diese unterschiedlichen Kurvenverläufe orientieren sich am Verhalten von PV-Modulen unter verschiedenen Umständen (z.B. volle Sonneneinstrahlung, teilweise abgeschattet/verdreckt, etc.).

Das Gerät ist mikrocontroller-basiert und hat ein einfaches Benutzer-Interface sowie die Möglichkeit, mit einem PC via serielle Schnittstelle zu kommunizieren.

## 2 Task Description

- Was ist der grundsätzliche Auftrag?
- Was ist das Ziel?
- Motivation hinter dem Projekt/Auftrag?
- Grundsätzliche Informationen zu Photovoltaik-Modulen und den zu untersuchenden Fragen (Verhalten unter nicht-idealen Umständen) liefern.
- Was sind die grundsätzlichen Anforderungen an unser Gerät?

### 3 Basic Concept

- Weshalb wurde das benutzte mathematische Modell gewählt?
- Weshalb wird ein Schaltregler benutzt?
- Weshalb wurde ein eigenes PCB entwickelt statt ein Steckbrett verwendet?
- Wie soll unser Gerät bedient werden können?

## 4 Component Selection

The selection of components is discussed in detail.

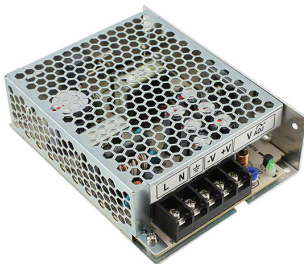
Es wird in Detail beschrieben, welche elektronische Komponenten aus welchem Grund ausgewählt worden sind.

- Was sind die Anforderungen an die Stromversorgung?
- Weshalb wird der dsPIC33EP-Chip verwendet?
- Weshalb wird der LT3741 verwendet?
- Wie erfolgt die Ansteuerung des LT3741?
- Weshalb wurde das verwendete LCD gewählt?
- Wie wird die serielle Schnittstelle realisiert?

### 4.1 36V Power Supply and Mains Input

The maximum required output power of our device was roughly calculated as  $24\text{ V} \cdot 3\text{ A} = 72\text{ W}$ . Assuming an efficiency of  $\eta \approx 90\%$  an 80 W power supply is required.

The design and construction of a custom power supply would have consumed too much time and resources. Instead, we opted for an external power supply which can be mounted inside the housing. The selected power supply is capable of supplying 28 V at 75 W and can be seen in figure 1.



**Abbildung 1:** External PSU



**Abbildung 2:** Power Entry Module



**Abbildung 3:** Rocker Switch

The device can be plugged into a power outlet by means of an IEC 60320 C13 socket seen in figure 2. The socket has a built-in fuse as well as a built-in mains filter, which will reduce high frequency coupling from the device back into the mains.

A rocker switch (figure 3) is connected in series with the socket and the power supply, allowing for the end user to cut power at any time.

*TODO: Show photo of wiring in housing*

### 4.2 Voltage Rails

This design requires three different voltage levels (known as voltage *rails*), which are 28 V, 5 V and 3.3 V respectively. Each rail has different requirements as far as noise, power and efficiency goes.

First and foremost, the maximum current of each voltage rail must be approximately determined. This information is crucial for selecting appropriate voltage regulators.

The most power-hungry component on the 3.3 V rail is clearly the dsPIC33 microcontroller and LEDs. According to the datasheet, the microcontroller will consume  $0.5 \text{ mA MHz}^{-1}$ . Since the microcontroller will be clocked at 120 MHz, the minimum current can be calculated with the following equation.

$$I_{dsPIC} = 0.5 \text{ mA MHz}^{-1} \cdot 120 \text{ MHz} = 60 \text{ mA} \quad (1)$$

The other significant power-hungry components are the four LEDs connected to the dsPIC33 microcontroller. Each consume 15 mA. The total current consumption of the 3.3 V rail is therefore roughly:

$$I_{3.3V} = I_{dsPIC} + 4 \cdot 15 \text{ mA} = 120 \text{ mA} \quad (2)$$

The 3.3 V rail derives its voltage from the 5 V rail. Additionally, the OLED display is powered by the 5 V rail, which, according to the datasheet, draws a maximum current of 135 mA. The total current consumption of the 5 V rail will approximately be:

$$I_{5V} = I_{3.3V} + 135 \text{ mA} = 255 \text{ mA} \quad (3)$$

A decision for each voltage rail must be made. Do we use a switch-mode power regulator or a linear regulator? The general trade-off is that switch-mode regulators have a very high efficiency, but due to the nature of how they transform voltages, they produce a lot more jitter on the output. In contrast, a linear regulator produces almost no jitter – in fact, it even dampens incoming jitter by a substantial amount – however, the linear regulator has very poor efficiency since it just “burns” the excess voltage and produces a lot of heat, making it a poor candidate for transforming between larger voltage differences.

The 28 V rail is already taken care of, since that’s precisely the voltage the external power supply provides.

Seeing as there is a very large voltage difference between 28 V and the next lower rail, 5 V, a switch-mode regulator is clearly the only sane choice to be made for powering the 5 V rail due to efficiency reasons. The diagram of this circuit is illustrated in figure 4. There is little reason to discuss the selection of components of this circuit in great detail; It’s using a standard configuration according to the datasheet. The regulator was chosen based on the current requirement  $I_{5V}$  and is capable of supplying a maximum current of 750 mA.

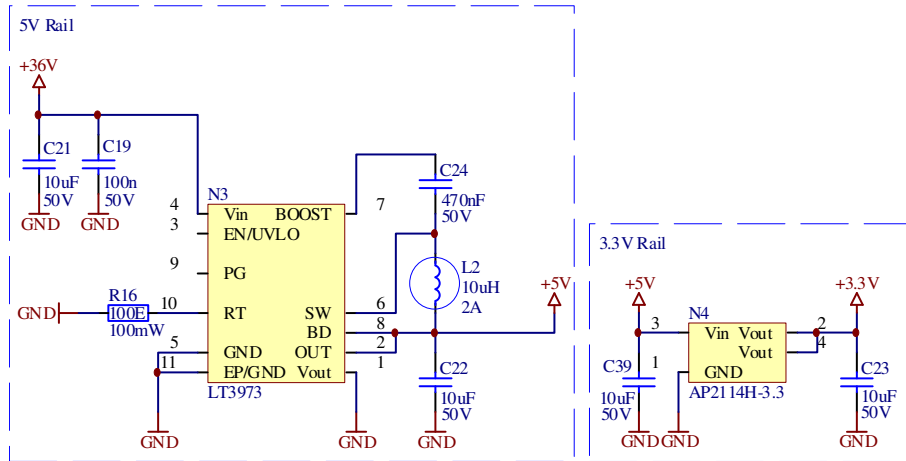
All digital circuitry, such as the micro controller, operates at 3.3 V. It is particularly important for the 3.3 V rail to have as little noise/jitter as possible. This requirement stems from the fact that the analog-to-digital (ADC) conversions and digital-to-analog (DAC) conversions derive their reference voltage from the 3.3 V rail. Any noise on this rail could impact the accuracy of these conversions and could result in lower accuracy of the final, regulated output voltage of the device itself. For this reason we opted for a linear regulator to power the 3.3 V off of the 5 V rail. the circuit is illustrated in figure 4. This regulator was also chosen based on the current requirement  $I_{3.3V}$  and is capable of supplying a maximum current of 1 A.

### 4.3 LT3741

There are many reasons why the LT3741 was chosen to regulate the output voltage of this device. The most important reasons are listed here.

- **Re-inventing the wheel.** Switch-mode regulators aren’t new technology. They’ve been studied and perfected over decades by many engineers. For this reason we decided against building a regulator descretely and instead opted to use an existing regulator if available.





**Abbildung 4:** Speisung für 5V mittels Abwertswandler (links) und Speisung für 3.3V mittels Linearregler (rechts)

- **Voltage and current requirements.** The device is specified to output voltage levels between 0 V and 24 V and current levels between 0 A and 3.5 A. Further, the ripple voltage is specified to be  $\leq 300$  mV and the ripple current is specified to be  $\leq 100$  mA. The LT3741 fulfills all of these requirements.
- **The importance of power absorption.** Most switch-mode regulators are only able to *supply* power, but are incapable of *absorbing* power. Because our device may be connected in series (or parallel) with other power supplies, it must have the ability to absorb power to (which is the case if, say, it were connected to a voltage source outputting a higher voltage level than our own). A so-called *synchronous converter* possesses this property and the LT3741 is one of them.
- **Control inputs.** The LT3741 was chosen because it has dedicated input control pins for directly changing the regulated output current. This makes the design a lot simpler, because no complicated additional circuitry is required.

With the LT3741 selected, the selection of components required to control the LT3741 are discussed next.

#### 4.3.1 Bypass Capacitors

The LT3741 is powered by the 28 V rail, which can be seen in figure 5 in the top right. Because the LT3741 consumes high amounts of power in very high frequent, short intervals (caused by the switching of the MOSFETs), the LT3741 is keen to feed high frequency disturbance back into the 28 V rail, which, if not handled correctly, could cause disturbances in the rest of the circuit. As a countermeasure we used a multitude of different ceramic and electrolytic bypass capacitors in parallel to help reduce EMI. Additionally, we used ferrite beads placed in series with the supply, which will absorb any high frequency feedback.

#### 4.3.2 Switching Frequency

There is a tradeoff when selecting the switching frequency  $f_S$ . The higher  $f_S$  is selected, the lower the output ripple voltage will be, but the higher the power consumption will be (caused by switching losses). Generally, one will want to maximise  $f_S$ .

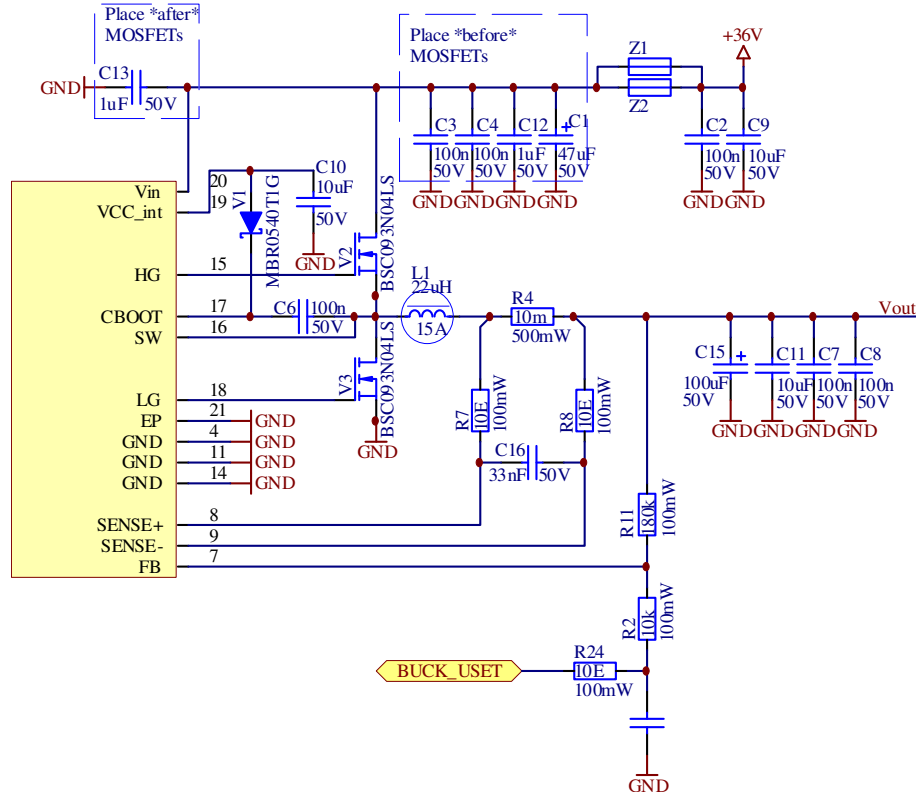


Abbildung 5: Herzstück des Projektes: Aufbau des LT3741 CVCC Synchronwandler

Due to all of the factors depending on  $f_S$ , it is only possible to determine this value imperically. We found a value of  $f_S \approx 800\text{ kHz}$  to be best suitable. In the rest of the calculations,  $f_S$  is assumed to be  $1\text{ MHz}$  to allow for some leeway.

The switching frequency  $f_S$  is programmed by using a specific resistor on one of the inputs of the LT3741.

### 4.3.3 Inductor Selection

The size of the inductor  $L_1$ , as illustrated in figure 5, was calculated using formula 4

$$L_1 = \left( \frac{U_{in} \cdot U_{out} - U_{out}^2}{0.3 \cdot f_S \cdot I_O \cdot U_{in}} \right) = 6\text{ }\mu\text{H} \quad (4)$$

where  $U_{in}$  is the input voltage  $28\text{ V}$ ,  $U_{out}$  is the output voltage at peak power (which exists at  $U_{out} = 14\text{ V}$ ),  $f_S$  is the switching frequency  $1\text{ MHz}$  and  $I_O$  is the maximum output current, assumed to be  $I_O = 5\text{ A}$  for some additional leeway.

We ended up selecting a larger inductor of  $L_1 = 22\text{ }\mu\text{H}$  to further decrease ripple current.

In addition to the value of the inductor, the maximum current rating, DCR, and saturation current are also important factors to consider. The maximum current of the inductor is calculated using formula 5

$$I_{L_1_{peak}} = I_O + \left( \frac{U_{in} \cdot U_{out} - U_{out}^2}{2 \cdot f_S \cdot L_1 \cdot U_{in}} \right) = 5.2\text{ A} \quad (5)$$

Where  $L_1$  is the value of the selected inductor, 22  $\mu\text{H}$ . The saturation current of the inductor was sized factor 1.2 higher than the peak current.

$$I_{L_1\text{saturation}} = 1.2 \cdot I_{L_1\text{peak}} \quad (6)$$

A list of candidates matching the above parameters are listed in table 1.

**Tabelle 1**

Digikey	Price (CHF)	Inductance ( $\mu\text{H}$ )	DCR ( $\Omega$ )	Ohmic Loss (W)
732-4237-1-ND	8.03	22	0.007	0.175
732-2179-1-ND	6.4	47	0.0335	0.8375
732-2177-1-ND	6.4	22	0.0146	0.365

It is clear that the one with the lowest DCR will be the most optimal. The one highlighted in grey is the one we chose.

#### 4.3.4 MOSFET selection

In contrast to a non-synchronous regulator, this design uses two complementary MOSFETs  $V_2$  and  $V_3$ , where  $V_3$  acts as an active replacement for the free wheeling diode typically found in non-synchronous designs. As mentioned earlier, a crucial feature of this device is the ability to *absorb* power.  $V_3$  makes this possible because it is able to regulate current in the opposite direction through the inductor  $L_1$ .

When selecting switching MOSFETs, the following parameters are critical in determining the best devices for a given application:  $Q_G$  (Total Gate Charge),  $R_{DS(on)}$  (On-Resistance),  $Q_{GD}$  (Gate to Drain Charge),  $Q_{GS}$  (Gate to Source Charge),  $R_G$  (Gate Resistance), sowie  $U_{GS}$  und  $U_{DS}$ ,  $I_{D_{max}}$  and  $U_{GS_{THR}}$ .

The maximum drain current is equal to the previously calculated peak inductor current  $I_{L_1\text{peak}}$  in equation 5.

$$I_{D_{max}} = I_{L_1\text{peak}} = I_O + \left( \frac{U_{in} \cdot U_{out} - U_{out}^2}{2 \cdot f_S \cdot L_1 \cdot U_{in}} \right) = 5.2 \text{ A} \quad (7)$$

where  $U_{in}$  is the input voltage 28 V,  $U_{out}$  is the output voltage at peak power (which exists at  $U_{out} = 14 \text{ V}$ ),  $f_S$  is the switching frequency 1 MHz,  $L_1$  is the value of the selected inductor (22  $\mu\text{H}$ ) and  $I_O$  is the maximum output current, assumed to be  $I_O = 5 \text{ A}$ .

The maximum drain-to-source voltage  $U_{DS}$  must be greater than the input voltage  $U_{in} = 28 \text{ V}$ , including transients. We selected MOSFETs with  $U_{DS} = 40 \text{ V}$ .

The signals driving the gates of the MOSFETs have a maximum voltage of 5 V with respect to the source. During start-up and recovery conditions, the gate drive signals may be as low as 3 V. To ensure that the LT3741 recovers properly, the maximum gate threshold voltage should be less than 2 V. For a robust design, the maximum gate-to-source voltage  $U_{GS}$  should be greater than 7 V.

Power losses in the MOSFETs are related to the on-resistance  $R_{DS(on)}$ ; the transition losses related to the gate resistance  $R_G$ ; gate-to-drain capacitance  $Q_{GD}$  and gate-to-source capacitance  $Q_{GS}$ . Power loss to the on-resistance is an Ohmic loss,  $I^2 R_{DS(on)}$ . The power loss in the high side MOSFET  $V_2$  can be approximated with formula 8.

$$\begin{aligned}
P_{LOSS} &= (\text{ohmic loss}) + (\text{transission loss}) \\
&\approx \left( I_O^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \rho_T \right) + \left( \frac{U_{in} \cdot I_O}{5 \text{ V}} \cdot (Q_{GD} + Q_{GS}) \cdot (2 \cdot R_G + R_{PU} + R_{PD}) \cdot f_S \right)
\end{aligned} \tag{8}$$

where  $\rho_T$  is a temperature-dependant term of the MOSFET's on-resistance. Using 70 °C as the maximum operating temperature,  $\rho_T$  is roughly equal to 1.3.  $R_{PD}$  and  $R_{PU}$  are the LT3741 high side gate driver output empedance, 1.3  $\Omega$  and 2.3  $\Omega$  respectively.

Another power loss related to switching MOSFET selection is the power lost to driving the gates. The total gate charge,  $Q_G$ , must be charged and discharged each switching cycle. The power is lost to the internal LDO within the LT3741. the power lost to the charging of the gates is:

$$P_{LOSS\_LDO} \approx ((U_{in} - 5 \text{ V}) \cdot (Q_{GLG} + Q_{GHG}) \cdot f_S) \tag{9}$$

where  $Q_{GLG}$  is the low side gate charge and  $Q_{GHG}$  is the high side gate charge.

In the table 2 are various candidates that meet the above constraints. For each candidate the power losses  $P_{LOSS}$  and  $P_{LOSS\_LDO}$  was calculated.

Tabelle 2

$R_{DS(on)}$	$Q_{GD}$	$Q_{GS}$	$R_G$	$U_{GSTHR}$	Ohmic Loss	Transission Loss	Total Loss	Drive Loss
0.0032	4	2.5	0.4	2.5	0.104	1.0296	1.1336	0.806
0.0039	7	9	2.4	3.3	0.12675	4.8384	4.96515	1.984
0.0042	7	9	2.4	3.3	0.1365	4.8384	4.9749	1.984
0.008	2	4.5	3	2	0.26	2.2464	2.5064	0.558
0.0067	5.3	3.9	1.5	1	0.21775	2.18592	2.40367	0.7998
0.0093	2	4.9	1	2	0.30225	1.39104	1.69329	1.488
0.019	8	4	1.3	2	0.6175	2.6784	3.2959	1.798
0.0095	7.5	6	1	3	0.30875	2.7216	3.03035	1.736

The MOSFET highlighted in grey is the one we selected. In this case, it is only the second best candidate that fits the required parameters, but it is a lot cheaper than the best fit and has better documentation.

The same device is used for both the high-side and low-side switch.

#### 4.3.5 Measurement of Output Voltage and Output Current

Der LT3741 ist sowohl Spannungsgesteuert wie auch Stromgesteuert. Der Spannungsteiler  $R_{11} \parallel R_2$  (siehe Abbildung 5 oder Abbildung 6) erlaubt das Messen der Ausgangsspannung und ein Shunt-Widerstand  $R_4$  ermöglicht die genaue Überwachung des Stromes durch die Spule  $L_1$ . Der Widerstand  $R_4$  wurde so gewählt damit der maximale Ausgangsstrom maximal 5 A betragen kann.

Stromüberwachung ist sehr wichtig bei einer solchen Aufgabe wo die Ausgangsspannung sich konstant ändert. Sie erlaubt genauer vorhersehbares Verhalten der Spannungsänderung am Ausgang – Überschiessen der Sollspannung und extreme Stromspitzen in der Spule können besser vermieden werden.

Weiter kann ein Stromgesteuerter Regler auch als Konstantstromquelle funktionieren. Diese Eigenschaft ist vorallem dann von Bedeutung wenn der Arbeitspunkt sich im “steilen” bereich der UI-Kennlinie des PV-Moduls befindet.

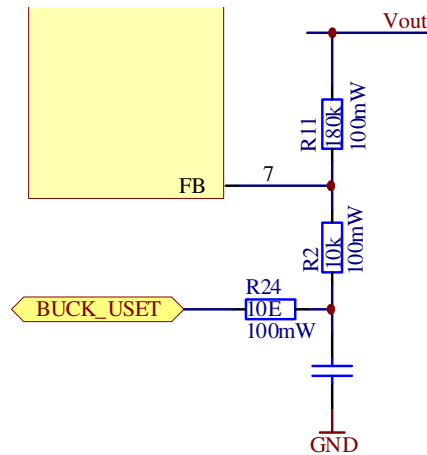
Die Feedback-Widerstände  $R_2$  und  $R_{11}$  wurden nach der Formel 10 dimensioniert damit die Ausgangsspannung maximal 23 V beträgt.

$$U_{out} = 1.21 \text{ V} \left( 1 + \frac{R_{11}}{R_2} \right) \quad (10)$$

Die Ausgangsspannung kann danach durch Anheben der Bezugsspannung  $BUCK\_USET$  nach der Formel 11 verändert werden.

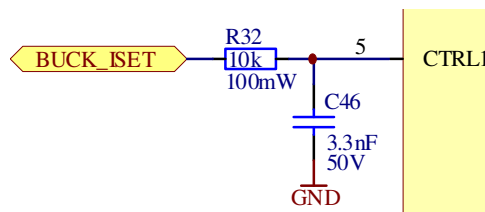
$$U_{out} = (1.21 \text{ V} - BUCK\_USET) \cdot \frac{R_{11} + R_2}{R_2} \quad (11)$$

Wobei  $BUCK\_USET$  die analoge Spannung vom ersten DAC ist. In der Abbildung 6 ist die dazugehörige Schaltung.



**Abbildung 6:** Einstellung der Ausgangsspannung durch Änderung der Bezugsspannung im Feedback-Loop mittels einer analogen Steuerspannung von 0V bis 1.21V

Analog zur Ausgangsspannung kann auch der Maximalstrom eingestellt werden. Durch anlegen einer analogen Spannung zwischen 0 V und 1.5 V am Eingang CTRL1 des LT3741 kann direkt der maximale *Durchschnittsstrom* durch die Spule  $L_1$  und somit der maximale Ausgangsstrom eingestellt werden.



**Abbildung 7:** Einstellung des Maximalstroms mittels einer analogen Steuerspannung von 0V bis 1.5V

Die Abbildung 7 zeigt die dazugehörige Schaltung. Der maximale durchschnittliche Ausgangsstrom  $I_o$  wird mit der Formel 12 berechnet

$$I_o = \frac{U_{CTRL1}}{30 \cdot R_4} \quad (12)$$

wobei  $U_{CTRL1}$  die analoge Steuerspannung vom zweiten DAC ist und  $R_4$  der  $10\text{ m}\Omega$  Shunt-Widerstand ist, welcher in der Abbildung 5 zu sehen ist.

Damit der Mikrocontroller angemessene Steuerspannungen generieren kann, braucht er die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom zu messen.

Die Ausgangsspannung wird mittels der Schaltung in der Abbildung 8 gemessen. Die Widerstände  $R_{12}$  und  $R_{15}$  wurden so dimensioniert damit die Spannung  $BUCK\_UMEAS$  im Bereich von  $0\text{ V}$  bis  $1.5\text{ V}$  skaliert ist.

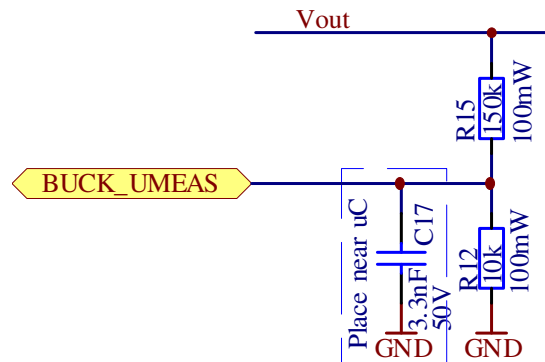


Abbildung 8: Messen der Ausgangsspannung

Der Ausgangsstrom wird mittels einem Shunt-Widerstand  $R_5$  differentiell gemessen. Die Schaltung dazu ist in der Abbildung 9 dargestellt.

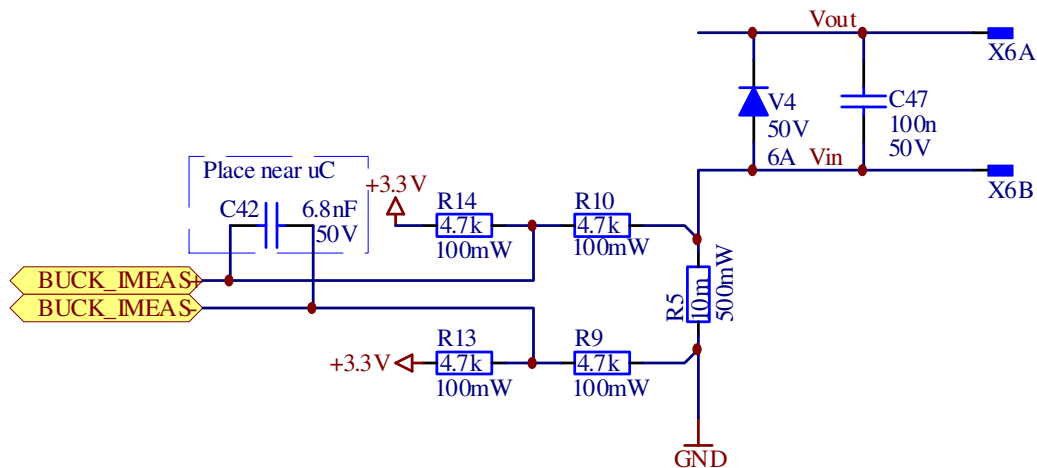


Abbildung 9: Messen des Ausgangsstromes

Es ist zu beachten, dass die Widerstände  $R_{10}$  und  $R_{14}$  einen Bias-Strom durch den Widerstand  $R_5$  verursachen. Somit entsteht ein kleiner Spannungs-Offset.

$$U_{offset} = \frac{3.3\text{ V} \cdot R_5}{R_{14} + R_{10} + R_5} \quad (13)$$

Da der ADC eine 12-bit Auflösung mit einer Referenzspannung von 3.3 V hat, gilt:

$$U_{step} = \frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} = 806 \text{ } \mu\text{V} \quad (14)$$

Die Widerstände  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{10}$  und  $R_{14}$  sollten so klein wie möglich dimensioniert werden damit Störungen an den Leitungen minimiert werden können, aber sollten immer noch gross genug sein, damit  $U_{offset} \leq U_{step}$ . Zu gross dürfen sie auch nicht sein, weil sonst die Holding-Time des ADCs nicht mehr erfüllt ist (was bei ca.  $\geq 5 \text{ k}\Omega$  der Fall ist). Aus den Gleichungen 13 und 14 kann jetzt nach den 4 Widerständen aufgelöst werden. Es gilt:

$$\begin{aligned} U_{step} &\geq U_{offset} \\ \frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} &\geq 3.3 \text{ V} \cdot \frac{R_5}{R_x + R_5} \\ \frac{1}{2^{12}} &\geq \frac{R_5}{R_x + R_5} \\ R_x &\geq (2^{12} - 1) \cdot R_5 \end{aligned}$$

wobei  $\frac{R_x}{2} = R_9 = R_{10} = R_{13} = R_{14}$ . Berechnet ergibt  $\frac{R_x}{2} \approx 22 \text{ } \Omega$ .

Eine weitere Einschränkung, vorallem bei kleinen Widerständen, ist, dass nicht unnötig viel Leistung verbraten werden sollte. Deshalb werden die Widerstände ein wenig höher mit  $270 \text{ } \Omega$  dimensioniert. In diesem Fall ist der Leistungsverlust aller 4 Widerstände:

$$P_{loss} \approx \frac{3.3 \text{ V}^2}{2 \cdot 270 \text{ } \Omega} \approx 20 \text{ mW}$$

Die gemessene Spannung am Shunt-Widerstand ist recht klein. Deshalb verwenden wir den im Mikrocontroller eingebauten vorverstärker (PGA), was eine Verstärkung von bis zu Faktor 64 erreichen kann. Das verstärkte Signal wird intern an der eingebauten differentiellen ADC weitergeleitet.

#### 4.3.6 Output

Two banana plugs  $X_{6A}$  and  $X_{6B}$  provide the connection to the output voltage, while reverse voltage protection is implemented via diode  $V_4$ .

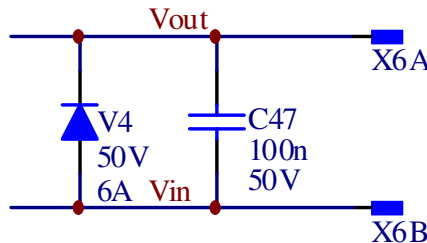


Abbildung 10: reverse voltage protection at output

An external reference voltage of 1.5 V is used to ensure that the ADCs and DACs can make accurate measurements and can be used over their full range (see figure 11).

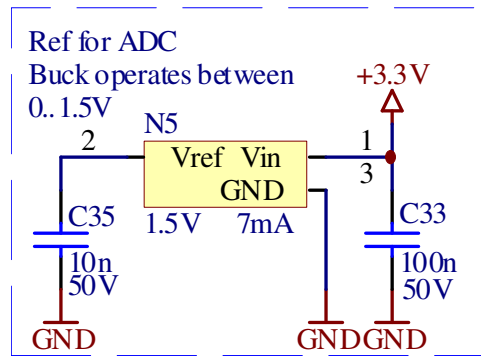


Abbildung 11: 1.5 V reference voltage for full-range operation of DACs and ADCs

### 4.3.7 Enable and Under-Voltage Lockout circuit

Der *Enable*-Eingang des LT3741 wird einerseits vom Mikrocontroller mit dem *BUCK\_EN* Signal ein- und ausgeschaltet, andererseits wird der Enable-Eingang auch mit Vorrang in Hardware ausgeschaltet, falls die 36 V Spannung unter  $\approx 25$  V sinken würde. Dies erlaubt ein kontrolliertes und vorhersehbares Verhalten des LT3741 während Ein- und Ausschaltvorgängen des Endproduktes. Die Schaltung dazu ist in der Abbildung 12 ersichtlich.

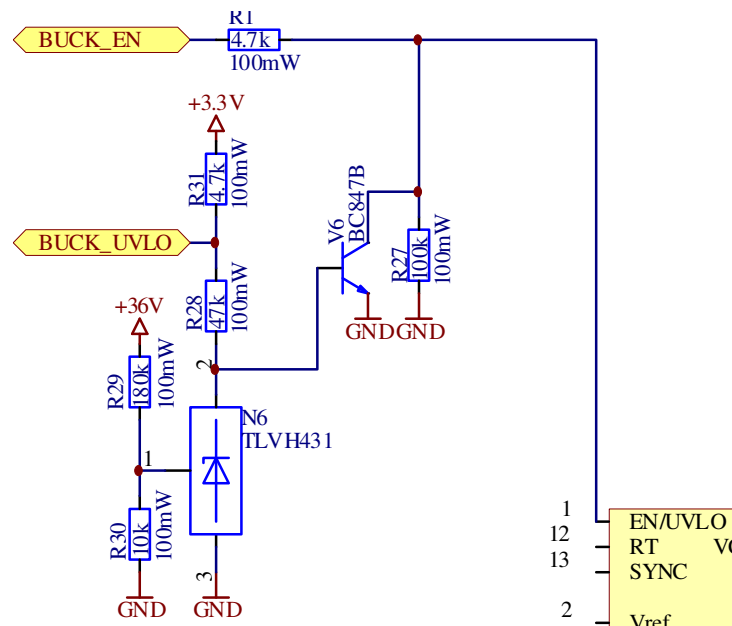


Abbildung 12: Under-Voltage Lock-Out (UVLO) ermöglicht ein kontrolliertes Ein- und Ausschalten des Reglers

Im Falle einer Unterspannung wechselt  $N_6$  in den sperrenden Zustand über, der Transistor  $V_6$  beginnt zu leiten, und der Enable-Eingang wird auf Low gezogen. Die Spannung an *BUCK\_UVLO* triggert beim Mikrocontroller ein Interrupt.

## 4.4 Push/Twist Button



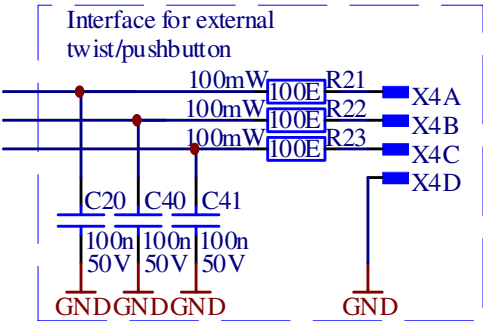


Abbildung 13: twist push button

## 5 PCB Design

- Überlegungen zur Anordnung der Komponenten auf dem PCB
- Kritische Punkte:
  - Differentielle Messung
  - Buck-Regler und Spannungsversorgung
- Überlegungen zu den Ground-Planes

## **6 Firmware**

- Wie wird das mathematische Modell in Software implementiert?
- Wie wird die Kommunikation mit einem PC implementiert? (Protokoll)
- Event-System
- User-Interface am Gerät

## 7 Front-End

- Weshalb Kommunikation via PC?
- Was für Möglichkeiten bietet das Interface (senden von Instruktionen, Auswerten von Daten)?
- Verwendete Toolkits/Frameworks? (weshalb?)
- Genereller Aufbau der Benutzeroberfläche
- Möglichkeiten der Bedienung

## 8 Verification

- Gehäuse-Erdungstest
- Was sind die Referenzwerte für die zu testenden Spezifikationen?
- Was ist das Verhalten des Gerätes bei verschiedenen resistiven, kapazitiven und induktiven Lasten (und Kombinationen davon)?
- Was ist das Verhalten des Floating Potentials und die Stromaufnahme bei verschiedenen resistiven, kapazitiven und induktiven Lasten (und Kombinationen davon)?
- Funktioniert das Interface korrekt?

## 9 Fazit

- Was funktioniert?
- Was funktioniert nicht?
- Weshalb?
- Was könnte noch gemacht werden?