

# Entwicklung eines LED-Treibers

## Projektarbeit

im Modul

### Leiterplattenentwicklung

des Studiengangs Mechatronik

an der Dualen Hochschule Baden-Württemberg Heidenheim

von

**Simon Follmann, Johannes Ströbel**

Dezember 2023

**Bearbeitungszeitraum**  
**Matrikelnummer, Kurs**  
**Ausbildungsbetrieb**

12 Wochen  
1134578 (Fo.), 9589176 (St.), TMT22A  
Carl Zeiss AG, Oberkochen

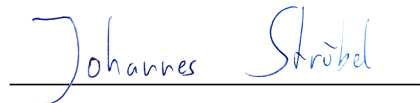
# Erklärung

Wir versichern hiermit, dass wir unsere Projektarbeit mit dem Thema: *Entwicklung eines LED-Treibers* selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt haben. Wir versichern zudem, dass die eingereichte elektronische Fassung mit der gedruckten Fassung übereinstimmt.

Heidenheim, Dezember 2023

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'S. Follmann', written over a horizontal line.

Simon Follmann

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Johannes Ströbel', written over a horizontal line.

Johannes Ströbel

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>III</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>IV</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>V</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Anforderungen</b>	<b>2</b>
2.1. USB-Power Delivery . . . . .	2
2.2. Anforderungsliste . . . . .	3
<b>3. Bauteile und Schaltplan</b>	<b>4</b>
3.1. USB-C Spannungsversorgung . . . . .	4
3.2. Mikrocontroller ESP32 . . . . .	13
3.3. LED-Beleuchtungstreiber . . . . .	13
3.4. LED-Kühlung . . . . .	14
<b>4. Leiterplattenlayout</b>	<b>17</b>
<b>5. Ausblick und Verbesserungsmöglichkeiten</b>	<b>20</b>
<b>Anhang</b>	<b>21</b>
A. Bauteile und Schaltplan . . . . .	21

# Abkürzungsverzeichnis

<b>ESR</b>	Ersatzreihenwiderstand
<b>GND</b>	Ground
<b>I2C</b>	Inter-Integrated Circuit Bus
<b>IC</b>	Integrated Circuit (dt. Integrierter Schaltkreis)
<b>MOSFET</b>	Metalloxid Semiconductor Feldeffekt Transistor
<b>NC</b>	Not Connected
<b>RX</b>	Receiving Pin Universal Asynchronous Receiver / Transmitter Bus (UART)
<b>SCL</b>	Serial Clock
<b>SDA</b>	Serial Data
<b>Source</b>	Universal Serial Bus (USB) Netzteil
<b>TX</b>	Transmitter Pin UART
<b>UART</b>	Universal Asynchronous Receiver / Transmitter Bus
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>USB-C</b>	USB Typ C Stecker
<b>USB-Controller</b>	Mikrocontroller zur Vereinbarung von USB-PD Leistung
<b>USB-PD</b>	USB Power Delivery
<b>PCB</b>	Printed Circuit Boards
<b>Power-Contract</b>	Vereinbarung über Leistung zwischen Netzteil und Verbraucher
<b>PWM</b>	Pulsweitenmodulation

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Verfügbare <a href="#">USB</a> Power Delivery ( <a href="#">USB-PD</a> ) Spannungen nach Table 10-2 <a href="#">USB</a> -Spezifikation [ <a href="#">usb.2017</a> ] . . . . .	2
3.1. Blockschaltbild mit Mikrocontroller, <a href="#">USB</a> -Controller, LED-Treiber und LED	4
3.2. Schaltplan der <a href="#">USB-PD</a> Spannungsversorgung mit STUSB4500 <a href="#">USB</a> -Controller	5
3.3. Output Characteristics Diagramm aus [ <a href="#">stm.2020</a> ] . . . . .	6
3.4. Schaltungsaufbau nach Referenzapplikation [ <a href="#">stm.2022</a> ] . . . . .	7
3.5. Spannungsverlauf an $U_{Bus} = V(\text{source})$ und Einschaltsprung bei 10 ms . .	8
3.6. Transienten-Simulation der Referenzapplikation mit Selbsteinschalteffekt des Metalloxid Semiconductor Feldeffekt Transistors ( <a href="#">MOSFETs</a> ) bei $t =$ 0ms und $t \approx 5$ ms . . . . .	8
3.7. Detailansicht der Simulation mit errechnet $U_{GS}$ oben . . . . .	9
3.8. Eigener Schaltungsaufbau mit geänderter Gate Konfiguration am <a href="#">MOSFET</a>	10
3.9. Simulation des eigenen Schaltungsaufbaus mit Einschaltssignal bei $t = 30$ ms	11
3.10. Gate-Source-Spannung am <a href="#">MOSFET</a> mit Einschalten bei $t = 30$ ms . . . .	11
3.11. Schaltplan des ESP32 und Spannungsversorgung . . . . .	12
4.1. Oberseite der Platine mit leitender Schicht in Rot . . . . .	17
4.2. Unterseite der Platine mit leitender Schicht in Blau . . . . .	18
4.3. 3D-Modell der Platine mit Bemerkungen auf der Platine in Gelb . . . . .	18
4.4. Platine aus Aluminium mit aufgelötetem Stecker . . . . .	19

# Tabellenverzeichnis

2.1. Zusammengefasste Anforderungen für Kühlung, LED-Treiber und LED . .	3
--	---

# 1. Einleitung

In diesem Studentenprojekt wird die Auslegung eines Hochleistungs-LED-Treibers präsentiert. Das Projekt umfasst die vollständige Entwicklung des Treibers, angefangen bei der Konzeption bis hin zum Design, der Schaltungsüberprüfung, der Auswahl der Komponenten, und dem Aufbau der Leiterplatten. Diese bestehen aus einem separaten Treiber- und einem LED-Board.

Das primäre Ziel dieses Projekts ist die Entwicklung eines effizienten und leistungsfähigen LED-Treibers, der eine RGBW-LED mit hoher Leistung versorgen kann. Als Leistungsquelle dient der USB-PD Standard, um die Implementierung dessen für zukünftige Projekte im Rahmen des Studiums oder der Praxisphasen kennen zu lernen.

Die vorliegende Dokumentation bietet einen nachvollziehbaren Überblick über die einzelnen Entwicklungsschritte und dient als detaillierter Leitfaden für die Projektarbeit. Sie reflektiert nicht nur das im Zuge des Projekts erworbene Wissen, sondern demonstriert auch die praktische Anwendung der in der Vorlesung erlernten Inhalte und Reflexion über den Erfolg des Projektes und die Funktion der Bauteile.

## 2. Anforderungen

Im Nachfolgenden finden sich die Anforderungen, welche an die entwickelte Leiterplatte gestellt sind. Dabei wird separat auf die Leistungsanforderung sowie die Anforderungen an das Gesamtsystem eingegangen.

### 2.1. USB-Power Delivery

Zur Spannungsversorgung des Systems wird der [USB-PD](#) Standard verwendet. Dieser erlaubt die Nutzung verschiedener Spannungen und möglicher Ströme je nach verwendeter [USB](#) Netzteil ([Source](#)). Laut dem [USB](#) Protokoll sind hierfür folgende Werte möglich:

Port Maximum PDP Rating (W)	5V Fixed	9V Fixed	15V Fixed	20V Fixed	SPR AVS
$0.5 \leq x \leq 15$	$(PDP/5)A^3$	-	-	-	-
$15 < x \leq 27$	$3A^2$	$(PDP/9)A^3$	-	-	-
$27 < x \leq 45$	$3A^2$	$3A^2$	$(PDP/15)A^3$	-	(9V – 15V): (15V Fixed Max Current) A
$45 < x \leq 60$	$3A^2$	$3A^2$	$3A^2$	$(PDP/20)A^3$	(9V – 15V): (15V Fixed Max Current) A <sup>4</sup> (15V – 20V): (20V Fixed Max Current) A
$60 < x \leq 100$	$3A^2$	$3A^2$	$3A^2$	$(PDP/20)A^{1,3}$	(9V – 15V): (15V Fixed Max Current) A <sup>4,5</sup> (15V – 20V): (20V Fixed Max Current) A <sup>1,5</sup>
<sup>1)</sup> Requires a 5A cable. <sup>2)</sup> The Fixed PDOs Maximum Current field <b>shall</b> advertise at least 3A, but <b>may</b> advertise up to RoundUp (PDP/Voltage) to the nearest 10mA. Requires a 5A cable if over 3A is advertised. <sup>3)</sup> The Fixed PDOs Maximum Current field <b>shall</b> advertise either RoundDown (PDP/Voltage) or RoundUp (PDP/Voltage) to the nearest 10mA. <sup>4)</sup> SPR AVS current for this voltage range is the maximum current as advertised by the 15V Fixed Source PDO. This current can be higher than 3A (refer to Note 2). Requires a 5A cable if over 3A is advertised. <sup>5)</sup> The Sink is allowed to request up to the 20V Fixed Max Current when the requested voltage is 15.0V.					

Abbildung 2.1.: Verfügbare [USB-PD](#) Spannungen nach Table 10-2 [USB](#)-Spezifikation [[usb.2017](#)]

Da verschiedene Netzteile oft typische Werte aufweisen, werden folgende Vereinbarung über Leistung zwischen Netzteil und Verbrauchers ([Power-Contracts](#)) verwendet: 5 V bei 3 A, 15 V bei 3 A und 20 V bei 2 A. Je nach Netzteil wird der höchste verfügbare Wert gewählt.



## 2.2. Anforderungsliste

Die Anforderungsliste gibt einen Überblick über alle zu erfüllenden Anforderungen. Dabei wird unterschieden in Basisanforderungen (BA), Leistungsanforderungen (LE) und Begeisterungsanforderungen (BE).

Komponente	Anforderung	Beschreibung	Typ
LED	Farbspektrum	RGBW	BA
LED	Helligkeit	$\Phi_{LED} > 500lm$	LE
LED	Gesamtleistung	$P_{LED} > 20W$	BA
Kühlung	Passive Luftkühlung	Ausreichende Kühlung der LED	BA
LED-Treiber	PWM-Steuerungsfrequenz	$> 100Hz$	LE
Spannungsversorgung	USB-Power Delivery	40 W Power Delivery	BA
Spannungsversorgung	Batteriebetrieb	$> 6 h$	LE
Prozessor	Konnektivität	WLAN	BA
Prozessor	DMX Bus	DMX Bus (RS485 / ARTNET Netzwerk)	LE
Prozessor	Konnektivität	WS2812b LED-Streifen	BE

Tabelle 2.1.: Zusammengefasste Anforderungen für Kühlung, LED-Treiber und LED

### 3. Bauteile und Schaltplan

Im folgenden Kapitel werden die elektronischen Bauteile beschrieben, deren Funktion im gesamten System erklärt, sowie die Auslegung bewiesen. Das Blockschaltbild des Projektes beinhaltet die relevanten Komponenten, sowie deren Beziehung zueinander:

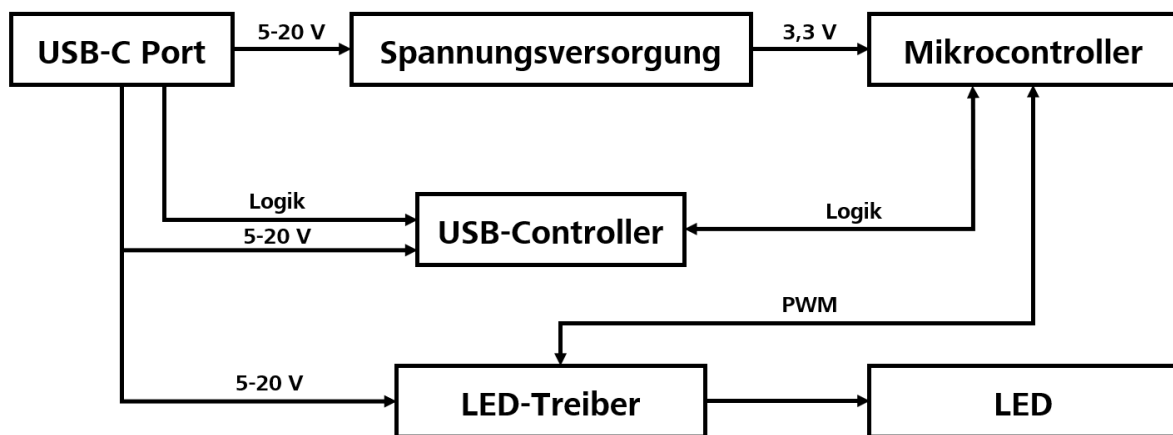


Abbildung 3.1.: Blockschaltbild mit Mikrocontroller, USB-Controller, LED-Treiber und LED

Das Blockschaltbild wird im Schaltplan (s. Anhang) konkret umgesetzt. Zuerst wird nachfolgend die Spannungsversorgung mittels [USB-PD](#) betrachtet. Diese ist ausschnittsweise in Grafik [3.2](#) dargestellt.

#### 3.1. USB-C Spannungsversorgung

Da die Spannungsversorgung nach [USB-PD](#) Standard mit einem [USB](#) Typ C Stecker ([USB-C](#)) Anschluss erfolgt, wird zur Kommunikation über verfügbare Leistung zwischen Spannungsversorgung und Verbraucher ein Mikrocontroller zur Vereinbarung von [USB-PD](#) Leistung ([USB-Controller](#)) zur Steuerung verwendet. Hierbei handelt es sich um den STUSB45000QTR. Dieser kann zwischen drei [Power-Contracts](#) wählen, sowie mit Inter-Integrated Circuit Bus ([I2C](#)) programmiert werden.

Auf der Platine ist die Spannungsquelle der USB-C Anschluss, von welchem die Anschlüsse für  $V_{\text{Bus}}$ , CC1, CC2 zur Vereinbarung des [Power-Contracts](#) und Ground ausgehen. Zum Schutz der CC1 und CC2 Eingängen des [USB-Controller](#) vor hohen Spannungsspitzen bis 25 kV sind diese jeweils mit einer Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von  $U_{\text{BR, max.}} = 30 \text{ V}$

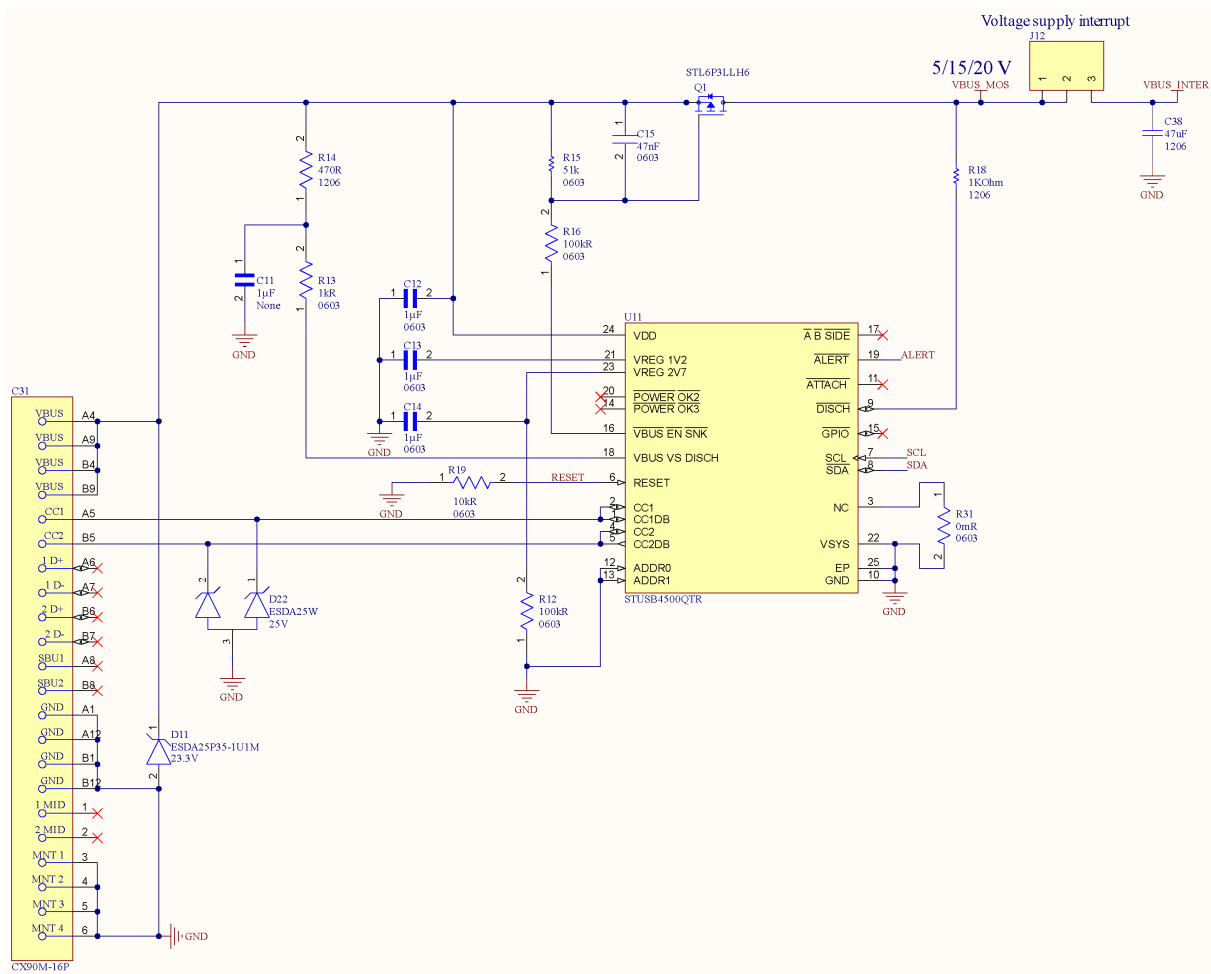


Abbildung 3.2.: Schaltplan der USB-PD Spannungsversorgung mit STUSB4500 USB-Controller

geschützt, welche diese auf Ground ableitet. Genauso ist die Bus-Spannung, also die eigentliche Versorgungsleitung des Systems vor hohen Spannungsspitzen mit einer Z-Diode mit  $U_{BR, \max.} = 25,8 \text{ V}$  geschützt.

Der VBUS\_VS\_DISCH-Eingang des **USB-Controllers** misst die Eingangsspannung  $U_{\text{Bus}}$ . Da der Eingang auf  $I_{\text{VBUS\_VS\_DISCH, max.}} = 50 \text{ mA}$  und die Spannung  $U_{\text{Bus}}$  durch die Z-Diode auf  $25,8 \text{ V}$  begrenzt sind, werden zwei Widerstände  $R13 = 1 \text{ k}\Omega$  und  $R14 = 470 \text{ }\Omega$  in Reihe verwendet. Der maximale Strom für VBUS\_VS\_DISCH-Eingang beträgt:

$$I_{VS\_BUS\_DISCH} = \frac{25,8V}{R_{13} + R_{14}} = 17,6mA \quad (3.1)$$

Es ergibt sich die maximale Verlustleistung für beide Widerstände:

$$P_V = I_{VS\_BUS\_DISCH}^2 * R \quad (3.2)$$

mit den Verlustleistung  $R_{13} = 0,289 \text{ W}$  und  $R_{14} = 0,136 \text{ W}$ . Entsprechend wird  $R_{13}$  mit  $P_{V,R13} = 0,33 \text{ W}$  und  $P_{V,R14} = 0,25 \text{ W}$  gewählt.

Der **USB-Controller** hat zur Schaltung der Leistung den Ausgang `VBUS_EN_SNK`, welcher mit einem MOSFET verbunden werden kann. Hierfür wird ein P-Channel MOSFET, welches bei Überschreiten einer Threshold Spannung  $U_{GS(TH)} = 1 \text{ V}$  zwischen Source und Gate leitend wird. Bei minimaler Spannung von  $U_{Bus} = 5 \text{ V}$  berechnet sich die Gate-Source-Spannung  $U_{GS}$  folgendermaßen:

$$U_{GS} = U_{Bus} - U_{GS(TH)} \quad (3.3)$$

Dies erlaubt eine maximale Spannung von  $U_{GS} = 4 \text{ V}$  bei  $U_{Bus} = 5 \text{ V}$ . Dafür wird ein Spannungsteiler mit Widerständen  $R_{15} = 51 \text{ k}\Omega$  und  $R_{16} = 100 \text{ k}\Omega$  verwendet. Die Ausgangsspannung ergibt sich aus:

$$U_{GS} = U_{Bus} * \frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \quad (3.4)$$

Dies ergibt  $U_{GS} = 3,31 \text{ V}$  bei  $U_{Bus} = 5 \text{ V}$ . Daraufhin kann die maximal abfallende Spannung  $U_{DS}$  aus dem *Output Characteristics* Diagramm im Datenblatt ablesen.

**Figure 3. Output characteristics**

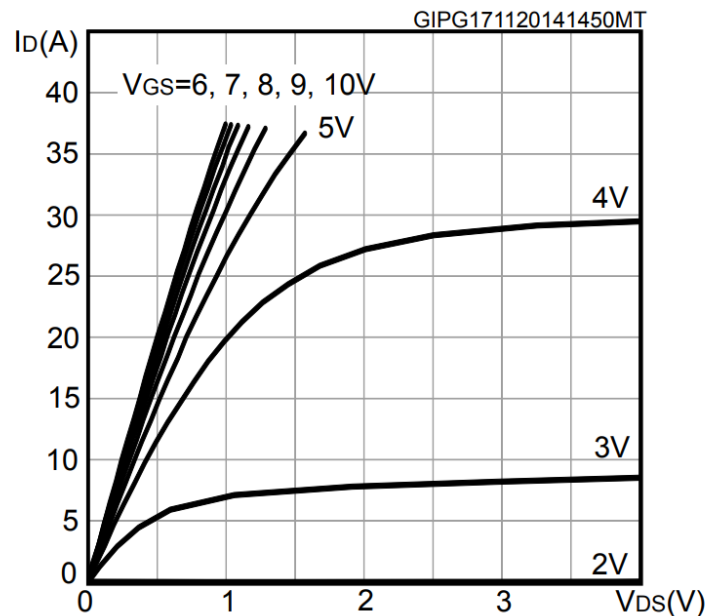


Abbildung 3.3.: Output Characteristics Diagramm aus [stm.2020]

Bei der kleinsten Spannung  $U_{GS} = 3,31 \text{ V}$  und  $I_D = 3 \text{ A}$  beträgt  $U_{DS} = 0,25 \text{ V}$ . Daraus berechnet sich die Verlustleistung im MOSFET  $P_V = 0,75 \text{ W}$ :

$$P_{V,MOSFET} = U_{DS} * I_D \quad (3.5)$$

Zum langsamen Schalten des MOSFETs wird ein Kondensator parallel zum Eingangswiderstand R15 verwendet. Dieser ist anders als in der Referenzapplikation im Datenblatt [stm.2022] gewählt und verbaut. Dies wird im nachfolgenden in der Schaltungssimulation genauer erläutert.

### 3.1.1. Schaltungssimulation

Zur Simulation des Einschaltens des MOSFETs sowie einer Vereinbarung eines Power Contracts wird diese mit einer Transient-Response-Analyse in LT-Spice simuliert. Hierfür wird von einem Anschließen des Steckers mit der standardmäßig zuerst anliegenden  $U_{Bus} = vSafe5V$  und einem Wechsel auf  $V_{Bus} = 20V$  nach [usb.2023] ausgegangen. Dies stellt die normale Einschalt routine mit Vereinbarung eines Power-Contracts dar. In LT-Spice wird nachfolgender Schaltkreis 3.4 entsprechend nach Referenzapplikation laut Datenblatt [stm.2022] angelegt. Für den Power-MOSFET wird ein vergleichbarer MOSFET mit ähnlicher  $R_{DS,on}$  gewählt. Die Spannungsquelle besteht aus zwei reihengeschalteten Spannungsquellen. Zur Simulation der Last befinden sich zwei Ersatzwiderstände sowie der Kondensator C38 auf der Drain Seite des MOSFETs.

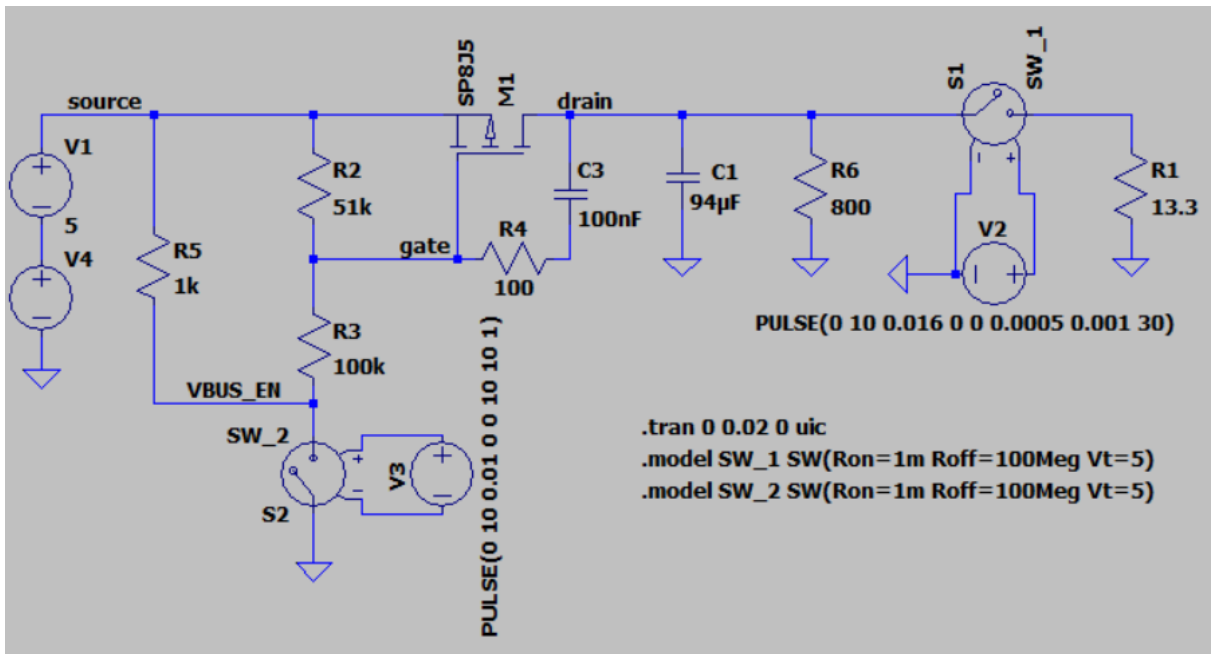


Abbildung 3.4.: Schaltungsaufbau nach Referenzapplikation [stm.2022]

Die  $U_{Bus}$  beträgt direkt 5 V und wird nach 5 ms mit der maximalen Steigungsrate von  $vSrcSlewPos = 30 \text{ mV}/\mu\text{S}$  nach [usb.2023] auf 20 V erhöht. Um das Einschalten des

MOSFETs durch den STUSB4500 zu simulieren, wird nach 10 ms der Schalter SW\_2 geschlossen und stellt dabei das Verhalten von VBUS\_EN\_SNK nach. Die Spannungsverläufe sind in 3.5 gezeigt.

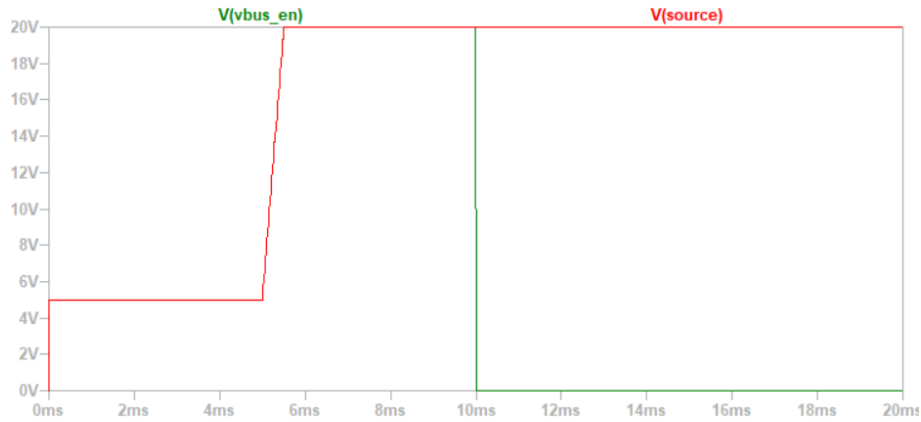


Abbildung 3.5.: Spannungsverlauf an  $U_{Bus} = V(source)$  und Einschaltspurt bei 10 ms

Die in der Simulation gemessenen Spannungen sind in nachfolgender Darstellung 3.6 gezeigt. Dabei fällt auf, dass die Spannung  $V(drain)$ , also die Spannungsversorgung des Systems, mit kurzem Zeitversatz zur Spannungsquelle ebenso bis auf 16 V noch vor  $t = 6$  ms ansteigt, obwohl das Einschaltimpuls erst bei  $t = 30$  ms gegeben wird. Danach fällt die Spannung ab und steigt erst mit dem Einschaltimpuls wieder an bis knapp unter die angelegte Spannung  $U_{Bus} = 20$  V. Diese Selbstaktivierung des MOSFETs ist keine gewünschte Funktion der Schaltung und stellt eine Fehlfunktion dar. Es könnte möglicherweise Komponenten gefährden, wenn diese noch gar nicht bereit zum Empfangen einer hohen Spannung sind. Aus diesem Grund muss die Schaltung so geändert werden, dass dieses Selbsteinschalten verhindert wird.

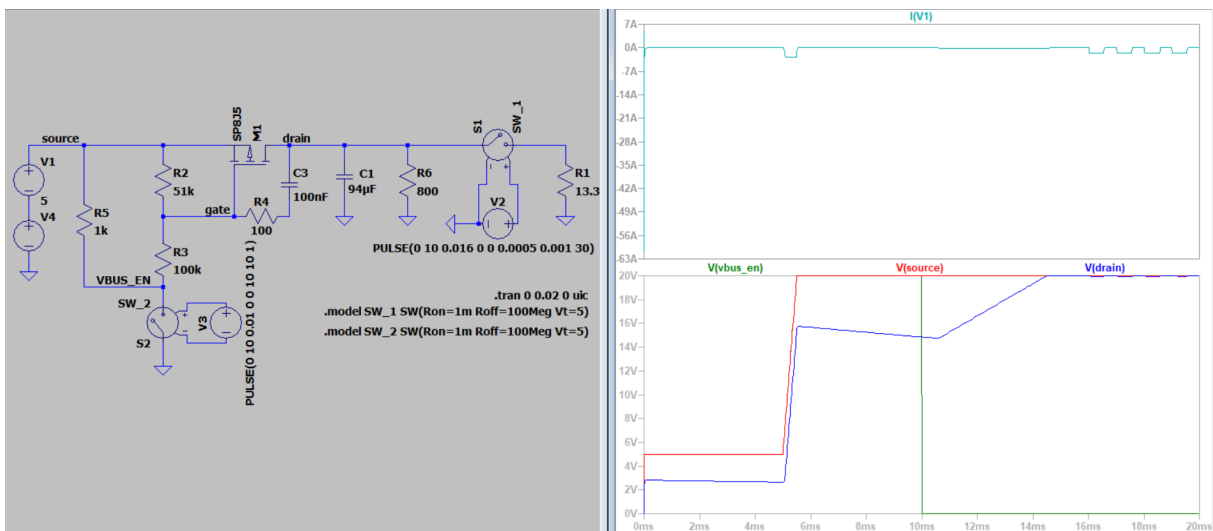


Abbildung 3.6.: Transienten-Simulation der Referenzapplikation mit Selbsteinschalteffekt des MOSFETs bei  $t = 0$ ms und  $t \approx 5$  ms

Das Selbsteinschalten entsteht dadurch, dass die Gate-abgewandte Seite des Kondensators beim Einschalten auf Ground bzw durch einen ersten Einschaltimpuls durch 5 V auf einer niedrigeren Spannung ist. Folgende Erklärungen können in Abbildung 3.7 beobachtet werden. Da der Kondensator nicht so schnell geladen wird, wie die Spannung steigt, entsteht eine Spannungsdifferenz zwischen Source und Gate ( $\Delta$  zwischen  $V(\text{source})$  und  $V(\text{n004}) = U_{\text{Gate}}$ ), welche den MOSFET aktiviert. Erst wenn der Spannungsanstieg stoppt, wird die Spannung am Kondensator ausreichend hoch, dass die Gate-Source-Threshold Spannung unterschritten wird bei  $t = 5,5 \text{ ms}$  und der MOSFET wieder öffnet.

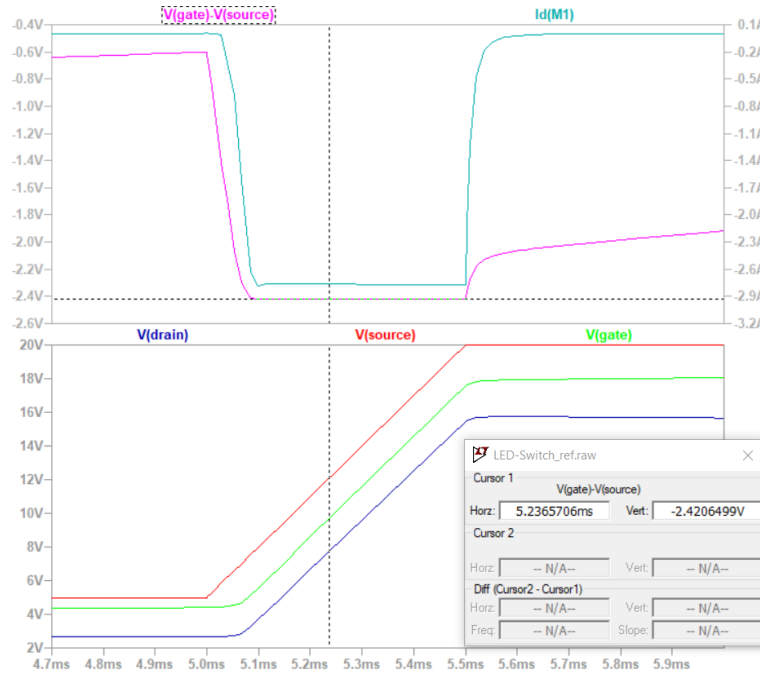


Abbildung 3.7.: Detailansicht der Simulation mit errechnet  $U_{\text{GS}}$  oben

Dieses Verhalten wird durch Abändern der Schaltung auf folgende Konfiguration 3.8 geändert. Der Kondensator ist nun parallel und wird bei Anstieg der Spannung an Source nicht geladen, da das Potential auf beiden Seiten des Kondensators steigt.

Korrektweise steigt die Drain-Spannung dann erst nach dem Einschaltssignal bei  $t = 30 \text{ ms}$ , wie in Simulation 3.9 sichtbar wird. Innerhalb von 2 ms wird der Sprung von 0 V auf 20 V erreicht. Auch die Gate-Source-Spannung, welche für das Schalten des MOSFETs entscheidend ist, steigt in 3.10 eindeutig erst nach 30 ms über die Threshold Spannung.

### 3.1.2. Leistungsberechnung

Die Standbyleistung  $P_{\text{standby}} = 3,1 \text{ W}$  berechnet sich mit  $P_{U22} = 1,3 \text{ W}$  und  $P_{\text{ESP,max}} = 1,8 \text{ W}$ :

$$P_{\text{standby}} = P_{U22} + P_{\text{ESP,max}} \quad (3.6)$$

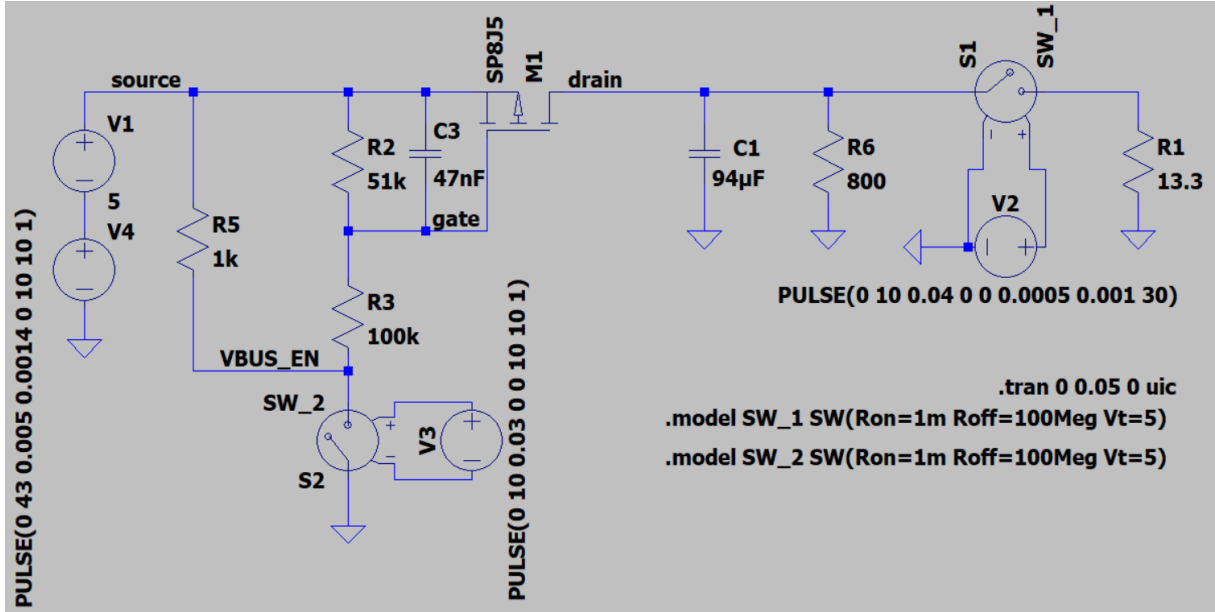


Abbildung 3.8.: Eigener Schaltungsaufbau mit geänderter Gate Konfiguration am MOSFET

Die Maximalleistung  $P_{\max} \approx 37,4 \text{ W}$  berechnet sich mit  $P_{\text{standby}} = 3,1 \text{ W}$ ,  $I_{\text{LED}} = 2 \text{ A}$ ,  $U_{\text{Red}} = 3,6 \text{ V}$ ,  $U_{\text{GBW}} = 3,9 \text{ V}$ ,  $P_{\text{V,P-MOS}} = 0,27 \text{ W}$  und  $\eta_{\text{Treiber}} = 0,9$ :

$$P_{\max} = P_{\text{standby}} + P_{\text{V,P-MOS}} + \frac{I_{\text{LED}} * (U_{\text{Red}} + 3 * U_{\text{GBW}})}{\eta_{\text{Treiber}}} \quad (3.7)$$

Für den Widerstandsteiler berechnet sich die Verlustleistung mit 3.2 und  $I_{\text{C15,max}}$  für  $P_{\text{V,R15}} \approx 7,7 \text{ mW}$  bei nach Bauteildatenblatt erlaubten  $100 \text{ mW}$ .  $R_{17}$  sieht bei einem kleineren Widerstandswert als  $R_{15}$  ein niedrigere  $P_{\text{V}}$  als dieser. Für den zweiten Widerstand folgt  $P_{\text{V,R15}} \approx 8,9 \text{ mW}$  bei erlaubten  $100 \text{ mW}$ .

$$P_{\text{V}} = \frac{(U_{\text{Bus,max}} * \frac{R_{15}}{R_{15}+R_{16}})^2}{R_{15}} \quad (3.8)$$

Die Erhitzung des Gehäuses um  $\Delta T \approx 34 \text{ K}$  durch die umgesetzte Leistung  $P_{\text{V}}$  errechnet sich durch den Wärmewiderstand des MOSFETs  $R_{\text{Thj-case}} = 2,5 \text{ K/W}$  und  $R_{\text{Thj-pcb}} = 42,8 \text{ K/W}$ :

$$\Delta T = (R_{\text{Thj-case}} + R_{\text{Thj-pcb}}) * P_{\text{V}} \quad (3.9)$$

Wenn sich das Gehäuse auf  $T_{\text{Geh}} = 40 \text{ °C}$  aufheizt, bedeutet das eine Temperatur des MOSFETs von  $T_{\text{max.}} = 74 \text{ °C}$ :

$$T_{\text{Betr}} = T_{\text{Geh}} + \Delta T \quad (3.10)$$



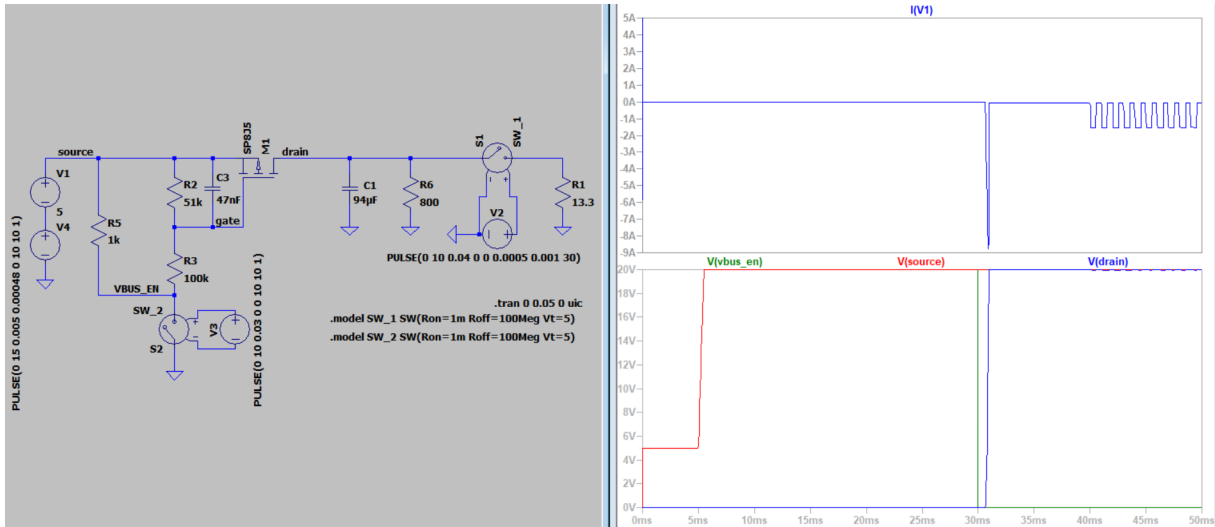


Abbildung 3.9.: Simulation des eigenen Schaltungsaufbaus mit Einschaltsignal bei  $t = 30 \text{ ms}$

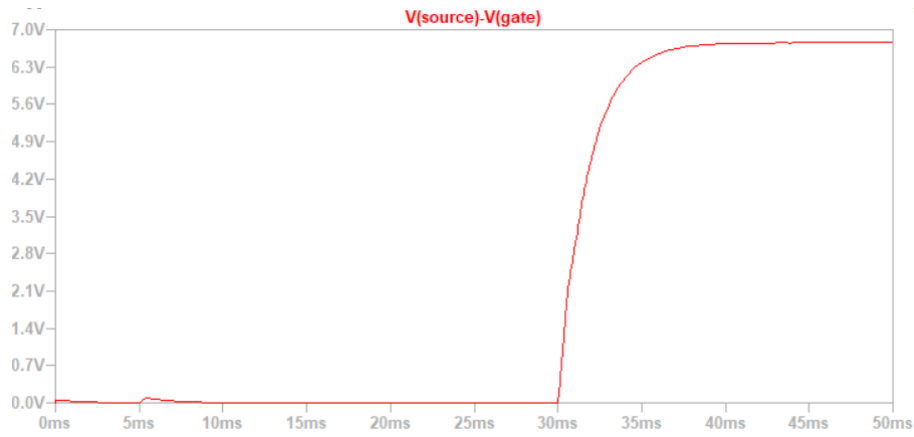


Abbildung 3.10.: Gate-Source-Spannung am MOSFET mit Einschalten bei  $t = 30 \text{ ms}$

Aus dem Diagramm *Normalized  $V[U]_{DS}$  vs. Temperature* lässt sich bei maximal zulässigen Temperatur  $T_J$  der Faktor 1,08 für  $U_{DS}$  ablesen. Dies bedeutet mit 3.5 eine maximale Verlustleistung  $P_{V,max} = 0,81 \text{ W}$ , dies ist laut Datenblatt im zulässigen Bereich. Außerdem hat eine höhere Temperatur des MOSFETs nach *Normalized gate threshold voltage vs temperature* Diagramm eine niedrigere Threshold Voltage als Auswirkung. Dies erhöht die Schaltungszuverlässigkeit des MOSFETs auch bei kurzzeitigen kleinen Spannungseinbrüchen. Bei maximaler Betriebsspannung  $U_{GS} = 20 \text{ V}$  lässt sich aus dem Diagramm *Output Characteristics* Diagramm  $U_{DS} = 0,1 \text{ V}$  ablesen. Dies hat nach 3.5 eine noch geringere Verlustleistung zur Folge.

Um die Kapazität der LED-Steuerung bei Ausschalten zu entladen, wird der DISCH-Anschluss des USB-Controllers mit einem  $1 \text{ k}\Omega$  Widerstand zur Begrenzung des Entladestroms verbunden. Der NC-Anschluss ist laut Datenblatt *Floating*, laut Referenzapplikation soll dieser aber zur Verhinderung ungewünschter Spannungen am Eingang auf Ground gezogen werden.

### 3.1.3. I2C Verbindung des USB-PD Controller und Mikrocontroller

Nachfolgend wird der Mikrocontroller ESP32 und dessen Verbindungen und Schaltung (s. Schaltplan Abbildung 3.11) behandelt.

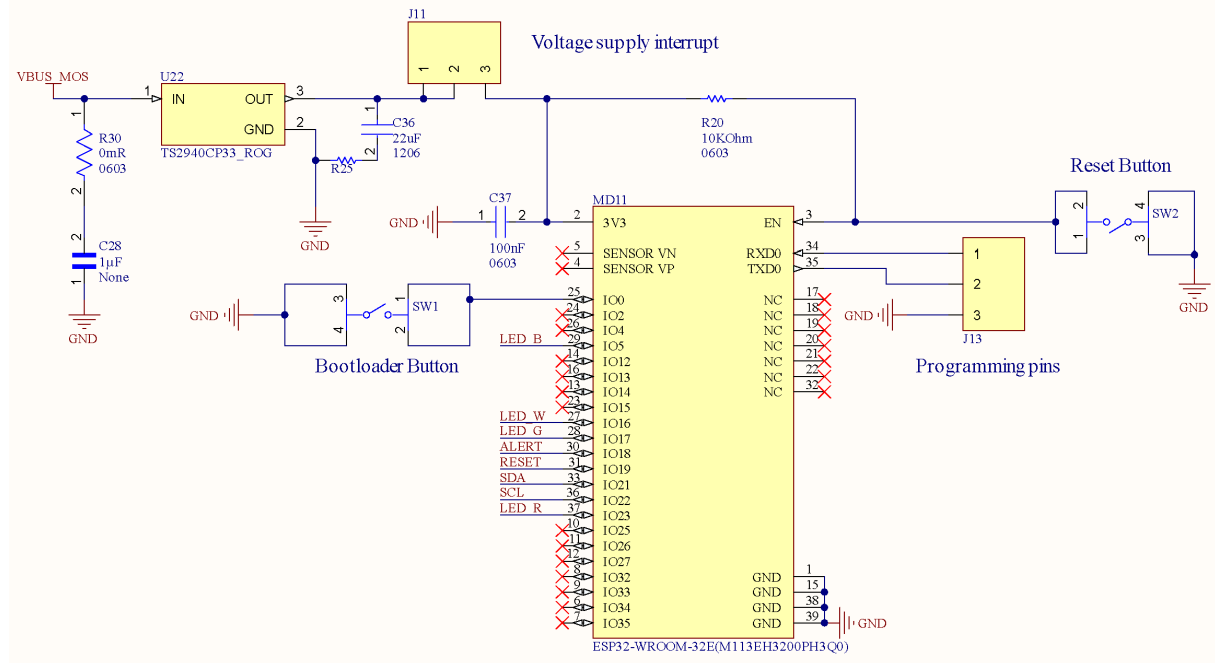


Abbildung 3.11.: Schaltplan des ESP32 und Spannungsversorgung

Für die Programmierung des **USB-Controllers** wird dieser mit den beiden für I2C notwendigen Serial Clock (SCL) und Serial Data (SDA) Pins des Mikrocontrollers verbunden. Um einen Reset des **USB-Controllers** über den Mikrocontroller zu ermöglichen, wird der Reset Pin des STUSB45000 mit einem 10K-Pull-Down-Widerstand auf Ground gezogen. Im Reset Fall kann der Reset Pin des **USB-Controller** vom ESP auf Logic-Level gehoben werden. Zusätzlich wird der Alert-Pin des **USB-Controllers** mit dem IO18-Eingang des Mikrocontrollers verbunden, um einen Fehler bei der Vereinbarung des **Power-Contracts** zu melden.

Beim **USB-Controller** kann zwischen vier I2C Adressen gewählt werden. Dafür können zwei Bits der 7-Bit Adresse über das Spannungsniveau entsprechend gesetzt werden. Dafür werden beide Pins auf Logic-Level 2.7 V gehoben. Der Widerstand  $R_{12} = 100K\Omega$  begrenzt den Strom nach folgender Formel auf  $I_{R12} = 27 \mu A$ . Somit ist die I2C Adresse laut Datenblatt 0x2B.

$$I = \frac{U}{R} \quad (3.11)$$

## 3.2. Mikrocontroller ESP32

Zur Steuerung der LEDs wird ein ESP basierter Mikrocontroller ESP32-WROOM-E verwendet. Dieser benötigt zur Spannungsversorgung  $U_{3V3} = 3,3 \text{ V}$ , welche mit einem 100nF Kondensator C37 direkt am Spannungseingang stabilisiert wird. Dieser wird von einem TS2940CP33 Spannungsregler betrieben. Dieser benötigt nach Datenblatt einen 1  $\mu\text{F}$  Eingangskondensator und einen 22  $\mu\text{F}$  Ausgangskondensator. Um für den Ausgangskondensator auf einen Tantalkondensator verzichten zu können, wird ein 0.2  $\Omega$  Widerstand zur Erhöhung des Ersatzreihenwiderstand (**ESR**) verwendet. Laut Datenblatt des TS2940CP33 muss der  $0.1 \Omega < \text{ESR} < 2 \Omega$ . Da beim Eingangskondensator der benötigte **ESR** nicht definiert ist, wird ein 0  $\Omega$  eingebaut, um diesen auf der Platine noch anpassen zu können.

Um den Mikrocontroller programmieren zu können, werden die **UART** Pins Receiving Pin **UART (RX)** und Transmitter Pin **UART (TX)**, sowie der Ground auf einen 3 Pin Buchse gezogen. Dies ermöglicht zusammen mit zwei Tastern für Aktivierung des Bootloaders und Reset des ESPs die Programmierung des ESPs von einem externen PC. Der Enable Pin des ESP wird dafür auf mit einem Pull-Up Widerstand auf Logiklevel gehoben und beim Reset zu Ground kurzgeschlossen. Da aus dem Datenblatt nicht eindeutig hervorgeht, ob der Not Connected (**NC**)-Pin floating sein muss oder auf Ground gezogen werden darf, wird dieser mit einem 0  $\Omega$  Widerstand auf Ground gezogen. Dies ermöglicht im Nachhinein das Einbauen eines Widerstands, sollte die Schaltung so nicht funktionieren.

## 3.3. LED-Beleuchtungstreiber

Es wird die RGBW-LED SBM-40-RGBW-SC41-QD100 LED mit einem maximalen Eingangsstrom von  $I_{LED} = 2A$  verwendet. Die Helligkeit der 4 LEDs wird durch Pulsweitenmodulation (**PWM**) bei einer Frequenz von 1kHz gesteuert. Um ein für den Menschen wahrnehmbares Flimmern im Punkt des schärfsten Sehens zu verhindern, würde eine **PWM**-Frequenz von 50 Hz reichen. In den äußeren Sichtbereichen des Auges ist die menschliche Wahrnehmung für höhere Frequenzen empfindlicher und auch weit mehr als 100 Hz können je nach Individuum wahrgenommen werden. Aus diesem Grund wird eine Frequenz von 1 kHz gewählt.

Als passender LED-Beleuchtungstreiber wird der TS19503CB10H\_RBG ausgewählt. Jeder Integrated Circuit (dt. Integrierter Schaltkreis) (**IC**) ermöglicht die Ansteuerung einer Farbe. Die Eingangsspannung des **IC** liegt aufgrund der Spannungsvariation bei unterschiedlichen USB-P Versionen zwischen  $U_{IN} = 4.5 - 75V$ . Es wird eine Dimmung bis zu einem  $T_{OFF} - T_{ON}$ -Verhältnis von 1000:1 unterstützt.

Der Stromfluss durch die LEDs wird durch einen Widerstand  $R_{CS} = 50m\Omega$  zwischen dem "CSEingang und "VIN" mit folgender Formel berechnet:

$$I_{LED} = \frac{0.1V}{R_{CS}} \quad (3.12)$$

Die Verlustleistung des Widerstandes ist somit  $P_V = 100mW$  und unterliegt der Nennleistung von  $P_{V,nenn} = 200mW$ .

Für die Glättung von Strom-/Spannungsschwankungen befindet sich ein Keramikkondensator mit einer Kapazität von  $C = 47\mu F$  zwischen der spannungsführenden Leitung und Ground (GND) mit einer Nennspannung von 25 VDC. Parallel hierzu befindet sich ein weiterer Keramikkondensator, zwei Größenordnungen kleiner  $C = 470nF$  um eine größere Bandbreite an Filterleistung abzudecken. Zwischen dem  $V_{DD}$ -Ausgang und GND wird die interne Betriebsspannung durch einen Keramikkondensator mit  $C = 10\mu F$  stabilisiert.

Die Pulse des PWM-Signals werden mit einer Spule von  $L = 10\mu H$  abgeglättet. Hierdurch ist es möglich bei einer schnellen Schaltung einen geringeren, aber konstanten Stromfluss zu erreichen und somit flimmern der LED zu verhindern. Die Schottky-Diode zwischen  $V_{DD}$  und LX dient dem Schutz des ICs vor einem höheren Spannungspotenzial am LX-Ausgang im Bezug zu  $V_{IN}$ . Steigt die Spannungsdifferenz auf die Durchlassspannung von  $U_{F,Typ} = 420mV$  an, so schaltet die Diode durch. EXP, AGND und PGND werden an den Ground angeschlossen. Alle nicht-erwähnten PINs werden schwebende Anschlüsse.

Ein Problem des verwendeten Schaltnetzteils ist die Zweipunktregelung zur Einstellung des Ausgangsstromes. Hierfür gibt es modernere Bauteile, die durch eine bessere Regelung z.B. unter Nutzung eines PID-Reglers einen stabilen Ausgangsstrom auch auf Mikroebene im Bauteil erzeugt. Des Weiteren ist die Regelung des Ausgangsstromes nicht GND-basiert. Dies stellt einen Nachteil im Wärmemanagement und Layout dar, da man so einen gemeinsamen Ground verwenden könnte. Dies lässt sich auch durch die Verwendung eines anderen Schaltnetzteils erreichen.

## 3.4. LED-Kühlung

Die maximale Leistung von LEDs ist mit der steigenden Nachfrage an LEDs immer weiter gestiegen. Jedoch steigt mit einer höheren Leistung ebenfalls die Imitation an thermischer Energie. Grundsätzlich kann von der Annahme ausgegangen werden, dass ein Anteil von mehr als 70% in thermische Energie umgewandelt wird [2019]. Für die ausgewählte LED ist dies in einem Extremfall bei einer maximalen Durchlassspannung der weißen LED von  $U_{F,max} = 3.9V$  und einem Tastverhältnis von 100% mit der folgenden Formel eine

Verlustleistung von  $P_V = 7.8W$  pro LED und einer abgeschätzten thermischen Leistung  $P_{TH} = 5.46W$ , die auf  $1mm^2$  Emitterfläche abgeführt werden muss:

$$P_V = U_{F,max} \cdot I_{max} \quad (3.13)$$

Das genaue Verhältnis von thermischer Energie und Photonenenergie ist jedoch nicht bekannt. Aus diesem Grund wird der Worst-Case von  $P_V = P_{TH}$  angenommen. Mit dieser Dimension der Verlustleistung spielt das Temperaturmanagement also ebenfalls eine entscheidene Rolle bei dem Printed Circuit Boards (PCB)-Design. Die Wärmeabfuhr der LED erfolgt durch die Platzierung der LED auf einem externen PCB, das speziell für die Anforderungen der LED designt wird. Mit einem thermischen Widerstand der LED  $T_{JC} = 1K/W$  und der thermischen Verlustleistung von  $P_{V,ges} = 4 \cdot P_V = 31.2W$ , die auf der Fläche  $A_{Emitter} = 4mm^2$  emittiert wird, kann der maximale thermische Widerstand berechnet werden, der neben  $R_{JC}$  zu dem Kühlsystem hinzugefügt werden kann. Die maximale Temperatur der roten LED  $T_{j,op,red,max} = 100^\circ C$  wird als Referenz verwendet. Daraus lässt sich  $R_{th,max} = 1.404K/W$  berechnen:

$$R_{th,max} = \frac{T_{j,op,red,max} - T_{amb}}{P_{V,ges}} - R_{JC} \quad (3.14)$$

Der thermische Widerstand der Elemente von dem LED-Case bis zum Kühler wird mit der Formel

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda \cdot A} \quad (3.15)$$

berechnet, wobei die Materialeigenschaft, thermische Leitfähigkeit  $\lambda$ , und die Dimension der Übertragungsfläche  $A$ , sowie die Dicke  $d$  des Materials einbezogen wird. Im Vergleich zu herkömmlichen FR4-Platinen mit einem thermischen Widerstand  $R_{th} \approx 57K/W$  bei einer Platinendicke von 1.6mm, besitzt eine IMS-Platine mit Alukern bessere thermische Ableitungseigenschaften. Für die Rechnung wird die Platine von PCB Layout Ltd. verwendet. Die Platine hat eine Gesamtdicke von 1.5mm und besteht aus einer 100 $\mu m$  dicken Isolations-schicht und einer einseitigen Kupferschicht von 35 $\mu m$  Stärke. Daraus folgt eine Aludicke von  $d_{ALU} = 1.365mm$ . Mit einer Auflagefläche  $A_{LED} = 25mm^2$  und der thermischen Leitfähigkeit von Kupfer  $\lambda_{Cu} = 380W/mK$ , sowie der thermischen Leitfähigkeit von Aluminium  $\lambda_{Al} = 160W/mK$ , kann der thermische Gesamtwiderstand  $R_{th,PCB} = 3.45 \times 10^{-4}$  berechnet werden. Die Isolationsschicht wird ignoriert, da sie nicht auf die Auflagefläche aufgetragen wird.

Der Standardstrangkühlkörper SK 507 100 SA mit einer Länge von  $100\text{mm}$  wird als Katalysator zur Wärmeübertragung an die Umwelt verwendet. Dieser besitzt einen Widerstand von ungefähr  $R_{th, KK} = 0.7\text{K/W}$ . Hinzu kommt der thermische Widerstand von dem Übergang PCB zu Kühlkörper mit einer Wärmeleitpaste  $R_{th, UB} = 0.1\text{K/W}$ . Neben dem Wärmewiderstand der LED lässt sich somit ein Gesamtwiderstand von  $0.8\text{K/W}$  berechnen und entspricht somit der Anforderung von  $\leq 1.4\text{K/W}$ .

## 4. Leiterplattenlayout

Für das Layout der Platine wird Altium Designer verwendet. Alle Bauteile bis auf die LED finden auf einer zweilagigen Platine Platz, wobei überwiegend die untere Lage für **GND** und die obere überwiegend für die Versorgungsspannungen. Auf der Platine sind drei Stecker, mit welchen die Spannungsversorgungen überbrückt und unterbrochen werden können um einzelne Bereiche der Platine zu testen und die Spannungen zu messen. Außerdem sind die Logikanschlüsse zum ESP mit Vias als Testpunkte auf die Unterseite der Platine geführt. Nachfolgend ist das Layout der Platine mit der Oberseite 4.1, der Unterseite 4.2.

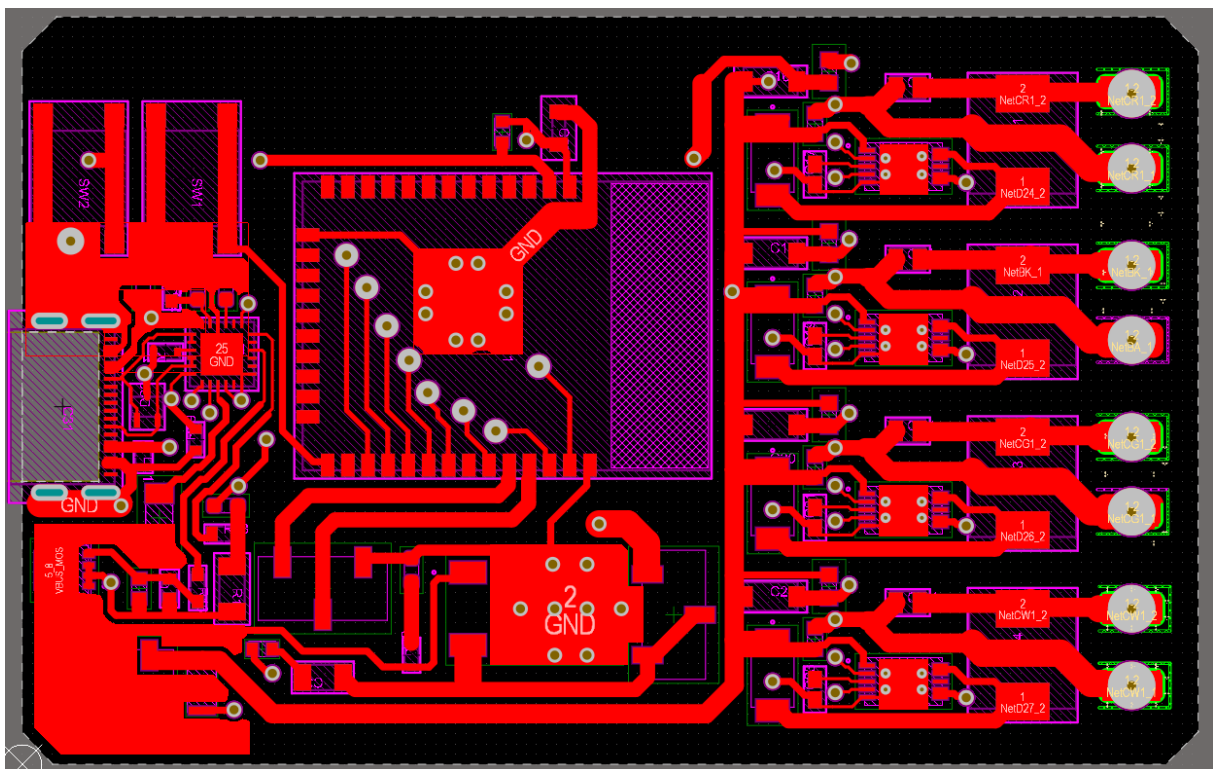


Abbildung 4.1.: Oberseite der Platine mit leitender Schicht in Rot

In 4.1 ist unten links eine große Kupferkühlfläche zu sehen. Diese kühlt den dort platzierten P-MOSFET. Außerdem sind an den leistungstragenden Bauteilen an den **GND**-Pads Vias auf die **GND**-Fläche auf der Unterseite der Platine zur Wärmeableitung gelegt.

In nachfolgender Abbildung 4.2 sind wiederum diese Durchkontaktierungen zu sehen. Besonders relevant ist hierfür die links in der Abbildung sichtbare Trennung von Analog- bzw. Power-**GND** der LED-Treiber. Diese ist zur Stabilisierung der Analogen **GND**-Referenz für die internen Operationsverstärker im Schaltnetzteil.



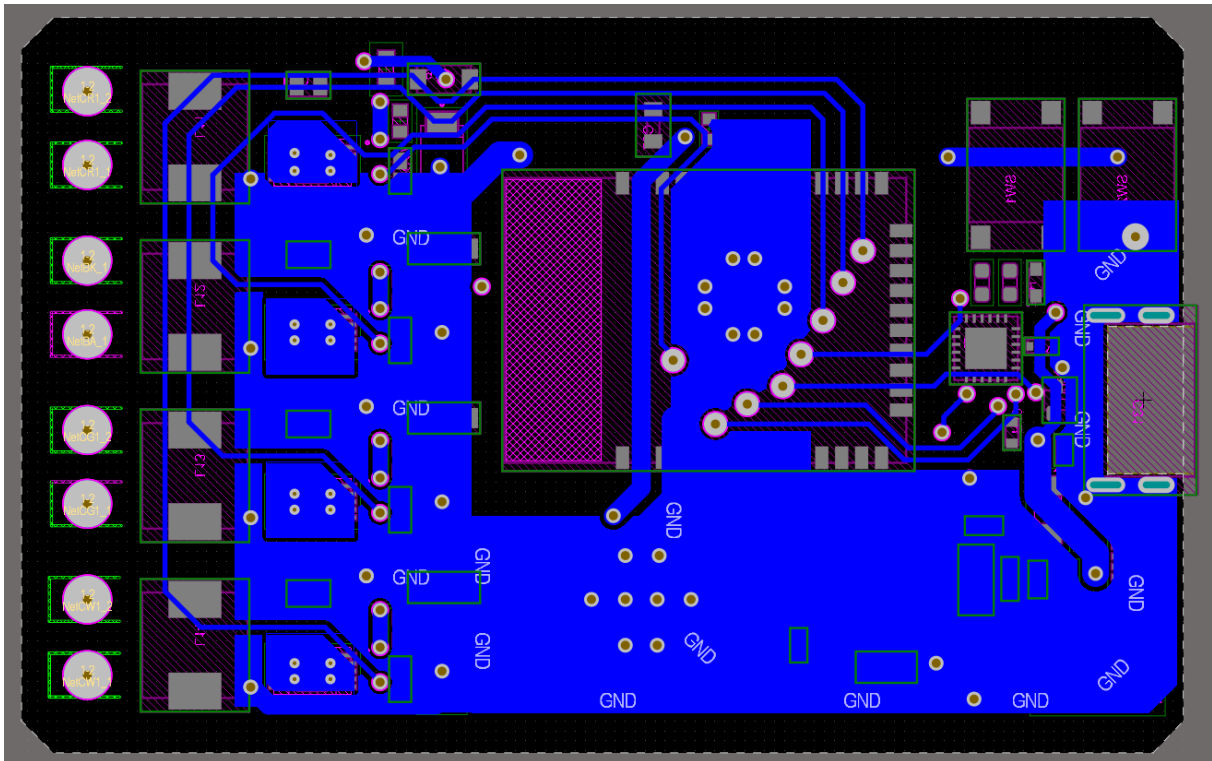


Abbildung 4.2.: Unterseite der Platine mit leitender Schicht in Blau

In der 3D-Ansicht 4.3 werden einige Komponenten nicht dargestellt, da für diese keine 3D-Modelle angeboten werden.

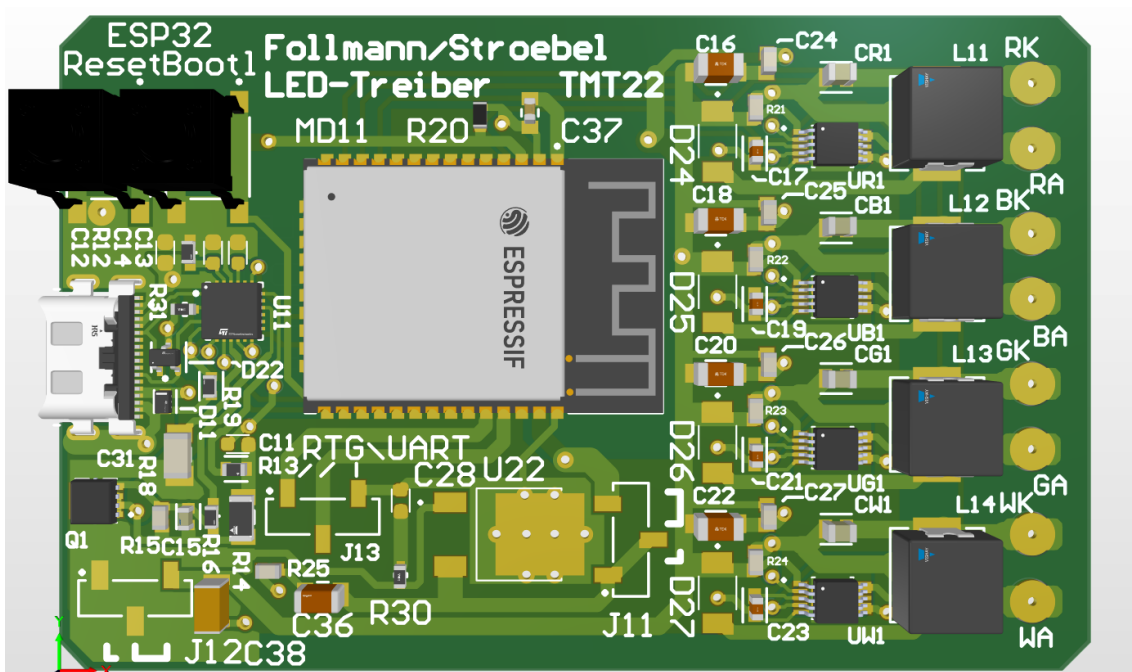


Abbildung 4.3.: 3D-Modell der Platine mit Bemerkungen auf der Platine in Gelb



Die LED wird auf einer separaten Platine verbaut. Diese ist eine Aluplatine als Anschluss an den Wärmeleitkörper. Nachfolgend ist das Layout dieser Platine zu sehen [4.4](#).

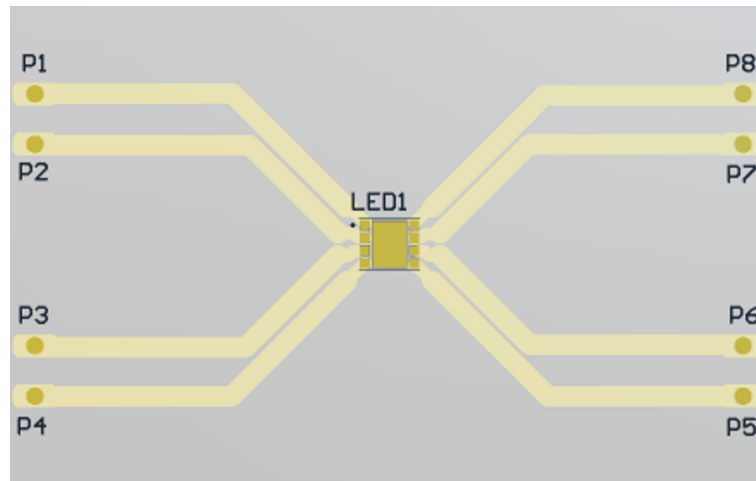


Abbildung 4.4.: Platine aus Aluminium mit aufgelötetem Stecker

## 5. Ausblick und Verbesserungsmöglichkeiten

Die Weiterentwicklung des LED-Treibers öffnet das Tor für zahlreiche innovative Verbesserungen, die bisher nicht umgesetzt werden konnten. Ein zentraler Aspekt ist die Integration einer DMX-Bus-Schnittstelle, die nicht nur eine professionelle und flexible Steuerung des einzelnen LED-Treibers ermöglicht, sondern auch die Vernetzung mehrerer Treiber zu einem koordinierten LED-System unterstützt. Dies erfordert den Einsatz von adressierbaren LEDs, um eine effiziente Steuerung über den DMX-Bus zu gewährleisten. Eine solche Integration würde den Einsatz des Treibers in umfangreichen Bühnensystemen ermöglichen, bei denen eine präzise Kontrolle über komplexe Beleuchtungsarrangements entscheidend ist.

Eine signifikante Verbesserung wäre auch die Einführung einer Schnittstelle für einen Displayanschluss. Ein solches Display könnte wichtige Systemparameter überwachen und anzeigen, einschließlich der Zustände verschiedener Schalter. Diese Erweiterung würde die Bedienung vereinfachen und den direkten Zugriff auf die CPU für grundlegende Anpassungen, wie Helligkeits- und Sättigungsänderungen, überflüssig machen. Ergänzend dazu könnten Status-LEDs implementiert werden, um den Betriebszustand des Systems auf einen Blick zu erfassen und wertvolle Informationen über aktuelle Betriebsmodi oder Systemwarnungen bereitzustellen.

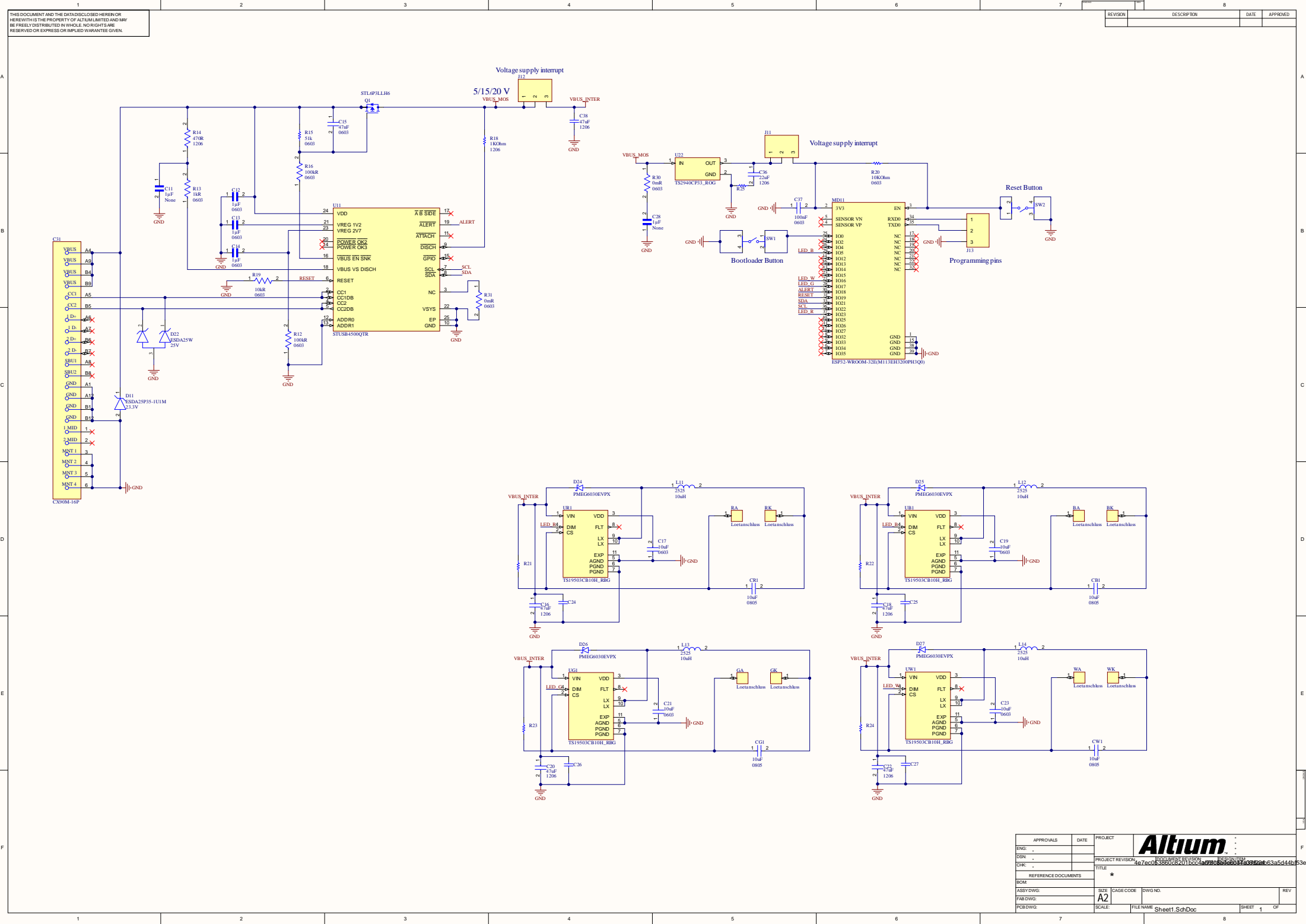
Weitere Entwicklungsmöglichkeiten bestehen in der Erweiterung des LED-Arrays. Ein 6-Farben-Array, das zusätzlich zu den Standard RGBW-Farben auch Amber und UV beinhaltet, würde neue kreative Möglichkeiten in der Lichtgestaltung eröffnen und die Grenzen herkömmlicher Systeme überschreiten.

In Bezug auf die Kühlung könnten nach genauen Temperaturmessungen an einem realisierten PCB Verbesserungen vorgenommen werden. Effizientere Kühlkörper, sowohl auf der Treiber- als auch auf der LED-Board-Seite, sind vorgesehen, um eine optimale Wärmeabfuhr für alle Komponenten zu gewährleisten. Dies würde die Langlebigkeit und Zuverlässigkeit des Systems wesentlich erhöhen.

Abschließend ist geplant, eine neuere Version der ESP-CPU zu integrieren. Diese Aktualisierung soll einen wesentlichen Bestandteil des Systems modernisieren und dessen Leistungsfähigkeit in Bezug auf verschiedene Parameter, die durch diese Systemerneuerung beeinflusst werden, steigern.

# Anhang

## A. Bauteile und Schaltplan



APPROVALS		DATE	PROJECT	Altium	
ENG				PROJECT REVISION	1
DES				TITLE	Sheet1.SchDoc
CHK				SCALE	1 OF 1
REFERENCE DOCUMENTS					
BOM					
ASSY DWG:	SIZE	CAGE CODE	DWG NO.	REV	
FAB DWG:	A2				
PCB DWG:	SCALE	FILE NAME	SHEET	1	OF 1