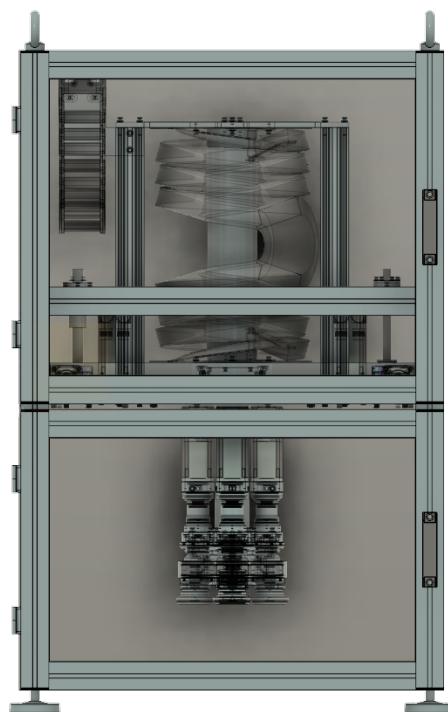


Drahtlose Energie- und Datenübertragung

P5 Fachbericht

Windisch, 18. Januar 2019



Hochschule	Hochschule für Technik - FHNW
Studiengang	Elektro- und Informationstechnik
Autor	Adrian Annaheim und Simon Zoller
Betreuer	Schleuniger Pascal
Auftraggeber	Ferrum AG
Version	1.0

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
2 Grundlagen	2
2.1 Grundlagen zur Energieübertragung	3
2.2 Grundlagen zur Datenübertragung	8
3 Energieübertragung	12
3.1 Konzept	12
3.2 Dimensionierung Flyback-Converter	13
3.3 Simulation	14
3.4 Testaufbau	20
3.5 Validierung	21
4 Datenübertragung	24
4.1 Konzept	24
4.2 Dimensionierung Testschaltung	27
4.3 Simulation	29
4.4 Testaufbau	31
4.5 Validierung	32
5 Fazit	35
Literatur	36
A Simulation LTSpice Flyback-Converter	37
B Schema Primärseite	38
C Layout Primärseite	39
D Schema Sekundärseite	40
E Layout Sekundärseite	41
F Simulation LTSpice Empfängerschaltung	42
G Schema Sender	43
H Layout Sender	44

I Schema Empfänger	45
J Layout Empfänger	46

1 Einleitung

In Zusammenarbeit mit dem Spezialisten für Konserventechnik, der Ferrum AG, entwickelt die Fachhochschule Nordwestschweiz FHNW einen neuen Dosenverschliesser für die Getränke- und Lebensmittelindustrie. Dieser soll hauptsächlich kleinere Unternehmen ansprechen mit begrenztem Budget und geringeren Anforderungen hinsichtlich dem Durchsatz. Um eine Dose zu verschliessen, sind auf einem Drehteller vier Motoren mit den dazugehörigen Werkzeugen angeordnet, um die notwendigen Arbeitsschritte durchzuführen. Durch die FHNW wurde bereits ein erster Aufbau der Maschine realisiert. In diesem ersten Aufbau werden die vier Motoren-Drives mit einer Schleppkette versorgt, welche die Kabel für Energieversorgung und Datenkommunikation führt. Eine Schleppkette ist wartungsintensiv und sperrig und deshalb für eine industrielle Anlage ungeeignet.

In dieser Projektarbeit soll eine berührungslose Energie- und Datenübertragung auf den Drehteller realisiert werden. Folglich würden die Kabel und die lange Schleppkette ersetzt werden. Die vier Motoren brauchen zusammen eine Leistung von mindestens 300 W/48 V. Die Datenübertragung funktioniert über einen VARAN Ethernet-Bus. Ziel im Projekt 5 ist es, möglichst viele Erkenntnisse zur berührungslosen Energie- und Datenübertragung zu sammeln und daraus die richtigen Schlüsse zu ziehen. Mit diesem, im Projekt 5 ausgearbeiteten Konzept, wird die Vorarbeit für die Bachelor-Thesis im Projekt 6 geleistet. Dort soll schliesslich ein Produkt entstehen, welches im Dosenverschliesser die Schleppkette ersetzen kann.

Die Energieübertragung wird induktiv über zwei Spulen mit Ferrit-Kern realisiert. Dafür wurden mehrere Simulationen durchgeführt, um die beiden Spulen zu dimensionieren. Für die Ansteuerung der Spulen wurden einige gängige Schaltungstypen simuliert und schliesslich eine Testschaltung aufgebaut. Die Daten sollen mittels optischer Übertragung auf den Drehteller und zurück gesendet werden. Dafür wurden infrarot Emitter, Photodioden und Transimpedanzverstärker evaluiert und simuliert. Schliesslich wurde eine Testschaltung entworfen, um herauszufinden, ob die notwendige Geschwindigkeit erreicht werden kann. Für eine störungsfreie Übertragung, sind zwei optisch getrennte Kanäle vorgesehen.

Die Energieübertragung und die Datenübertragung konnte im Projekt 5 separat untersucht werden. Dementsprechend ist dieser Bericht auch aufgebaut. Im Kapitel 2 Grundlagen werden die wichtigsten Theorien und Erklärungen für die weiteren Teile des Berichts geliefert. Die Energieübertragung wird im Kapitel 3 vom Konzept bis zur Validierung des Testaufbaus detailliert dargelegt. Im Kapitel 4 Datenübertragung wird alles vom Konzept der Sender- und Empfängerschaltung bis zur Validierung beschrieben. Das Kapitel 5 Fazit fasst die wichtigsten Erkenntnisse aus dem Bericht zusammen und beschreibt die Ausgangslage für das Projekt 6.

2 Grundlagen

Die Abbildung 2.1 zeigt den neu entwickelten Dosenverschliesser. Die vier Falzrollen, die sich im unteren Teil der Maschine befinden, verschliessen die Dose. Die vier Falzwerkzeuge werden mit je einem Motor in die gewünschte Position gebracht. Auf einem Drehteller sind diese Motoren und die dazugehörigen Falzrollen angeordnet. Da dieser Drehteller rotiert, kann man die Kabel nicht direkt an die Motoren-Drives anschliessen. Dieses Problem wird mit einer Schleppkette (gelb markiert), die im oberen Teil der Maschine platziert ist, gelöst. Die Schleppkette führt die Kabel für die Energieversorgung und Datenkommunikation.

Der Nachteile dieser Lösung ist, dass die Schleppkette und dessen Halterung viel Platz benötigt. Zusätzlich wird sie sehr schnell verschmutzt und ist daher sehr wartungsintensiv. Aus diesen Gründen eignet sich das Konzept mit der Schleppkette nicht für eine Serienproduktion.

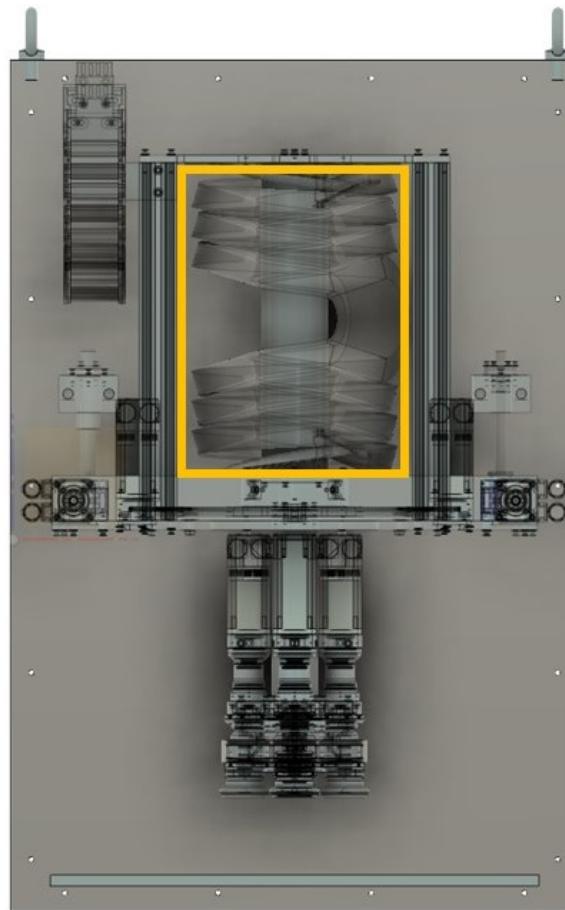


Abbildung 2.1: Dosenverschliesser mit den Falzstationen und der Schleppkette

Der aktuelle Aufbau (Abbildung 2.2) besteht aus drei orangen Bauteilgruppen. Die blauen Blöcke kennzeichnen kabelgeführte Verbindung zwischen zwei Bauteilen. Um den Motor am Ende bedienen zu können, benötigt man ein Power-Kabel und ein Daten-Bus. Das aktuelle Konzept sieht vor, dass die Kabel mit einer Schleppkette zum Motoren-Drive geführt werden und von dort direkt auf den Motor.

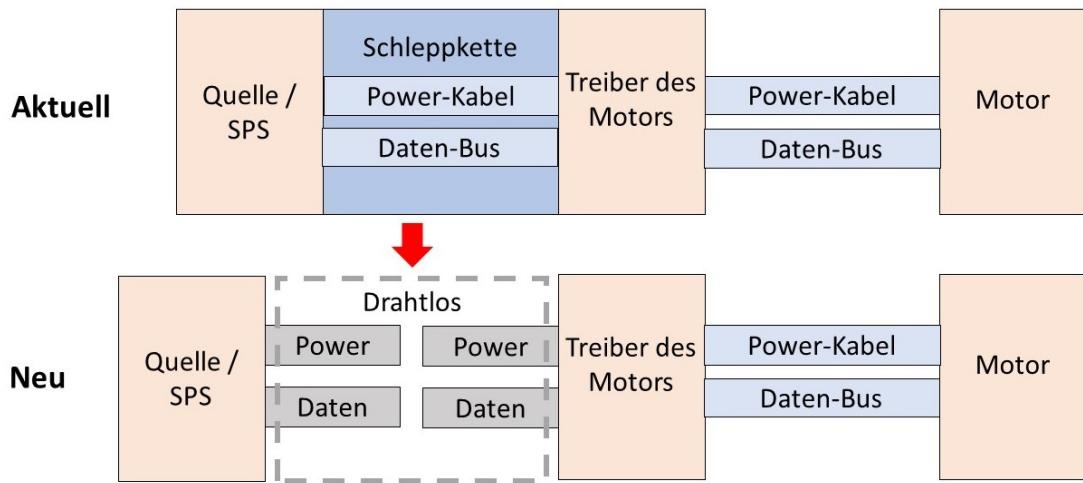


Abbildung 2.2: Aktuelles und neues Konzept der Energie- und Datenverbindung

Da das aktuelle Konzept nicht die beste Lösung ist, soll die Verbindung zwischen der Quelle und dem Motor-Drive neu drahtlos realisiert werden. Im neuen Konzept wird das Power-Kabel durch die induktive Übertragung ersetzt und der Daten-Bus soll durch optische Übertragung gelöst werden.

Die induktive Übertragung soll auf eine Leistung von mindestens 300 W/48 V ausgelegt werden, da dies die Leistung aller vier Motoren ist. Die optische Übertragung soll auf eine Datenübertragung mit einem VARAN Ethernet-Bus ausgelegt werden.

2.1 Grundlagen zur Energieübertragung

In diesem Unterkapitel werden die Grundlagen zur Energieübertragung erläutert. Das Kernstück der induktiven Übertragung ist ein Transformator. Dieser muss mit einer Schaltung angesteuert werden, damit sich das Magnetfeld ändert und Energie übertragen werden kann. Mittels diesen Grundlagen sollte die Theorie des Transformatoren und der Schaltung vermittelt werden.

Transformator

Ein Transformator besteht im wesentlichen aus zwei eng gekoppelten Wicklungen oder Induktivitäten die meistens auf einem gemeinsamen Kern aus Eisen liegen.

Der Kopplungsfaktor gibt Aufschluss darüber, wie stark die gegenseitige magnetische Beeinflussung zweier oder mehreren benachbarten Drahtschleifen durch Induktion infolge einer magnetischen Flussänderung ist. Die Schleifen, wie in Abbildung 2.1, nennt man ideal gekoppelt, weil der magnetische Fluss der einen Drahtschleife vollständig von der anderen umschlossen wird. [1]

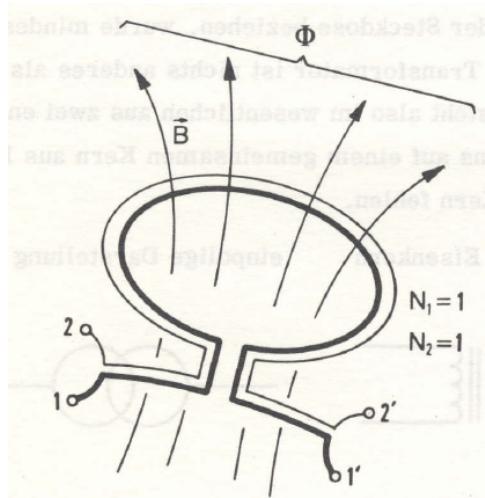


Abbildung 2.3: Zwei ideal gekoppelte Einzelschleifen [1]

Wenn sich in einer der beiden Schleifen der Strom ändert, induziert dieser sowohl in der eigenen als auch in der anderen Schleife dieselbe Spannung. Daher gilt Induktivität L_1 = Induktivität L_2 = gesamte Gegeninduktivität M . So lässt sich der Kopplungsfaktor k wie folgt definieren:[1]

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = 1 \quad (2.1)$$

In der Abbildung 2.4 ist ein ideal gekoppelter Transformator abgebildet. Die Ausgangsklemmen 2-2' sind offen was bedeutet, dass sich die Sekundärseite im Leerlauf befindet.[1]

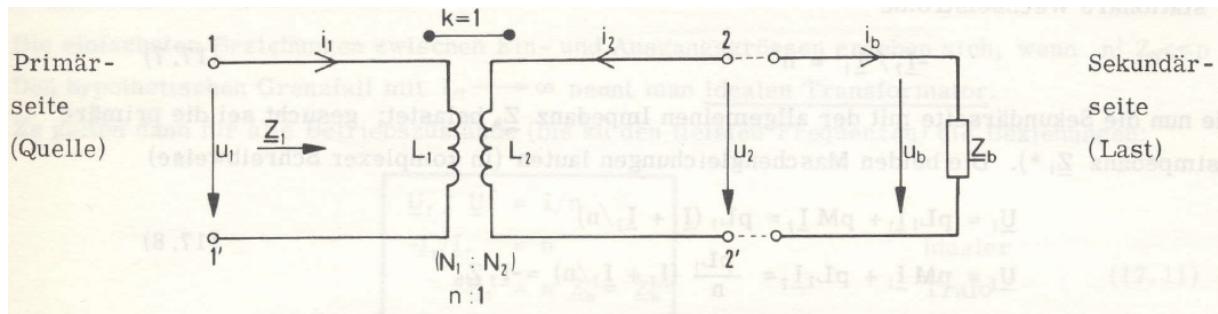


Abbildung 2.4: Transformator mit ideal gekoppelten Spulen [1]

In diesem Fall kann die Spannung u_1 wie folgt berechnet werden.[1]

$$u_1 = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

Das Übersetzungsverhältnis ist beim idealen Transformator folgendermassen definiert.[1]

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_2}{U_1} \quad (2.3)$$

Lässt man nun die Voraussetzung der ideal gekoppelten Spulen fallen, verhalten sich die induzierten Spannungen an zwei Induktivitäten nicht mehr wie die Windungszahlen. Die beiden Induktivitäten werden nun in einen ideal gekoppelten Teil und einen überhaupt nicht gekoppelten Teil aufgespalten. Der nicht gekoppelte Teil wird als Streuinduktivität bezeichnet. Sie hat

Auswirkungen auf die Funktionsweise (Überspannung, Schwingungen nach Abschaltvorgängen) und Verluste von leistungselektronischen Schaltungen. Aus diesem Grund ist es wichtig einen möglichst idealen Kopplungsfaktor zu erreichen damit die Streuinduktivität klein ist.[1]

Flyback-Converter

Um eine Magnetfeldänderung zu erzeugen wird eine Schaltung benötigt. Die verwendete Schaltung wird Flyback-Converter oder auf Deutsch Eintakt-Sperrwandler genannt. Sie gehört zu den primär getakteten Wandlern. Die Eingangs- und Ausgangsseite sind galvanisch getrennt. Er wird in Schaltnetzteilen von kleiner bis mittlerer Leistung (ca. 500W), z.B. für PC-Netzteile, Drucker und Fernsehgeräte eingesetzt. **Sperrwandler** [2]

Die Schaltung besteht aus wenigen Bauteilen. Dies sind ein Schalter, ein Speichertransformator, eine Diode und ein Kondensator. Der Schalter, z.B. ein MOSFET, wird mit einem konstanten Tastgrad und Frequenz gesteuert. [3]

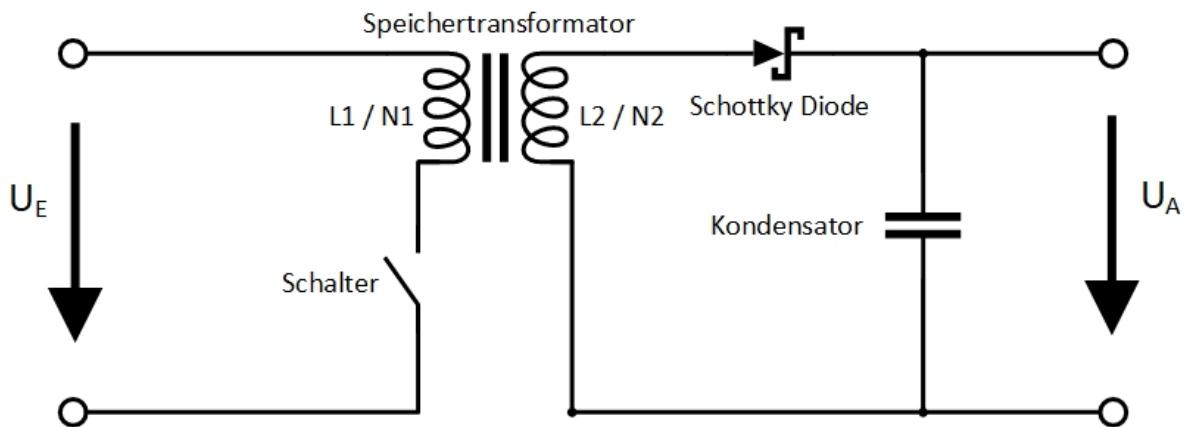


Abbildung 2.5: Grundschaltung Flyback

Wie man in Abbildung 2.5 erkennen kann, beinhaltet die Schaltung einen Speichertransformator. Er dient zur dynamischen Energiespeicherung sowie für die Potenzialtrennung. Im Speichertransformator wird die gesamte übertragene Energie zwischen den einzelnen Zuständen im Magnetfeld zwischengespeichert. Aus diesem Grund benötigt er einen Luftspalt im Kern, da in diesem Teil die meiste magnetische Feldenergie gespeichert wird. Die beiden Wicklungen der Primär- und Sekundärseite müssen sehr gut magnetisch gekoppelt sein, damit die eingespeicherte Energie wieder abgegeben werden kann. Im Gegensatz dazu wird wegen der gleichzeitigen Leistungsaufnahme und -abgabe bei gewöhnlichen Transformatoren nur wenig Energie im Kern gespeichert. **Sperrwandler** [2]

Der Flyback überträgt basierend auf diesem Prinzip seine Energie erst auf die Sekundärseite, wenn der Schalter auf der Primärseite geöffnet wird. Der Flyback ist prinzipiell kurzschlussfest, da die Diode auf der Sekundärseite sperrt, sobald der Schalter geschlossen wird. Die genauere Funktionsweise ist in der Tabelle 2.1 aufgeführt. [2]

Schalter geschlossen	Schalter geöffnet
<ul style="list-style-type: none"> • Induktivität des Transformator lädt sich auf • Transformator ist im Leerlauf • Diode ist in Sperrrichtung 	<ul style="list-style-type: none"> • Endmagnetisierung über die Sekundärwicklung • Laden des Kondensators auf U_A

Tabelle 2.1: Funktionsweise des Flybacks [2]

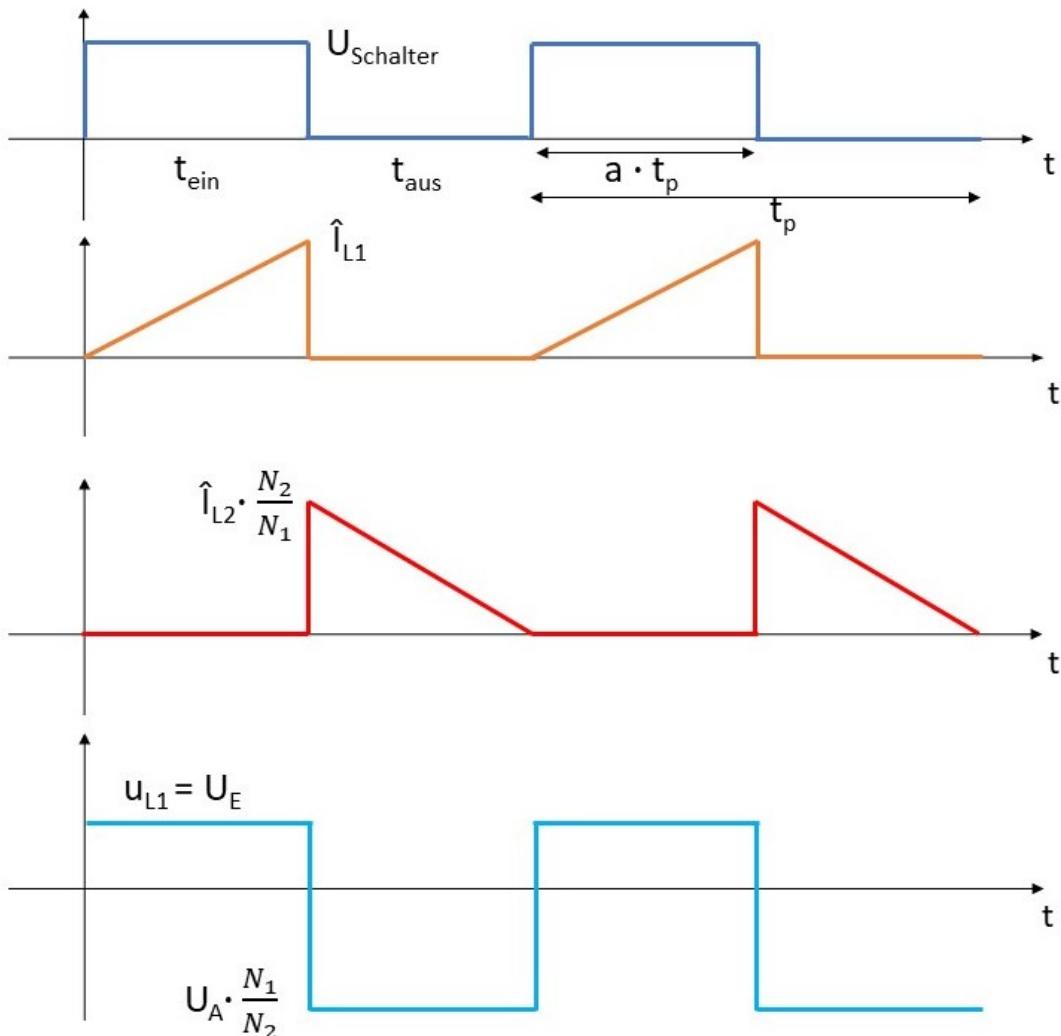


Abbildung 2.6: Strom und Spannungsverlauf des Speichertrafos [2]

Die Abbildung 2.6 zeigt, dass während der Leitphase des MOSFET die Primärspannung u_{L1} des Trafos gleich der Eingangsspannung U_E ist. In dieser Zeit steigt der Strom i_{L1} linear an. Die Primärspannung wird mit der Formel 2.2 beschrieben. Die Primärspannung u_{L1} lässt sich in diesem Fall mit der Eingangsspannung U_E und dt mit $a \cdot T_p$ darstellen. Nun kann die Formel wie folgt nach \hat{I}_{L1} umgeformt werden.[2]

$$\hat{I}_{L1} = \frac{U_E}{L} \cdot a \cdot T_p \quad (2.4)$$

Um die nachfolgenden Formeln zu vereinfachen, wird das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} aus der Formel 2.3 eingesetzt. Die Primärspannung u_{L1} muss im stationären Betrieb einen Mittelwert gleich Null haben. Ansonsten würde der Strom auf unermesslich hohe Werte ansteigen. Das Tastverhältnis hat den Kennbuchstaben a . Daraus folgt $0 = U_E \cdot a + \ddot{u} \cdot (-U_A) \cdot (1 - a)$. [2] Diese Gleichung lässt sich auch wie folgt schreiben:

$$U_A = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{a}{1 - a} \cdot U_E \quad (2.5)$$

Die Energie, welche pro Periode übertragen wird, ist wie folgt zu berechnen:

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \hat{I}_p^2 \quad (2.6)$$

Die übertragene Leistung hängt von der zwischengespeicherten Energie pro Periode und der Schaltfrequenz ab. Dies ergibt folgende Formel:

$$P = f_p \cdot E = \frac{U_2^2}{R} \quad (2.7)$$

Snubber

Eine elektrische Schaltung, welche störende Spannungsspitzen neutralisieren soll, wird Snubber genannt. Solche Spannungsspitzen treten beim Schalten von induktiven Lasten auf, wenn der Strom abrupt unterbrochen wird. Dies ist auch beim Flyback der Fall, wenn der Schalter geöffnet wird. Aufgrund der Streuinduktivität des Speichertransformator steigt die Drain-Source-Spannung am MOSFET stark an. Diese Spannung kann den MOSFET beschädigen. Um diese Überspannung zu verhindern, gibt es verschiedene Möglichkeiten.[4] [3]

Ein Snubber zu dimensionieren, ist nicht ganz einfach den neben der Spannungsbegrenzung müssen noch weitere Probleme gelöste werden. Folgende Punkte müssen gelöst werden:

- Spannungsbelastung des MOSFET auf ein akzeptables Mass begrenzen
- Streuinduktivität möglichst zügig entladen, um den Wirkungsgrad hoch zu halten
- Schaltverluste dürfen nur minimal erhöht werden durch das Hinzufügen des Snubber-Glieds
- Auswirkungen auf das dynamische Verhalten des Netzteils zu vermeiden

Nachfolgend werden zwei Typologien vorgestellt.

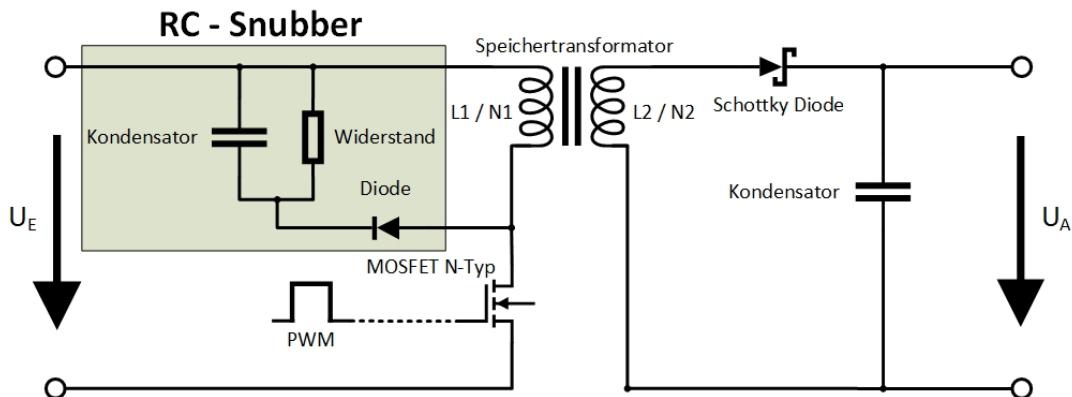


Abbildung 2.7: Snubberschaltung mit RC-Glied

In der Abbildung 2.7 wird die Snubberschaltung mit einem Widerstand, einem Kondensator und einer Diode realisiert. Diese Schaltung basiert darauf, dass die überschüssige Energie aus der Streuinduktivität des Übertrags in den Snubber-Kondensator geleitet wird. Die Differenz zwischen der Begrenzungs- und der Rest-Spannung ist gleich der Spannung über die Streuinduktivität. Die im Widerstand umgesetzte Verlustleistung und der Energiebetrag in der Streuinduktivität legen die Begrenzungsspannung dieser Schaltung fest. Ein kleiner Widerstand setzt die Begrenzungsspannung herab, jedoch entsteht eine höhere Verlustleistung.[4]

Der Nachteil dieser Schaltung ist, je weiter die Begrenzungsspannung gesenkt wird, desto mehr Energie wird der Gesamtleistung entzogen. Daher entsteht ein schlechterer Wirkungsgrad.[4]

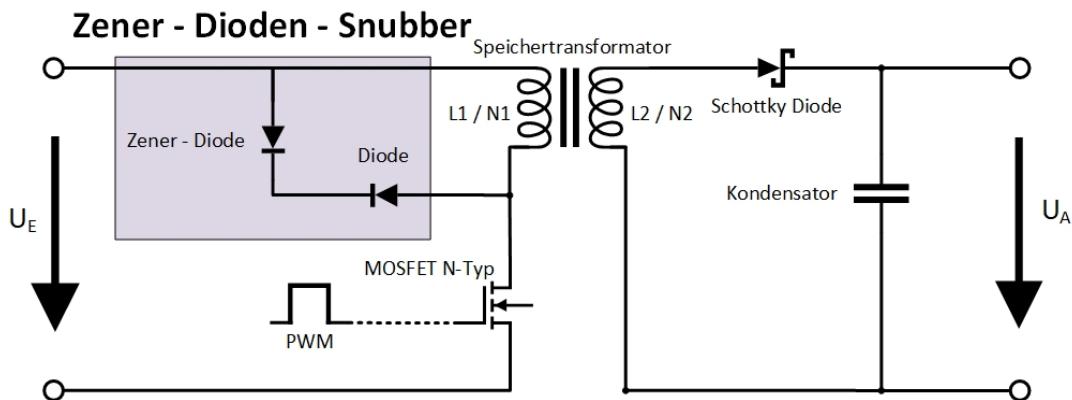


Abbildung 2.8: Snubberschaltung mit Zener- Diode

Die zweite Snubber-Schaltung (Abbildung 2.8) besteht aus einer Zener-Diode. Die Drain-Spannung steigt nach dem Abschalten des MOSFET an, bis die Dioden leitend werden und die Streuinduktivität des Übertrags damit entladen. Die Differenz der reflektierten Ausgangsspannung und der Zenerspannung bestimmt die Entladerate. Je schneller die Energie aus der Streuinduktivität abgebaut werden kann, desto besser ist der Wirkungsgrad. Die Werte der Dioden hängen von der zulässigen Spannungsbelastung des MOSFET ab. Nachdem die Streuinduktivität entladen ist, sollte die Z-Diode nicht mehr leiten. Aus diesem Grund sollte die Zenerspannung grösser als die reflektierte Ausgangsspannung sein. [5]

2.2 Grundlagen zur Datenübertragung

In diesem Unterkapitel werden einige Grundlagen zur Datenübertragung erläutert. Mittels dieser Grundlagen sollen die Eigenschaften des zu übertragenden Datenbussystems und Grundkenntnisse zu Photodioden und Empfängerschaltungen vermittelt werden. Es soll dem Leser als Basis für das Kapitel 4 Datenübertragung dienen.

VARAN-Bus

Der VARAN-Bus ist ein Echtzeit-Bussystem für die industrielle Automatisierung. Der Bus ist ein offener, herstellerunabhängiger Standard. Er verbindet Anlagen, Maschinen und Komponenten in der modernen Industrie. Das Bussystem arbeitet nach dem Manager-/Client-Prinzip. Weil der Manager die Kommunikation initialisiert, sind Paketkollisionen ausgeschlossen. Die Übertragungsschicht basiert auf dem Ethernet-Standard nach IEEE 802.3. Die verwendete 100TX-Standard-Ethernet-Technologie erlaubt eine maximale Übertragungsgeschwindigkeit von 100MBit pro Sekunde. [\[Varan-bus.net\]](http://Varan-bus.net)

Ethernet

Ethernet ermöglicht den kabelgebundenen Datenaustausch in Form von Datenframes zwischen Geräten in einem lokalen Netz. Dabei gibt es verschiedene Standards für unterschiedliche Übertragungsraten. Der 100Base-TX Standard (Fast Ethernet) des VARAN-Bus erlaubt eine maximale Datenrate von 100MBit/s. Statt der Manchester-Kodierung, wie beim 10MBit/s-Ethernet, wird der effizientere 4B5B-Code eingesetzt. Dadurch wird eine Taktrückgewinnung aus dem Signal möglich. Durch eine zusätzliche MLT-3 Kodierung wird der Gleichspannungsanteil entfernt. [\[itwissen.info\]](http://itwissen.info)

4B5B Code:

Der Leitungscode 4B5B bildet vier Nutzdatenbits auf fünf Codebits ab. Dadurch erhöht sich die codierte Bitrate um 25%. Beim verwendeten Ethernet-Standard beträgt die codierte Sym-

Symbolrate somit 125MBit/s. Bei der Abbildung auf fünf Codebits werden lange '0'-oder '1'-Folgen vermieden. Dadurch wird die Taktrückgewinnung aus dem Signal verbessert. [\[itwissen.info\]](#)

MLT-3 Code:

Multilevel Transmission Encoding (MLT-3) ist ein Leitungscode mit drei Spannungspegeln. Diese werden mit den Symbolen (+, 0, -) bezeichnet. Bei einer logischen '1' ändert sich der Spannungspegel nach der fixen Folge [0, +, 0, -]. Wird eine logische '0' übertragen, ändert sich der Zustand der Leitung nicht. Abbildung 2.9 zeigt eine beliebige Datenfolge mit der dazugehörigen MLT-3 Codierung. [\[itwissen.info\]](#)

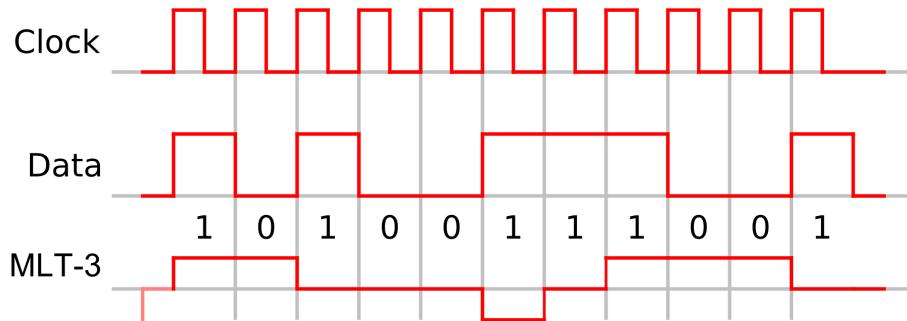


Abbildung 2.9: MLT-3 codierte Datenfolge

In einer Übertragungsschwingung werden 4 Bit übertragen. Damit reduziert sich die eigentliche Übertragungsfrequenz auf einen Viertel der Symbolrate. Die maximale Übertragungsfrequenz auf der Leitung beträgt demnach:

$$f_{max} = \frac{\text{Symbolrate}}{4\text{Bit}} = \frac{125\text{Mbit/s}}{4\text{Bit}} = 31.25\text{MHz} \quad (2.8)$$

Um die Datenrate von 100 MBit/s zu erreichen, dürften also 31.25 MHz ausreichen.

Messung VARAN-Bus

Abbildung 2.10 zeigt den VARAN-Bus während einer Übertragung, gemessen mit einer Stromsonde.



Abbildung 2.10: VARAN-Bus Signal im Betrieb

Die höchste aufgetretene Frequenz beträgt: $\frac{1}{41\text{ns}} \approx 24.4\text{ MHz}$. Es ist trotzdem sinnvoll, die Schaltung auf die berechneten 31.25 MHz auszulegen. So hat man einen gewissen Spielraum.

Photodioden-Verstärker

Photodioden sind Halbleiter-Dioden, die auftreffende Photonen in einen elektrischen Strom umwandeln. Abbildung 2.11 zeigt die typische U-I-Kennlinie einer Photodiode. Da im dritten Quadranten ein linearer Zusammenhang zwischen Lichtstärke und Photostrom erkennbar ist, eignet sich dieser Bereich für Sensoranwendungen und in unserem Fall auch Signalübertragungen. Eine reale Photodiode besteht aus einer idealen Diode und einer parallel geschalteten Stromquelle. Der Strom ist abhängig von der Lichtstärke. Ein hochohmiger Widerstand stellt den Dunkelstrom der Photodiode dar. Die parasitäre Kapazität hängt primär von der Geometrie der Diode ab.

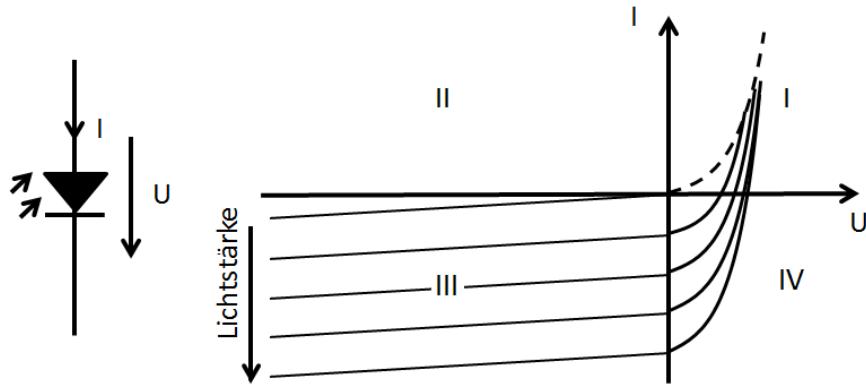


Abbildung 2.11: typische Kennlinie einer Photodiode

dranten ein linearer Zusammenhang zwischen Lichtstärke und Photostrom erkennbar ist, eignet sich dieser Bereich für Sensoranwendungen und in unserem Fall auch Signalübertragungen. Eine reale Photodiode besteht aus einer idealen Diode und einer parallel geschalteten Stromquelle. Der Strom ist abhängig von der Lichtstärke. Ein hochohmiger Widerstand stellt den Dunkelstrom der Photodiode dar. Die parasitäre Kapazität hängt primär von der Geometrie der Diode ab.

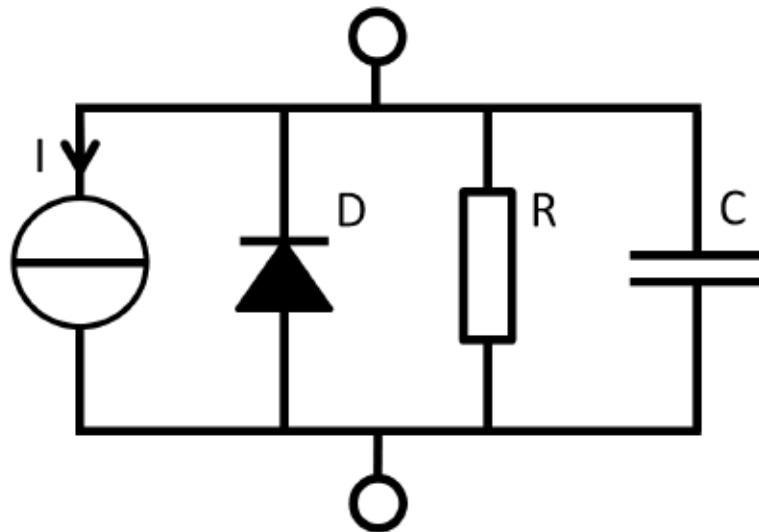


Abbildung 2.12: Ersatzschaltbild einer Photodiode

Für eine richtige Dimensionierung einer Schaltung, sind diese Parameter des Ersatzschaltbildes unbedingt zu beachten. Vor allem bei höheren Frequenzen hat die parasitäre Kapazität einen starken Einfluss. Der Widerstand ist normalerweise im Mega- oder Gigaohm-Bereich und kann vernachlässigt werden.

Der Photostrom liegt meist im Nanoampere-Bereich und muss entsprechend verstärkt werden. Mit Hilfe eines Photodioden-Verstärkers wird der Photostrom in eine proportionale Spannung gewandelt. Meist werden dafür Transimpedanzverstärkerschaltungen eingesetzt.

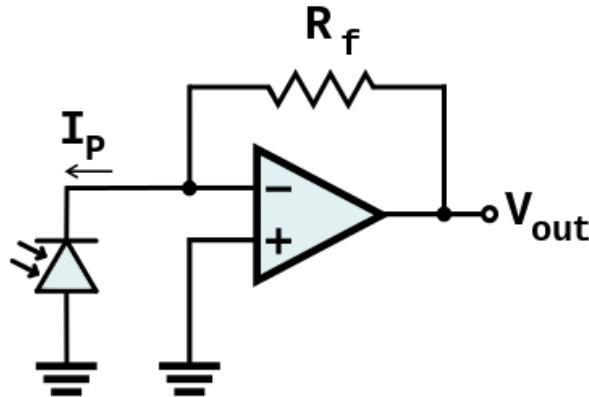


Abbildung 2.13: Transimpedanzverstärker [electronics.stackexchange]

Da die Eingänge des Verstärkers hochimpedant sind, fließt der Photostrom I_p nur durch den Rückkopplungswiderstand R_f . Am Ausgang des Verstärkers stellt sich eine positive Spannung proportional zum Strom I_p ein. Die Ausgangsspannung beträgt:

$$V_{out} = R_f \cdot I_p \quad (2.9)$$

Aus der Formel 2.9 ist leicht ersichtlich, dass R_f dem Verstärkungsfaktor der Transimpedanzverstärkerschaltung entspricht.

Die Bandbreite eines Photodiodenverstärkers ist begrenzt und hängt vom Gain-Bandwidth Product $GBWP$ des Operationsverstärkers, dem Rückkopplungswiderstand R_f und den parasitären Kapazitäten von Operationsverstärker C_{opamp} und Photodiode C_{photo} ab. Mit folgender Formel 2.10 kann die Bandbreite berechnet werden:

$$B = \sqrt{\frac{GBWP}{2\pi \cdot R_f \cdot (C_{opamp} + C_{photo})}} \quad (2.10)$$

Wie man in der Formel erkennen kann, begrenzt unter anderem die Kapazität C_{photo} der Photodiode die Bandbreite der Schaltung. Durch Anlegen einer negativen Biasspannung an der Anode der Photodiode, kann C_{photo} reduziert werden.

Für eine Anwendung mit hoher Bandbreite, wie in dieser Arbeit verlangt, ist also ein Operationsverstärker mit hohem Gain-Bandwidth Product $GBWP$ und kleiner Eingangskapazität C_{opamp} gewünscht. Außerdem wird idealerweise eine Photodiode mit kleiner parasitärer Kapazität C_{photo} verwendet und diese zusätzlich durch Anlegen einer negativen Biasspannung reduziert. [6]

3 Energieübertragung

In diesem Kapitel wird aufgezeigt, wie die Energie übertragen werden soll. Zudem werden die Schaltung auf der Primär- und der Sekundärseite entworfen.

3.1 Konzept

In der Abbildung 3.1 sind die wichtigsten Komponenten der induktiven Energieübertragung aufgeführt. Rot umrandet sind die Komponenten, die entwickelt werden müssen. Die Spannungsquelle und der Treiber für den Motor sind extern. Der Treiber bestimmt die zu übertragende Leistung von 300W und einer Gleichspannung von 48V.

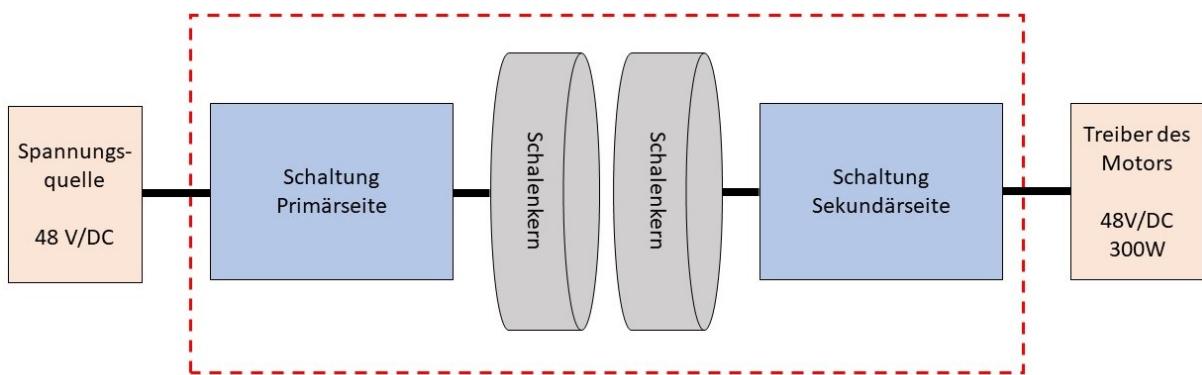


Abbildung 3.1: Konzept der induktiven Energieübertragung

Die beiden Schalenkerne werden benötigt, um einen guten Kopplungsfaktor zu erreichen. Es sind Ferritkerne, welche aus dem Material BFM8 bestehen und eine Anfangspermeabilität μ_i von 2400 aufweisen.

Die Schaltung auf der Primärseite hat die Aufgabe aus der Gleichspannung eine gepulste Spannung zu erzeugen, da keine konstante Spannung an der Spule anliegen darf. Wäre dies nicht der Fall, könnte man keine Energie übertragen. Denn das Magnetfeld der Spule würde sich nicht ändern und es würde kein Strom in die zweite Spule induziert.

Auf der sekundären Seite wird wieder eine gepulste Spannung generiert. Aus dieser gepulsten Spannung soll die Sekundärschaltung wieder eine Gleichspannung kreieren.

Auswahl der Schaltungstopologie

Für die Energieübertragung kommen verschiedene Typologien zu Frage. Der Flyback bringt interessante Vorteile mit sich. Im Vergleich zu anderen Schaltungen, welche eine galvanische Trennung beinhalten, benötigt er weniger Bauteile. Zusätzlich eignet sich die Schaltung für einen Leistungsbereich bis zu ca. 500W. Im Gegensatz zum Resonanzwandler muss der benötigte Transformator bestimmte Anforderungen erfüllen, da er gleichzeitig als Energiespeicher eingesetzt wird. Da es für einen Prototypen von Vorteil ist, möglichst wenig Bauteile zu verwenden, fiel der Entscheid auf den Flyback-Converter. [3] **speerwandler**

In der Abbildung 3.2 wird die Schaltung des Flyback-Converters aufgesplittet in die Primärschaltung, die Sekundärschaltung und die Schalenkerne. Die Primärseite besteht hauptsächlich aus dem MOSFET und dem Snubber-Glied. Die beiden Schalenkerne bilden den Speichertransformator, der für den Flyback benötigt wird. Die Sekundärschaltung ist ein Gleichrichter, welcher aus einer Schottky-Diode und einem Kondensator gebildet wird.

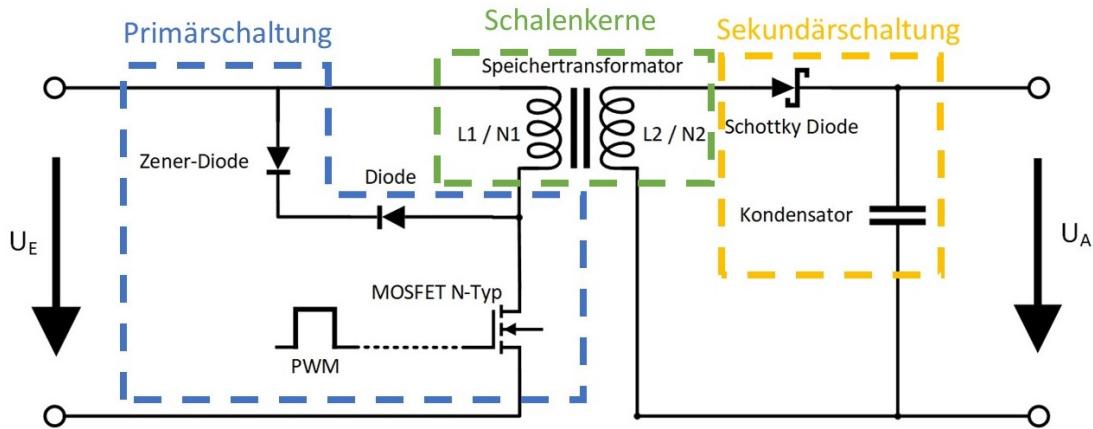


Abbildung 3.2: Unterteilung der Flyback Schaltung

3.2 Dimensionierung Flyback-Converter

Um den Flyback-converter simulieren und später in einem Testaufbau realisieren zu können, müssen die wichtigsten Komponenten ausgelegt werden. In diesen Abschnitt wird die Dimensionierung der Induktivität des Speichertransformators, des MOSFET, der Schottky-Diode und der Snubber-Schaltung erklärt. Die genauere Dimensionierung des Speichertransformators wird im Abschnitt **3.3 Simulation** genauer beschrieben.

Berechnung der Induktivität

Ein wichtiger Wert, um den Speichertransformator zu dimensionieren, ist die Induktivität. Mit den beiden Formeln 2.6 und 2.7 kann die übertragene Leistung P beschreiben werden. [2]

$$P = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left(\frac{U_E}{L} \cdot a \cdot T_p \right)^2 \cdot f_p \quad (3.1)$$

Die Gleichung 3.1 lässt sich nun nach der gesuchten Induktivität L umformen.

$$L = \frac{a^2 \cdot U_E^2 \cdot T_p}{2 \cdot P} \quad (3.2)$$

Mit einem Tastverhältnis a von 0.5, einer Eingangsspannung U_E von 48V und der übertragenen Leistung P von 300W wird die Induktivität berechnet. Die Periodendauer T_p ist variabel.

$$L = \frac{0.5^2 \cdot 48V^2 \cdot T_p}{2 \cdot 300W} \quad (3.3)$$

In der Tabelle 3.1 sind die berechneten Resultate der Induktivität in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz aufgeführt. Die Berechnungen geben Aufschluss darüber, dass die Induktivität kleiner werden muss, wenn die Frequenz erhöht wird. Dies wird auch mit der Formel 2.4 deutlich. In der Formel ist das Tastverhältnis, der Strom und die Spannung konstant. Wenn nun die Frequenz steigt, wird die Periodendauer kleiner und die Induktivität muss dementsprechend gesenkt werden.

Frequenz	Induktivität
10 kHz	9.6×10^{-5} H
20 kHz	4.8×10^{-5} H
30 kHz	3.2×10^{-5} H
40 kHz	2.4×10^{-5} H
50 kHz	1.9×10^{-5} H

Tabelle 3.1: Induktivität in Abhängigkeit der Schaltfrequenz

Auslegung des MOSFET

Die maximale Drain-Source-Spannung U_{DS} und der maximale Drain-Strom I_D sind wichtige Kenngrößen für die Auswahl des MOSFETs. Die grösste Spannung U_{DSmax} , mit welcher der MOSFET belastet wird, berechnet sich mit der Formel 3.4. Die Drain-Source-Spannung muss auf jeden Fall grösser U_{DSmax} gewählt werden.

$$U_{DSmax} = U_e + U_a \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.4)$$

$$U_{DSmax} = 48V + 48V \cdot 1 = 96V \quad (3.5)$$

Auslegung der Ausgangsdiode

Die Sperrspannung U_R der Schottky-Diode muss folgendermassen ausgelegt werden.

$$U_R = U_a + U_e \cdot \frac{N_2}{N_1} = 48V + 48V \cdot 1 = 96V \quad (3.6)$$

Auslegung Snubber-Schaltung

Im Kapitel 2 Grundlagen wurden zwei Snubber Schaltungen vorgestellt. Da der Aufbau mit einer Zener-Diode und einer Diode (Abbildung 2.8) effizienter und zusätzlich unabhängig von der Streuinduktivität ist, ist diese Topologie gewählt worden. Die Durchbruch-Spannung U_Z der Zener-Diode kann mit folgenden zwei Bedingungen festgelegt werden. [3]

$$U_Z < U_{DS} - U_E \quad (3.7)$$

$$U_Z < 150V - 48V = 102V \quad (3.8)$$

$$U_Z > (U_A + U_F) \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.9)$$

$$U_Z > (48V + 0.7V) \cdot 1 = 48.7V \quad (3.10)$$

Die Durchbruch-Spannung darf also maximal 102 V betragen und mindestens 48.7 V.

3.3 Simulation

Um die dimensionierten Werte zu überprüfen und dementsprechend anzupassen, sind zwei Simulationen erstellt worden. Mit dem Simulationstool FEMM kann der Speichertrafo genauer betrachtet werden. Die Schaltung des Flyback-Converters ist im LTspice aufgebaut.

FEMM

FEMM ist ein Simulationstool mit dem elektromagnetische Probleme im zweidimensionalen Bereich gelöst werden können. Der Speichertransformator ist im FEMM achsensymmetrisch aufgebaut. Er besteht aus den zwei Ferrit-Schalenkerne. Diese sind anhand des Datenblattes aufgezeichnet. Die Anfangspermeabilität μ_i des Ferrits beträgt 2400 $\frac{H}{m}$ und die Sättigungsflussdichte ist 490 mT. In der ersten Simulation wird ermittelt, wie viele Windungen für den Speichertransformator benötigt werden. Mit der darauffolgenden Simulation wird der Kopplungsfaktor berechnet.

Damit der Transformator mit der benötigten Induktivität aufgebaut werden kann, muss die Anzahl Windungen bekannt sein. Die Resultate der Simulation für verschiedene Frequenzen und Distanzen sind in der Tabelle 3.2 aufgeführt. Um die simulierten Werte zu vergleichen sind in der zweiten Spalte die berechneten Resultate aus der Tabelle 3.1 eingetragen. Aus der Tabelle ist ersichtlich, dass bei konstanter Windungszahl, die Induktivität bei ändernder Frequenz gleich bleibt.

Frequenz	Berechnet	1mm Distanz		0.1mm Distanz	
		Windungen	Induktivität	Windungen	Induktivität
10 kHz	$9.6 \times 10^{-5} H$	11	$8.17 \times 10^{-5} H$	4	$7.45 \times 10^{-5} H$
		12	$9.72 \times 10^{-5} H$	5	$1.16 \times 10^{-4} H$
20 kHz	$4.8 \times 10^{-5} H$	8	$4.33 \times 10^{-5} H$	3	$4.19 \times 10^{-5} H$
		9	$5.48 \times 10^{-5} H$	4	$7.45 \times 10^{-5} H$
30 kHz	$3.2 \times 10^{-5} H$	6	$2.44 \times 10^{-5} H$	2	$1.87 \times 10^{-5} H$
		7	$3.32 \times 10^{-5} H$	3	$4.19 \times 10^{-5} H$
40 kHz	$2.4 \times 10^{-5} H$	6	$2.44 \times 10^{-5} H$	2	$1.87 \times 10^{-5} H$
				3	$4.19 \times 10^{-5} H$
50 kHz	$1.9 \times 10^{-5} H$	5	$1.70 \times 10^{-5} H$	2	$1.87 \times 10^{-5} H$
		6	$2.44 \times 10^{-5} H$		

Tabelle 3.2: Resultate der Simulation in FEMM

Mit dieser Simulation kann auch überprüft werden, ob der Ferritkern in Sättigung gerät. In der Abbildung 3.3 ist das Resultat der Simulation des Ferritkerns mit 3 Windungen, einem Abstand von 0.1mm und einer Frequenz von 20kHz dargestellt. Wie man in der Abbildung erkennen kann, ist das B-Feld an den inneren Ecken am stärksten. An diesem Punkt hat das B-Feld einen Wert von ca. 344 mT. Damit der Ferritkern in Sättigung geraten würde, braucht es eine Flussdichte von 490 mT. Dies bedeutet, dass der Kern nicht in Sättigung geht.

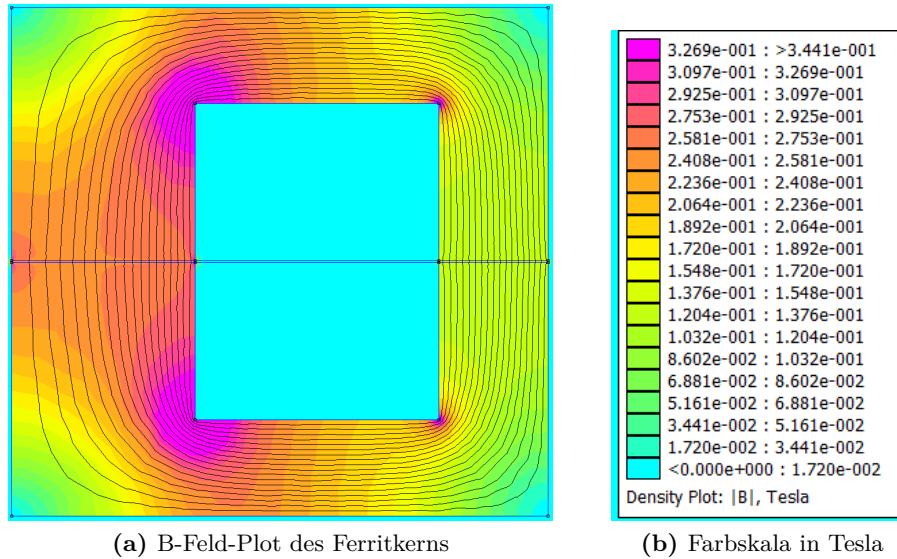


Abbildung 3.3: Speichertransformator mit 0.1mm Abstand

Mit Hilfe der zweiten Simulation im FEMM soll der Koppelungsfaktor anhand der Formel 2.1 ermittelt werden. Um ihn berechnen zu können, benötigt man die Induktivität und die Gegeninduktivität.

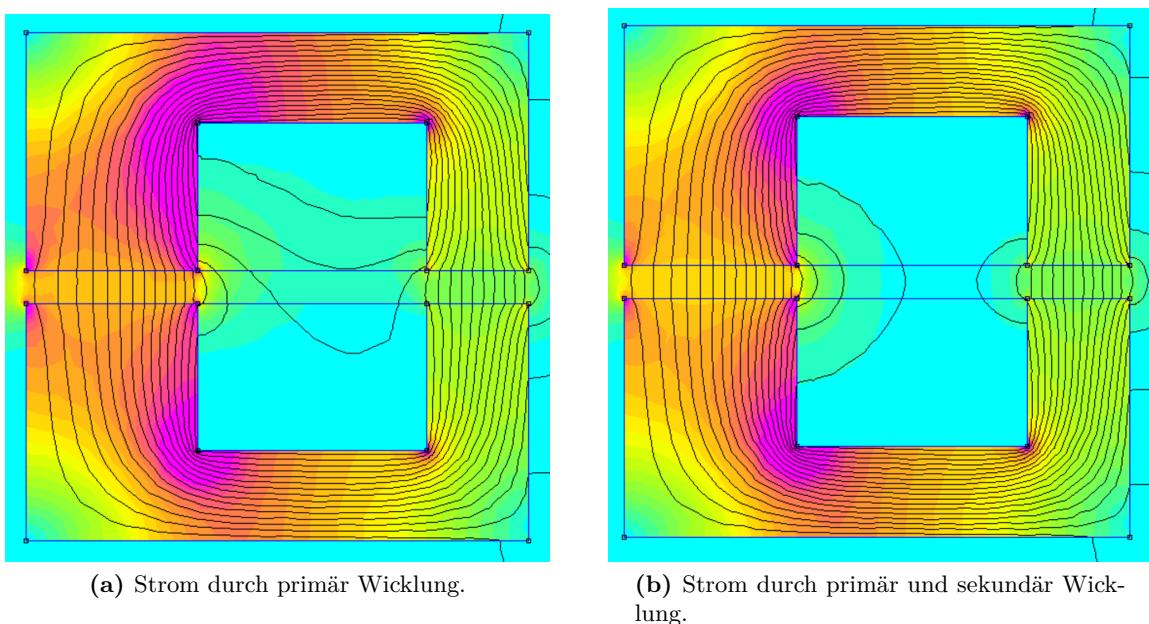


Abbildung 3.4: Simulation des FEMM Models.

In FEMM kann die Selbstinduktion der Primärspule simuliert werden, indem man einen Strom, wie in der Abbildung 3.4 durch die Primärwicklung lässt. Mit dem ermittelten Fluss Ψ_{11} und dem Strom I_1 kann die Induktivität L_1 wie folgt berechnet werden. Das Simulationstool übernimmt diese Rechnung und kann die Induktivität direkt ausgeben.[7]

$$L_1 = \frac{\Psi_{11}}{I_1} \quad (3.11)$$

Mit der Formel 3.12 wird die gesuchte Gegeninduktivität M berechnet. Der dazu benötigte Fluss Ψ_1 lässt sich in FEMM ermitteln indem man durch die Primär und Sekundärspule einen Strom fliessen lässt, wie in der Abbildung 3.4. [7]

$$M = \frac{\Psi_1 - \Psi_{11}}{I_1} = \frac{\Psi_{12}}{I_1} \quad (3.12)$$

Da L_1 und L_2 denselben Wert besitzen, kann man die Formel 2.1 vereinfachen, wodurch sich nun der Kopplungsfaktor k wie folgt definiert.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1^2}} \quad (3.13)$$

In der Tabelle 3.3 sind die Resultate der Simulation eingetragen. In der letzten Spalte ist der Kopplungsfaktor mit der Formel 3.13 berechnet. Die für die Berechnung benötigte Induktivität ist aus der Tabelle 3.2 aus der Spalte der simulierten Resultate entnommen worden.

Frequenz	Abstand	Ψ_{11}	Ψ_1	k
10 kHz	0.1×10^{-3} m	446.9×10^{-6} W	889.2×10^{-6} W	0.989
	1×10^{-3} m	583.3×10^{-6} W	1100×10^{-6} W	0.934
20 kHz	0.1×10^{-3} m	251.5×10^{-6} W	500.2×10^{-6} W	0.989
	1×10^{-3} m	260×10^{-6} W	502.1×10^{-6} W	0.932
30 kHz	0.1×10^{-3} m	251.6×10^{-6} W	500.4×10^{-6} W	0.988
	1×10^{-3} m	199.1×10^{-6} W	384.5×10^{-6} W	0.93
40 kHz	0.1×10^{-3} m	112.1×10^{-6} W	222.7×10^{-6} W	0.986
	1×10^{-3} m	146.5×10^{-6} W	282.7×10^{-6} W	0.929
50 kHz	0.1×10^{-3} m	112.1×10^{-6} W	222.7×10^{-6} W	0.986
	1×10^{-3} m	102.02×10^{-6} W	196.56×10^{-6} W	0.926

Tabelle 3.3: Induktivität in Abhängigkeit der Schaltfrequenz

Der Kopplungsfaktor k beträgt etwas mehr als 0.9. Er wird grösser indem die Induktivität erhöht wird. Der beste Kopplungsfaktor ist daher bei einer Frequenz von 10kHz und einem Abstand von 0.1mm.

Schaltung

Das Ziel der Simulation ist es, verschiedene Erkenntnisse über die Schaltung zu erhalten, wie der Wirkungsgrad, der Ausgangstrom oder die Ausgangsspannung. Die Schaltung ist im LTspice aufgebaut. Die Bauteile, welche für den Flyback-Converter benötigt werden, wurden anhand der Dimensionierung ausgesucht.

Der Speichertransformator wurde für 20kHz ausgelegt. Dies bringt mehrere Vorteile mit sich. Als erstes hört man diese Frequenz nicht mehr, was das Arbeiten mit dem Testaufbau einiges angenehmer macht. Beim Abstand von 0.1mm hat die berechnete Induktivität fast die kleinste Differenz zur simulierten Induktivität einer ganzen Windung. Zum Zweiten hat die Spule nicht nur zwei Windungen und bietet etwas mehr Flexibilität.

Der Widerstand kann mit der Formel 2.7 berechnet werden indem sie nach R umgeformt wird.

$$R = \frac{U_2^2}{P} = \frac{48^2V}{300W} = 7.68\Omega \quad (3.14)$$

In der Abbildung 3.5 ist der Flyback-Converter mit einer Zener-Snubber-Schaltung aufgebaut. Mit dieser Schaltung sind die nachfolgenden Simulationen durchgeführt worden.

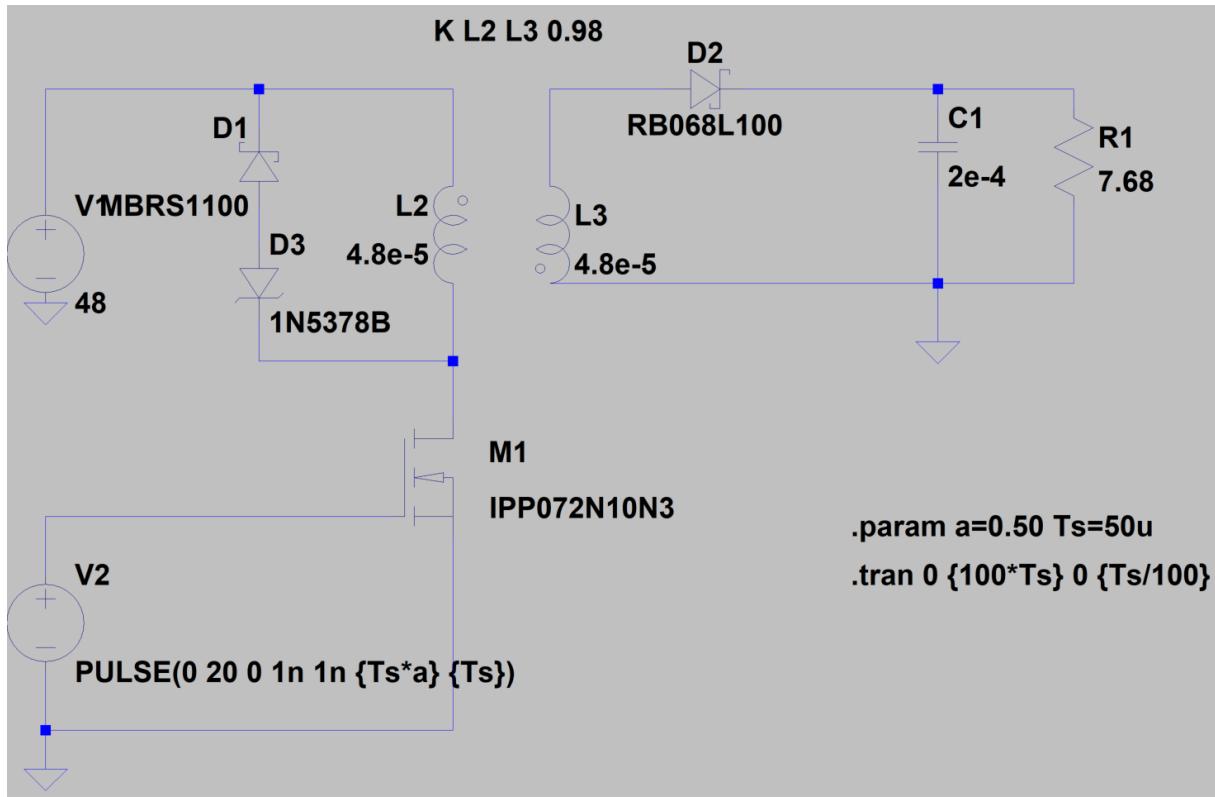


Abbildung 3.5: Flyback-Converter im LTspice

Der Strom und die Spannung am Widerstand R1 sind in der Abbildung 3.6 simuliert. Der Mittelwert und der RMS-Wert sind in der Tabelle 3.4 eingetragen.

Grösse	Mittelwert	RMS-Wert
Spannung	47.6V	48.4V
Strom	6.2A	6.3A
Leistung	304.98W	

Tabelle 3.4: Resultate der Simulation

Die Schaltung hat einen Wirkungsgrad von 52%, der sich wie folgt berechnen lässt.

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{304.79W}{585.52W} = 0.52 \quad (3.15)$$

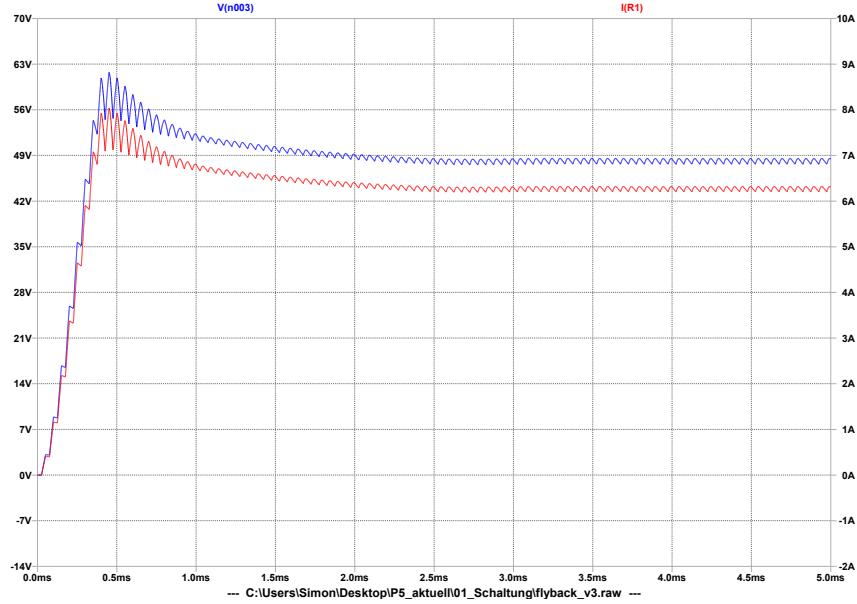
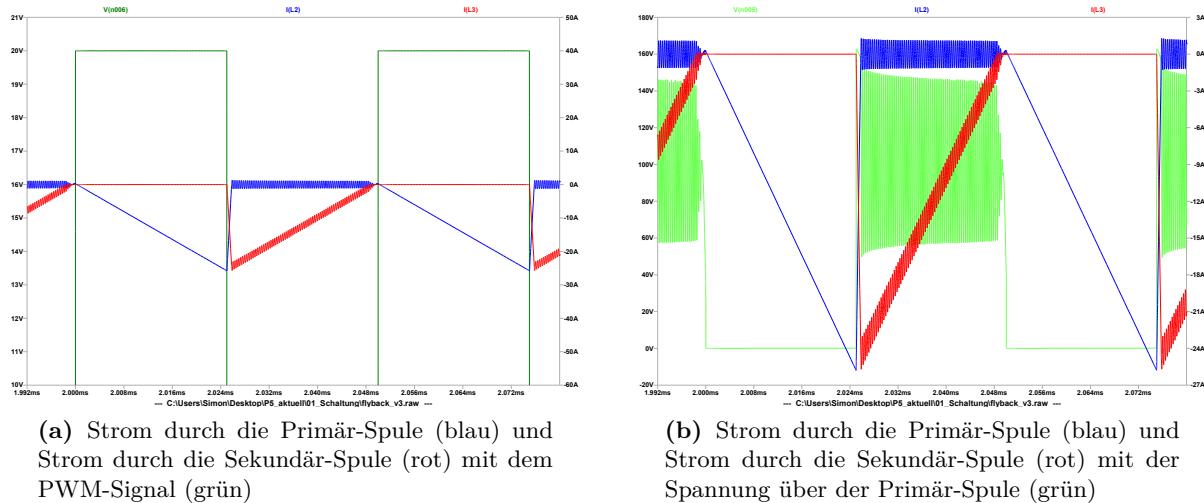


Abbildung 3.6: Strom (rot) und Spannung (blau) über dem Widerstand R1

Der Strom in der Spule L1 und der in Strom der Spule L2 mit dem PWM-Signal sind in der Abbildung 3.7 Plot a) dargestellt. Dieser Plot kann mit der Abbildung 2.6 verglichen werden. Auch in der Simulation werden die beiden Strom-Dreiecke ersichtlich. Zusätzlich zu den Strömen ist die Spannung über der Spule L1 im Plot b) abgebildet.



(a) Strom durch die Primär-Spule (blau) und Strom durch die Sekundär-Spule (rot) mit dem PWM-Signal (grün)

(b) Strom durch die Primär-Spule (blau) und Strom durch die Sekundär-Spule (rot) mit der Spannung über der Primär-Spule (grün)

Abbildung 3.7: Speichertransformator mit 0.1mm Abstand

In der Abbildung wird der Strom und die Spannung über der Spule mit und ohne Snubber verglichen.

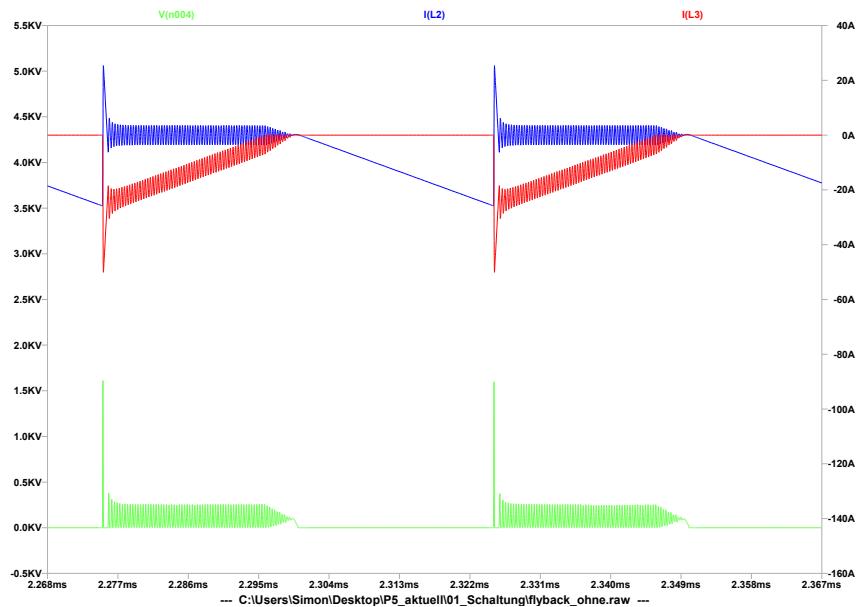


Abbildung 3.8: Strom durch die Primär-Spule(blau) und Strom durch die Sekundär-Spule (rot) mit der Spannung über der Primär-Spule (grün)

In der Abbildung 3.8 steigt die Spannung über der Primär-Spule ohne das Snubber-Glied auf eine Spannung von 1.5kHz. Die beiden Strom-Dreiecke haben ein erhöhtes Schwingen und einen hohen Pick.

Mit der Simulation in LTspice kann auch die Verlustleistung der Halbleiter ermittelt werden. Die Resultate sind in der Tabelle 3.5 aufgeführt.

Bauteil	Mittlere Verlustleistung
MOSFET M1	3.84W
Diode D1	197mW
Diode D2	26.47W
Z-Diode D3	23.16W

Tabelle 3.5: Resultate der Simulation

3.4 Testaufbau

Der Testaufbau ist in das Konstruieren des Speichertransformators und in das Erstellen der Schaltung unterteilt.

Der Speichertransformator besteht aus zwei Ferrit-Schalenkerne, zwei Spulenkörpern und lackisiertem 1.5mm Kupferdraht. Der Spulenkörper wird benötigt um die Wicklungen wie in Abbildung 3.9 herzustellen. Beide Wicklungen wurden mit 4 Windungen hergestellt. Zwischen den beiden Schalenkernen wurde mit einem Klebband ein Abstand von 0.1mm realisiert. Die beiden Schalenkerne wurden zu einem Speichertransformator zusammengeklebt.



Abbildung 3.9: Testaufbau des Flyback-Converters

Der Flyback-Converter besteht aus einer Primär- und einer Sekundär-Schaltung. Beide Schaltungen sind anhand der Simulation gelayoutet und aufgebaut worden. In der Abbildung 3.10 ist der Testaufbau dargestellt. Von links nach rechts besteht er aus der Primär-Schaltung, dem Speichertransformator (zwei Schalenkerne), der Sekundär-Schaltung und dem Widerstand.

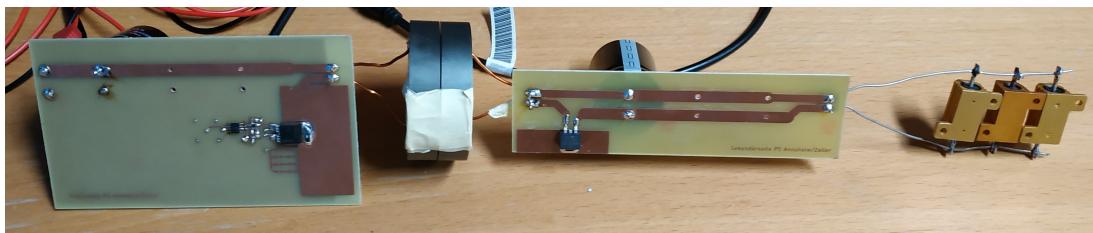


Abbildung 3.10: Testaufbau des Flyback-Converters

3.5 Validierung

In der Validierung wird der Testaufbau mit der Simulation verglichen. Damit soll die Simulationen der Induktivität und des Kopplungsfaktor mit FEMM überprüft werden. Der gesamte Testaufbau mit der Schaltung und dem Speichertransformator wird mit der Simulation in LT-spice verglichen.

Messung der Induktivität

Mit dieser Messung soll überprüft werden, ob die simulierte Induktivität mit der Realität übereinstimmt. In der ersten Messung wurde ein Transformator mit 14 Windungen aufgebaut und mit einer Frequenz von 20kHz betrieben. In der Abbildung 3.11 sind die Resultate dargestellt. Die Simulation ergab eine Induktivität von 7.8×10^{-5} H und die Messung von 7.9×10^{-5} H. Dies ergibt eine Abweichung von etwa 2%.

Bei einer zweiten Messung besteht der Transformator aus 4 Windungen, einem Abstand von 0.1mm und derselben Frequenz wie in der ersten Simulation. Die gemessene Induktivität beträgt 3.7×10^{-5} H bis zu 5.1×10^{-5} H, je nach dem wie stark die beiden Schalenkerne zusammengedrückt sind. In der Simulation wurde eine Induktivität 7.45×10^{-5} H von ermittelt. Die Abweichung beträgt etwa 50% bis 70%.

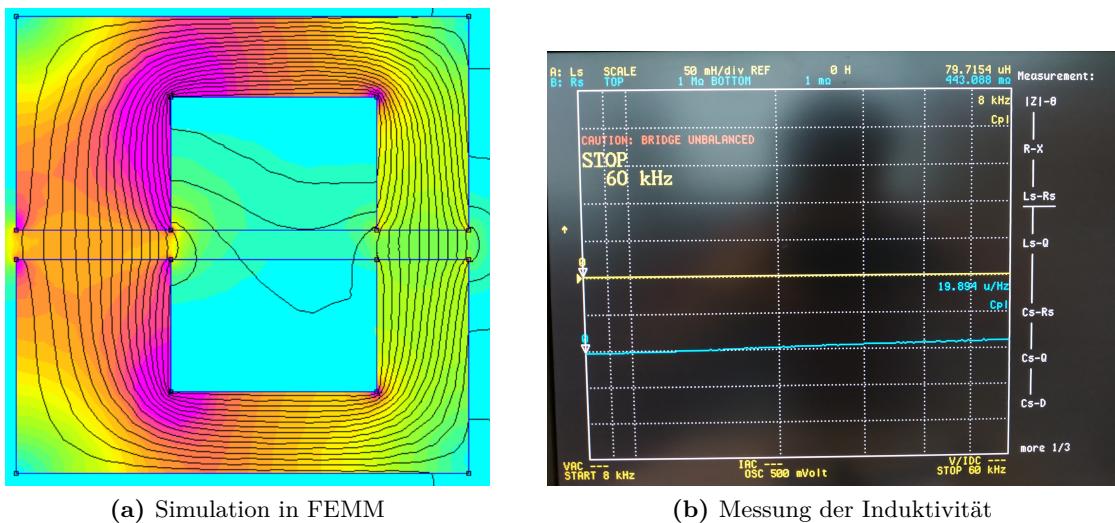


Abbildung 3.11: Resultate der Induktivitat

Messung des Kopplungsfaktor

Der Kopplungsfaktor kann gemessen werden, indem die Induktivität im Leerlauf und bei kurzgeschlossener sekundärer Windung gemessen wird. In die Formel 3.16 können die beiden ermittelten Induktivitäten eingesetzt werden um den Kopplungsfaktor zu berechnen.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{kurz}}{L_{offen}}} \quad (3.16)$$

Für den Transformator mit 4 Windungen berechnet sich der Kopplungsfaktor wie folgt:

$$k = \sqrt{1 - \frac{3.2 \times 10^{-6} \text{ H}}{37 \times 10^{-6} \text{ H}}} = 0.95 \quad (3.17)$$

$$k = \sqrt{1 - \frac{3.2 \times 10^{-6} \text{ H}}{51 \times 10^{-6} \text{ H}}} = 0.97 \quad (3.18)$$

Der Transformator hat einen Kopplungsfaktor von 0.95 bis 0.97 je nach Induktivität. Dieser weicht stark von dem simulierten Kopplungsfaktor von 0.989 ab. Da die Kopplung zwischen den Spulen kleiner ist, als simuliert, ist die Streuinduktivität höher als erwartet. Dies hat Auswirkungen auf die Schaltung. Es wird weniger Energie übertragen und die nicht übertragene Leistung muss auf der Primärseite abgebaut werden.

Messungen am Testaufbau

Da der Kopplungsfaktor des Speichertransformator sehr schlecht ist, konnte der Testaufbau nicht mit der vollen Leistung getestet werden. Die folgenden Messungen wurden mit einer Eingangsspannung von 15 Volt und einem Strom von 2 Ampere durchgeführt.

In der Abbildung 3.12 sind die Messresultate der Ströme über den Spulen dargestellt. Die Messungen kann mit der Abbildung 2.6 und der Abbildung 3.7 verglichen werden. Ein Vergleich zeigt, dass der Strom in der Sekundärspule (gelb) gedämpfter zum Primär-Strom (violett) ist und in der Hälfte der Ausschaltdauer des MOSFETs auf Null geht. In dem Plot b) ist zusätzlich zu den Strömen die Spannung (grün) über der Primärspule gemessen. Die Spannung schwingt

stärker sobald der Sekundär-Strom auf Null ist. Zusätzlich steigt die Spannung kurz auf über 160V an.



Abbildung 3.12: Resultate der Induktivität

-Wirkungsgrad

4 Datenübertragung

Im Folgenden wird das Konzept beschrieben, um Daten des VARAN-Buses optisch und bidirektional auf den Drehsteller zu übertragen und somit ein Datenkabel hinfällig wird. Außerdem wird eine Sende- und Empfängerschaltung entworfen, um eine unidirektionale Übertragung mit zwei Pegeln zu testen und wichtige Erkenntnisse für die Fortsetzung der Arbeit zu sammeln.

4.1 Konzept

In Abbildung 4.1 wird grob das Konzept zur optischen Datenübertragung gezeigt.

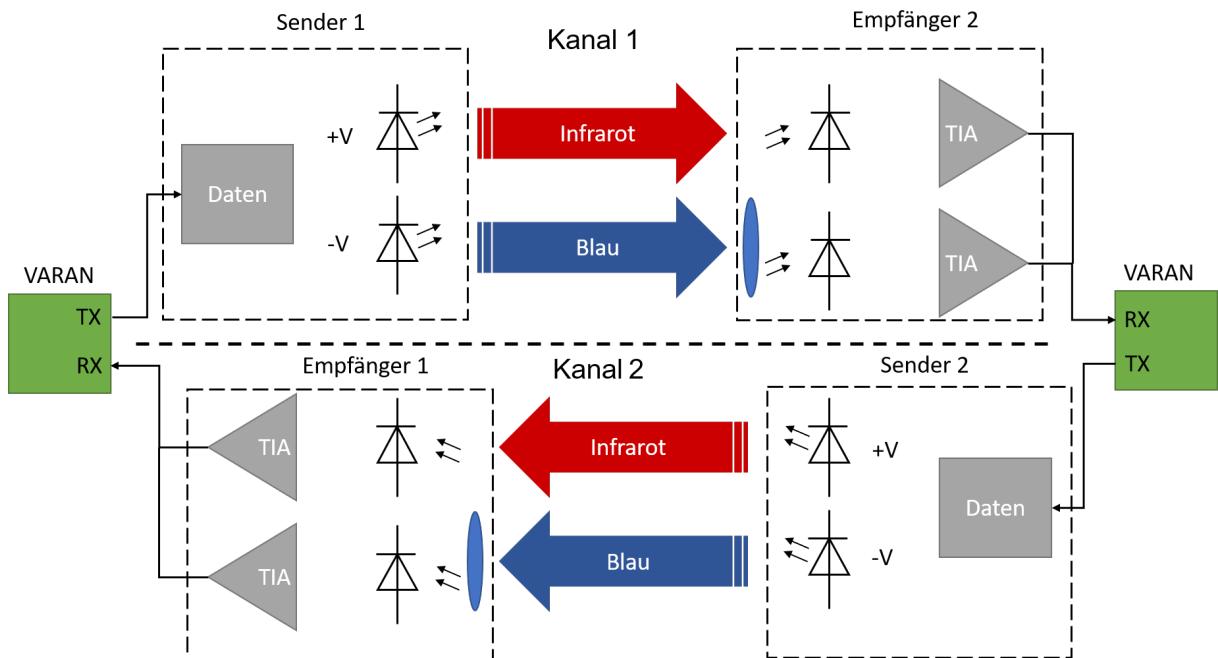


Abbildung 4.1: Konzept der optischen Datenübertragung

In Abbildung 4.1 sind die beiden Kanäle zu erkennen, welche optisch voneinander getrennt sind. Jeder Kanal überträgt dabei die Daten nur in jeweils eine Richtung. Beide Kanäle zusammen sorgen für die gewünschte Bidirektionalität. Auf der Primär- und Sekundärseite hat es jeweils eine Sende- und Empfangseinheit.

Eine Sendeeinheit besteht aus der Datenerfassung und den Leuchtdioden. Da der VARAN-Bus MLT-3 codiert ist, müssen drei Zustände übertragen werden können. Die positiven Spannungspegel werden im Infrarot-Bereich durch einen Infrarot-Emitter übertragen und die negativen Spannungspegel im blauen Spektralbereich durch eine blaue LED. Der Zustand „0“ steht an, wenn keine der LEDs leuchtet.

Eine Empfangseinheit besteht aus Photodioden, Verstärkerschaltungen und der Pegelanpassung. Im blauen Spektralbereich werden mit Hilfe eines optischen Filters vor der Photodiode die unerwünschten Spektralanteile herausgefiltert.

Die beiden Sende- und Empfangseinheiten sind identisch aufgebaut und unterscheiden sich nur in der Übertragungsrichtung.

Sender

In Abbildung 4.2 ist das Konzept einer einzelnen Sendeeinheit detaillierter dargestellt.

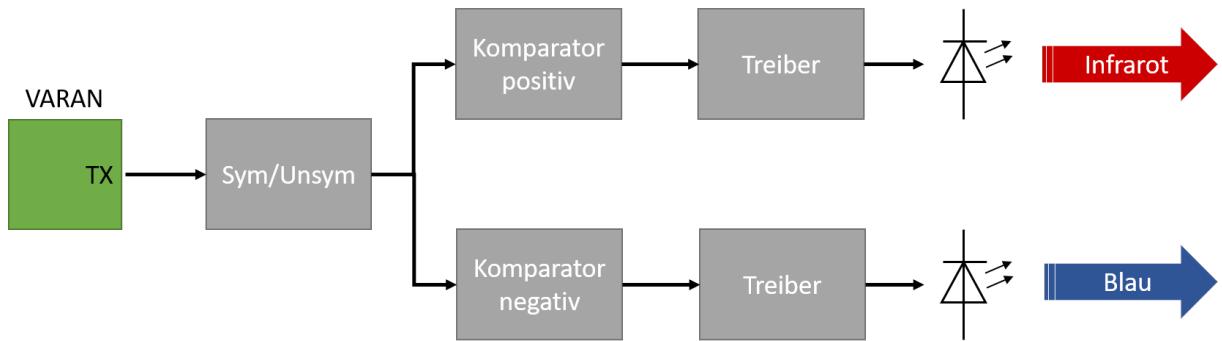


Abbildung 4.2: Konzept der optischen Sendeeinheit

Aus dem symmetrischen Signal des VARAN-Buses wird zuerst ein asymmetrisches Signal erzeugt. Dafür wird ein Signal-Transformator eingesetzt. Das Signal erhält so einen Bezug zur Masse der restlichen Schaltung. Mit zwei Komparatoren wird unterschieden, ob es sich um einen positiven oder negativen Pegel handelt. Dafür werden Komparatoren mit möglichst kurzer Verzögerungszeit und ausreichender Bandbreite verwendet. Die Komparatoren steuern anschliessend die entsprechenden Treiber an.

Als Treiber dient ein FET-Treiber Baustein mit hoher Treiberspannung für schnelle Anstiegs- und Abfallzeiten. Die LED wird mit einem N-Kanal-FET nach Masse geschaltet. Die Schaltzeiten der LED sind entscheidend um auf die geforderte Schaltfrequenz von >30 MHz zu kommen. Dafür wurde einerseits ein FET mit kleiner Gate-Kapazität gewählt und andererseits auf kurze Anstiegs- und Abfallzeiten der LED geachtet.

Mit einer Erweiterung der Beschaltung der LED um drei passive Elemente, können die Anstiegs- und Abfallzeiten bei Bedarf um mehr als 50% reduziert werden. Abbildung 4.3 zeigt die Ansteuerung der LED mitsamt der Erweiterung von R_2 , C und L .

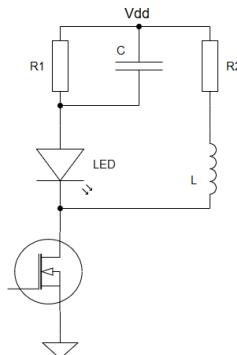


Abbildung 4.3: Erweiterte Schaltung um Schaltzeiten zu verkürzen

Durch den Leckstrom des FET wird die LED auch im abgeschalteten Zustand mit einigen Ladungsträgern durchflossen, was die Anstiegszeit geringfügig verkürzt. Im Einschaltmoment sorgt der Kondensator C für einen Kurzschluss und überbrückt den Vorwiderstand R_1 . Es kommt zu einem Strompeak, der die Kapazität der LED schneller laden lässt. Die Anstiegszeit wird dadurch massiv verkürzt. Im Ausschaltmoment induziert das Magnetfeld in der Spule L eine negative Spannung. Folglich werden die Ladungsträger aus der LED gezogen. Dadurch wird auch die Abfallzeit gegenüber dem „einfachen“ Ausschalten verkürzt. [paper]

Empfänger

In Abbildung 4.4 wird das Konzept einer Empfangseinheit detaillierter dargestellt.

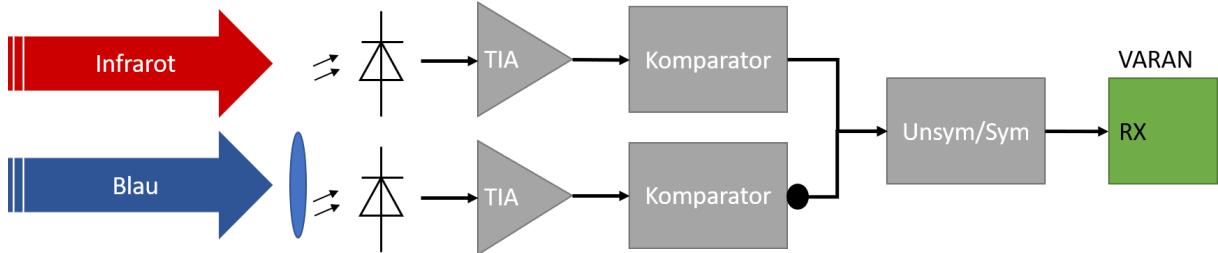


Abbildung 4.4: Konzept der optischen Empfangseinheit

Der von der Photodiode erzeugte Strom wird mit einer Transimpedanzverstärkerschaltung in eine Spannung gewandelt und verstärkt. Wie im Kapitel Grundlagen bereits erwähnt, ist eine hohe Bandbreite von mindestens 31.25 MHz bei der Verstärkerschaltung erforderlich. Deshalb ist ein Verstärker mit ausreichendem Gain-Bandwidth Product und kleiner Eingangskapazität zu wählen. Auch die parasitäre Kapazität der Photodiode beeinflusst die Bandbreite, weshalb auch diese möglichst klein gewählt werden muss. Durch eine negative Biasspannung an der Anode der Photodiode kann die Kapazität nochmals reduziert werden.

Nach dem Transimpedanzverstärker werden mit Komparatoren die Pegel in Amplitude und Form angepasst. Das Signal vom blauen Spektralbereich, welches die negativen Pegel überträgt wird für die folgende Symmetrisierung invertiert. Mit einem Signal-Transformator wird aus dem asymmetrischen Signal wieder ein symmetrisches Signal generiert und dieses zurück an den VARAN-Bus geführt.

Kanal

Da die optische Übertragung auf einer drehbaren Konstruktion stattfindet, ist kein direkter Sichtkontakt zwischen Sende- und Empfangsdiode sichergestellt. Deshalb bestehen die beiden Kanäle aus einem lichtstreuenden Werkstoff und sind optisch voneinander isoliert. Abbildung 4.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Kanäle.

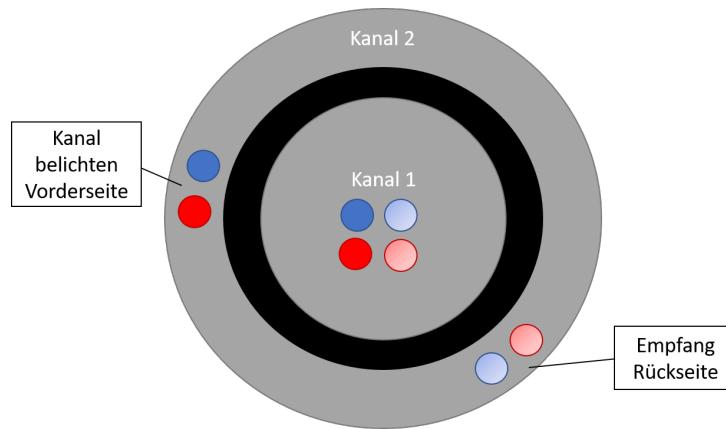


Abbildung 4.5: Konzept der Kanäle

In der Abbildung ist die optische Isolation (schwarz) gut zu erkennen, welche die gegenseitige Beeinflussung der beiden Kanäle verhindert. Im Kanal 1 ist die Rotation der mechanischen Konstruktion unproblematisch, da sich Sender und Empfänger auf der Drehachse befinden. Der Kanal 2 nimmt das Licht auf der einen Seite auf und der lichtstreuende Werkstoff (grau) verteilt es im ganzen Kreisring. Nun spielt es auf der Empfängerseite keine Rolle mehr, in welchem Abschnitt auf dem Kreisring man sich befindet.

4.2 Dimensionierung Testschaltung

Es wurde eine Testschaltung realisiert, um für den weiteren Projektverlauf folgende Erkenntnisse zu gewinnen:

- Kann die geforderte Geschwindigkeit erreicht werden?
- Welche Distanz ist möglich?
- Empfindlichkeit auf Umgebungslicht

Die Testschaltung beinhaltet eine Sende- und Empfangseinheit, um ein Rechtecksignal im Infrarotbereich zu übertragen. In diesem Unterkapitel wird auf die wichtigsten Punkte zur Dimensionierung der Testschaltung eingegangen. Das entsprechende Schema mit der Detailbeschaltung ist dem Anhang zu entnehmen.

Sender

Folgende Anforderungen werden an die Sendeschaltung gestellt:

- schnelles Schalten der LED durch kleine Kapazitäten
- LED mit Infrarot-Spektrum

Als Eingang beim Sender dient eine BNC-Buchse, um das Rechtecksignal ohne Störungen einzuspeisen. Als Gatetreiber des FET hat eine Evaluation den ISL55110 vom Hersteller Renesas hervorgebracht. Dieser zeichnet sich durch kurze Anstiegs- und Fallzeiten von 1.5 ns bei einer Last von 100 pF aus. Der gewählte N-Kanal-FET ist ein BSS316N vom Hersteller Infineon. Durch die kleine Eingangskapazität von <100 pF kann der FET in Kombination mit dem Gatetreiber sehr schnell geschaltet werden. Als Infrarot-Emitter wurde die SFH4235 von OSRAM gewählt. Die LED kann mit Anstiegs- und Abfallzeiten von 7/14 ns mit >30 MHz betrieben werden und ist deshalb für diese Anwendung geeignet. Abbildung 4.6 zeigt das Spektrum des Infrarot-Emitters.

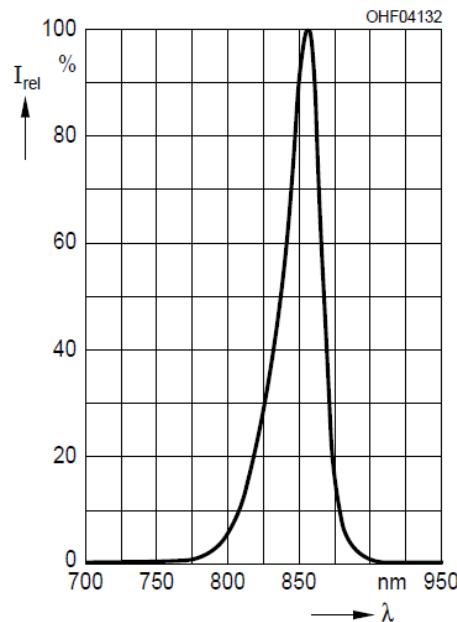


Abbildung 4.6: Spektrum SFH4235

Wie in der Abbildung zu erkennen ist, hat das Spektrum den Peak bei 860 nm. Die Photodiode auf der Empfängerseite muss dementsprechend passend zum Spektrum ausgewählt werden. Die

im Konzept beschriebene Schaltungsergänzung wird in der Testschaltung vorbereitet. Weil die einfache Ansteuerung schnell genug ist, wird die Ergänzung vorerst nicht bestückt.

Empfänger

Folgende Anforderungen werden an die Empfängerschaltung gestellt:

- Ausgangsspannung ≈ 0.5 V
- Bandbreite > 31.25 MHz

Mit zwei Z-Dioden (SZBZX84C3V3 und BZD27C13) und einem Operationsverstärker (LM7321) als Buffer geschaltet, wird eine Speisung für die Empfängerschaltung generiert. Diese liefert die benötigten Spannungen von 3.3 V für die integrierten Bauteile und -13 V, um die Photodiode mit einer negativen Biasspannung vorzuspannen. Die Beschaltung ist im Schema im Anhang abgebildet.

Es sind drei verschiedene Photodioden ausgewählt und analysiert worden.

Typ	$C_p(V_R = 0 \text{ V})$	$C_p(V_R = -13 \text{ V})$	Wellenlänge max. Sensitivität
SFH 203 FA Osram	11 pF	2.5 pF	900 nm
SFH 2701 Osram	3 pF	1.7 pF	820 nm
S5972 Hamamatsu	6 pF	2.8 pF	800 nm

Tabelle 4.1: Datenblattwerte der ausgewählten Photodioden

Wie aus Tabelle 4.1 zu entnehmen ist, kann die parasitäre Kapazität aller ausgewählter Photodioden durch die negative Biasspannung auf einen Wert < 3 pF gebracht werden. Dieser Wert dient als Ausgangslage für weitere Berechnungen und Simulationen.

Um einen Anhaltspunkt für den zu erwartenden Photostrom zu erhalten, werden die Photodioden bei Bestrahlung mit dem Infrarot-Emitter ($I_F = 280$ mA, konstant) ausgemessen.

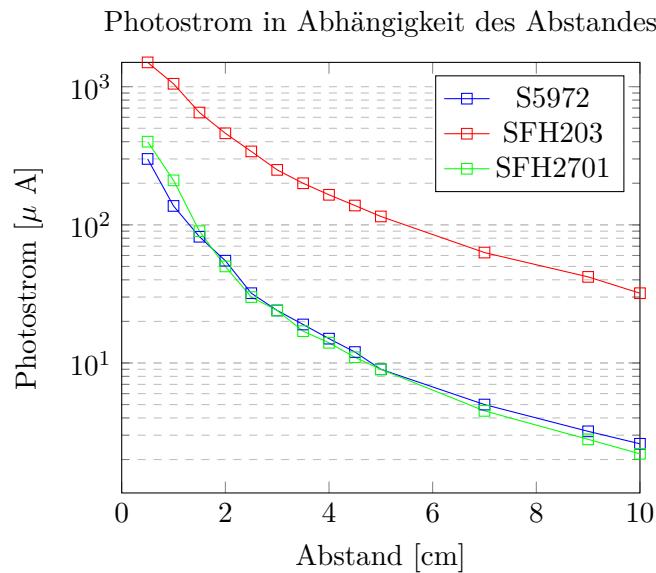


Abbildung 4.7: Photostrom in Funktion des Abstands verschiedener Photodioden

Aus Abbildung 4.7 geht hervor, dass bei einer Distanz von 4 cm mit einem Photostrom von $> 10 \mu\text{A}$ gerechnet werden kann. Diese Distanz wurde abgeschätzt und hängt von der späteren mechanischen Konstruktion ab. Sie dürfte aber eher kleiner werden, weshalb diese Annahme getroffen wurde.

Als Transimpedanzverstärker ist der LT6268 von Linear Technology gewählt worden. Dieser Verstärker ist durch sein hohes GBWP von 4 GHz und der kleinen Eingangskapazität von 0.45 pF für High-Speed Photoanwendungen geeignet.

Gemäss Formel 2.10 ist mit diesem Verstärker in Kombination mit einer der ausgewählten Photodioden folgende Bandbreite möglich:

$$B = \sqrt{\frac{GBWP}{2\pi \cdot R_f \cdot (C_{opamp} + C_{photo})}} \approx 96 \text{ MHZ} \quad (4.1)$$

Dabei wurde mit $R_f = 20 \text{ k}\Omega$, $GBWP = 4 \text{ GHz}$, $C_{opamp} = 0.45 \text{ pF}$ und $C_{photo} = 3 \text{ pF}$ gerechnet.

Gemäss Datenblatt des Verstärkers braucht es eine Kapazität im Feedback-Loop für eine stabile Funktionalität im höheren Frequenzbereich. Dafür gelten folgende Bedingungen:

$$C_f > \sqrt{\frac{C_{IN}}{\pi \cdot GBWP \cdot R_f}} \quad (4.2)$$

$$\frac{C_{IN}}{C_f} \geq 10 \quad (4.3)$$

Mit den beiden Formeln 4.2 und 4.3 bekommt man folgende Bedingung für C_f :

$$150 \text{ fF} > C_f > 500 \text{ fF} \quad (4.4)$$

Aufgrund der Dimensionierung der Sende- und Empfangsschaltung, wird in LTSpice ein Simulationsmodel erstellt.

Unterkapitel noch abschliessen und zur Simulation überleiten

4.3 Simulation

Die im vorherigen Kapitel durchgeföhrte Dimensionierung soll nun anhand einer Simulation überprüft werden. Dafür wurde die Empfängerschaltung gemäss Schema im Anhang in LTSpice gezeichnet. Abbildung 4.8 zeigt die Prinzipschaltung. Die genaue Simulationsschaltung befindet sich im Anhang.

Um den Einfluss der Kapazität in der Rückkopplung C_f gemäss Bedingung 4.4 zu überprüfen, wurde ein Parameter-Sweep mit mehreren Werten durchgeführt. Es wurden folgende Kapazitäten simuliert: 50 fF, 100 fF, 200 fF, 300 fF, 400 fF und 500 fF. Als Photostrom wurden Rechteck-Pulse mit einer Amplitude von $10 \mu\text{A}$ gemäss Dimensionierung gewählt und einer Wiederholungsfrequenz von 33 MHz. Abbildung 4.9 zeigt das Ausgangssignal des Transimpedanzverstärkers bei verschiedenen Feedback-Kapazitäten zusammen mit dem Eingangsstrom.

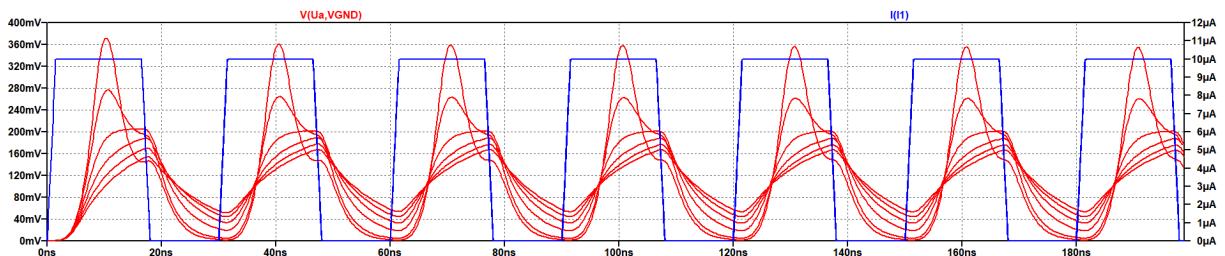


Abbildung 4.9: Eingangsstrom und Ausgangsspannung bei verschiedenen Feedback-Kapazitäten

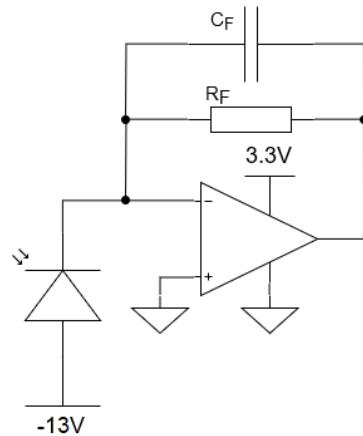


Abbildung 4.8: Empfängerschaltung

In der Abbildung 4.9 sind bei kleinen Kapazitätswerten hohe Überschwinger zu erkennen. Bei grösseren Kapazitäten ändert die Spannung zu langsam. Von den simulierten Werten liefert eine Kapazität von 200 fF das beste Resultat. Abbildung 4.10 zeigt die 200 fF-Kurve alleine.

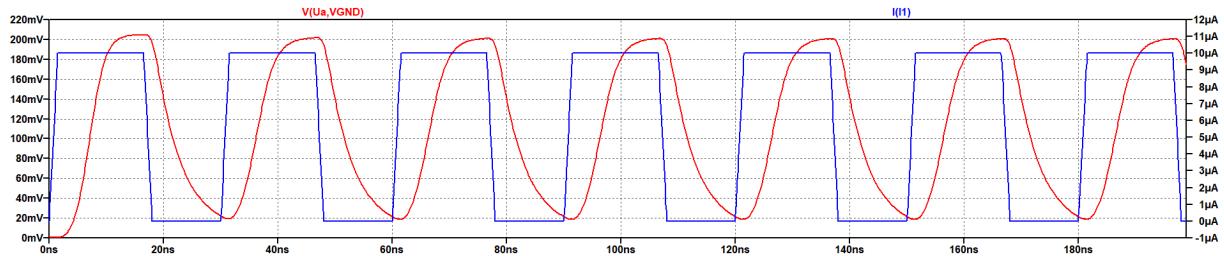


Abbildung 4.10: Eingangsstrom und Ausgangsspannung bei 200 fF Feedback-Kapazität

Mit einem Komparator kann nun aus dem Signal wieder das gewünschte Rechtecksignal erzeugt werden. Abbildung 4.11 zeigt das Ausgangssignal nach der Pegelanpassung durch den Komparator LTC6752.

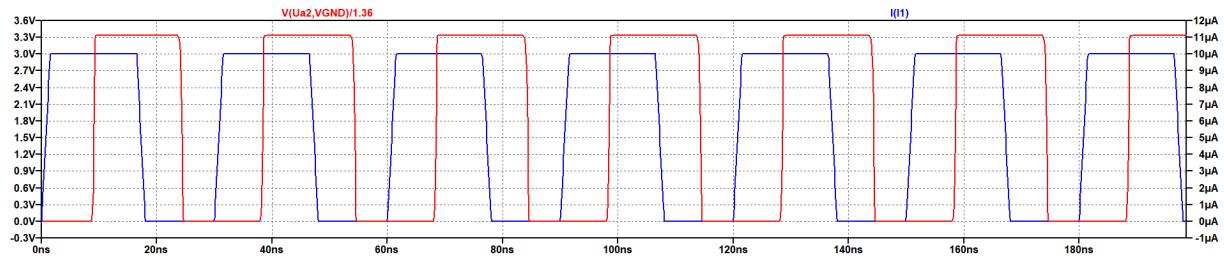


Abbildung 4.11: Eingangsstrom und Ausgangsspannung bei 200 fF Feedback-Kapazität mit Komparator

4.4 Testaufbau

Das Layout für den Sende- und Empfangsprint befindet sich im Anhang. Um die entwickelten Sende- und Empfangsschaltung auszumessen, wird ein Testaufbau erstellt. Abbildung 4.12 zeigt den Aufbau für die Messung wenn Infrarot-Emitter und Photodiode direkten Sichtkontakt haben.



Abbildung 4.12: Testaufbau zur Messung des Ausgangssignals bei direktem Sichtkontakt

Der Sendeprint (in der Abbildung rechts) und der Empfangsprint (in der Abbildung links) werden zueinander ausgerichtet und fixiert. Die Messresultate werden im nächsten Unterkapitel diskutiert.

In Abbildung 4.13 ist der Testaufbau für die Messung durch eine Plexiglas-Platte gezeigt. Dafür wurde eine 8 mm dicke Acryl-Satlite-Platte vom Hersteller „BWF-Profiles“ in eine 6 cm × 6 cm Scheibe zugeschnitten.

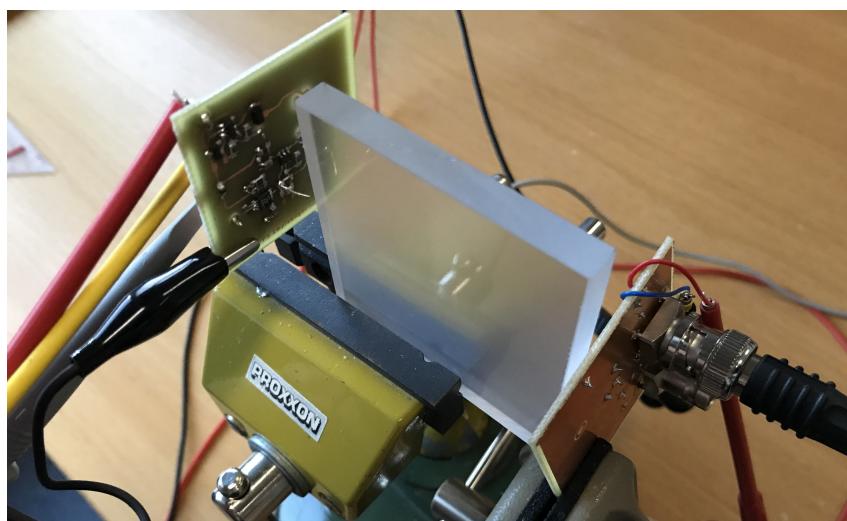


Abbildung 4.13: Testaufbau zur Messung des Ausgangssignals durch die Acryl-Scheibe

Anschliessend wird das Licht-Signal an der unteren Kante (in der Abbildung rechts) in die Acryl-Platte eingespeist. Gemessen wird diagonal gegenüber am oberen Teil der Kante. Auch diese Messresultate werden im nächsten Unterkapitel diskutiert.

4.5 Validierung

Für die Validierung der Sende- und Empfangsschaltung wurden Messungen gemäss Beschreibung im Unterkapitel Testaufbau durchgeführt. Damit soll die geforderte Geschwindigkeit und der Einfluss von Störlicht überprüft werden. Zusätzlich wird eine Messung durch eine Acryl-Scheibe durchgeführt, welches später als lichtleitendes Material für den Kanal dienen soll.

Geschwindigkeit

Wie in den Grundlagen mit Formel 2.8 gezeigt, soll eine Frequenz von 31.25 MHz erreicht werden. Messungen bei direktem Sichtkontakt zwischen Infrarot-Emitter und Photodiode auf eine Entfernung von ca. 4 cm ergaben die in Abbildung 4.14 gezeigten Resultate.



Abbildung 4.14: Ausgangssignal der Empfängerschaltung bei direktem Sichtkontakt über 4 cm

Sowohl 33 MHz als auch 40 MHz können mit diesem Testaufbau übertragen werden. Abbildung 4.15 zeigt die maximal erreichte Frequenz in dieser Konfiguration.

Mit den gemessenen 45 MHz ist die geforderte Frequenz von 31.25 MHz deutlich erreicht. Die benötigte Geschwindigkeit für eine berührungslose Übertragung des VARAN-Bus kann mit dieser Schaltung erreicht werden.

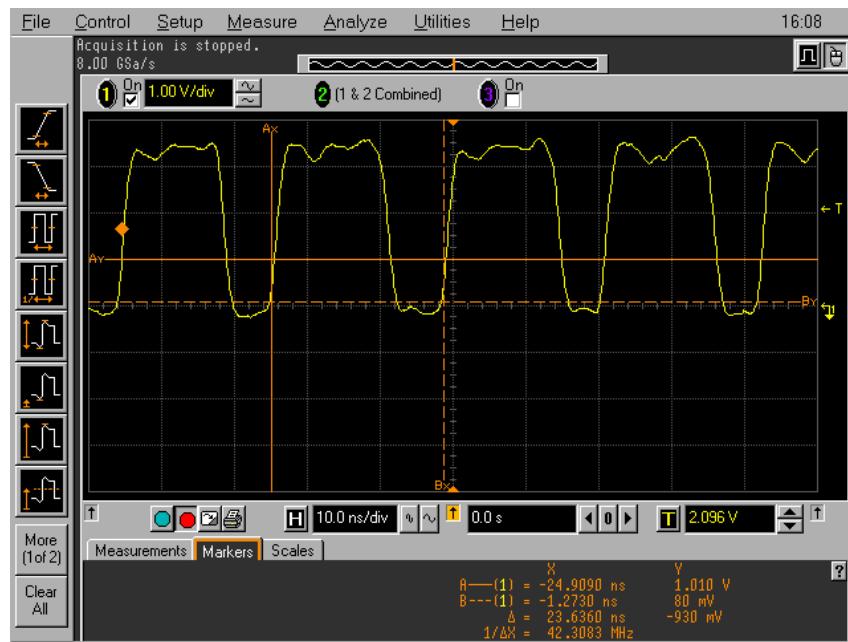


Abbildung 4.15: Ausgangssignal der Empfängerschaltung bei 45 MHz

Übertragung durch Kanal

Als weitere Messung wird die Übertragung durch eine Acryl-Scheibe durchgeführt. In Abbildung 4.16 wird das Empfangene Signal am Ausgang der Empfängerschaltung gezeigt. Das Licht

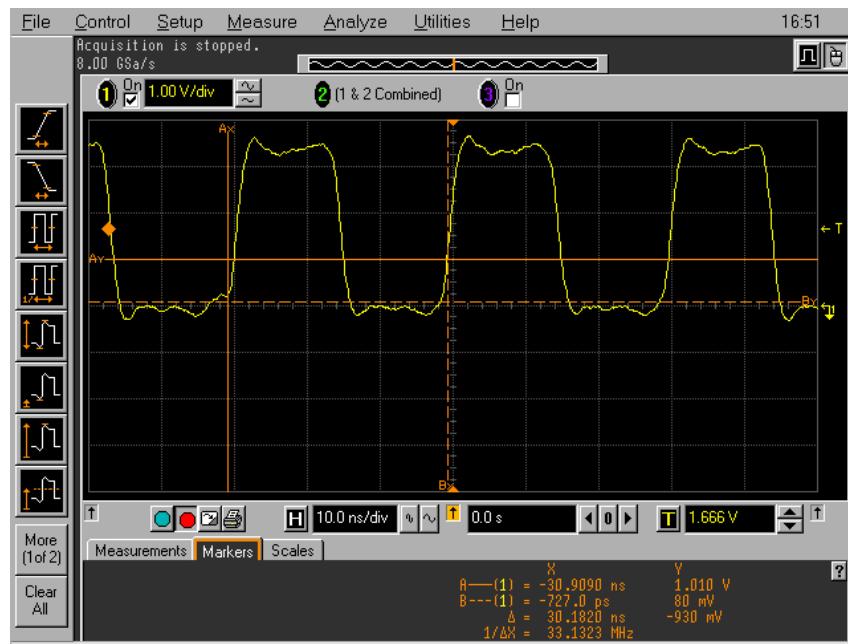


Abbildung 4.16: Ausgangssignal der Empfängerschaltung bei 33 MHz durch Acryl-Scheibe

wird im Acrylglass gebündelt und durch das Material geleitet. Bei der Vergleichsmessung ohne Acryl-Platte war der Signalpegel am gleichen Empfangspunkt hingegen zu schwach, um den Komparator zu schalten. Auch wenn an der Kante eingespeist wird und auf der Oberfläche gemessen wird, ist der Pegel zu schwach. Acrylglass ist als lichtleitendes Material eine geeignete Wahl. Mit Anpassungen am Verstärkungsfaktor des Transimpedanzverstärkers und der Schalt-

schwelle für den Komparator wären noch bessere Resultate möglich. Durch Rücksprache mit dem Hersteller dürfte noch ein besseres Material gefunden werden, um mit einer geschickten Konstruktion den konzipierten Kanal herzustellen.

Störlicht

Sämtliche Messungen wurden bei Tageslicht und Sonneneinstrahlung durchgeführt. Dabei wurden keine Unregelmässigkeiten registriert, welche vom Umgebungslicht stammen könnten. Da der Dosenverschliesser in einem Gebäude eingesetzt wird und durch die Konstruktion kaum Licht in die Schaltung eindringen wird, kann die Schaltung als störsicher gegen Umgebungslicht eingestuft werden.

5 Fazit

In diesem Kapitel wird das Erreichte beschrieben. Es wird erklärt, welche Schlüsse gezogen wurden und mit welcher Ausgangslage das Projekt 6 gestartet werden könnte.

Simulation und Realität sehr nahe

Literatur

- [1] P. D. G. Epprecht, *Technische Elektrizitätslehre III*,
- [2] P. D. N. Schulz, *Vorlesungsskript Leistungselektronik und Antriebstechnik 1 (Teil 1)*, nicht veröffentlicht, 8. Sep. 2017.
- [3] M. Schall, *Netzteil zur universellen Gleichspannungsversorgung von Kleingeräten*, 2015.
- [4] (). Beschaltung von Sperrwendlern mit Snubbern, Adresse: <https://www.analog-praxis.de/beschaltung-von-sperrwendlern-mit-snubbern-a-576908/> (besucht am 18. Jan. 2019).
- [5] (). Snubber-Schaltung für den primärseitigen Schalter eines Sperrwandlers, Adresse: <https://www.analog-praxis.de/snubber-schaltung-fuer-den-primaerseitigen-schalter-eines-sperrwandlers-a-535548/> (besucht am 18. Jan. 2019).
- [6] P. Schleuniger, *Photodiodenverstärker mit Operationsverstärker*, nicht veröffentlicht, 15. Nov. 2017.
- [7] D. of Energy und Environment, *Wireless Power Transfer*,

A Simulation LTSpice Flyback-Converter

37

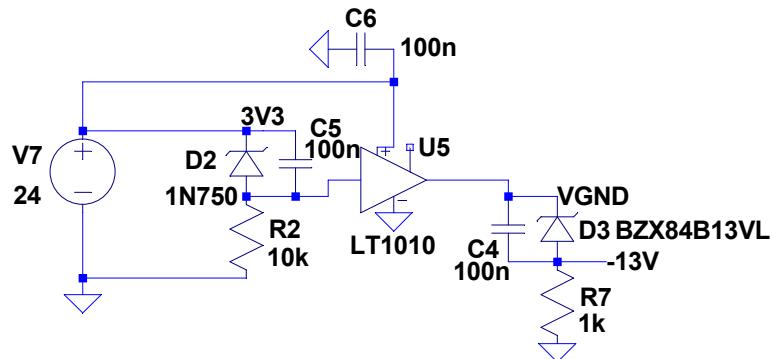


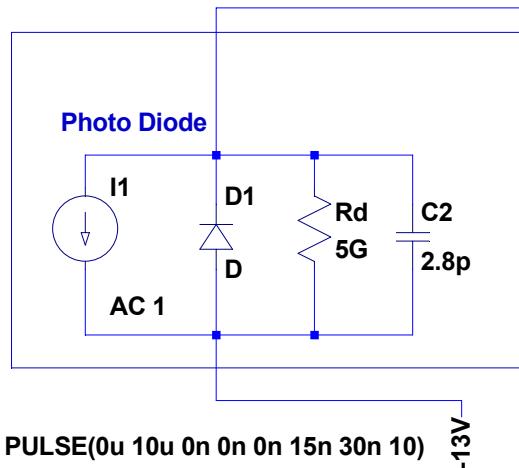
PHOTO DIODE WITH TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER

design goals: gain = 20000 V/A B>=33MHz

```
;ac dec 100 1k 100e6
.tran 0 200n 0 .1n
.lib opamp.sub
```

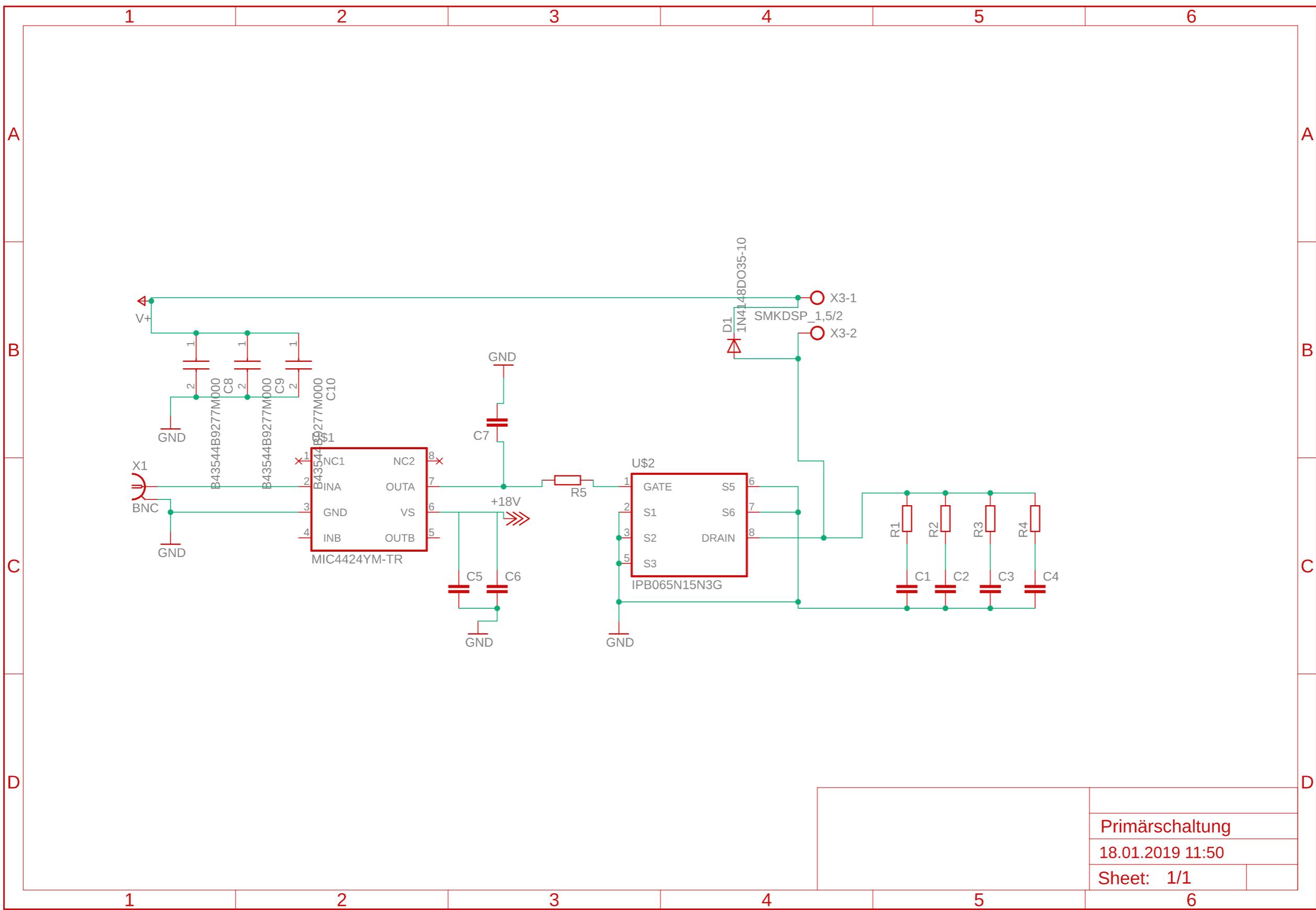
;step param C1 list 150f 200f 300f 500f

;step param C1 list 50f 100f 200f 300f 400f 500f

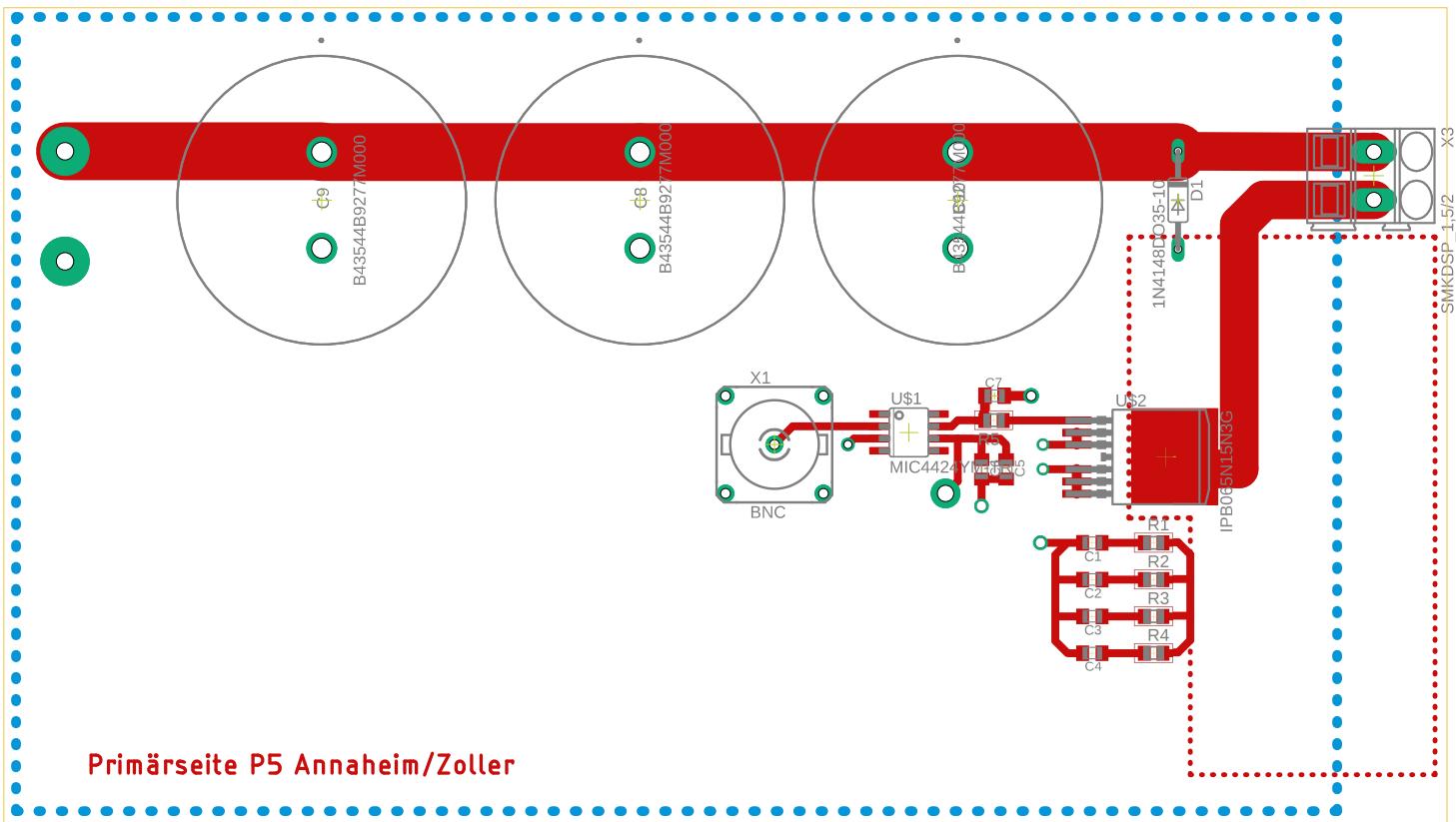


--- D:\FHNW\5_Semester\pro5E\LTSpice\photodiode_amp.asc ---

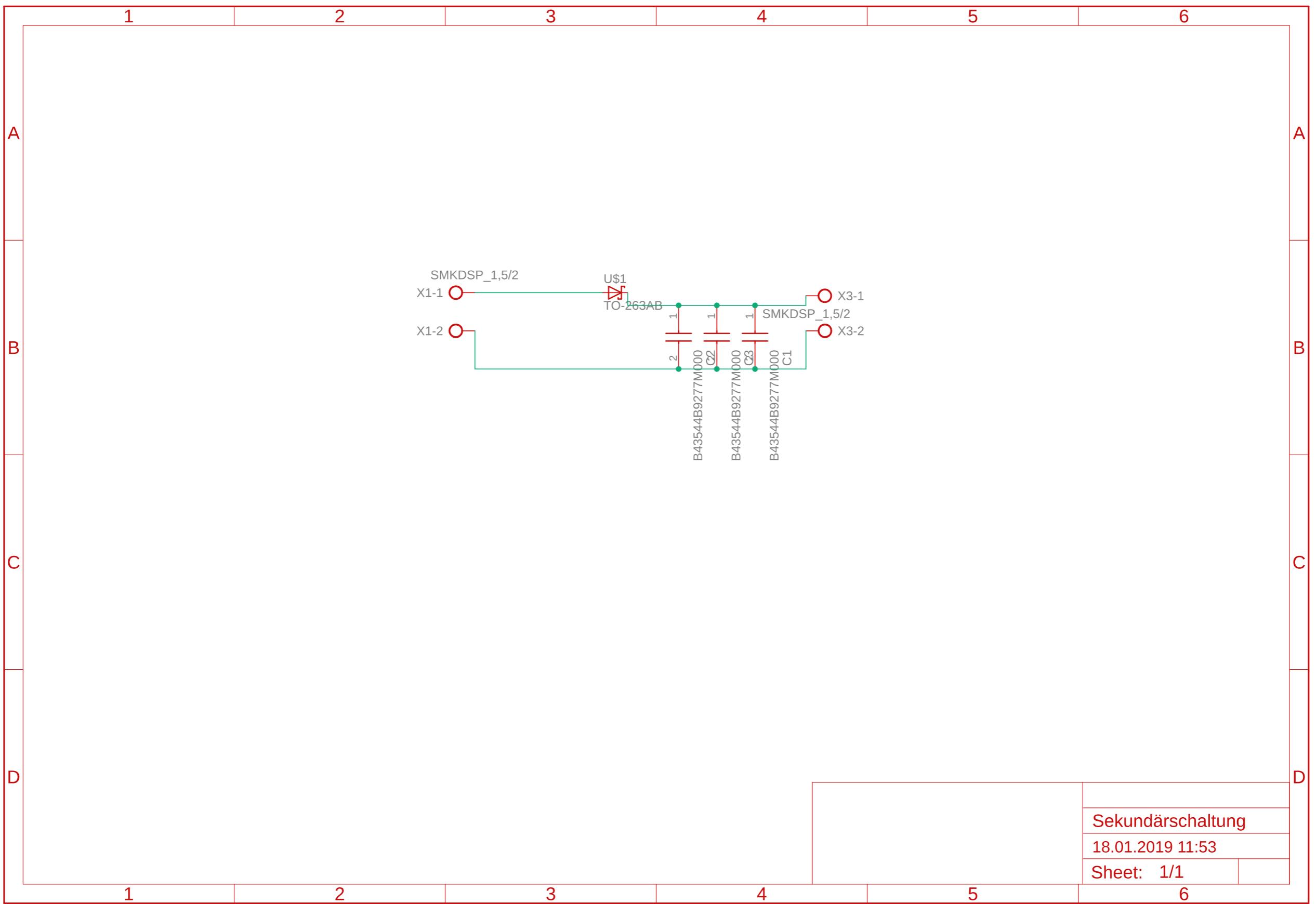
B SCHEMA PRIMÄRSEITE



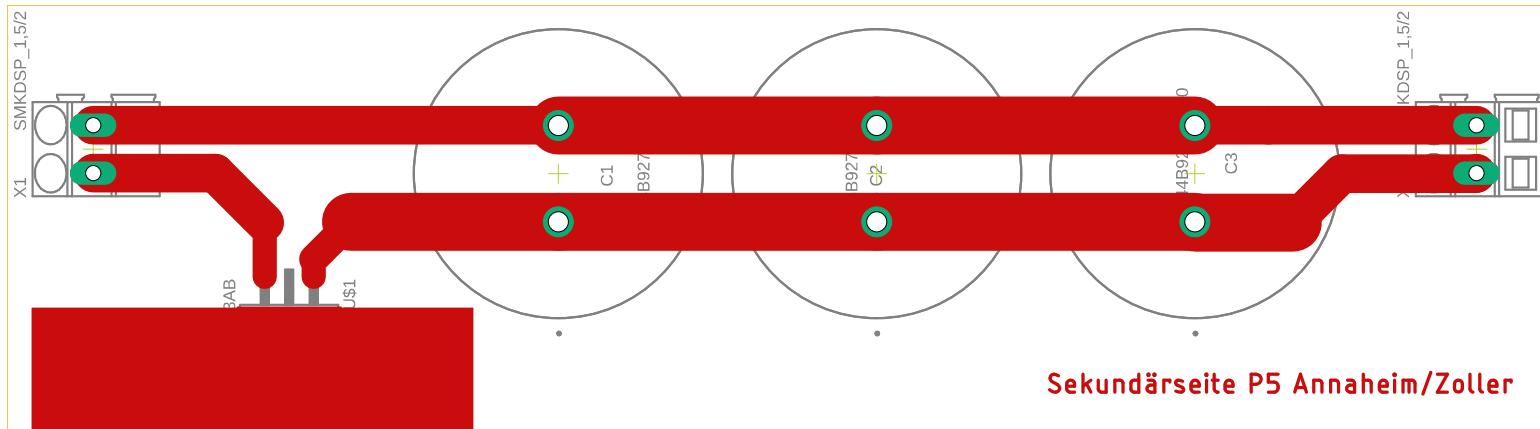
C Layout Primärseite



D Schema Sekundärseite



E Layout Sekundärseite



F Simulation LTSpice Empfängerschaltung

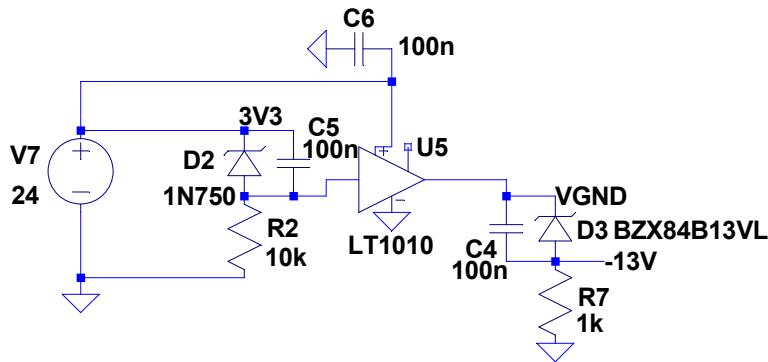


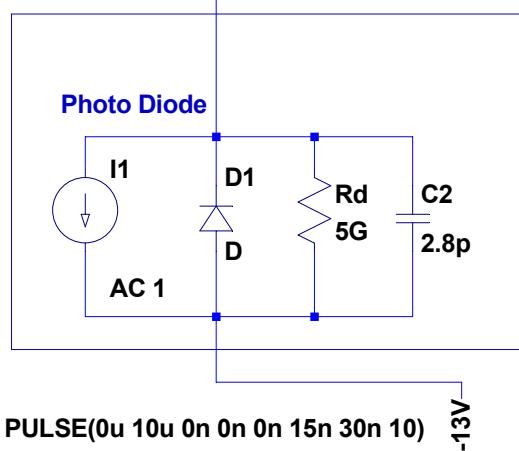
PHOTO DIODE WITH TRANSIMPEDANCE AMPLIFIER

design goals: gain = 20000 V/A B>=33MHz

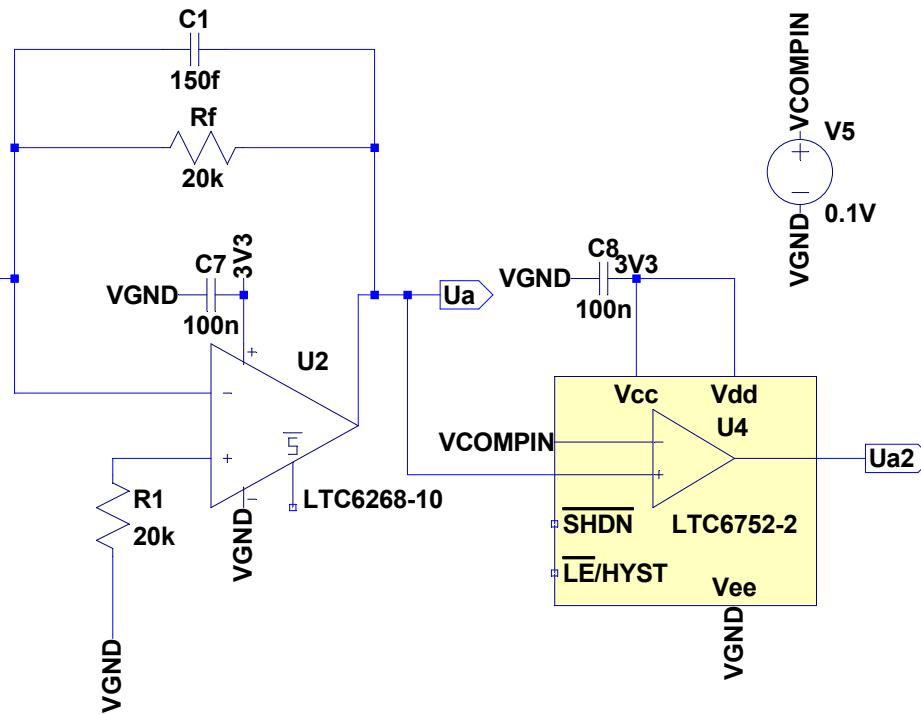
```
;ac dec 100 1k 100e6
.tran 0 200n 0 .1n
.lib opamp.sub
```

;step param C1 list 150f 200f 300f 500f

;step param C1 list 50f 100f 200f 300f 400f 500f

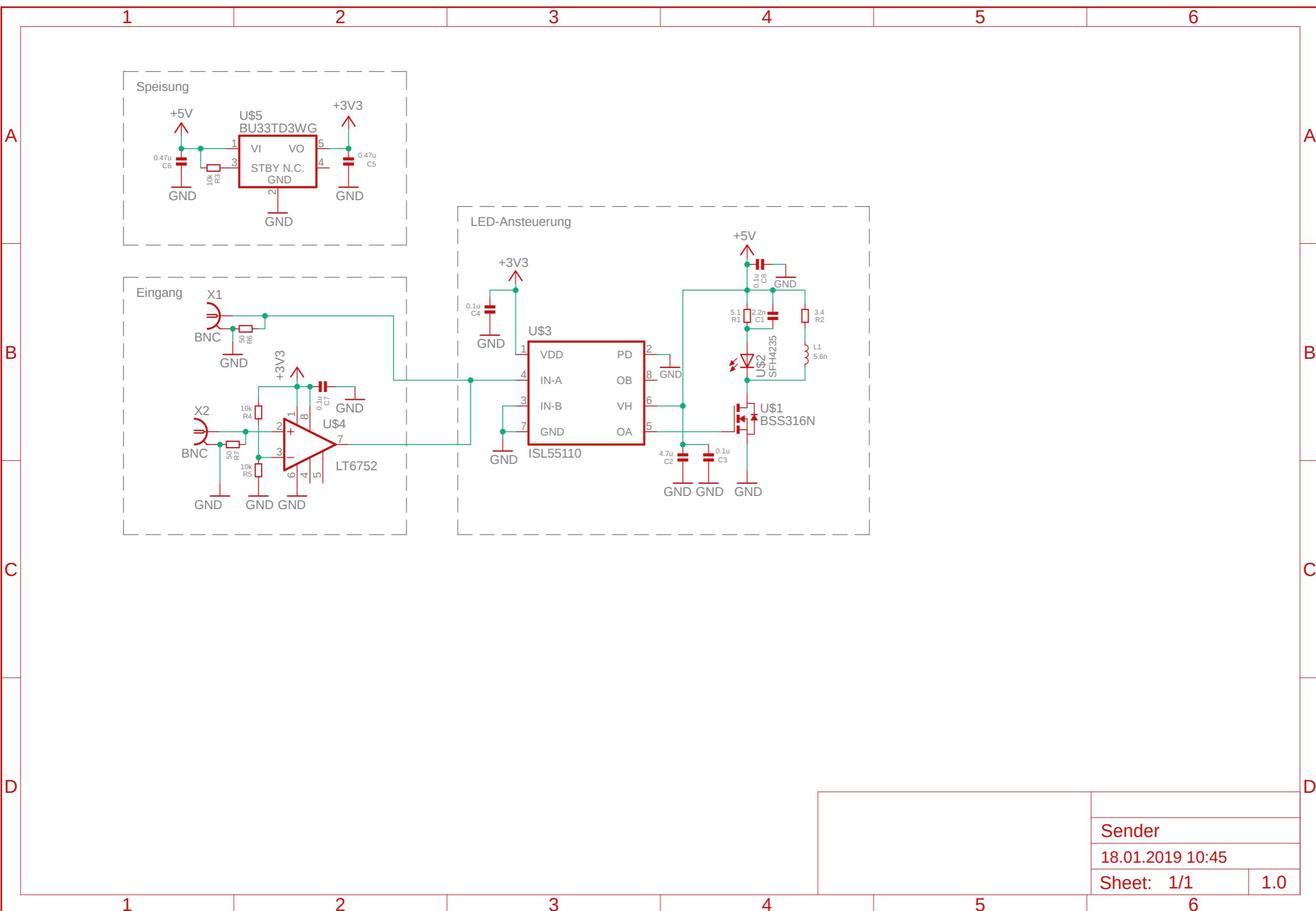


PULSE(0u 10u 0n 0n 0n 15n 30n 10)

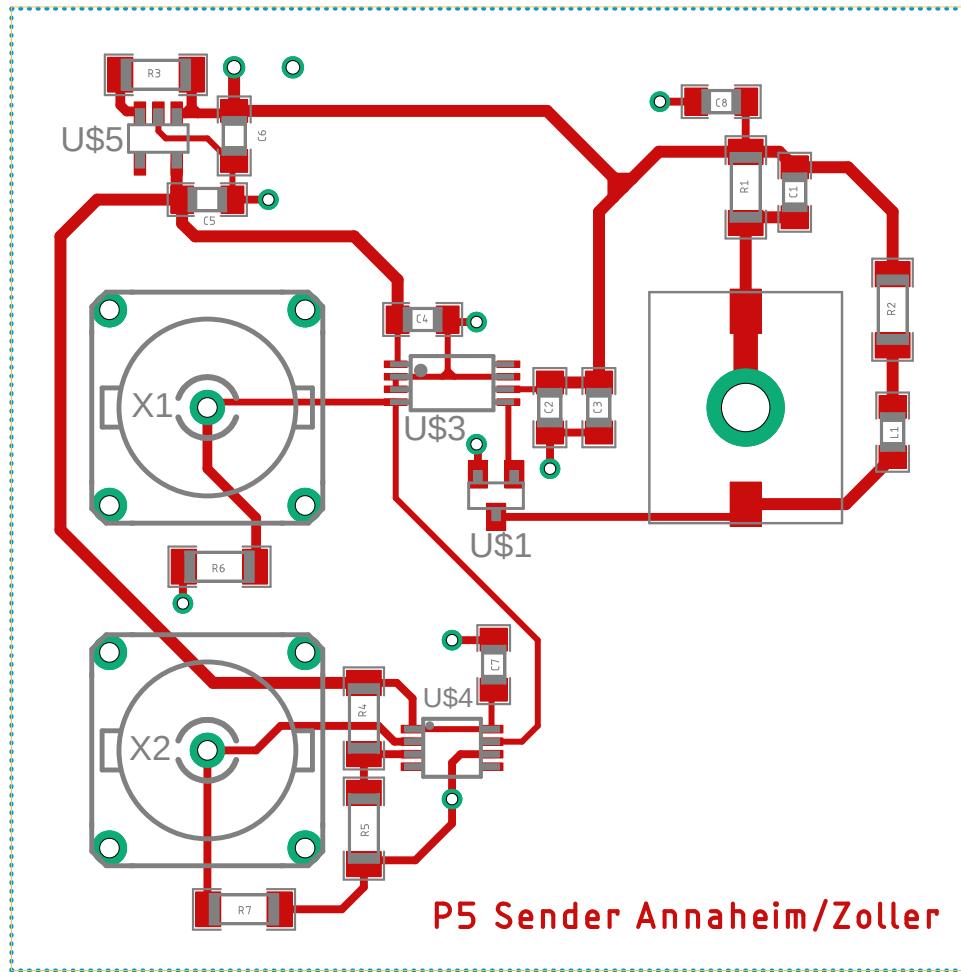


--- D:\FHNW\5_Semester\pro5E\LTSpice\photodiode_amp.asc ---

G Schema Sender

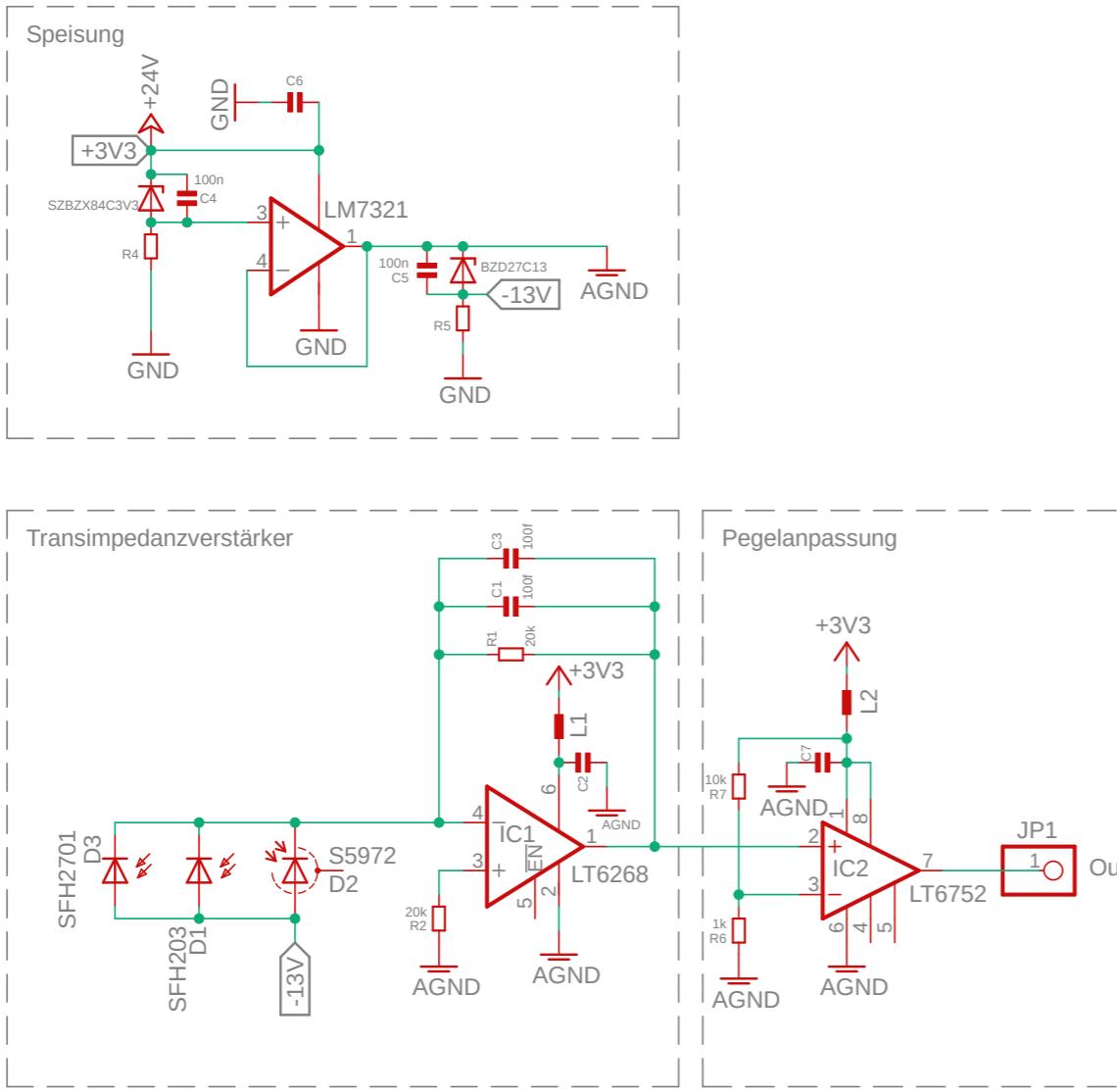


H Layout Sender



I Schema Empfänger

45



TITLE: Empfangsschaltung	
Document Number:	REV: 1.0
Date: 18.01.2019 10:27	Sheet: 1/1

J Layout Empfänger

