

Drahtlose Energie- und Datenübertragung

P5 Disposition

Windisch, 11. Januar 2019



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

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen	2
2.1	Grundlagen zur Energieübertragung	2
2.2	Grundlagen zur Datenübertragung	6
3	Energieübertragung	10
3.1	Konzept	10
3.2	Dimensionierung Flyback-converter	11
3.3	Simulation	13
3.4	Testaufbau	14
4	Datenübertragung	15
4.1	Konzept	15
4.2	Dimensionierung Testaufbau	18
4.3	Simulation	20
4.4	Testaufbau	20
5	Validierung	21
5.1	Validierung Energieübertragung	21
5.2	Validierung Datenübertragung	21
6	Fazit	22

1 Einleitung

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Grundlagen erklärt, welche nötig sind um den Bericht zu verstehen.

2.1 Grundlagen zur Energieübertragung

In diesem Unterkapitel werden die Grundlagen zur Energieübertragung erläutert. Mittels dieser Grundlagen sollen die Eigenschaften des Flyback-converters, dessen Formeln und Grundkenntnisse zum Kopplungsfaktor vermittelt werden. Es soll dem Leser als Basis für das Kapitel 3 **Energieübertragung** dienen.

Kopplungsfaktor

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

[Technische Elektrizitätslehre]

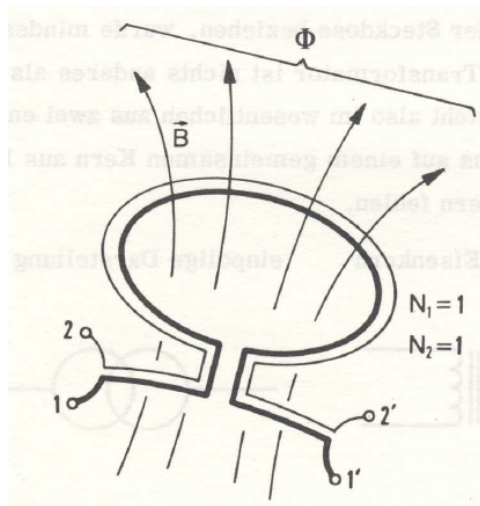


Abbildung 2.1: zwei ideal gekoppelte Einzelschleifen

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:

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

nicht ganz sicher ob M stimmt

Flyback

Der Flyback-converter oder Eintakt-Sperrwandler, wie die Schaltung auf Deutsch genannt wird gehört zu den primär getakteten Wandlern. Die Eingangs- und Ausgangsseite sind galvanisch getrennt. Er wird in Schaltnetzteilen von kleiner bis mittleren Leistung (ca. 500W), z.B. für PC-Netzteilen, Drucker und Fernsehgeräte eingesetzt. [Speerwandler, schulz]

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. [bachelor]

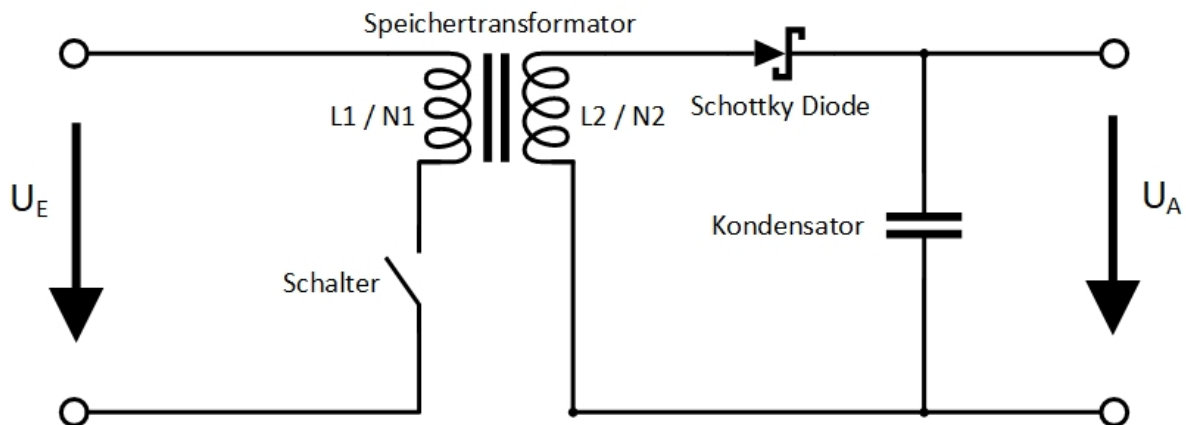


Abbildung 2.2: Grundsaltung Flyback

Wie man aus der Abbildung 2.2 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 wird wegen der gleichzeitigen Leistungsaufnahme und -abgabe bei gewöhnlichen Transformatoren nur wenig Energie im Kern gespeichert. [schulz, speerwandler]

Der Flyback überträgt dankt 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. [schulz]

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 [schulz]

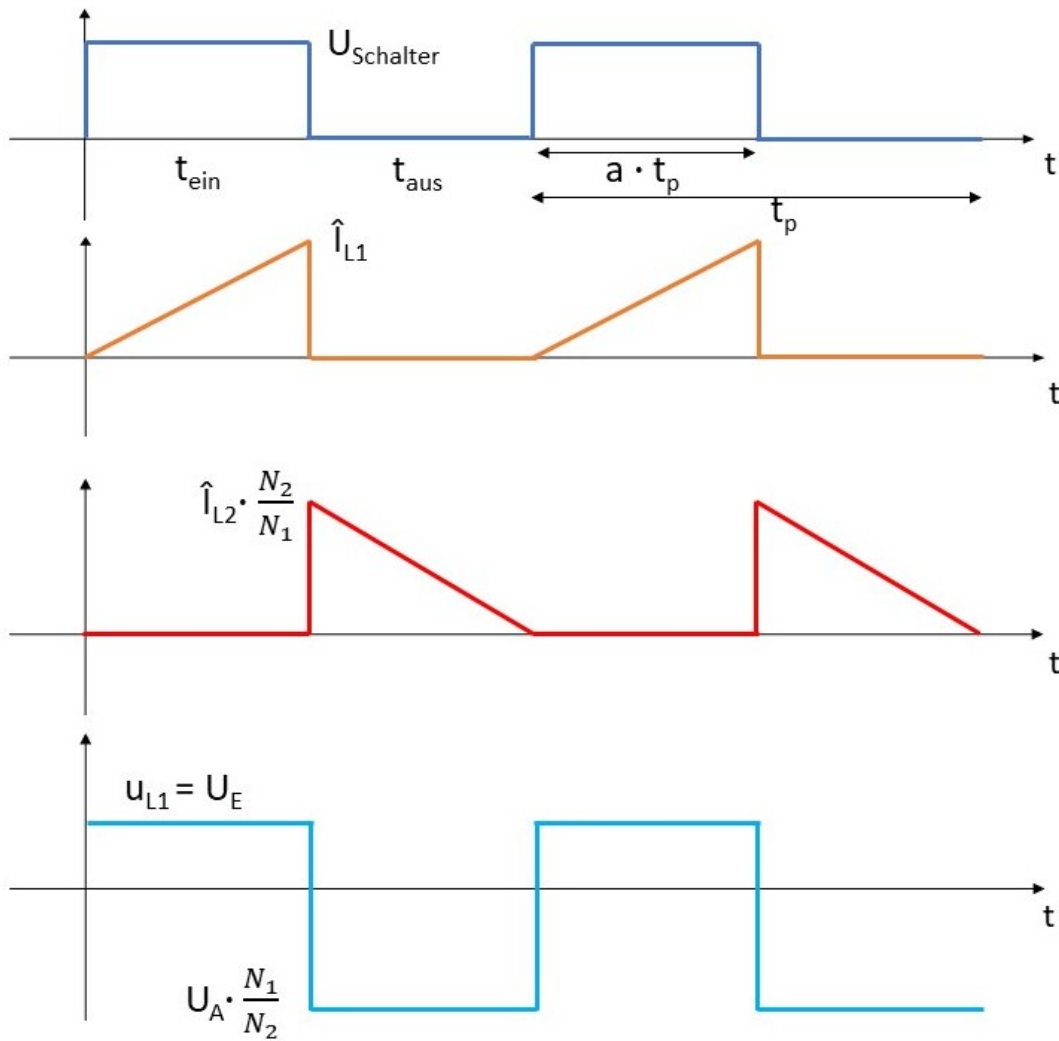


Abbildung 2.3: Strom und Spannungsverlauf des Speichertrafos

Die Abbildung 2.3 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 dieser Formel beschrieben.

$$u_{L1} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

Die Primärspannung u_{L1} lässt sich 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.

$$\hat{I}_{L1} = \frac{U_E}{L} \cdot a \cdot T_p \quad (2.3)$$

Um die nachfolgenden Formeln zu vereinfachen wird das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} zwischen der Anzahl Windungen der Primärseite und der Sekundärseite wie folgt definiert.

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_E}{U_A} \quad (2.4)$$

Die Primärspannung u_{L1} muss im stationärem Betrieb einen Mittelwert gleich Null haben. Ansonsten würde der Strom auf unermesslich hohe Werte ansteigen. Das Tastverhältnis hat den Kennbuchstaben a . Daraus folgt $0 = U_E \cdot a + \ddot{u} \cdot (-U_A) \cdot (1 - a)$. Diese Gleich 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 lässt sich wie folgt 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.

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

Kontinuierlicher, Diskontinuierlicher Modus

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. Ein Snubber zu dimensionieren ist nicht ganz einfach den neben der Spannungsbegrenzung müssen noch weitere Probleme gelöst 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

Nachfolgen werden zwei Typologien vorgestellt.

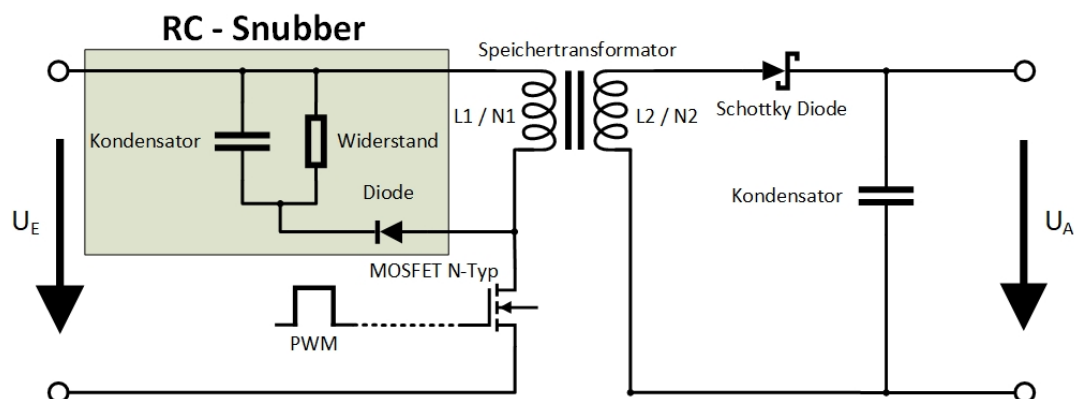


Abbildung 2.4: Snubberschaltung mit RC-Glied

In der Abbildung 2.4 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. Der Nachteil dieser Schaltung ist, je weiter die Begrenzungsspannung gesenkt wird, desto mehr Energie wird der Gesamtleistung entzogen. Daher entsteht ein schlechterer Wirkungsgrad. [power-tipps 17]

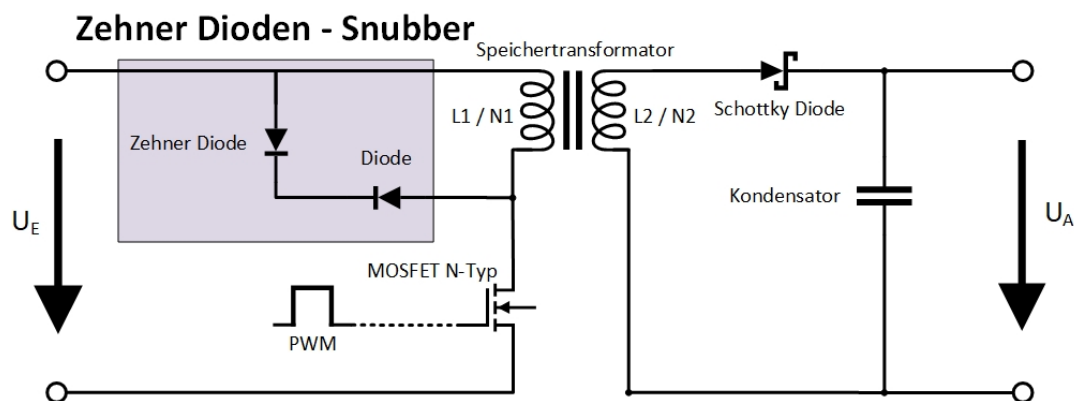


Abbildung 2.5: Snubberschaltung mit Zehner Diode

Die zweite Snubberschaltung (Abbildung 2.5) besteht aus einer Zener Diode und einer Diode. Die Drainspannung 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 hängt 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. [power-tipps 54]

Transformator Ersatzschaltbild

Abbildung Ersatzschaltbild

Aufzeigen der Streuinduktivität

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.

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 Manchesterkodierung 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.

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 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.

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.

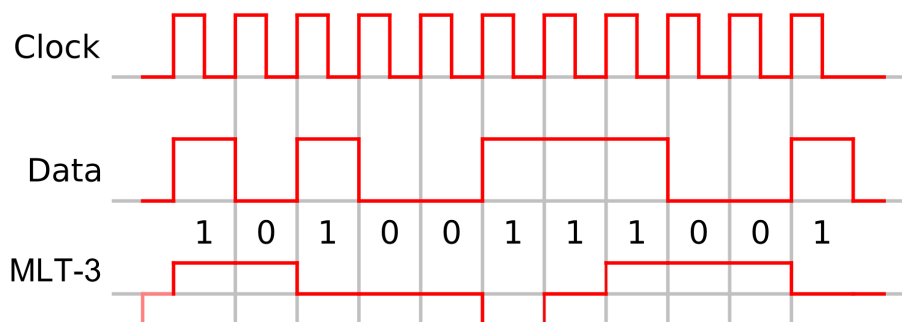


Abbildung 2.6: MLT-3 codierte Datenfolge

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:

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

Photodioden-Verstärker

Photodioden sind Halbleiter-Dioden, die auftreffende Photonen in einen elektrischen Strom umwandeln. Folgende Abbildung 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.

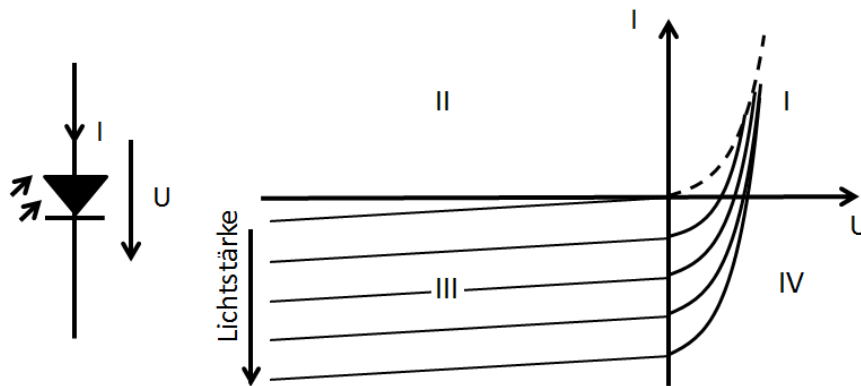


Abbildung 2.7: typische Kennlinie einer Photodiode

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.

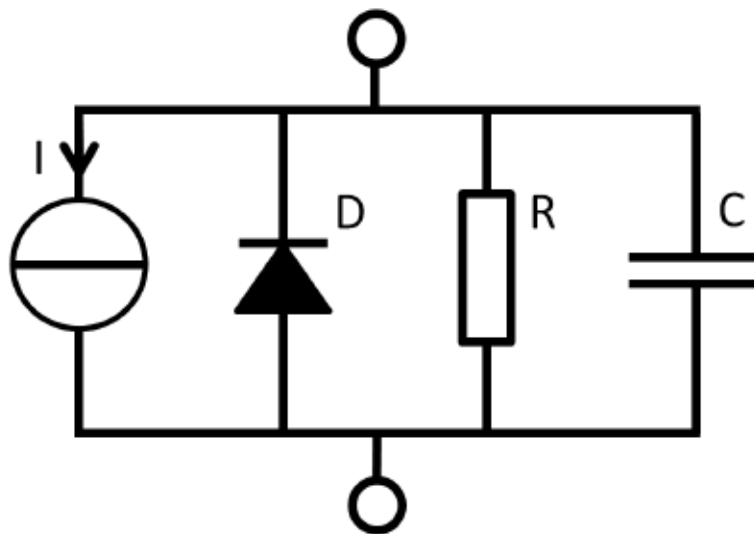


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild einer Photodiode

Für eine erfolgreiche Dimensionierung einer Schaltung, sind diese Parameter des Ersatzschaltbildes unbedingt zu beachten.

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.

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

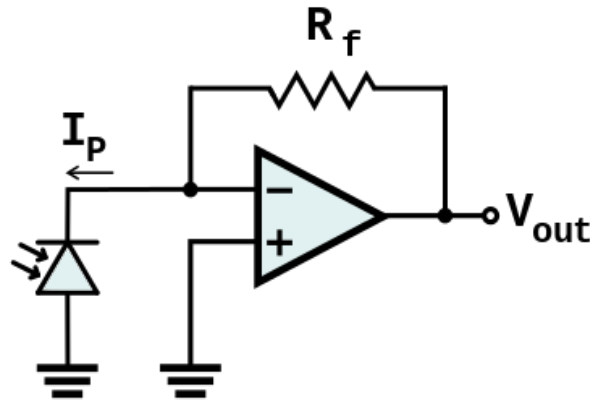


Abbildung 2.9: Transimpedanzverstärker

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.

3 Energieübertragung

In diesem Kapitel wird aufgezeigt, wie die Energie übertragen werden soll. Die Schaltung auf der Primär- und der Sekundärseite werden 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 Gleichspannung von 48V.

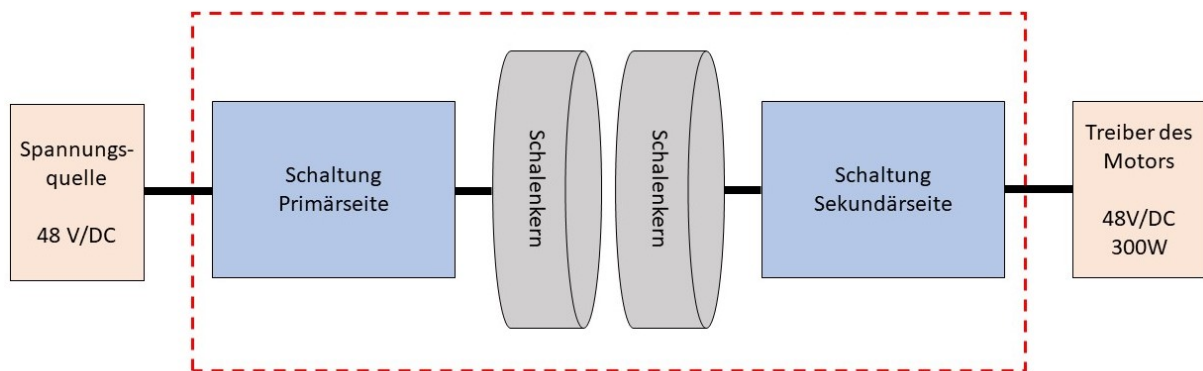


Abbildung 3.1: Konzept der induktiven Energieübertragung

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

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 keinen Strom in der zweiten Spule induziert.

Auf der sekundären Seite wird wieder eine gepulste Spannung erhalten. 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. [\[Speerwandler, bachelor\]](#)

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.

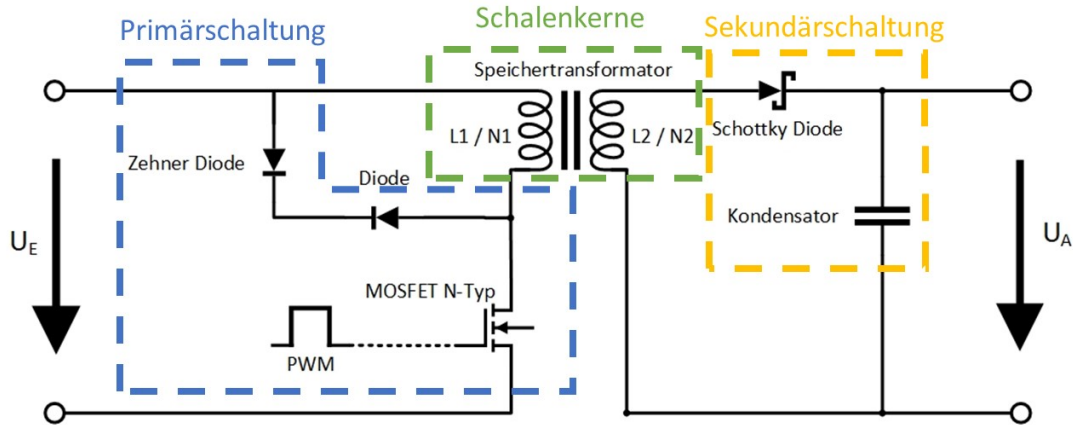


Abbildung 3.2: Unterteilung der Flyback Schaltung

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 diesem 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 Literatursec: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 lässt sich die übertragene Leistung P beschreiben.

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

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 lässt sich die Induktivität berechnen. 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 der Schaltfrequenz aufgeführt. Die Berechnungen geben Aufschluss darüber, dass die Induktivität kleiner werden muss, wenn die Frequenz erhöht wird. Dies wird auch mit der Formel 2.3 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	$9.6 \times 10^{-5} \text{ H}$
20 kHz	$4.8 \times 10^{-5} \text{ H}$
30 kHz	$3.2 \times 10^{-5} \text{ H}$
40 kHz	$2.4 \times 10^{-5} \text{ H}$
50 kHz	$1.9 \times 10^{-5} \text{ H}$

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.

$$U_{DSmax} = U_e + U_a \cdot \frac{N1}{N2} \quad (3.4)$$

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

ev. Verlustleistung

Auslegung des Ausgangsdiode

Die Sperrspannung U_R der Schottky Diode muss folgendermassen ausgelegt werden.

$$U_R = U_a + U_e \cdot \frac{N2}{N1} = 48\text{V} + 48\text{V} \cdot 1 = 96\text{V} \quad (3.6)$$

ev. Verlustleistung

Auslegung Snubber Schaltung

Im Kapitel 2 Literatursec:Grundlagen wurden zwei Snubber Schaltungen vorgestellt. Da der Aufbau mit einer Zener Diode und einer Diode (Abbildung 2.5) effizienter und zusätzlich unabhängig von der Streuinduktivität ist, fiel die Wahl auf diese Topologie. Die Durchbruch-Spannung U_Z der Zener Diode kann mit folgenden zwei Bedingungen festgelegt werden.

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

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

$$U_Z > (U_A + U_F) \cdot \frac{N1}{N2} \quad (3.9)$$

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

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

Berechnung ev. Kondensator

3.3 Simulation

Die Simulation der Schaltung sowie die erhaltenen Erkenntnisse aus der Simulation werden beschrieben.

FEMM

Infos zu Ferritkern

Erwähnung von Sättigung

Ziel 1: Anzahl Windungen Berechnen

Tabelle Frequenzabhängig, Abstand, Windungen ==> Induktivität

Frequenz	Berechnet	1mm Distanz		0.1mm Distanz	
		Windungen	Induktivität	Windungen	Induktivität
10 kHz	$9.6 \times 10^{-5} \text{ H}$	11	$8.17 \times 10^{-5} \text{ H}$	4	$7.45 \times 10^{-5} \text{ H}$
		12	$9.72 \times 10^{-5} \text{ H}$	5	$1.16 \times 10^{-4} \text{ H}$
20 kHz	$4.8 \times 10^{-5} \text{ H}$	8	$4.33 \times 10^{-5} \text{ H}$	3	$4.19 \times 10^{-5} \text{ H}$
		9	$5.48 \times 10^{-5} \text{ H}$	4	$7.45 \times 10^{-5} \text{ H}$
30 kHz	$3.2 \times 10^{-5} \text{ H}$	6	$2.44 \times 10^{-5} \text{ H}$	2	$1.87 \times 10^{-5} \text{ H}$
		7	$3.32 \times 10^{-5} \text{ H}$	3	$4.19 \times 10^{-5} \text{ H}$
40 kHz	$2.4 \times 10^{-5} \text{ H}$	6	$2.44 \times 10^{-5} \text{ H}$	2	$1.234 \times 10^3 \text{ H}$
				3	$4.19 \times 10^{-5} \text{ H}$
50 kHz	$1.9 \times 10^{-5} \text{ H}$	5	$1.70 \times 10^{-5} \text{ H}$	2	$1.87 \times 10^{-5} \text{ H}$
		6	$2.44 \times 10^{-5} \text{ H}$		

Tabelle 3.2: Resultate der Simulation in FEMM

Ziel 2: Kopplungsfaktor Berechnen

Ergebnis für 20, 30, ev. 50kHz

Um mit FEMM die Selbstinduktion der Primär Spule zu ermitteln, lässt man einen Strom durch die Primär Wicklung und simuliert dies wie in Abbildung. Mit dem simulierten Fluss Ψ_{11} und dem Strom I_1 kann die Induktivität L_1 wie folgt berechnet werden:

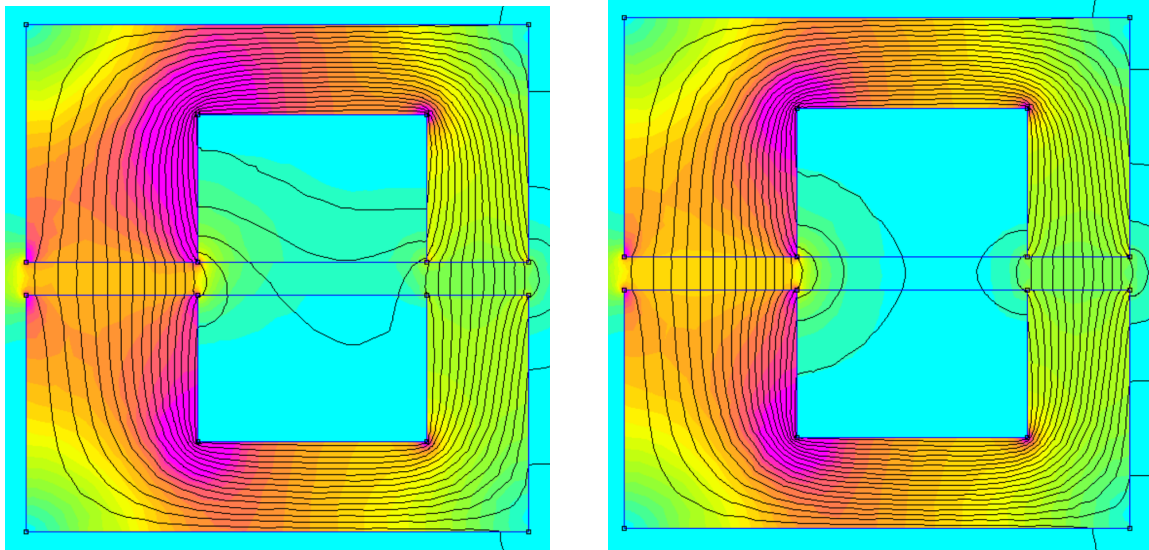
$$L_1 = \frac{\Psi_{11}}{I_1} \quad (3.11)$$

Der Fluss Ψ_1 lässt sich in FEMM simulieren in dem man durch die Primär und Sekundär einen Strom laufen lässt, wie in Abbildung. Mit der Formel 3.12 wird die Gegeninduktivität M berechnet.

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

Da L_1 und L_2 den selben Wert besitzen kann man die Formel 2.1 vereinfachen wodurch sich nun der Kopplungsfaktor k wie folgt definiert:

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



(a) Strom durch primär Wicklung.

(b) Strom durch primär und sekundär Wicklung.

Abbildung 3.3: Simulation des FEMM Models.

Schaltung

Wirkungsgrad

Energie

Strom, Spannung

Aufzeigen von Snubber

Verlustleistung

3.4 Testaufbau

Messung Induktivität, Widerstand, Frequenzabhängig?

Wirkungsgrad

Energie

Strom, Spannung

Aufzeigen von Snubber

Verlustleistung

4 Datenübertragung

Im folgenden wird ein Konzept beschrieben, um Daten des VARAN-Buses optisch und bidirektional zu übertragen. Ausserdem wird eine Sende- und Empfängerschaltung entworfen, um einen Teilbereich des Konzepts zu überprüfen 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.

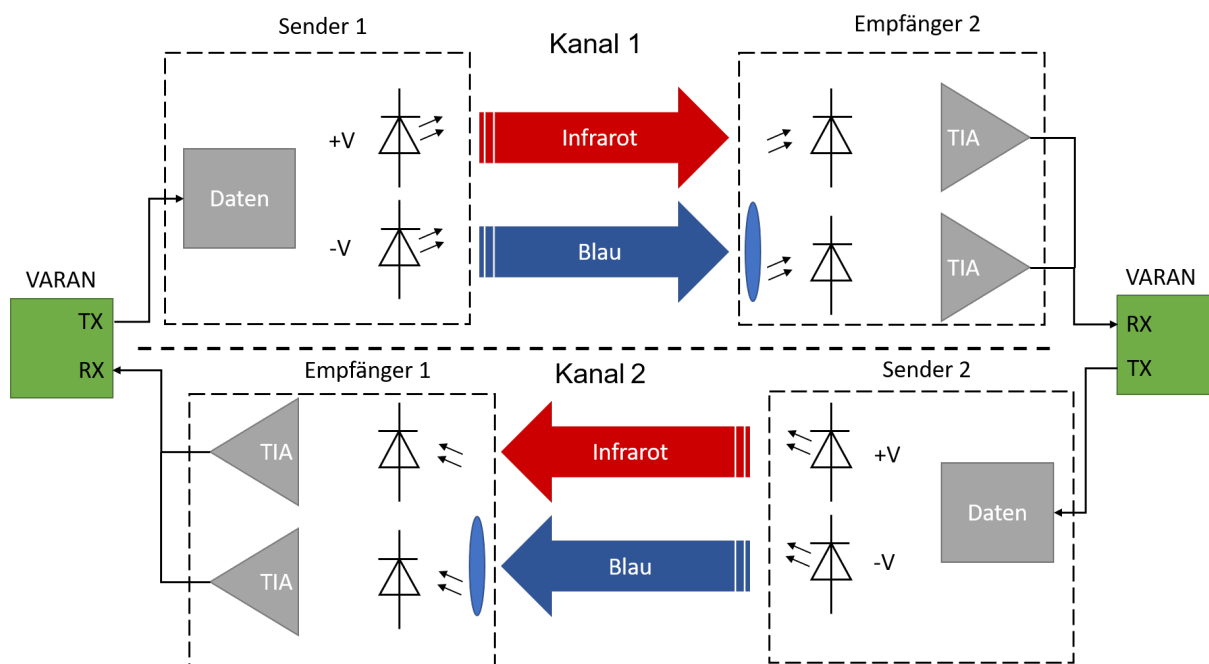


Abbildung 4.1: Konzept der optischen Datenübertragung

In der Abbildung 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 mit einer Infrarot-LED übertragen und die negativen Spannungspegel mit einer blauen LED. Der Zustand „0“ steht an, wenn keine der LEDs leuchtet.

Eine Empfangseinheit besteht aus Photodioden und Verstärkerschaltungen. 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 folgender Abbildung ist das Konzept einer Sendeeinheit detaillierter dargestellt.

Aus dem symmetrischen Signal des VARAN-Buses wird zuerst ein unsymmetrisches Signal erzeugt. Dafür kann ein Signal-Transformator eingesetzt werden. Das Signal hat nun einen Bezug zur Masse der restlichen Schaltung. Mit zwei Komparatoren wird unterschieden, ob es sich um

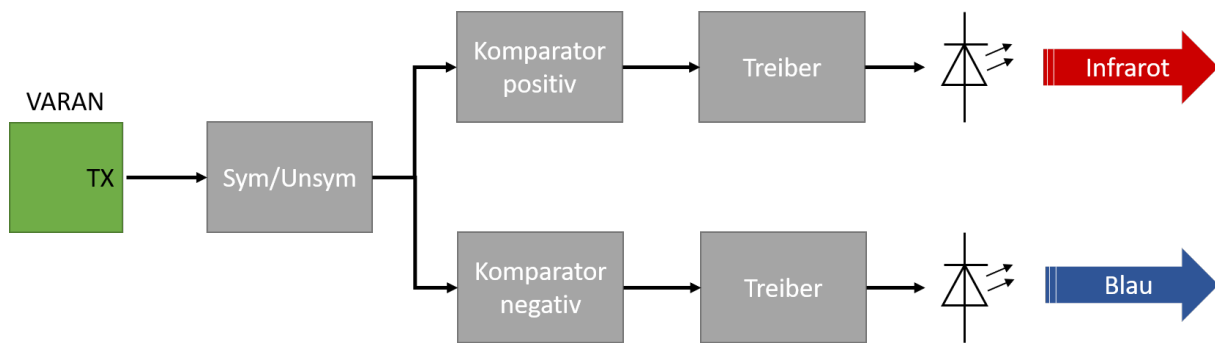


Abbildung 4.2: Konzept der optischen Sendeeinheit

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 kleinen Erweiterung der Beschaltung der LED können die Anstiegs- und Abfallzeiten nochmals reduziert werden. Folgende Abbildung zeigt die Ansteuerung der LED mitsamt der Erweiterung von R_2 , C und L .

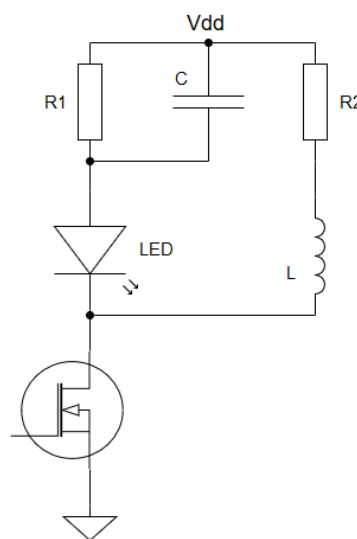


Abbildung 4.3: Erweiterte Schaltung um Schaltzeiten zu verkürzen

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.

Empfänger

In folgender Abbildung wird das Konzept einer Empfangseinheit detaillierter dargestellt.

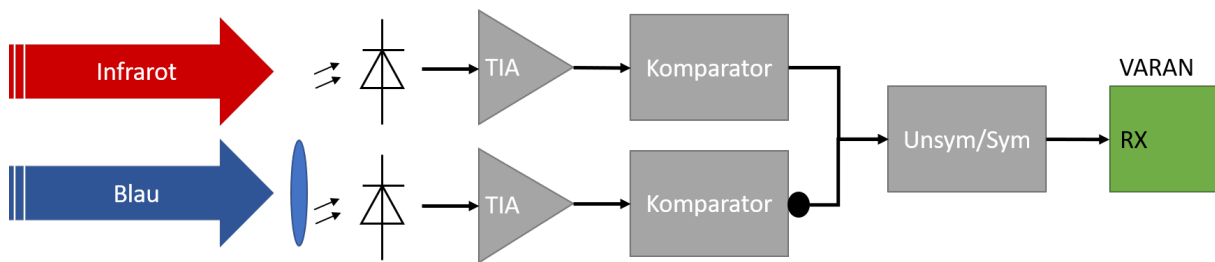


Abbildung 4.4: Konzept der optischen Empfangseinheit

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 bei der Verstärkerschaltung erforderlich. Deshalb ist ein Verstärker mit hohem 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 negative Biasspannung an der Anode 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 noch invertiert. Mit einem Signal-Transformator wird aus dem unsymmetrischen 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 keine direkte Verbindung sichergestellt. Deshalb bestehen die beiden Kanäle aus einem lichtstreuenden Werkstoff und sind optisch voneinander isoliert. Nachfolgende Abbildung zeigt den prinzipiellen Aufbau der Kanäle.

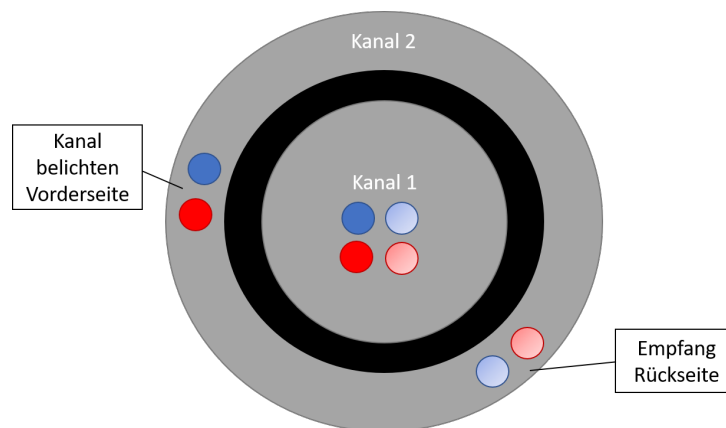


Abbildung 4.5: Konzept der Kanäle

In der Abbildung ist die optische Isolation (schwarz) gut zu erkennen, welche die gegenseitige Störung zwischen den Kanälen 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 Testaufbau

Um wichtige Erkenntnisse für den weiteren Projektverlauf zu gewinnen, wurde ein Testaufbau realisiert. Dieser beinhaltet eine Sende- und Empfangseinheit um einen Rechteckpuls im Infrarotbereich zu übertragen. In diesem Unterkapitel wird auf die wichtigsten Punkte zur Dimensionierung des Testaufbaus eingegangen.

Sender

Als Eingang beim Sender dient eine BNC-Buchse, um den Rechteckpuls einzuspeisen. Als Gatetreiber des FET wird der ISL55110 vom Hersteller Renesas verwendet. 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 Leuchtdiode kann mit Anstiegs- und Abfallzeiten von 7/14 ns mit >30 MHz betrieben werden und ist deshalb für diese Anwendung geeignet. Folgende Abbildung zeigt das Spektrum des Infrarot-Emitters.

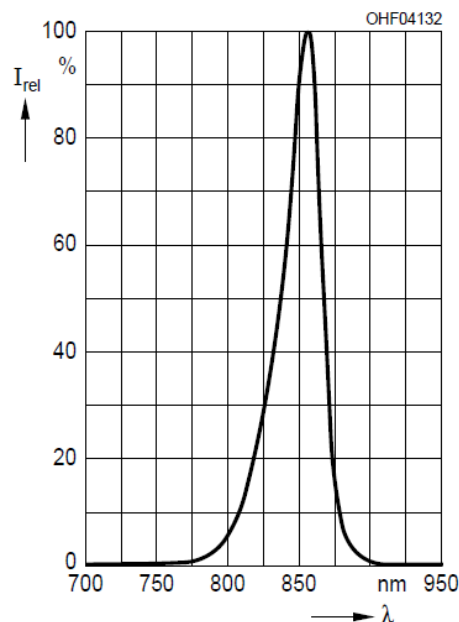


Abbildung 4.6: Spektrum SFH4235

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 wurde im Testaufbau vorbereitet. Weil die Standardbeschaltung schnell genug ist, wird die Ergänzung jedoch nicht bestückt.

Empfänger

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.

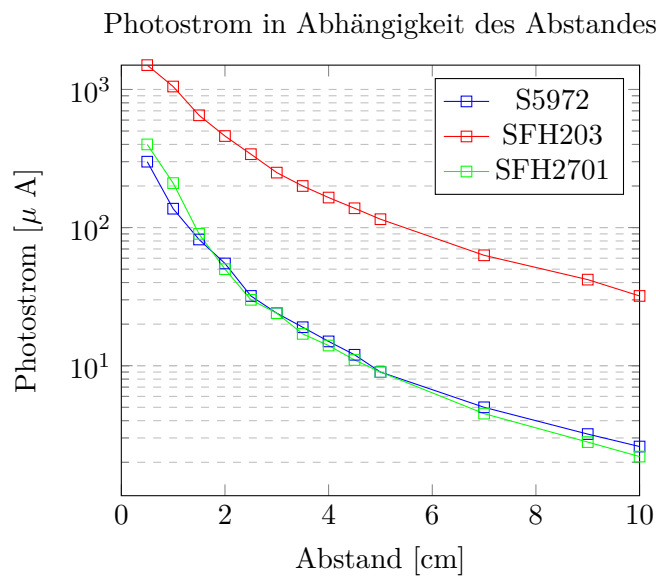
Es wurden drei verschiedene Photodioden ausgewählt und analysiert.

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 der Tabelle zu entnehmen ist, kann die parasitäre Kapazität aller ausgewählten Photodioden durch die negative Biasspannung auf einen Wert $<3\text{ pF}$ gebracht werden. Dieser Wert dient als Ausgangslage für weitere Berechnungen und Simulationen.

Um einen Anhaltspunkt für den zu erwartenden Photostrom zu haben, wurden die Photodioden bei Bestrahlung mit dem Infrarot-Emitter ($I_F = 280\text{ mA}$, konstant) ausgemessen.



Aus der Grafik geht hervor, dass bei einer Distanz von 4 cm mit einem Photostrom von $>10\text{ μA}$ 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 wurde der LT6268 von Linear Technology gewählt. 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 Konditionen:

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

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

4.3 Simulation

Im Simulations-Abschnitt wird die Dimensionierung und das Konzept überprüft.

4.4 Testaufbau

In diesem Unterkapitel wird der Testaufbau beschrieben.

5 Validierung

In diesem Kapitel werden die Messungen der Testaufbauten betrachtet und mit den Zielen und der Simulation verglichen.

5.1 Validierung Energieübertragung

Zur Energieübertragung wird der Kopplungsfaktor und die zu übertragene Leistung validiert. Auch der erreichte Wirkungsgrad wird betrachtet.

Vergleichen der Induktivität

Vergleichen Kopplungsfaktor?

Vergleichen der Schaltungssimulation - Realität:

-Wirkungsgrad

-Energie

-Strom, Spannung

-Aufzeigen von Snubber

-Verlustleistung

5.2 Validierung Datenübertragung

Bei der Datenübertragung wird die maximal erreichte Frequenz, sowie die Distanz validiert.

6 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