

# Drahtlose Energie- und Datenübertragung

P5 Disposition

Windisch, 4. Januar 2019



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

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>2</b>
2.1	Grundlagen zur Energieübertragung . . . . .	2
2.2	Grundlagen zur Datenübertragung . . . . .	2
<b>3</b>	<b>Energieübertragung</b>	<b>6</b>
3.1	Konzept . . . . .	6
3.2	Dimensionierung . . . . .	6
3.3	Simulation . . . . .	6
3.4	Testaufbau . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Datenübertragung</b>	<b>9</b>
4.1	Konzept . . . . .	9
4.2	Dimensionierung Testaufbau . . . . .	12
4.3	Simulation . . . . .	14
4.4	Testaufbau . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Validierung</b>	<b>15</b>
5.1	Validierung Energieübertragung . . . . .	15
5.2	Validierung Datenübertragung . . . . .	15
<b>6</b>	<b>Fazit</b>	<b>16</b>

## **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. Im wesentlichen beinhaltet dies folgende Themen:

#### Kopplungsfaktor

Der Kopplungsfaktor  $k$  lässt sich wie folgt definieren:

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

#### Auswahl der Schaltungstopologie

Vor und Nachteile Flyback

#### Flyback

Abbildung Flyback

Formeln zur Berechnung

Kontinuierlicher, Diskontinuierlicher Modus

Thema Snubber

#### 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.

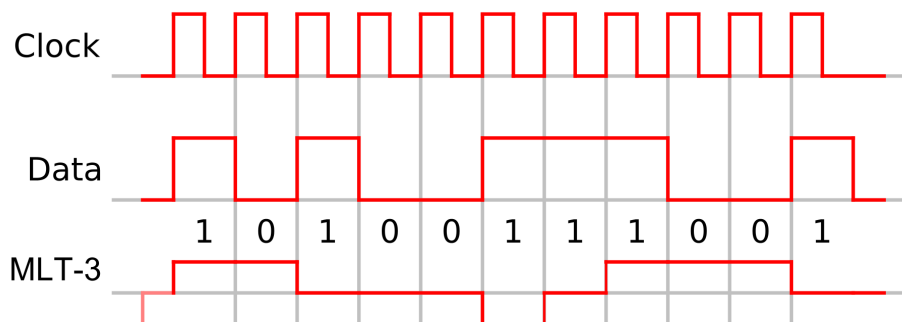


Abbildung 2.1: MLT-3 codierte Datenfolge

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:

$$f_{max} = \frac{Symbolrate}{4Bit} = \frac{125Mbit/s}{4Bit} = 31.25MHz \quad (2.2)$$

## 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. 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.

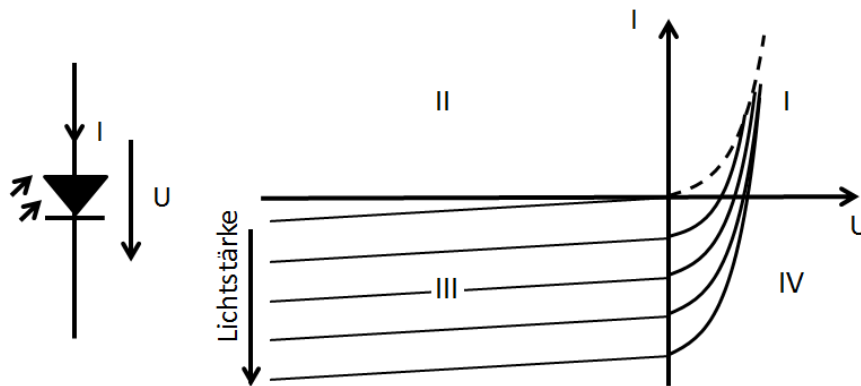


Abbildung 2.2: typische Kennlinie einer Photodiode

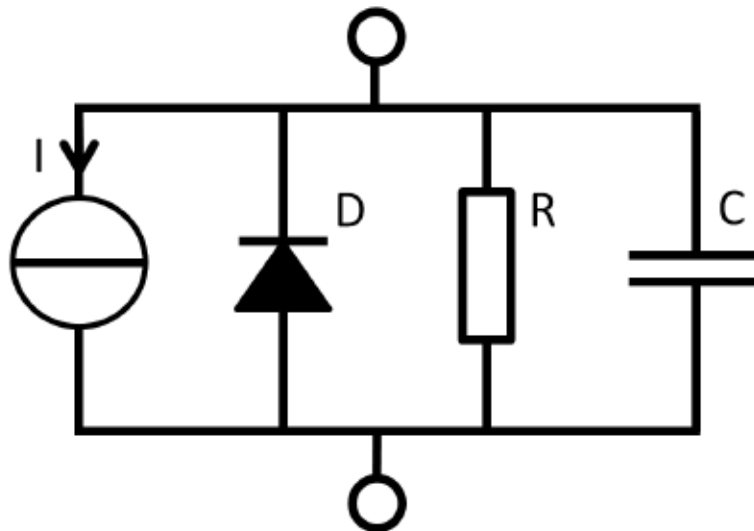


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild einer Photodiode

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 proportional zum Strom  $I_p$  ein. Die Ausgangsspannung beträgt:

$$V_{out} = R_f \cdot I_p \quad (2.3)$$

Aus der Formel 2.3 ist leicht ersichtlich, dass  $R_f$  dem Verstärkungsfaktor der Transimpedanzverstärkerschaltung entspricht.

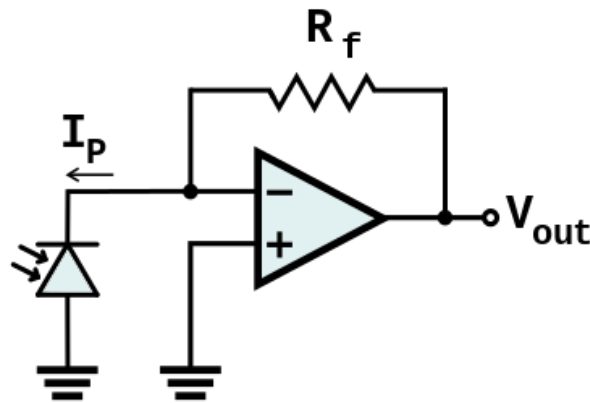


Abbildung 2.4: Transimpedanzverstärker

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 2.4 kann die Bandbreite berechnet werden:

$$B = \sqrt{\frac{GBWP}{2\pi \cdot R_f \cdot (C_{opamp} + C_{photo})}} \quad (2.4)$$

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 auf das Konzept, die Dimensionierung, die Simulation und den Testaufbau der Energieübertragung eingegangen.

#### 3.1 Konzept

Im Gesamtkonzept wird die Schaltung und deren Komponenten erklärt.

#### 3.2 Dimensionierung

In diesen Abschnitt wird die Auslegung der Spule und der Halbleiterelemente erklärt. Für die Dimensionierung der Spule wird die Simulation in femm für den Kopplungsfaktor betrachtet.

Berechnung der Induktivität

Tabelle 10-50kHz

Berechnung MOSFET

Berechnung Ausgangsdiode

Berechnung Snubber Circuit

zwei Möglichkeiten

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

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  $\Psi_{11}$  und dem Strom  $I_1$  kann die Induktivität  $L_1$  wie folgt berechnet werden:

$$L_1 = \frac{\Psi_{11}}{I_1} \quad (3.1)$$



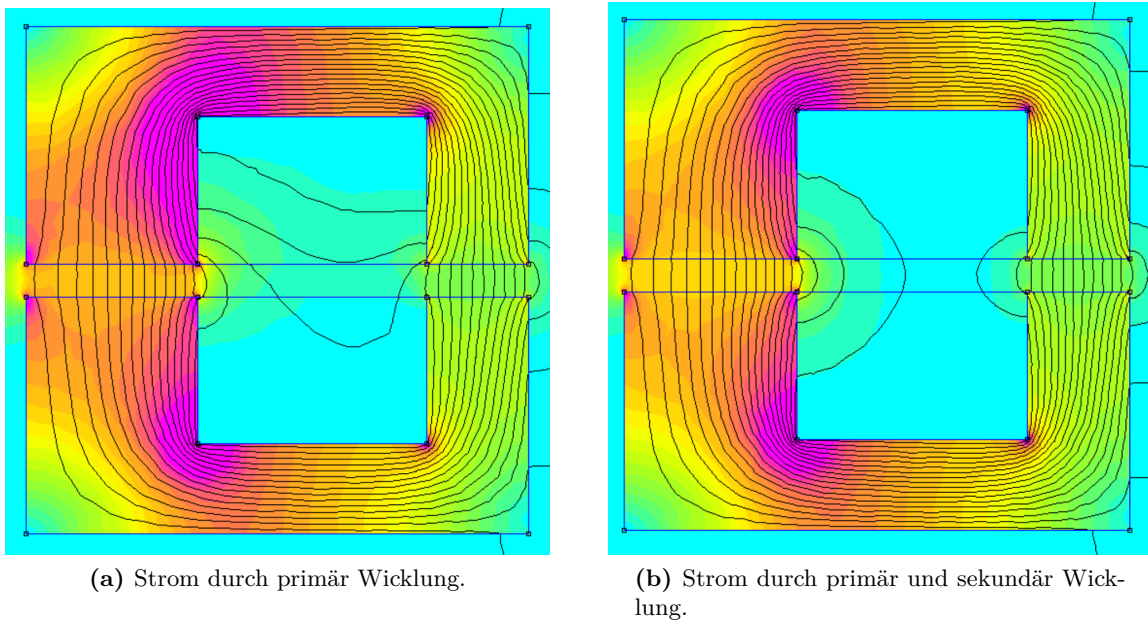


Abbildung 3.1: Simulation des FEMM Models.

Der Fluss  $\Psi_1$  lässt sich in FEMM simulieren in dem man durch die Primär und Sekundär einen Strom laufen lässt, wie in Abbildung. Mit der Formel 3.2 wird die Gegeninduktivität  $M$  berechnet.

$$M = \frac{\Psi_1 - \Psi_{11}}{I_1} = \frac{\Psi_{12}}{I_1} \quad (3.2)$$

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:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1^2}} \quad (3.3)$$

### Schaltung

Wirkungsgrad

Energie

Strom, Spannung

Aufzeigen von Snubber

Verlustleistung

### 3.4 Testaufbau

Messung Induktivität, Widerstand, Frequenzabhängig?

Wirkungsgrad

Energie

Strom, Spannung

Aufzeigen von Snubber

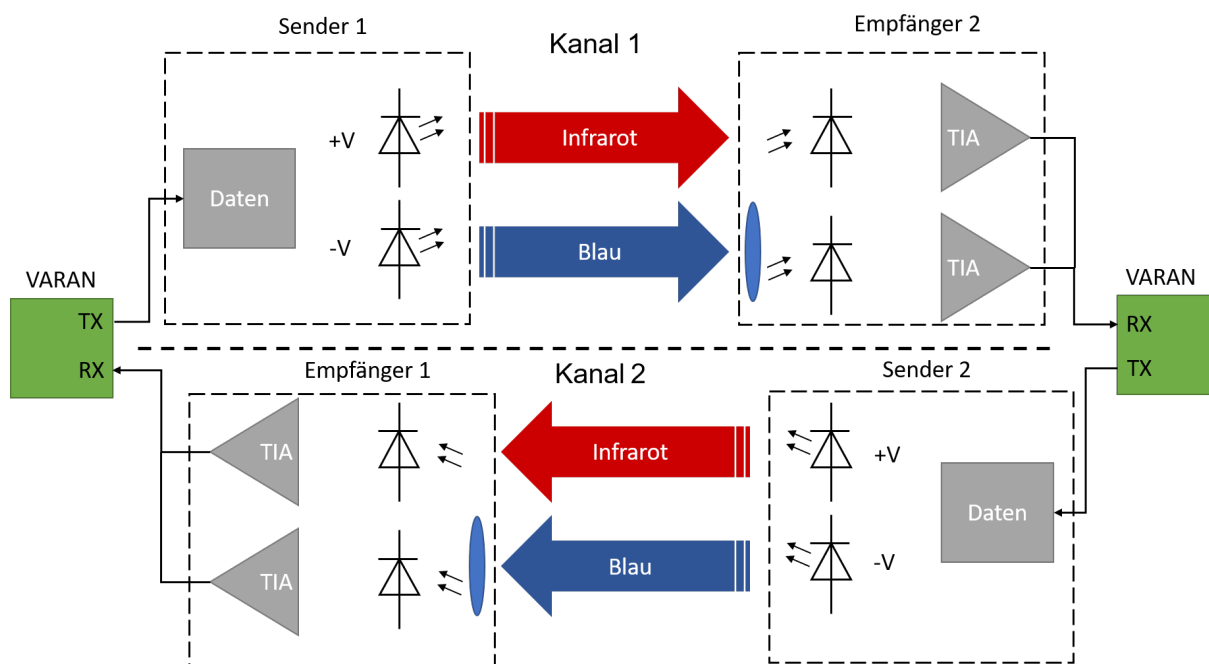
Verlustleistung

## 4 Datenübertragung

In 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-Transformer eingesetzt werden. Das Signal hat nun einen Bezug zur Masse der restlichen Schaltung. Mit zwei Komparatoren wird unterschieden, ob es sich um

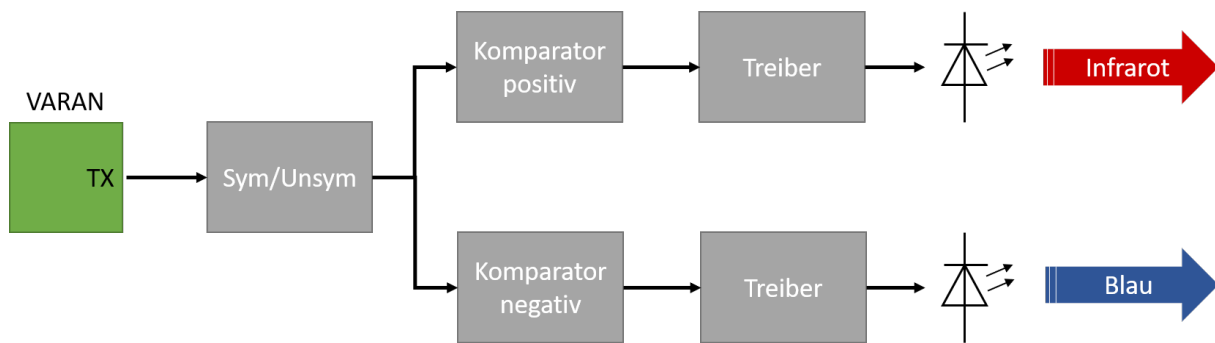


Abbildung 4.2: Konzept der optischen Sendeeinheit

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  $L$ .

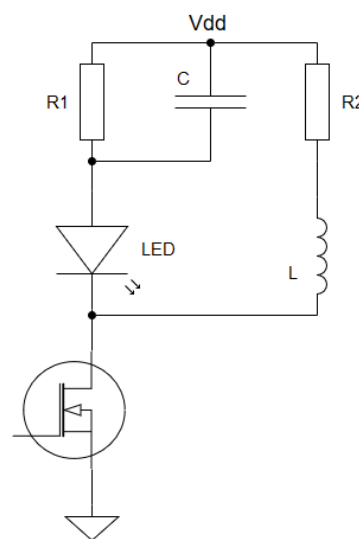


Abbildung 4.3: Erweiterte Schaltung um Schaltzeiten zu verkürzen

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.

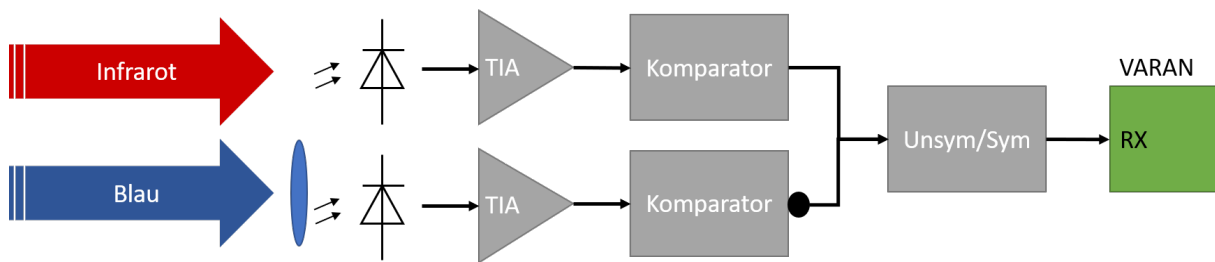


Abbildung 4.4: Konzept der optischen Empfangseinheit

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.

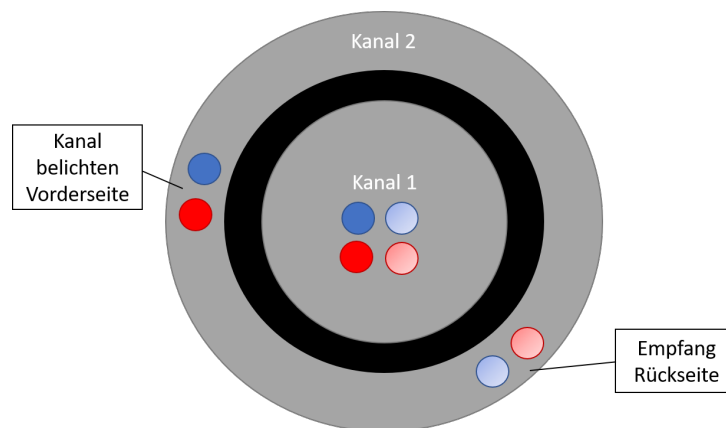


Abbildung 4.5: Konzept der Kanäle

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.

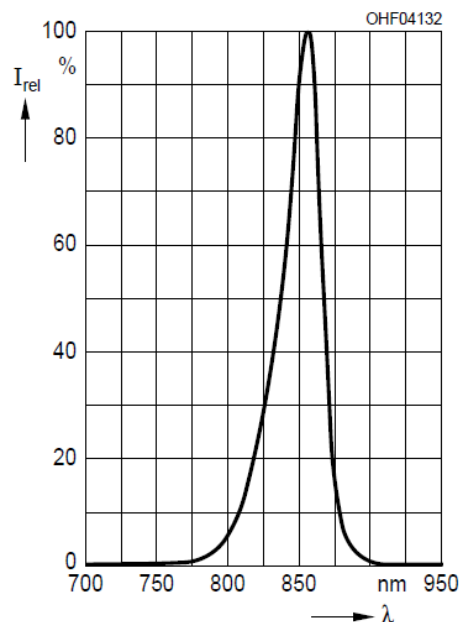


Abbildung 4.6: Spektrum SFH4235

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.

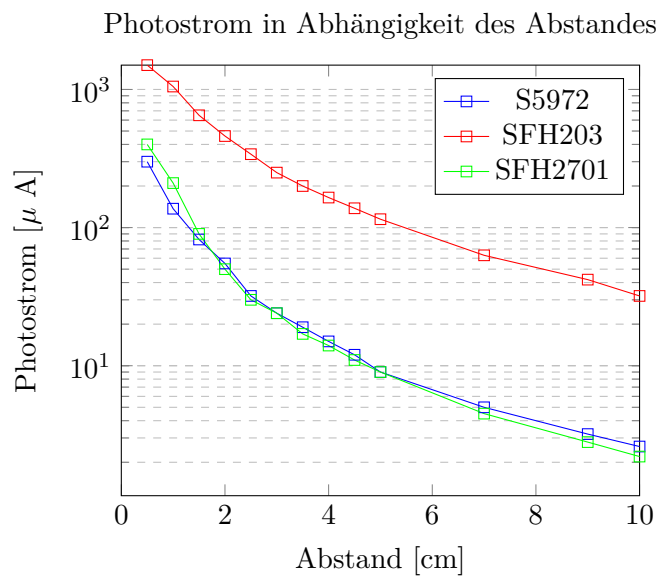
Es wurden drei verschiedene Photodioden ausgewählt und analysiert.

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  $> 10 \mu\text{A}$  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 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 2.4 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