



Sonja Stacher, BSc

**Design und Aufbau eines
optischen Empfängers für 1500 nm**

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieurin

Masterstudium Elektrotechnik-Wirtschaft

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn., Erich Leitgeb

Institut für Hochfrequenztechnik

Graz, Juli 2020

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

Datum

Unterschrift

KURZFASSUNG

Diese Arbeit befasst sich mit dem Entwurf, der Dimensionierung und Realisierung einer optischen Detektorschaltung für eine Wellenlänge von 1500 nm.

Den Beginn der Arbeit bildet ein Theorieteil, der sich mit dem Medium Licht und verschiedenen Fotohalbleitern, sowie deren Eigenschaften, auseinandersetzt. Nach der Entscheidung darüber, welcher Detektor für die Anwendung am besten geeignet ist, folgt die Findung und Auslegung einer Schaltung, welche die opto-elektrische Wandlung umsetzt. Dabei werden die Eigenschaften der Schaltung analysiert und die verwendeten Bauteile dimensioniert. Es folgt eine Simulation zur Überprüfung des Schaltungsverhaltens, sowie der gewählten Bauteilgrößen. Im Anschluss wird die Schaltung praktisch realisiert und ihr Verhalten messtechnisch überprüft. Dabei werden Änderungen im Design und einzelner Bauteile durchgeführt, um ein besseres Übertragungsverhalten zu erzielen. Den Abschluss der Arbeit bilden die Zusammenfassung der Ergebnisse und Erkenntnisse, sowie ein Überblick über Verbesserungsmöglichkeiten.

ABSTRACT

This thesis deals with the design, dimensioning and implementation of an optical receiver for a wavelength of 1500 nm.

A theoretical part that deals with the medium light, various photodetectors and their properties builds the beginning of this thesis. After the decision which detector suits the best for this application, the next step is to find and dimension a circuit that implements the opto-electrical conversion. The properties of this circuit are analysed, and the components used are dimensioned. To check the circuit behaviour as well as the selected component sizes a simulation is performed. After that the circuit is implemented in practice and its behaviour is measured. Thereby changes in the design and the components are carried out in order to achieve better transmission behaviour. The thesis concludes with a summary of the results and findings, as well as an overview of opportunities for improvement.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Aufgabenstellung.....	1
1.2	Gliederung der Arbeit.....	2
2	Theoretischer Hintergrund	3
2.1	Licht.....	3
2.2	Fotoeffekt	4
2.2.1	Äußerer Fotoeffekt	4
2.2.2	Innerer Fotoeffekt	5
2.3	Fotohalbleiter	6
2.3.1	Fotowiderstand.....	7
2.3.2	Fotodiode und PIN-Fotodiode.....	8
2.3.3	Fototransistor.....	16
3	Schaltungsentwurf.....	18
3.1	Einfacher Transimpedanzverstärker	18
3.2	BauteilAuswahl.....	19
3.2.1	Fotodiode.....	19
3.2.2	Operationsverstärker.....	20
3.3	Transimpedanzverstärker mit den gewählten Bauteilen	21
3.4	Bauteildimensionierung und Berechnungen.....	22
3.4.1	Verstärkung.....	22
3.4.2	Vorspannungsnetzwerk	22
3.4.3	Rückkopplungskondensator C_F	23
3.4.4	Verstärkungsbandbreitenprodukt	26
3.5	Simulation	31
3.5.1	DC-Analyse	32
3.5.2	AC-Analyse	33
3.5.3	Stabilitätsanalyse.....	34
3.5.3.1	Vereinfachtes Schnittpunktkriterium	34
3.5.3.2	ROC Betrachtung.....	36
3.5.4	Transientenanalyse	37
3.5.5	Rauschanalyse.....	38

4	Schaltungsrealisierung	44
4.1	PCB-Design.....	44
4.2	Versorgung.....	44
4.3	Verpolungsschutz.....	46
4.4	Blockkondensatoren	46
4.5	Messungen.....	47
4.5.1	Inbetriebnahme.....	47
4.5.2	Linearität	48
4.5.3	Transiente Betrachtung	49
5	Zusammenfassung und Ausblick.....	54
	Literaturverzeichnis	55
	Anhang	57

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Elektromagnetischer Spektralbereich [22].....	3
Abbildung 2.2: Äußerer Fotoeffekt [25]	5
Abbildung 2.3: Innerer Fotoeffekt [3]	6
Abbildung 2.4: Aufbau und Schaltzeichen eines Fotowiderstandes [11]	7
Abbildung 2.5: Relative spektrale Empfindlichkeit eines Fotowiderstandes [4]	7
Abbildung 2.6: Kennlinie eines Fotowiderstands [23].....	8
Abbildung 2.7: Prinzipieller Aufbau und Schaltzeichen einer Fotodiode [4].....	9
Abbildung 2.8: Abhängigkeit des Sperrstromes von der Beleuchtungsstärke [4]	9
Abbildung 2.9: Kennlinienfeld einer Fotodiode [7]	11
Abbildung 2.10: Typischer Verlauf der Empfindlichkeit $S(\lambda)$ und der Quantenausbeute $\eta(\lambda)$...	11
Abbildung 2.11: Schaltzeiten einer Fotodiode [8].....	13
Abbildung 2.12: Aufbau einer PIN-Fotodiode [7]	15
Abbildung 2.13: Aufbau und Schaltzeichen eines Fototransistors [7]	16
Abbildung 3.1: Einfacher Transimpedanzverstärker Aufbau [17]	18
Abbildung 3.2: Transimpedanzverstärker mit Fotodiode und Rückkopplungskapazität.....	19
Abbildung 3.3: Transimpedanzverstärker-Schaltung mit Fotodiode und Vorspannung	21
Abbildung 3.4: 2-stufige Schaltungsvariante	24
Abbildung 3.5: Transimpedanzverstärker mit Kapazitäts-T-Netzwerk.....	24
Abbildung 3.6: Leerlaufverstärkung und Rauschverstärkung	26
Abbildung 3.7: Parasitäre Kapazitäten der Schaltung	28
Abbildung 3.8: Schaltplan zur Durchführung der DC-Analyse	32
Abbildung 3.9: Verlauf der Ausgangsspannung bei linear steigendem Eingangsstrom.....	32
Abbildung 3.10: Schaltplan zur Durchführung der AC-Analyse	33
Abbildung 3.11: Amplitudenverstärkung der Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz....	34
Abbildung 3.12: Schaltplan zur Durchführung der Stabilitäts-Analyse	35
Abbildung 3.13: Bode-Diagramm der Schaltung mit Phasenreserve von 61.06°	36
Abbildung 3.14: AOL-Kurve und Noise Gain-Kurve der Schaltung zur Betrachtung der ROC ..	37
Abbildung 3.15: Ausgangssignale der Transienten-Analyse für verschiedene Werte von C_{F_3} ..	38
Abbildung 3.16: Rauschquellen der Transimpedanzverstärker-Schaltung [19]	39
Abbildung 3.17: Ausgangsrauschen der Schaltung	43
Abbildung 4.1: Spannungsregler – Ladung [21]	45
Abbildung 4.2: Spannungsregler – Entladung [21]	45
Abbildung 4.3: Verpolungsschutz [26]	46
Abbildung 4.4: Schaltungsbedingter Offset.....	47
Abbildung 4.5: Graphische Gegenüberstellung der gemessenen Ausgangsspannung.....	49
Abbildung 4.6: Ausgangssignal der Schaltung bei angelegtem 1 MHz Rechtecksignal.....	49
Abbildung 4.7: Sättigungszustand aufgrund einer zu hohen Eingangsleistung.....	50

Abbildung 4.8: Ausgangssignal der Schaltung bei 10 MHz Eingangssignal	51
Abbildung 4.9: Graphische Gegenüberstellung der gemessenen Ausgangsspannung.....	52
Abbildung 4.10: Ausgangssignal der Schaltung bei 50 MHz Eingangssignal.....	53

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Energiebandlücken ausgewählter Materialien [5].....	6
Tabelle 3.1: Parameter des OPA858 [14].....	20
Tabelle 4.2: Gemessene Ausgangsspannung bei linearer Erhöhung der Eingangsleistung	48
Tabelle 4.3: Ausgangsspannung der Schaltung für unterschiedliche Frequenzen	52

1 Einleitung

In der heutigen Informationsgesellschaft fallen immer größere Datenmengen an. Dies lässt die Anforderungen an die Übertragung, Speicherung und Verarbeitung rasant mitansteigen.

Die optische Kommunikationstechnik spielt dementsprechend eine Hauptrolle für jetzige und zukünftigen Übertragungssysteme. Dabei kann auf gleich zwei Arten des Datentransfers zurückgegriffen werden.

Einerseits die leitungsgebundene Variante in Form von Lichtwellenleitern mit den Vorteilen der Flexibilität und Platzsparung, der geringeren Verlustrate und der fast unbegrenzten Bandbreite, gegenüber Kupferkabeln. Andererseits die Nutzung des optischen Freiraums. Hierbei handelt es sich um eine kabellose Variante, die nicht nur sehr flexibel im Einsatz ist, sondern auch die Vorteile des lizenzfreien Betriebs, des hohen Datendurchsatzes, des günstigen EMV-Verhaltens, der hohen Datensicherheit, und vielem mehr mit sich bringt.

1.1 Aufgabenstellung

Optische Kommunikationssysteme nutzen Licht zur Übertragung von Informationen und bestehen aus einer Sende- und einer Empfangseinheit, sowie dem Übertragungsmedium dazwischen. Um optische Signale nach der Übermittlung wieder in elektrische Signale umsetzen zu können, bedarf es eines opto-elektrischen Wandlers in der Empfangseinheit.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Finden und Analysieren einer Schaltung, die diesen Vorgang der Wandlung ermöglicht und für die Weiterverarbeitung aufbereitet.

Die Wellenlänge des Lichts soll betragen:

$$\lambda = 1500 \text{ nm}$$

Die Strahlungsleistung des Lichts an der Empfangseinheit soll betragen:

$$\phi_e = 1 \text{ mW}$$

Die Schaltung soll für folgende maximale Frequenz ausgelegt werden:

$$f = 100 \text{ MHz}$$

1.2 Gliederung der Arbeit

Als Einleitung in die Thematik besteht der Beginn der Arbeit aus einem Theorieteil, der sich mit Licht und dessen Kenngrößen beschäftigt. Zudem wird eine Auswahl an Fotodetektoren und deren Eigenschaften vorgestellt.

Nachdem sich für einen geeigneten Schaltungsdetektor entschieden wurde, wird ein Schaltungskonzept zur Umwandlung von optischen Signalen in elektrische Signale betrachtet, dimensioniert und analysiert. Vor der praktischen Realisierung wird das Verhalten der Schaltung durch eine Simulation überprüft. Danach folgt der reale Aufbau der Schaltung, sowie die Überprüfung der Funktionsweise. Den Abschluss der Arbeit bilden die Zusammenfassung der Erkenntnisse und die Möglichkeiten zur Verbesserung der Schaltung.

2 Theoretischer Hintergrund

In den folgenden Abschnitten wird das Medium Licht genauer betrachtet und die Effekte, die in Halbleiterbauelementen aufgrund der elektromagnetischen Strahlung verursacht werden, beschrieben. Letzter Abschnitt dieses Kapitels bildet die Vorstellung von Bauteilen, welche unter Nutzung dieser Effekte arbeiten.

2.1 Licht

Licht bezeichnet elektromagnetische Strahlung im sichtbaren Spektralbereich, dabei handelt es sich um Wellenlängen zwischen 380 nm und 780 nm.

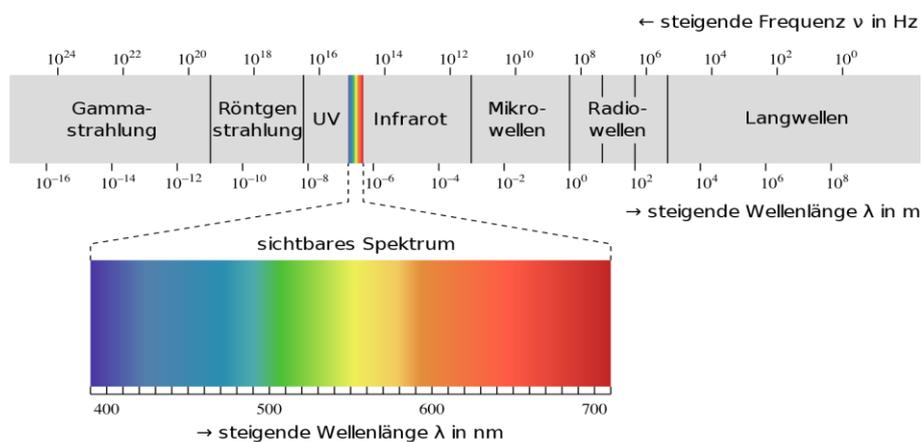


Abbildung 2.1: Elektromagnetischer Spektralbereich [22]

Licht breitet sich als Schwingung des elektrischen und des magnetischen Feldes senkrecht zur Ausbreitungsrichtung aus und stellt somit eine Transversalwelle dar. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum liegt bei Lichtgeschwindigkeit, für andere Medien ist sie abhängig von deren Materialeigenschaften [1].

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \quad (2.1)$$

Der Zusammenhang kann wie folgt beschrieben werden:

$$c_{\text{Medium}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}} \quad (2.2)$$

c	...	Lichtgeschwindigkeit
c_{Medium}	...	Geschwindigkeit im Medium
ϵ_0	...	elektrische Feldkonstante
μ_0	...	magnetische Feldkonstante
ϵ_r	...	dielektrische Leitfähigkeit
μ_r	...	magnetische Leitfähigkeit

Lichtwellen besitzen neben dem Wellencharakter auch Teilchencharakter, ihr Quant ist das Photon. Photonen bezeichnen die kleinstmögliche Energiemengen elektromagnetischer Strahlung bestimmter Frequenz. Sie besitzen keine Ruhemasse, jedoch eine unendliche natürliche Lebensdauer. Es gilt folgender Zusammenhang für die Photonenenergie:

$$E = h \cdot f = h \cdot \frac{c}{\lambda} \quad (2.3)$$

h	...	Planksches Wirkumsquantum
f	...	Frequenz
c	...	Lichtgeschwindigkeit
λ	...	Wellenlänge

Zu erkennen ist, dass sich die Energie eines Photons mit der Frequenz bzw der Wellenlänge ändert.

2.2 Fotoeffekt

Photonen können durch elektromagnetische Wechselwirkung zwischen geladenen Teilchen absorbiert oder emittiert werden [2]. Dadurch ergeben sich unter anderem der äußere und der innere Fotoeffekt, welche in der Halbleitertechnik Anwendung finden.

2.2.1 Äußerer Fotoeffekt

Der äußere Fotoeffekt bezeichnet das Herausschlagen von Elektronen aus einer Metall- oder Halbleiteroberfläche durch Lichteinfall.

Beim Auftreffen von elektromagnetischer Strahlung wird ein Photon absorbiert und dessen Energie, siehe (2.3), auf ein Elektron übertragen. Ist der Energieübertrag größer als die Austrittsarbeit W_A , findet der äußere Fotoeffekt statt und ein Elektron kann die Oberfläche verlassen [3].

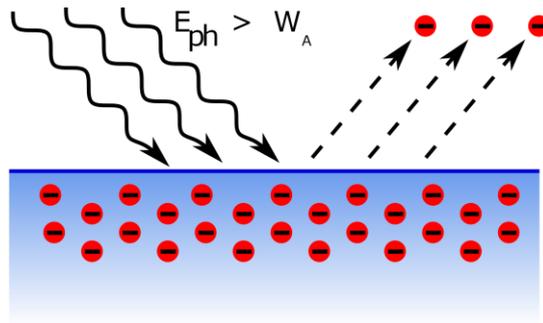


Abbildung 2.2: Äußerer Fotoeffekt, modifiziert aus [25]

Die kinetische Energie des herausgelösten Elektrons beträgt nach dem Energiesatz:

$$W_{kin} + W_A = h \cdot f \quad \Rightarrow \quad W_{kin} = h \cdot f - W_A = h \cdot \frac{c}{\lambda} - W_A \quad (2.4)$$

- W_{kin} ... kinetische Energie
- W_A ... Austrittsarbeit
- h ... Planksches Wirkungsquantum
- f ... Frequenz
- c ... Lichtgeschwindigkeit

Zu erkennen ist, dass die kinetische Energie nur von der Frequenz des einfallenden Lichts abhängt, jedoch nicht von dessen Intensität.

2.2.2 Innerer Fotoeffekt

Der innere Fotoeffekt beschreibt die Erhöhung der elektrischen Leitfähigkeit von Halbleitern durch Photonenabsorption bei Lichteinstrahlung [4].

Trifft elektromagnetische Strahlung mit genügend hoher Photonenenergie in einen Halbleiterwerkstoff ein, wird diese absorbiert und Valenzelektronen vom Valenzband in das Leitungsband angeregt. Die zurückbleibenden offenen Bindungen im Valenzband stellen Löcher dar, welche ebenfalls zur Erhöhung der Leitfähigkeit beitragen. Die Photonenenergie des Lichts muss größer sein als der energetische Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband, genannt Bandlücke E_g .

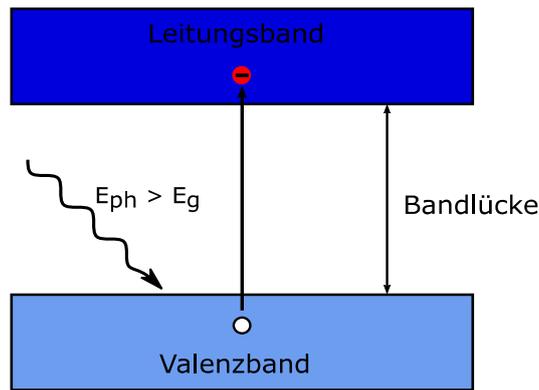


Abbildung 2.3: Innerer Fotoeffekt, modifiziert aus [3]

Die Größe der Bandlücke hängt vom verwendeten Halbleitermaterial ab. Auch die Temperatur spielt hier eine Rolle. Bei Halbleitern handelt es sich um sogenannte Heißleiter. Das heißt, die elektrische Leitfähigkeit steigt mit der Temperatur. Tabelle 2.1 zeigt die Energiebandlücken für gängige Halbleitermaterialien für zwei verschiedene Temperaturen.

Material	1 K	300 K
	Energie in eV	
Silizium	1,17	1,12
Germanium	0,75	0,67
Galliumarsenid	1,52	1,42
Indiumphosphid	1,42	1,27
Indiumarsenid	0,43	0,355

Tabelle 2.1: Energiebandlücken ausgewählter Materialien, modifiziert aus [5]

2.3 Fotohalbleiter

Der Begriff Fotohalbleiter bezeichnet lichtempfindliche Halbleiterbauelemente, die unter Nutzung des inneren und des äußeren Fotoeffekts arbeiten [6]. Es wird zwischen Strahlungsdetektoren, zur Messung optischer Signale, und Energiewandlern, zur Umwandlung von Strahlungsenergie in elektrische Energie, unterschieden.

2.3.1 Fotowiderstand

Ein Fotowiderstand ist ein sperrschichtloses Halbleiterbauelement dessen Widerstandswert sich in Abhängigkeit mit der Beleuchtungsstärke ändert. Trifft Strahlung auf das Halbleitermaterial, kommt der innere Fotoeffekt zu tragen. Je stärker der Widerstand beleuchtet wird, umso mehr Valenzelektronen können in das Leitungsband gehoben werden, wodurch sich die Leitfähigkeit des Widerstandes erhöht und der Widerstandswert sinkt.

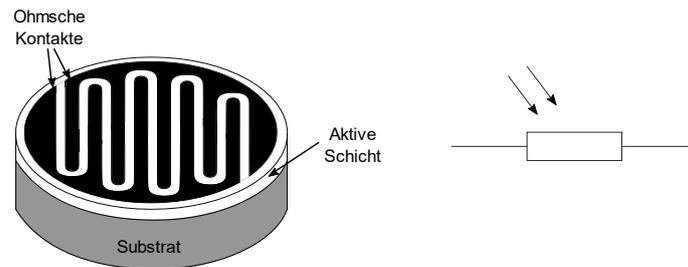


Abbildung 2.4: Aufbau und Schaltzeichen eines Fotowiderstandes, modifiziert aus [11]

Der Aufbau und das Schaltzeichen eines Fotowiderstandes sind in Abbildung 2.4 dargestellt. Lichtempfindliches Halbleitermaterial wird auf eine nicht leitende Trägerplatte aufgebracht und mit Anschlüssen versehen. An diese werden kammförmige Kupferflächen angebracht. Diese Anordnung dient der Vergrößerung der Fläche, an der Halbleitermaterial und Kupferschicht aufeinandertreffen. So wird eine höhere Empfindlichkeit des Bauteils erreicht.

Fotodetektoren reagieren nicht auf jedes Licht gleich empfindlich, ihre Empfindlichkeit hängt vom verwendeten Halbleitermaterial ab [4]. Abbildung 2.5 zeigt die relative spektrale Empfindlichkeit eines Fotowiderstandes, dessen Empfindlichkeitsmaximum bei 550 nm liegt.

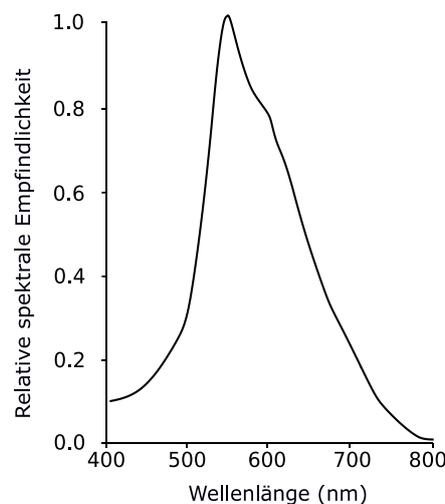


Abbildung 2.5: Relative spektrale Empfindlichkeit eines Fotowiderstandes, modifiziert aus [4]

In Abbildung 2.6 ist die proportionale Widerstandsänderung eines Fotowiderstands zur Beleuchtungsänderung dargestellt.

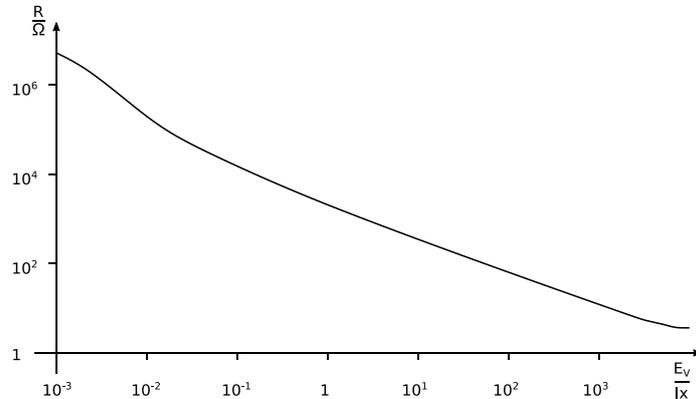


Abbildung 2.6: Kennlinie eines Fotowiderstands, modifiziert aus [23]

Es gilt:

$$R \sim E_v^{-\gamma} \quad (2.5)$$

- E_v ... Beleuchtungsstärke
- γ ... Materialkonstante
- R ... Widerstand

Der Verlauf hängt, wie bei einem ohmschen Widerstand, nicht von der angelegten Spannung oder dessen Polarität ab, sondern ändert sich mit der Beleuchtungsintensität. Dies geschieht jedoch nicht trägheitslos, sondern immer mit einer gewissen zeitlichen Verzögerung. Daher sind Fotowiderstände nicht in Bereichen einsetzbar, die schnelle Reaktionszeiten erfordern. Auch haben sie eine gewisse Temperaturabhängigkeit, welche mit steigender Beleuchtungsintensität abnimmt. Zudem unterliegen sie einem irreversiblen Alterungseffekt [7] [4].

Typische Anwendungsbereiche sind der Einsatz in Dämmerungsschaltern, Lichtschranken, Alarmanlagen, Belichtungsmesser in Kameras, usw.

2.3.2 Fotodiode und PIN-Fotodiode

Fotodioden sind Halbleiterbauelemente die, im Gegensatz zu Fotowiderständen, eine Sperrschicht aufweisen. Der Aufbau gleicht dem einer gewöhnlichen Diode, jedoch ist der pn-Übergang Licht gut zugänglich ausgeführt.

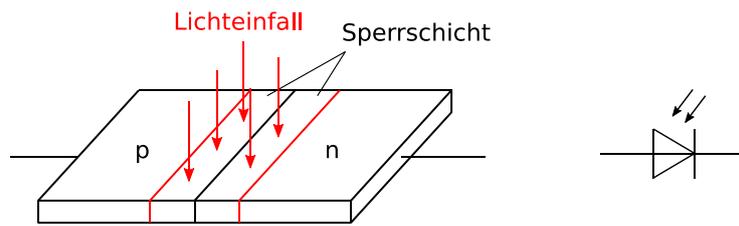


Abbildung 2.7: Prinzipieller Aufbau und Schaltzeichen einer Fotodiode, modifiziert aus [4]

Abbildung 2.7 zeigt den prinzipiellen Aufbau und das Schaltzeichen einer Fotodiode. Bei Lichteinfall auf die lichtempfindliche Fläche werden Elektronen aus ihrer Bindung gelöst und Elektronen-Loch-Paare in der Raumladungszone erzeugt. Diese driften aufgrund des internen Feldes aus der Sperrschicht zu den jeweils gleichartig dotierten Bereichen, wodurch es zum Stromfluss kommt. Der sogenannte Fotostrom I_{ph} (auch Sperrstrom I_R) steht im gut linearen Zusammenhang zum Lichteinfall (siehe Abbildung 2.8) und dessen Änderung, bei Änderung der Beleuchtungsstärke, erfolgt beinahe trägheitslos [4].

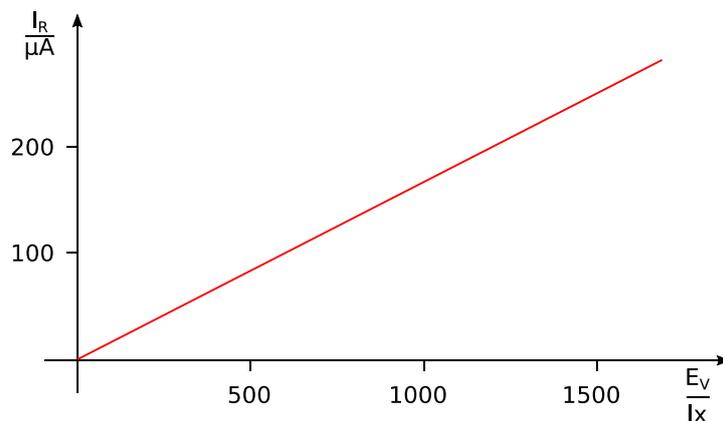


Abbildung 2.8: Abhängigkeit des Sperrstromes von der Beleuchtungsstärke, modifiziert aus [4]

Der Fotostrom einer Fotodiode kann folgendermaßen berechnet werden:

$$I_{ph} = \frac{\Phi_e}{h \cdot f} \cdot e \cdot \eta(\lambda) \quad (2.6)$$

- Φ_e ... Strahlungsleistung
- h ... Plancksches Wirkungsquantum
- f ... Frequenz

- e ... Elementarladung
- $\eta(\lambda)$... Quantenausbeute

Eine ideale Quantenausbeute von 1 würde bedeuten, dass jedes Photon, welches auf das Halbleitermaterial trifft, ein Elektronen-Loch-Paar erzeugt, welches wiederum zum Fotostrom beitragen würde. Da dies in realen Bauteilen nicht der Fall ist, wird die tatsächliche Quantenausbeute in (2.6) berücksichtigt [8].

Für Fotodioden gibt es prinzipiell zwei Betriebsarten:

- Elementbetrieb – $U_D > 0$ & $I_D < 0$

Im Elementbetrieb wird die Fotodiode ohne externe Quelle an einen Verbraucher angeschlossen (zum Beispiel einen ohmschen Widerstand).

Wird die Fotodiode nun beleuchtet, bewirkt der Fotostrom einen Spannungsabfall über dem Widerstand. So wird Strahlungsleistung in elektrische Leistung umgewandelt. Diese Art der Leistungsumwandlung wird in Solarzellen ausgenutzt.

- Diodenbetrieb

Betrieb im Sperrbereich – $U_D < 0$ & $I_D < 0$

Beim Betrieb im Sperrbereich wird an die Fotodiode eine Vorspannung angelegt. Dadurch verringert sich die Sperrschichtkapazität der Fotodiode. Die Reaktionszeiten (Anstiegs- und Abfallzeiten) der Diode sinken und es können höhere Grenzfrequenzen erreicht werden.

Nachteil dieser Betriebsart ist jedoch, dass mit wachsender Spannung und wachsender Temperatur auch der Dunkelstrom steigt. Dieser Strom verursacht ein Rauschen, welches sich maßgeblich auf die zu detektierenden Signale auswirkt. Es fließt ein Strom, der der Beleuchtungsstärke über viele Größenordnungen linear folgt.

Betrieb im Quasikurzschluss – $U_D = 0$ & $I_D < 0$

Beim Betrieb im Quasikurzschluss wird an die Fotodiode keine externe Spannung angeschlossen und sie wird im Kurzschluss betrieben. Auch hier fließt ein Strom, der der Beleuchtungsstärke über viele Größenordnungen proportional ist.

Abbildung 2.9 zeigt das Kennlinienfeld einer Fotodiode. Der Vollständigkeit halber sei noch darauf hingewiesen, dass es eine weitere Betriebsart gibt. Für $U_D > 0$ & $I_D > 0$ spricht man von Lichtemittern. Dabei wird von einer externen Quelle elektrische Leistung an die Diode abgegeben und in Strahlungsleistung umgesetzt [7].

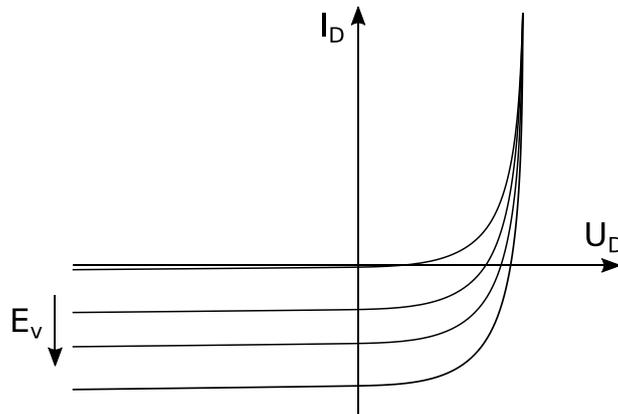


Abbildung 2.9: Kennlinienfeld einer Fotodiode, modifiziert aus [7]

Die wichtigsten Parameter von Fotodioden sind:

- **Fotoempfindlichkeit S**

Die Fotoempfindlichkeit bezeichnet das Verhältnis zwischen strahlungsbedingtem Fotostrom I_{ph} und Strahlungsleistung Φ_e [8].

$$S = \frac{I_{ph}}{\Phi_e} = \frac{e}{h \cdot f} \cdot \eta(\lambda) = \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \cdot \eta(\lambda) \quad (2.7)$$

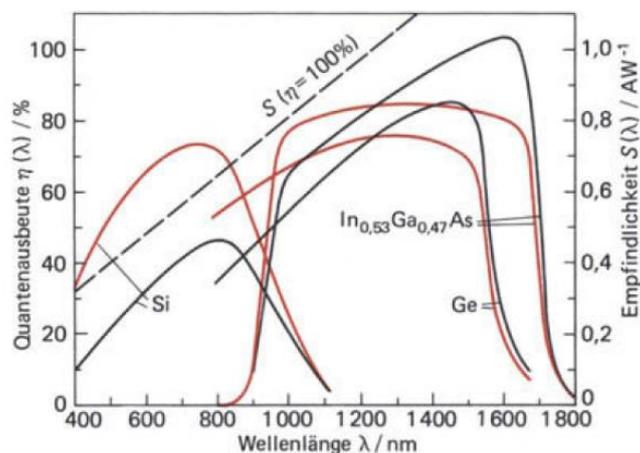


Abbildung 2.10: Typischer Verlauf der Empfindlichkeit $S(\lambda)$ und der Quantenausbeute $\eta(\lambda)$ (rot) von Fotodioden aus verschiedenen Materialien [8]

- **Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit λ_{ES}**

Das Maximum der Fotoempfindlichkeit hängt vom verwendeten Halbleitermaterial ab.

- **Sperrschichtkapazität C_S**

Die Größe der Sperrschichtkapazität wird durch den Aufbau der Diode, insbesondere durch die Fläche der lichtempfindlichen Schicht A bestimmt [9].

$$C_S = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_R \cdot \frac{A}{d} \quad (2.8)$$

ε_0 ... elektrische Feldkonstante
 ε_R ... dielektrische Leitfähigkeit
 d ... Sperrschichtdicke

Des Weiteren hängt die Größe der Sperrschichtkapazität von der angelegten Vorspannung ab. Der Zusammenhang ist in (2.9) gegeben [10].

$$C_S = \frac{C_{J_0}}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{\phi_B}}} \quad (2.9)$$

C_{J_0} ... Sperrschichtkapazität bei 0 V Vorspannung
 V_R ... Vorspannung
 ϕ_B ... eingebaute Spannung der Sperrschicht

Die Sperrschichtkapazität verringert sich also, wenn eine Vorspannung an die Diode anlegt wird. Begleitet wird die Verringerung der Sperrschichtkapazität jedoch von einem negativen Effekt. Mit Vergrößerung der Vorspannung kommt es zur Erhöhung des Dunkelstroms.

- **Dunkelstrom I_D**

Der Dunkelstrom ist jener Strom, der fließt, auch wenn die aktive Fotodiode keiner Beleuchtung ausgesetzt ist. Er hängt exponentiell mit der Temperatur zusammen [11].

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{e \cdot U}{k \cdot T}} - 1) \quad (2.10)$$

I_S ... Sättigungsstrom
 e ... Elementarladung

- U ... Spannung
- k ... Boltzmannkonstante
- T ... Temperatur

- **Zeitverhalten**

Fotodioden können bei einer Änderung der Beleuchtungsstärke nicht unendlich schnell mit einer Änderung des Fotostroms reagieren. Abbildung 2.11 zeigt ein typisches Zeitverhalten.

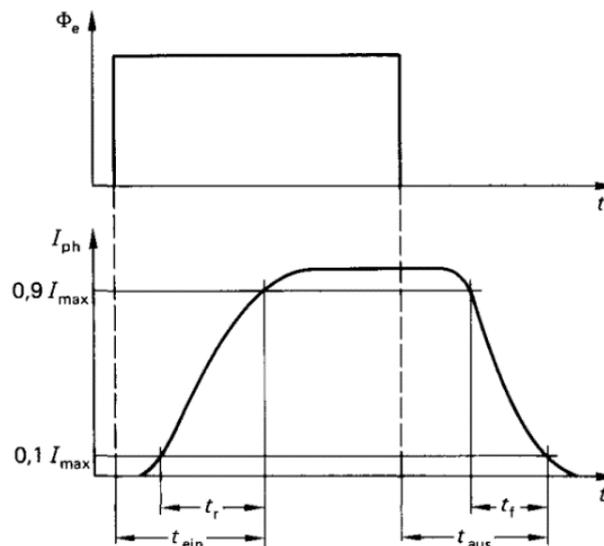


Abbildung 2.11: Schaltzeiten einer Fotodiode [8]

t_r (Rise-Time) und t_f (Fall-Time) definieren jene Zeiten, die die Diode benötigt, um ein Signal von 10 % auf 90 % des Endwertes ansteigen bzw. von 90 % auf 10 % des Endwertes abfallen zu lassen. Es gilt folgender Zusammenhang mit der Grenzfrequenz der Fotodiode:

$$t_r = \frac{0.35}{f_g} \quad (2.11)$$

Bei Fotodioden tragen drei Mechanismen dazu bei, dass es zu einer Zeitverzögerung kommt. Diese sind τ_{Drift} , τ_{Diff} und τ_{RC} .

τ_{Drift} : Die durch den Fotoeffekt erzeugten Ladungsträger benötigen eine gewisse Zeit, um die Raumladungszone mit Weite w zu durchqueren, diese Zeitdauer wird als τ_{Drift} bezeichnet. Dabei bewegen sich die Ladungsträger mit der Driftgeschwindigkeit v_{Drift} .

$$\tau_{Drift} = \frac{w}{v_{Drift}} \quad (2.12)$$

τ_{Diff} : Ladungsträger, die im feldfreien Bereich außerhalb der Raumladungszone erzeugt werden, also im n- bzw p-Gebiet, müssen zunächst bis zur Raumladungszone diffundieren. Dort können sie dann vom Feld erfasst werden und zum jeweiligen Gebiet befördert werden. τ_{Diff} bezeichnet jene Zeit, die zum Diffundieren durch eine Strecke der Länge L benötigt wird.

$$\tau_{Diff} = \frac{L^2}{2 \cdot D} \quad (2.13)$$

D ... Diffusionskonstante

Rekombinieren die Ladungsträger jedoch schon vorher, leisten sie keinen Beitrag zum Fotostrom.

τ_{RC} : Die benötigte Umladezeit der Sperrschichtkapazität C_J der Fotodiode über den Lastwiderstand R_L wird als τ_{RC} bezeichnet.

$$\tau_{RC} = R_L \cdot C_J \quad (2.14)$$

Der Serienwiderstand R_S der Bahn und der Kontaktierungen, sowie der Innenwiderstand R_p der Fotodiode sind in der Regel vernachlässigbar.

Diese drei Verzögerungsmechanismen zusammen bilden die Zeitkonstante der Fotodiode:

$$\tau = \tau_{Drift} + \tau_{Diff} + \tau_{RC} \quad (2.15)$$

Bei normalen Fotodioden ist vor allem der langsame Diffusionsprozess ausschlaggebend und für die lange Reaktionszeit verantwortlich. Werden schnellere Reaktionszeiten benötigt, kann auf eine Sonderform der Fotodiode zurückgegriffen werden – auf eine sogenannte PIN-Fotodiode [8].

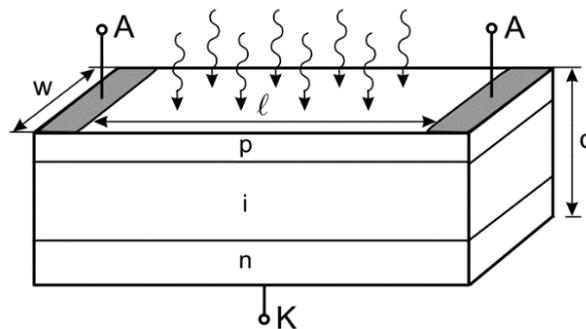


Abbildung 2.12: Aufbau einer PIN-Fotodiode [7]

PIN-Fotodioden haben zwischen dem p-dotierten und dem n-dotierten Gebiet noch ein weiteres, eigenleitendes Gebiet, siehe Abbildung 2.12. Dieses wird als intrinsisches Gebiet bezeichnet. Wird die intrinsische Schicht breit ausgeführt und die p- und n-dotierten Gebiete sehr dünn, werden fast alle Ladungsträger im intrinsischen Gebiet erzeugt und die Verzögerung τ_{Diff} ist vernachlässigbar. Zusätzlich kommt es aufgrund der weiten i-Schicht zu einer Verkleinerung der Sperrschichtkapazität und damit zu einer verringerten Verzögerungszeit τ_{RC} . Somit setzt sich die Gesamtverzögerung einer PIN-Fotodiode praktisch nur mehr aus Driftzeit der Ladungsträger und der verringerten Umladezeit der Sperrschichtkapazität zusammen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass die Driftzeit der Ladungsträger mit steigender Breite der intrinsischen Schicht zunimmt [8].

Mit Fotodioden können Grenzfrequenzen im Giga-Hertz-Bereich erzielt werden. Anwendung finden sie aufgrund des linearen Zusammenhangs von Beleuchtungsstärke und Fotostrom häufig in Messschaltungen zur Bestimmung der Lichtintensität. Aber auch dort, wo Fotowiderstände aufgrund ihrer Trägheit nicht eingesetzt werden können, kommen sie zum Einsatz [4].

2.3.3 Fototransistor

Fototransistoren gehören zu den verstärkenden Halbleiterdetektoren. Abbildung 2.13 zeigt den Aufbau und das Schaltzeichen.

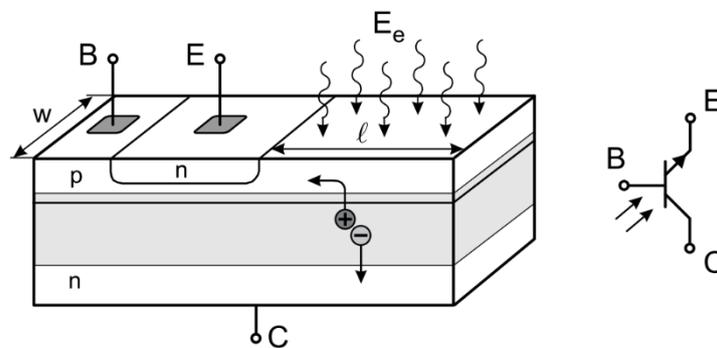


Abbildung 2.13: Aufbau und Schaltzeichen eines Fototransistors [7]

Wie bei Diode und Fotodiode, gleicht der Aufbau eines Fototransistor dem eines gewöhnlichen Transistors mit dem Unterschied, dass die Basis-Kollektor-Sperrschicht lichtzugänglich ausgeführt ist. Fällt Licht geeigneter Wellenlänge darauf, werden dort durch den Fotoeffekt Elektronen-Loch-Paare erzeugt und aufgrund des internen elektrischen Feldes getrennt. Die Elektronen fließen dann entsprechend der Richtung des Feldes zum Kollektor und bewirken den Strom I_{ph} .

$$I_{ph} = \frac{q}{h \cdot c} \eta_q \cdot w \cdot l \cdot \lambda \cdot E_v \quad (2.16)$$

- η_q ... Quantenwirkungsgrad
- $w \cdot l$... effektive Fläche des Bauteils

Die Löcher hingegen fließen zur Basis und bewirken dort einen Potenzialanstieg, sodass es zur Polung des Basis-Emitter-Übergangs in Durchlassrichtung kommt. Da sich die Raumladungszone des Basis-Emitter-Übergangs nun verringert, können Elektronen vom Emitter in die Basis gelangen. Jedoch rekombiniert nur ein sehr kleiner Anteil von ihnen dort mit den vorhandenen Löchern, der Großteil wird vom Kollektor abgesaugt. Dieser Strom bildet den zweiten, und weitaus größeren Teil des Kollektorstromes. Die generierten Löcher haben damit prinzipiell die Wirkung eines vom Basisanschluss injizierten Löcherstroms der Größe I_{ph} , der mit dem Stromverstärkungsfaktor B_N verstärkt wird und ebenfalls einen Stromfluss durch den Transistor bewirkt [7].

Der durch Lichteinfall generierte Kollektorstrom I_{cph} setzt sich aus beiden Anteilen zusammen zu:

$$I_{cph} = I_{ph} \cdot (1 + B_N) \quad (2.17)$$

Berücksichtigt man auch noch den Dunkelstrom $I_{CB,d}$ der Basis-Kollektor-Diode, erweitert sich (2.17) zum gesamten Kollektorstrom I_c :

$$I_c = (B_N + 1) \cdot (I_{ph} + I_{CB,d}) \quad (2.18)$$

Die Herausführung des Basisanschlusses, wie in Abbildung 2.13, kann zur Arbeitspunkteinstellung dienen. Transistortypen ohne diesen Anschluss werden gänzlich mit Licht gesteuert und als Fotoduodioden bezeichnet [4] [12].

Zu den Vorteilen von Fototransistoren gegenüber Fotodioden zählen die höhere Ausgangsspannung, die interne Verstärkung und die dadurch resultierende kleinere Bauweise. Es kann eine deutlich höhere Empfindlichkeit mit einer kleineren lichtempfindlichen Fläche erreicht werden kann, als bei Fotodioden.

Zu den Nachteilen zählen das nichtlineare Verhalten zwischen Beleuchtungsstärke und Ausgangsstrom, der höhere Dunkelstrom (der auch vom Bauteil verstärkt wird), die geringere Grenzfrequenz und vor allem die Geschwindigkeitsbeschränkung durch die Umladung der Sperrschichtkapazitäten [11].

Fototransistoren erreichen Grenzfrequenzen bis ca. 300 kHz. Anwendung finden sie in der Sensortechnik, beim Detektieren von Licht, in Lichtschranken, usw.

3 Schaltungsentwurf

Vor Beginn des Schaltungsentwurfes wurden die Fotodetektoren und deren Eigenschaften miteinander verglichen.

Aufgrund der geforderten hohen Bandbreite, sowie dem guten linearen Zusammenhang von Beleuchtungsstärke und Fotostrom, wurde sich für die Verwendung einer PIN-Fotodiode entschieden. Diese liefert als Ausgangssignal einen Strom, der sich mit der Beleuchtungsstärke linear ändert. Für die meisten Systeme wird jedoch eine Spannung zur Weiterverarbeitung benötigt. Es ist daher eine Schaltung zu entwerfen, die den Fotostrom der Diode in ein brauchbares Spannungssignal umwandelt.

3.1 Einfacher Transimpedanzverstärker

Transimpedanzverstärker haben die gewünschte Funktion. Sie haben als Eingangssignal einen Strom und liefern als Ausgangssignal eine Spannung, dabei kommt es zur Verstärkung des Signals. Abbildung 3.1 zeigt den Aufbau eines solchen Verstärkers.

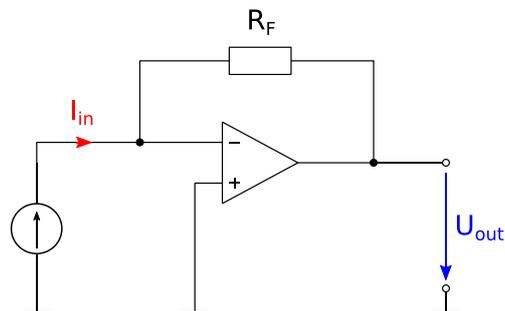


Abbildung 3.1: Einfacher Transimpedanzverstärker Aufbau, modifiziert aus [17]

$$U_{out} = -I_{in} \cdot R_F \quad (3.1)$$

Der zu verstärkende Strom wird am negativen Eingang des Operationsverstärkers angelegt, worauf hin sich die Ausgangsspannung gemäß (3.1) ändert.

Die in Abbildung 3.1 dargestellte Stromquelle kann durch eine Fotodiode realisiert werden, welche einen beleuchtungsstärkenabhängigen Strom liefert.

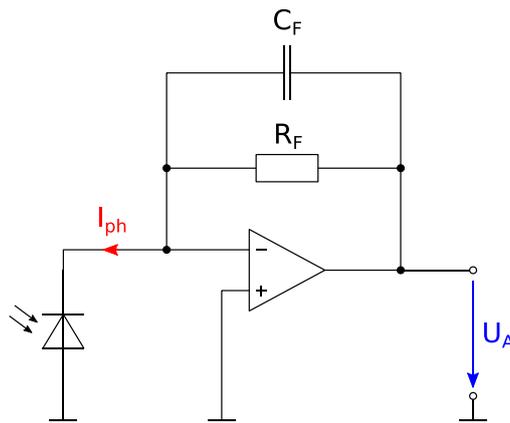


Abbildung 3.2: Transimpedanzverstärker mit Fotodiode und Rückkopplungskapazität

Da die Fotodiode aufgrund ihres Aufbaus eine Sperrschichtkapazität aufweist und der Operationsverstärker ebenfalls parasitäre Kapazitäten hat, muss bei der Realisierung der Schaltung eine zusätzliche Kapazität im Rückkopplungspfad eingesetzt werden, um die Stabilität der Schaltung zu gewährleisten.

3.2 Bauteilauswahl

Um die Transimpedanzverstärker-Schaltung richtig dimensionieren zu können bedarf es der Parameter der Fotodiode und des Operationsverstärkers. Mit dem Wissen der Größe der Sperrschichtkapazität der Diode lässt sich ein geeigneter Operationsverstärker mit einem ausreichend hohen Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt auswählen.

3.2.1 Fotodiode

Die Fotodiode ist das Kernstück der Schaltung. Nur mit den richtigen Eigenschaften kann das gewünschte Signal erfasst werden. Die Anforderungen sind:

- hohe spektrale Empfindlichkeit bei 1500 nm Wellenlänge
- geringe Sperrschichtkapazität
- geringer Dunkelstrom
- schnelle Reaktionszeiten für Übertragungen bis zu 100 MHz

Nach einem Vergleich mehrerer Fotodioden von verschiedenen Herstellern wurde sich für die InGaAs PIN-Fotodiode G8195-12 von Hamamatsu entschieden [13].

Diese Fotodiode hat einen Bereich spektraler Empfindlichkeit zwischen 0.9 und 1.7 μm , ihr Maximum liegt bei 1.55 μm .

Bei einer Wellenlänge von 1500 nm weist die Fotodiode eine typische Fotoempfindlichkeit von 0.94 A/W auf. Für eine gegebene Strahlungsleistung von $\phi_e = 1mW$, kann also ein Fotostromwert bis 940 μA erreicht werden.

Die maximale Terminal-Kapazität (Sperrschichtkapazität + Anschlusskapazität) ist mit 1 pF bei einer Vorspannung von 5 V sehr niedrig und damit sehr gut für die Anwendung geeignet.

Zudem verfügt die Fotodiode über einen bereits integrierten Lichtwellenleiteranschluss, welcher die Einkopplung des Lichtsignals wesentlich vereinfacht.

3.2.2 Operationsverstärker

Der Operationsverstärker spielt neben der Fotodiode die zentrale Rolle der Schaltung. Die Anforderungen an ihn sind sehr hoch. Folgende Punkte gilt es bei der Auswahl zu beachten:

- geringe Eingangskapazitäten
- hohes Verstärkungsbandbreitenprodukt
- hohe Slew Rate
- niedriger Biasstrom

Diese Anforderungen werden am besten vom OPA858 von Texas Instruments erfüllt. Dabei handelt es sich um einen dekompenzierten Operationsverstärker mit einem Verstärkungsbandbreitenprodukt von 5.5 GHz.

Tabelle 3.1 gibt einen Überblick über die zuvor erwähnten Parameter des Operationsverstärkers:

Parameter		Wert (typ)	Einheit
GBWP	Verstärkungsbandbreitenprodukt	5.5	GHz
C_{CM}	Gleichtakteingangskapazität	0.62	pF
C_D	Differenzeingangskapazität	0.2	pF
I_{Bias}	Bias-Strom	± 0.4	pA
SR	Slew Rate	2000	V/ μs

Tabelle 3.1: Parameter des OPA858, modifiziert aus [14]

Aufgrund der Dekompensation des Operationsverstärkers darf eine gewisse Mindestverstärkung nicht unterschritten werden, um Stabilität zu gewährleisten.

Ein weiterer Vorteil dieses Bauteils ist, dass er mit nur einer positiven Spannung versorgt werden kann (Single-Supply-Betrieb). Dadurch wird keine negative Spannung benötigt und es kann Platz auf der Platine eingespart werden.

3.3 Transimpedanzverstärker mit den gewählten Bauteilen

Abbildung 3.3 zeigt die Transimpedanzverstärker-Schaltung mit einer Fotodiode, sowie einer Spannung am positiven Eingang des Operationsverstärker. Diese Spannung wird aus der Versorgungsspannung des OPVs mittels Spannungsteiler erzeugt und ist aufgrund des Single-Supply-Betriebes notwendig. Wäre der positive Eingang auf Masse gelegt und es würde kein Fotostrom fließen, wäre die ideale Ausgangsspannung 0 V.

Da sich die Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers jedoch nur in gewissen Grenzen an die Versorgungsspannung annähern kann, ist dieser Zustand nicht erreichbar, nachdem die negative Versorgungsspannung auf Masse (also 0 V) liegt. Es würde demnach zu einem Sättigungszustand nahe der negativen Versorgungsspannung kommen, welcher die Reaktion des Operationsverstärkers bei einer Eingangssignaländerung verzögern kann. Um dies zu verhindern legt man den positiven Eingang auf eine Spannung über Masse. Die genaue Höhe kann dem Datenblatt des Operationsverstärkers entnommen werden.

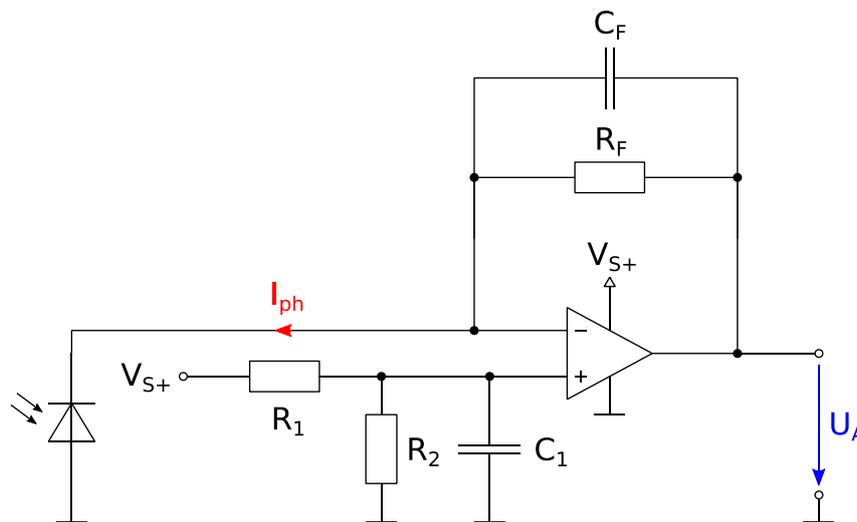


Abbildung 3.3: Transimpedanzverstärker-Schaltung mit Fotodiode und Vorspannung am positiven Verstärkereingang, modifiziert aus [17]

Die Grenzen des OPA858 im Single-Supply-Betrieb und mit $V_{S+} = 5 \text{ V}$ sind:

$$U_{A,min} = 1.2 \text{ V und } U_{A,max} = 3.9 \text{ V}$$

Aufgrund der Vorspannung am positiven Eingang des Operationsverstärkers wird auch die Fotodiode leicht vorgespannt und es kommt zu einer Verringerung der Sperrschichtkapazität. Diese beträgt für eine Vorspannung von 1.2 V ca 1.7 pF (dieser ungefähre Wert wurde auf Nachfrage beim Hersteller mitgeteilt, ist jedoch nicht aus dem vorhandenen Datenblatt zu entnehmen).

3.4 Bauteildimensionierung und Berechnungen

Der Operationsverstärker und die Fotodiode verlangen eine bestimmte Art der Beschaltung mit genau dimensionierten Bauteilen. Die Berechnungen hierfür werden in den folgenden Abschnitten durchgeführt.

3.4.1 Verstärkung

Die Fotodiode wird in der Schaltung im Sperrbereich leicht vorgespannt betrieben und liefert einen von der Beleuchtungsstärke abhängigen Fotostrom, der gegen Masse fließt. Der Strom führt daher zu einer positiven Ausgangsspannung U_A . Die Größe der Ausgangsspannung hängt vom Wert des Feedback-Widerstandes R_F ab.

Um beim maximalen Fotostrom die maximale mögliche Ausgangsspannung zu erhalten, berechnet sich R_F zu:

$$R_F = \frac{U_{A,max} - U_{A,min}}{I_{ph,max}} = \frac{3.9 \text{ V} - 1.2 \text{ V}}{940 \text{ } \mu\text{A}} = 2872.34 \text{ } \Omega \quad (3.2)$$

Gewählter Widerstand: $R_F = 2.87 \text{ k}\Omega$

3.4.2 Vorspannungsnetzwerk

Die benötigte Vorspannung V_+ am positiven Eingang des Operationsverstärkers kann, wie bereits erwähnt, mittels Spannungsteiler aus der positiven Versorgungsspannung erzeugt werden.

$$V_+ = V_{S+} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

Die minimale Vorspannung beträgt laut Datenblatt 1.2 V, daraus können die Widerstände R_1 und R_2 berechnet werden:

$$1.2 \text{ V} = 5 \text{ V} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$0.24 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = 3.1667 \cdot R_2$$

Gewählte Widerstände: $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_1 = 3.16 \text{ k}\Omega$

Die Kondensatoren C_1 und C_2 dienen der Reduzierung der Rauschanteile der Widerstände des Spannungsteilers und der Rauschunterdrückung der Versorgungsspannung. C_2 wirkt vor allem dann, wenn C_1 bei hohen Frequenzen schon in Eigenresonanz geht.

Die Frequenz, bis zu welcher Störungen unterdrückt werden, berechnet sich mit $C_1 = 2.2 \text{ }\mu\text{F}$ und $C_2 = 100 \text{ pF}$ zu:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 || C_2 \cdot (R_1 || R_2)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (2.2 \text{ }\mu\text{F} || 100 \text{ pF}) \cdot (3.16 \text{ k}\Omega || 1 \text{ k}\Omega)} \quad (3.4)$$
$$= 95.23 \text{ Hz}$$

3.4.3 Rückkopplungskondensator C_F

Um die Stabilität der Schaltung gewährleisten zu können, muss die Rückkopplungskapazität in einer passenden Größe gewählt werden. R_F und C_F bilden zusammen eine Polstelle im Frequenzgang, welche die Nullstelle der Eingangskapazität kompensieren soll.

Die Polstelle liegt an der Stelle der Frequenz f_p und folgt folgender Formel:

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_F} \quad (3.5)$$

Da die Aufgabenstellung eine Signalübertragung mit einer Frequenz von bis zu 100 MHz fordert, berechnet sich die Rückkopplungskapazität zu:

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2870 \text{ }\Omega \cdot 100 \text{ MHz}} = 0.555 \text{ pF} \quad (3.6)$$

Die Fertigung einer genauen Kapazität $< 1 \text{ pF}$ ist nicht realistisch, daher muss sich eine andere Möglichkeit überlegt werden, die Funktion der Schaltung zu erhalten.

Es werden 2 Varianten betrachtet:

1. Die erste Möglichkeit ist in Abbildung 3.4 dargestellt

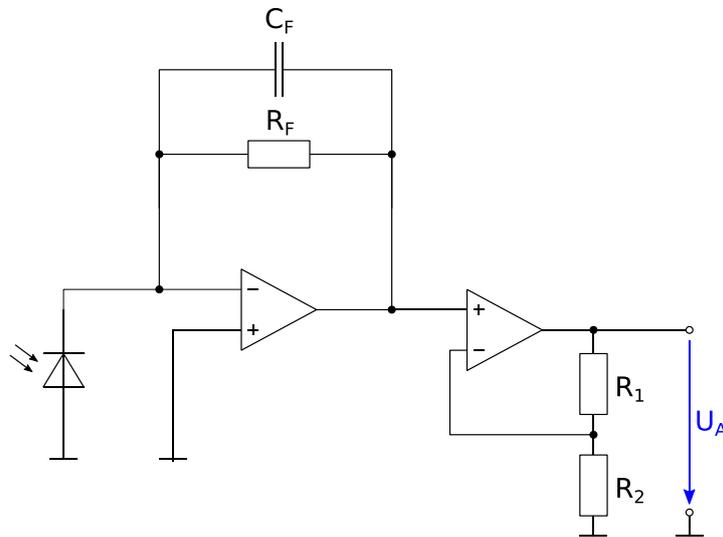


Abbildung 3.4: 2-stufige Schaltungsvariante mit Transimpedanzverstärker und nicht-invertierendem Operationsverstärker

Es handelt sich dabei um eine zweistufige Variante mit Verwendung eines Transimpedanzverstärkers und eines nachgeschalteten nicht-invertierenden Verstärkers. Durch diesen Aufbau kann die Verstärkung auf 2 Stufen aufgeteilt werden und es können Rückkopplungskapazitäten mit größeren Werten verwendet werden.

2. Die zweite Möglichkeit ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

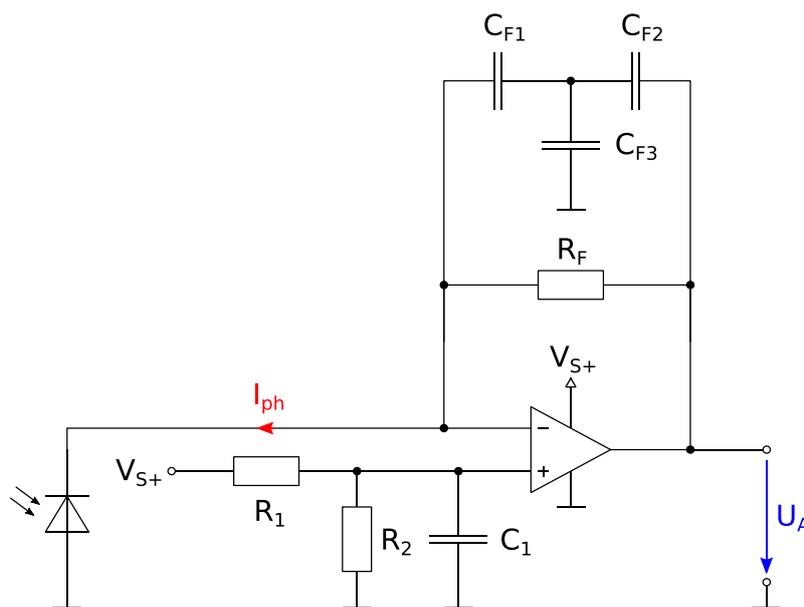


Abbildung 3.5: Transimpedanzverstärker mit Kapazitäts-T-Netzwerk

Hierbei handelt es sich um einen einstufigen Transimpedanzverstärker mit Kapazitäts-T-Netzwerk im Rückkopplungspfad. Durch das T-Netzwerk können größere Kapazitätswerte für die einzelnen Kondensatoren verwendet werden, ohne die resultierende Rückkopplungskapazität zu verändern [15].

Die äquivalente Rückkopplungskapazität $C_{F_{eq}}$ berechnet sich zu:

$$C_{F_{eq}} = \frac{C_{F1} \cdot C_{F2}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \quad (3.7)$$

Nicht unerwähnt darf jedoch bleiben, dass die Verwendung des Kapazitäts-T-Netzwerkes zu einer Erhöhung der Eingangskapazität führt, welche für das Rauschverhalten eine Rolle spielt.

Nachdem die Fotodiode einen sehr hohen Fotostrom liefern kann und eine zusätzliche Verstärkung nicht notwendig ist, wurde sich für die Umsetzung der zweiten Schaltungsvariante entschieden. Auch ein erhöhtes Rauschen sollte bei Übertragungen mit 1 mW nicht ins Gewicht fallen.

Die Rückkopplungskapazität des Transimpedanzverstärkers spielt eine große Rolle für die richtige Funktion und die Stabilität der Schaltung. Da es sich beim Rückkopplungswiderstand R_F nicht um ein ideales Bauteil handelt, wird eine parasitäre Kapazität (wie in Abbildung 3.7 gezeigt) von $C_{F_{par}} = 0.18 \text{ pF}$ in der Berechnung der Rückkopplungskapazitäten, sowie der Simulation berücksichtigt. Hierbei handelt es sich um eine Annahme.

$$C_{F_{ges}} = C_{F_{eq}} + C_{F_{par}} \quad (3.8)$$

Die Kapazitäten C_{F1} , C_{F2} und C_{F3} wurden mit folgenden Werten angenommen:

$$C_{F1} = C_{F2} = 2 \text{ pF}$$

$$C_{F3} = 7 \text{ pF}$$

$C_{F_{eq}}$ berechnet sich mit diesen Werten zu:

$$C_{F_{eq}} = \frac{C_{F1} \cdot C_{F2}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} = \frac{2 \text{ pF} \cdot 2 \text{ pF}}{2 \text{ pF} + 2 \text{ pF} + 7 \text{ pF}} = 0.364 \text{ pF} \quad (3.9)$$

Es ergibt sich eine Gesamtkapazität im Rückkopplungspfad von:

$$C_{F_{ges}} = C_{F_{eq}} + C_{F_{par}} = 0.364 \text{ pF} + 0.18 \text{ pF} = 0.544 \text{ pF} \quad (3.10)$$

Es handelt sich jedoch um einen berechneten Wert aufgrund des Rückkopplungswiderstandes und der Signalfrequenz, ohne Berücksichtigung möglicher Amplitudenüberhöhungen. Um diese zu verhindern, soll die Rückkopplungskapazität in einem gewissen Verhältnis zur Sperrschichtkapazität der Fotodiode stehen und nach folgender Gleichung gewählt werden:

$$C_F = \sqrt{\frac{4 \cdot C_J}{R_F \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_T}} \quad (3.11)$$

f_T ... Transitfrequenz des Operationsverstärkers

Diese Formel gilt für kompensierte Operationsverstärker. Für dekomensierte OPVs, wie dem OPA858, muss die Rückkopplungskapazität etwas größer gewählt werden [16]. Der genaue Wert der Kapazität wird in der Simulation ermittelt.

3.4.4 Verstärkungsbandbreitenprodukt

Abbildung 3.6 zeigt den Verlauf der Leerlaufverstärkung (Open-Loop-Gain, A_{OL}) und des inversen Rückkopplungsfaktors (Rauschverstärkung, Noise-Gain, $\frac{1}{\beta}$) eines typischen Transimpedanzverstärkers für 2 verschiedene Polfrequenzen.

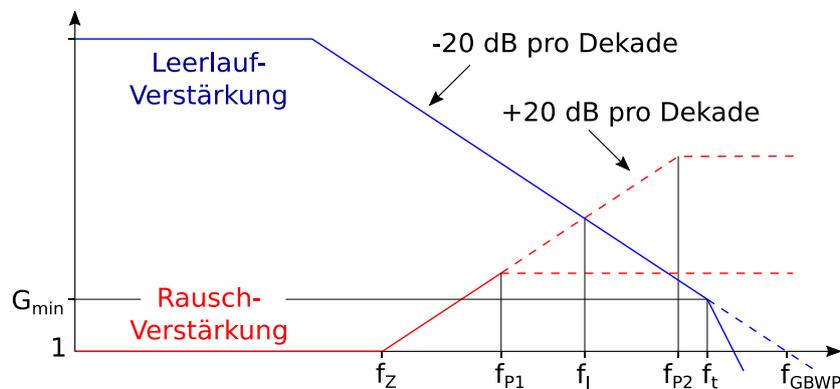


Abbildung 3.6: Leerlaufverstärkung und Rauschverstärkung eines typischen Transimpedanzverstärkers, modifiziert aus [24]

f_z markiert jene Stelle, bei der sich aufgrund der parasitären Kapazitäten von Fotodiode und Operationsverstärker eine Nullstelle ausbildet. Ab dieser Frequenz steigt die Rauschverstärkung um 20 dB pro Dekade an.

Der Stabilitätspunkt der Schaltung wird dadurch bestimmt, wo sich der Schnittpunkt der Leerlaufverstärkungs-Kurve und der Rauschverstärkungs-Kurve befindet. Ohne Rückkopplungskapazität würden sich die Kurve der Leerlaufverstärkung (20 dB pro Dekade fallend) und die Kurve der Rauschverstärkung (20 dB pro Dekade steigend) unter einer Rate (Rate of Closure, ROC) von 40 dB schneiden, was zur Instabilität der Schaltung führen würde. Durch das Einfügen einer Polstelle kann der 20 dB/Dekaden-Anstieg der Rauschverstärkung kompensiert und die Stabilität der Schaltung herbeigeführt werden. Schneiden sich die Kurven unter einer Rate ≤ 20 dB, gilt die Schaltung als stabil.

Zusätzlich muss bei der Verwendung eines dekompenzierten Operationsverstärkers, wie dem OPA858, darauf geachtet werden, dass eine Mindestverstärkung nicht unterschritten wird. Diese ist ebenfalls in Abbildung 3.6 eingezeichnet. Ab dieser Frequenz fällt die Leerlaufverstärkung mit 40 dB pro Dekade, wodurch sich ein Schnittpunkt von Leerlaufverstärkungs-Kurve und Rauschverstärkungs-Kurve unter einer Rate ≤ 20 dB in dieser Art der Beschaltung niemals erreichen lassen würde.

Die Bedingung eines Schnittpunktes ≤ 20 dB trifft auf jeden Fall zu, sobald die Mindestverstärkung eingehalten wird und die Polfrequenz innerhalb der Leerlaufverstärkungs-Kurve liegt. Betrachtet man die 2 verschiedenen Polfrequenzen aus Abbildung 3.6 lässt sich folgendes ausdrücken:

- f_{p1} zeigt den Fall von Überkompensation, wodurch es zur Schmälerung der Bandbreite der Schaltung kommt
- f_{p2} zeigt den Fall von Unterkompensation, die Schaltung ist nicht stabil

Im Idealfall liegt die Polfrequenz knapp unter dem Schnittpunkt der Rauschverstärkungs-Kurve und der Leerlaufverstärkungs-Kurve. Je nachdem wie hoch das Verstärkungsbandbreitenprodukt des Operationsverstärker ist, kann eine Schaltung bei einer gewissen Polfrequenz stabil oder instabil sein.

In den nachfolgenden Berechnungen wird überprüft, ob das Verstärkungsbandbreitenprodukt des OPA858 von 5.5 GHz ausreichend ist.

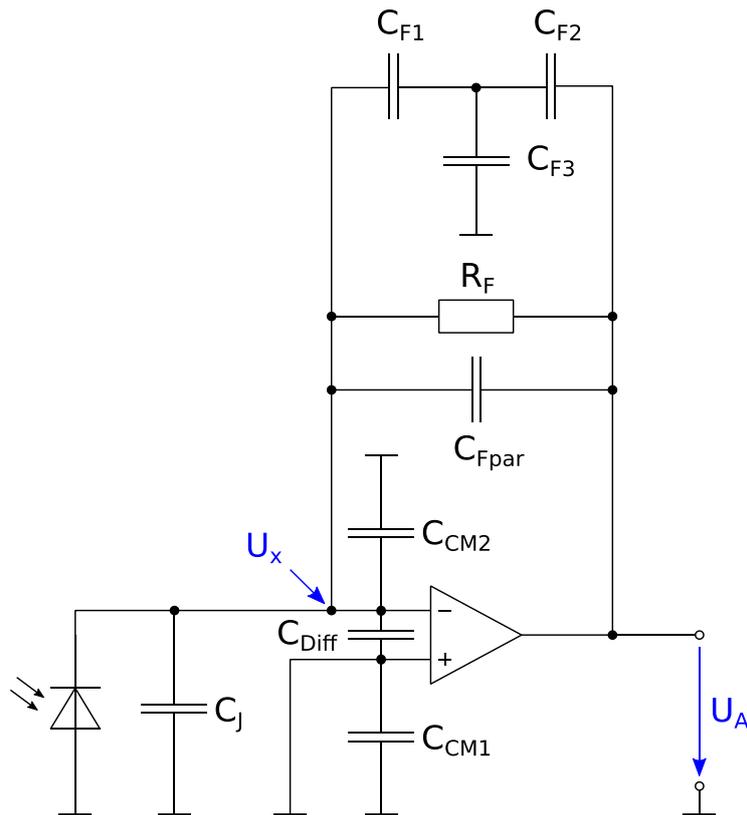


Abbildung 3.7: Parasitäre Kapazitäten der Schaltung

Abbildung 3.7 zeigt die parasitären Kapazitäten der Schaltung. Dabei handelt es sich um die Sperrschichtkapazität der Diode C_J , die Gleichtakteingangskapazitäten C_{CM1} und C_{CM2} und die Differenzeingangskapazität C_{Diff} des Operationsverstärkers.

Die Vorspannung am nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers wird als AC Masse angesehen. Daher ist C_{CM1} kurzgeschlossen und hat keinen Einfluss bei der Berechnung der gesamten Eingangskapazität.

Für die Berechnung der Eingangskapazität wird die Kirchhoffsche Knotenregel angewendet und die Ströme im Knoten U_x am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers betrachtet. Der gesamte Strom am Knoten U_x berechnet sich zu:

$$I_{ges} = I_{C_J} + I_{C_{Diff}} + I_{C_{CM2}} + I_y \quad (3.12)$$

Es kommt folgender Zusammenhang von Kondensatoren zum Einsatz:

$$Q = C \cdot U = I \cdot t \Rightarrow I = C \cdot \dot{U} \quad (3.13)$$

Q ... Ladung
 I ... Strom
 t ... Zeit
 C ... Kapazität
 U ... Spannung

Somit gilt für den Knoten U_x :

$$I_{ges} = (C_J + C_{Diff} + C_{CM2}) \cdot \dot{U}_x + I_y \quad (3.14)$$

Mit:

$$I_y = I_{C_{F1}} + I_{R_F} + I_{C_{Fpar}} = C_{F1} \cdot \dot{U}_{C_{F1}} + \frac{U_x - U_A}{R_F} + C_{Fpar} \cdot (\dot{U}_x - \dot{U}_A) \quad (3.15)$$

Über die folgenden Zusammenhänge kann $\dot{U}_{C_{F1}}$ bestimmt werden.

$$U_x - U_A = U_{C_{F1}} + U_{C_{F2}} \quad (3.16)$$

$$U_A = U_{C_{F3}} - U_{C_{F2}} \quad (3.17)$$

$$I_{C_{F1}} = I_{C_{F2}} + I_{C_{F3}} \quad (3.18)$$

$$\dot{U}_{C_{F1}} = \frac{(C_{F2} + C_{F3}) \cdot \dot{U}_x - C_{F2} \cdot \dot{U}_A}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \quad (3.19)$$

Setzt man nun alle Zusammenhänge in (3.14) ein, ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 I_{ges} = & (C_J + C_{Diff} + C_{CM2}) \cdot \dot{U}_x + C_{F1} \cdot \frac{(C_{F2} + C_{F3}) \cdot \dot{U}_x - C_{F2} \cdot \dot{U}_A}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \\
 & + \frac{U_x - U_A}{R_F} + C_{Fpar} \cdot (\dot{U}_x - \dot{U}_A)
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Formt man die Gleichung mit dem Wissen aus (3.7) um, erhält man:

$$I_{ges} = \left(C_J + C_{Diff} + C_{CM2} + \frac{C_{F1} \cdot C_{F3}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \right) \cdot \dot{U}_x \quad (3.21)$$

$$+ \left(\frac{C_{F1} \cdot C_{F2}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} + C_{Fpar} \right) \cdot (\dot{U}_x - \dot{U}_A) + \frac{U_x - U_A}{R_F}$$

Aus (3.21) lässt sich somit die Eingangskapazität C_{IN} herauslesen zu:

$$C_{IN} = C_J + C_{Diff} + C_{CM2} + \frac{C_{F1} \cdot C_{F3}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \quad (3.22)$$

Der letzte Term aus (3.22) stammt aus dem Kapazitäts-T-Netzwerk. Er zeigt den Einfluss des Rückkopplungs-Netzwerkes auf die Eingangskapazität.

Setzt man die Werte für $C_J, C_{Diff}, C_{CM2}, C_{F1}, C_{F2}$ und C_{F3} ein, berechnet sich die Eingangskapazität zu:

$$C_{IN} = 1.7 \text{ pF} + 0.2 \text{ pF} + 0.62 \text{ pF} + \frac{2 \text{ pF} \cdot 7 \text{ pF}}{2 \text{ pF} + 2 \text{ pF} + 7 \text{ pF}} = 3.793 \text{ pF}$$

Mit dem Wissen von C_{IN} kann jetzt die Frequenz f_z aus Abbildung 3.6 berechnet werden [17].

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot (C_{Fges} + C_{IN})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2870 \Omega \cdot (0.544 \text{ pF} + 3.793 \text{ pF})} = 12.79 \text{ MHz} \quad (3.23)$$

f_p wurde schon in (3.6) eingesetzt und beträgt aufgrund der dann gewählten Werte von R_F und C_{Feq} :

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_{Fges}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2870 \Omega \cdot 0.544 \text{ pF}} = 101.94 \text{ MHz} \quad (3.24)$$

Die Schnittfrequenz f_l berechnet sich folgendermaßen [17]:

$$f_l = \frac{GBW}{1 + \frac{C_{IN}}{C_{Feq}}} \quad (3.25)$$

Wie zuvor erwähnt muss die Polfrequenz innerhalb der A_{OL} -Kurve liegen, damit die Schaltung stabil ist. Für $f_p < f_l$ herrscht also Stabilität.

Somit lässt sich das Mindest-Verstärkungsbandbreitenprodukt des Operationsverstärkers aus (3.24) und (3.25) ausdrücken:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_{F_{ges}}} < \frac{GBW}{1 + \frac{C_{IN}}{C_{F_{ges}}}}$$

$$GBW > \frac{1 + \frac{C_{IN}}{C_{F_{ges}}}}{2 \cdot \pi \cdot R_F \cdot C_{F_{ges}}} = \frac{1 + \frac{3.793 \text{ pF}}{0.544 \text{ pF}}}{2 \cdot \pi \cdot 2870 \text{ } \Omega \cdot 0.544 \text{ pF}} = 812.7 \text{ MHz} \quad (3.26)$$

Das Verstärkungsbandbreitenprodukt des OPA858 mit 5.5 GHz ist somit ausreichend hoch.

Es wurde absichtlich ein Operationsverstärker mit sehr hohem Verstärkungsbandbreitenprodukt gewählt, um Stabilität gewährleisten zu können auch wenn unberücksichtigte parasitäre Kapazitäten aufgrund des Schaltungsdesigns auftreten sollten.

3.5 Simulation

Um das Verhalten der Schaltung vor dem realen Aufbau abschätzen zu können, wurde diese zunächst in einer Simulation überprüft. Dabei kam die Simulationssoftware von Texas Instruments TINA-TI zum Einsatz. Auch das Modell des Operationsverstärkers OPA858 wurde von Texas Instruments bezogen.

Wie bereits in 3.4.3 erklärt, muss die Rückkopplungskapazität einen gewissen Wert haben, um Amplitudenüberhöhungen zu verhindern. Bei der Simulation wurde ein Wert von 18 pF für C_{F3} ermittelt. Bei diesem Wert weist das Ausgangssignal bei einem Rechtecksignal als Eingang noch die größtmögliche Steilheit auf, jedoch noch kein Überschwingen. Mit dem neuen Wert von C_{F3} vergrößert sich der Gesamtwert der Eingangskapazität und der Rückkopplungskapazität. Es ergibt sich eine Polfrequenz von 153.267 MHz. Es ist eine Übertragung von Signalen mit einer Frequenz bis zu 100 MHz weiterhin möglich. Auch das benötigte Verstärkungsbandbreitenprodukt von 1.914 GHz ist für diese Kapazität ausreichend groß.

Sollten bei der realen Platine also zusätzliche parasitäre Kapazitäten am Eingang des Operationsverstärkers hinzukommen, können eventuell auftretende Amplitudenerhöhungen des Ausgangssignals über C_{F3} korrigiert werden. Aufgrund dessen wurde auf der realen Platine die Rückkopplungskapazität C_{F3} trimmbar ausgeführt.

3.5.1 DC-Analyse

Abbildung 3.8 zeigt die Schaltung des Transimpedanzverstärkers zur Durchführung der DC-Analyse. Es werden die Verstärkung und die Ausgangsspannung der Schaltung kontrolliert.

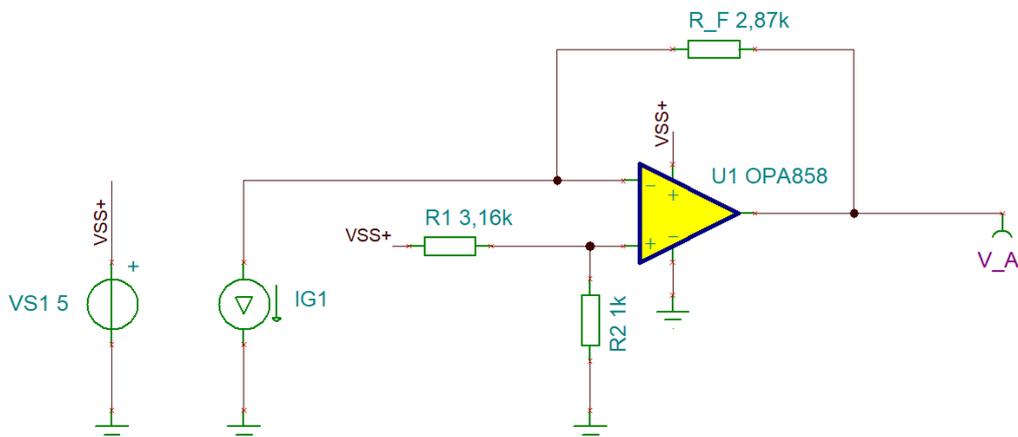


Abbildung 3.8: Schaltplan zur Durchführung der DC-Analyse

Bei der DC-Analyse handelt es sich um eine Untersuchung des statischen Verhaltens im eingeschwungenen Zustand der Schaltung. Daher wurden die Kapazitäten weggelassen, Zeitabhängigkeiten werden bei dieser Analyse nicht betrachtet.

Es wird ein Strom als Eingangsgröße linear erhöht und die Ausgangsspannung der Schaltung gemessen.

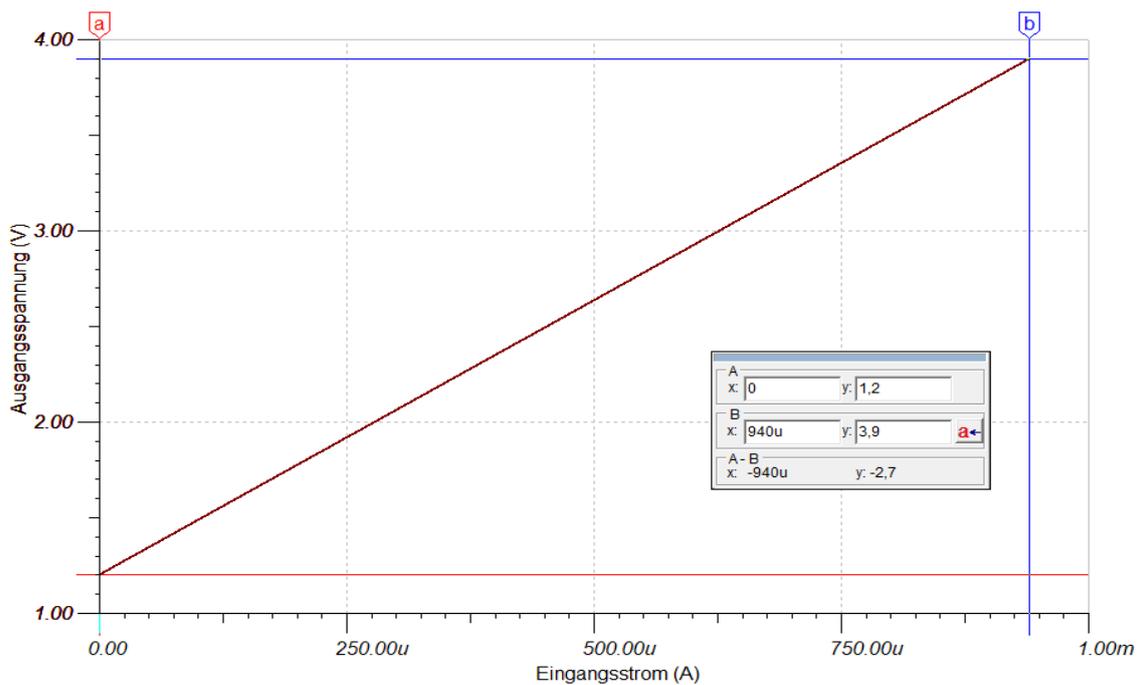


Abbildung 3.9: Verlauf der Ausgangsspannung bei linear steigendem Eingangsstrom

Abbildung 3.9 zeigt das Simulationsergebnis. Die Ausgangsspannung wurde dem Eingangsstrom dabei grafisch gegenübergestellt. Es ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung dem Eingangsstrom linear folgt. Für einen Strom von 0 A liegen die erwarteten 1.2 V am Ausgang an, welche durch den Spannungsteiler aus der Versorgungsspannung des Operationsverstärkers erzeugt wurde. Beim maximalen Strom von 940 μA sind es die erwarteten 3.9 V. Das Simulationsergebnis stimmt somit mit den im Datenblatt angegebenen Grenzen der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers und der berechneten Verstärkung überein.

3.5.2 AC-Analyse

Mit der AC-Analyse wird das Frequenzverhalten der Schaltung untersucht. Abbildung 3.10 zeigt den Schaltplan zur Durchführung der Analyse.

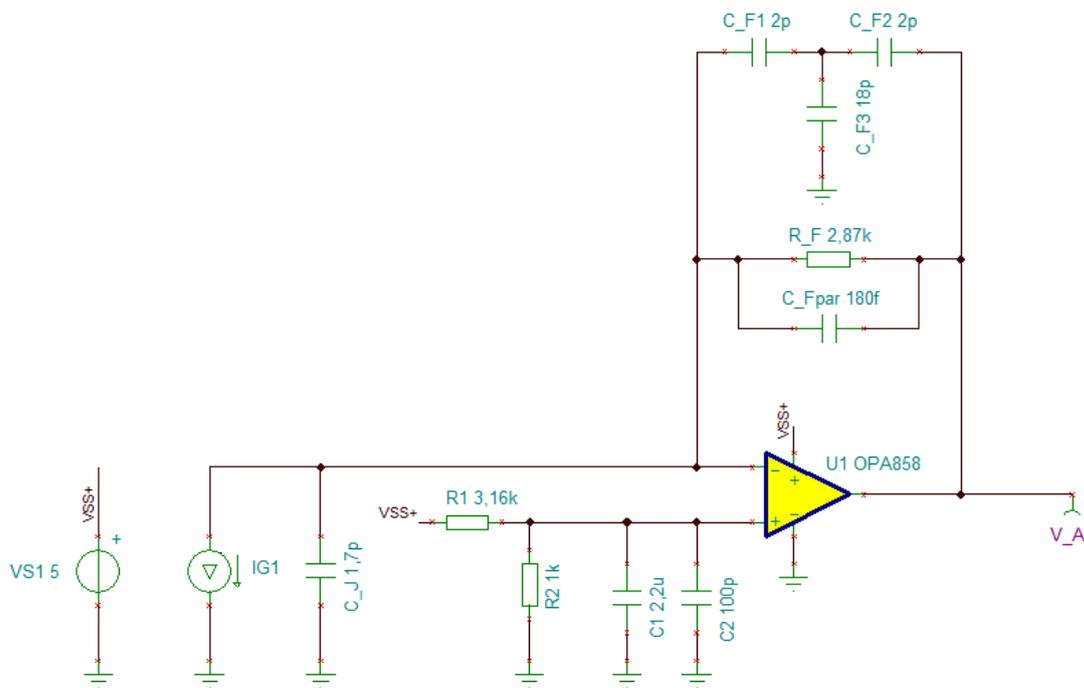


Abbildung 3.10: Schaltplan zur Durchführung der AC-Analyse

In Abbildung 3.11 ist der Amplitudengang der Schaltung. Dieser weist eine -3 dB-Grenzfrequenz von 218.19 MHz auf. Signale mit einer Frequenz von 100 MHz können problemlos übertragen werden.

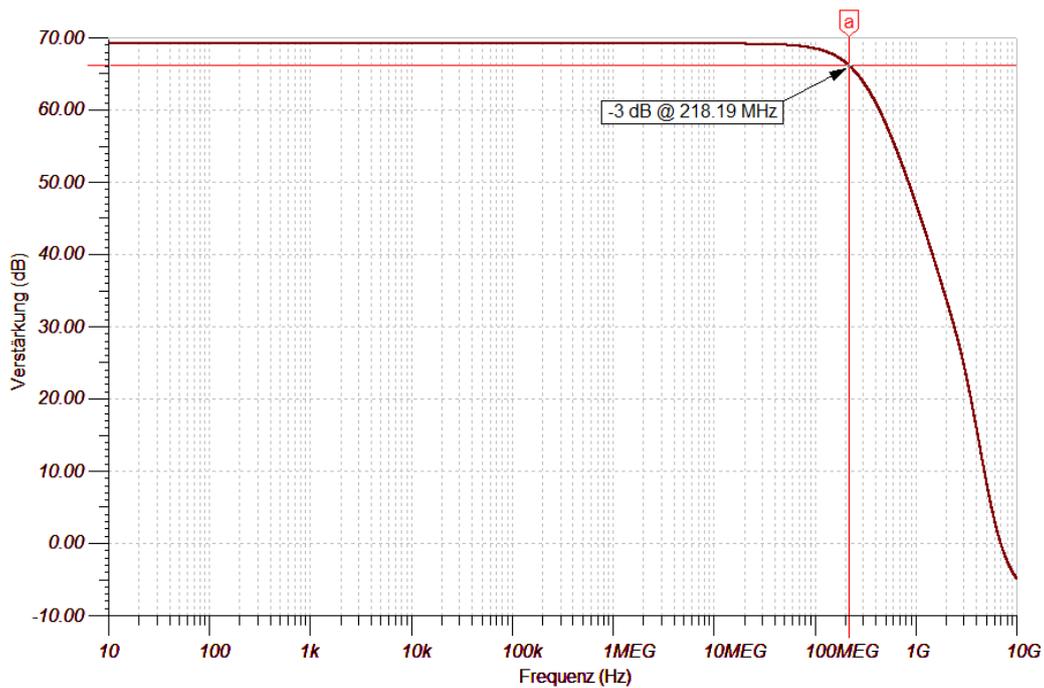


Abbildung 3.11: Amplitudenverstärkung der Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz

3.5.3 Stabilitätsanalyse

Die Stabilität der Schaltung wurde auf zwei verschiedene Arten überprüft. Einerseits durch die Anwendung des vereinfachten Schnittpunktkriteriums, andererseits durch die Betrachtung der Schnittpunkt-Rate zwischen Rauschverstärkung und Leerlaufverstärkung.

3.5.3.1 Vereinfachtes Schnittpunktkriterium

Das vereinfachte Schnittpunktkriterium darf angewendet werden, wenn die Übertragungsfunktion der Schaltung folgende Kriterien erfüllt sind:

- sie weist Tiefpasscharakter auf
- ihr Verstärkungsfaktor ist positiv
- alle Pole weisen einen negativen Realteil auf, mit Ausnahme eines Poles, der an der Stelle Null liegt
- die Betragskennlinie schneidet die 0 dB-Linie nur ein einziges Mal und verläuft danach stets darunter

Diese Punkte werden von der Schaltung erfüllt, das vereinfachte Schnittpunktkriterium darf angewendet werden.

Es besagt, dass ein geschlossener Regelkreis dann stabil ist, wenn der offene Regelkreis bei der Durchtrittsfrequenz einen Abfall von < 40 dB pro Dekade aufweist. In anderen Worten ausgedrückt: Die Stabilität ist gegeben, wenn der Phasengang -180° noch nicht erreicht hat, wenn der Amplitudengang die 0 dB-Linie schneidet.

Die Phasenreserve gibt also Auskunft darüber, wie groß eine zusätzliche Phasenverschiebung des offenen Regelkreises sein kann, bevor der geschlossene Regelkreis instabil wird. Sie sollte zudem nicht nur positiv, sondern $> 30^\circ$ sein, um ein akzeptables Übergangsverhalten zu gewährleisten [18].

Um die Analyse durchführen zu können, wurde die Schaltung, wie in Abbildung 3.12 gezeigt, modifiziert. Die Rückkopplung der Schaltung wurde am Ausgang über eine große Induktivität AC-mäßig aufgetrennt. Sie ermöglicht jedoch eine DC-Kopplung und die Arbeitspunkteinstellung. Die große Kapazität C erlaubt die AC-Einkopplung der Signalquelle VG1 in die Schleife bei sehr niedrigen Frequenzen [19].

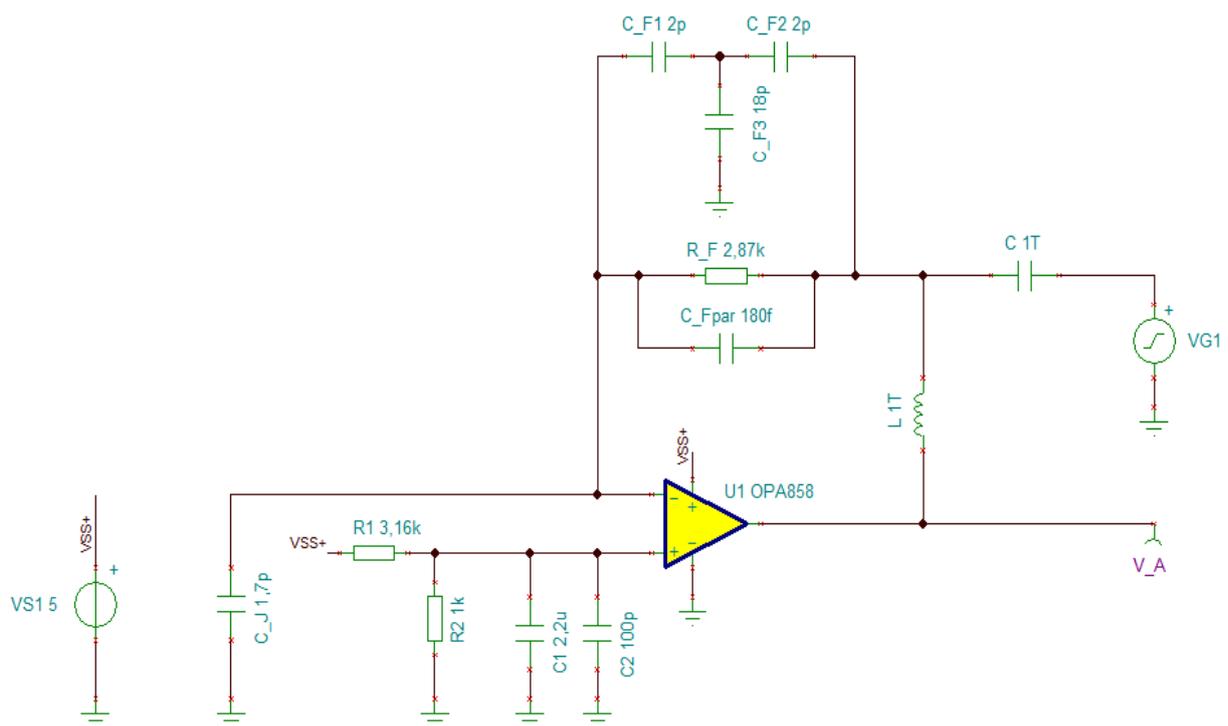


Abbildung 3.12: Schaltplan zur Durchführung der Stabilitäts-Analyse

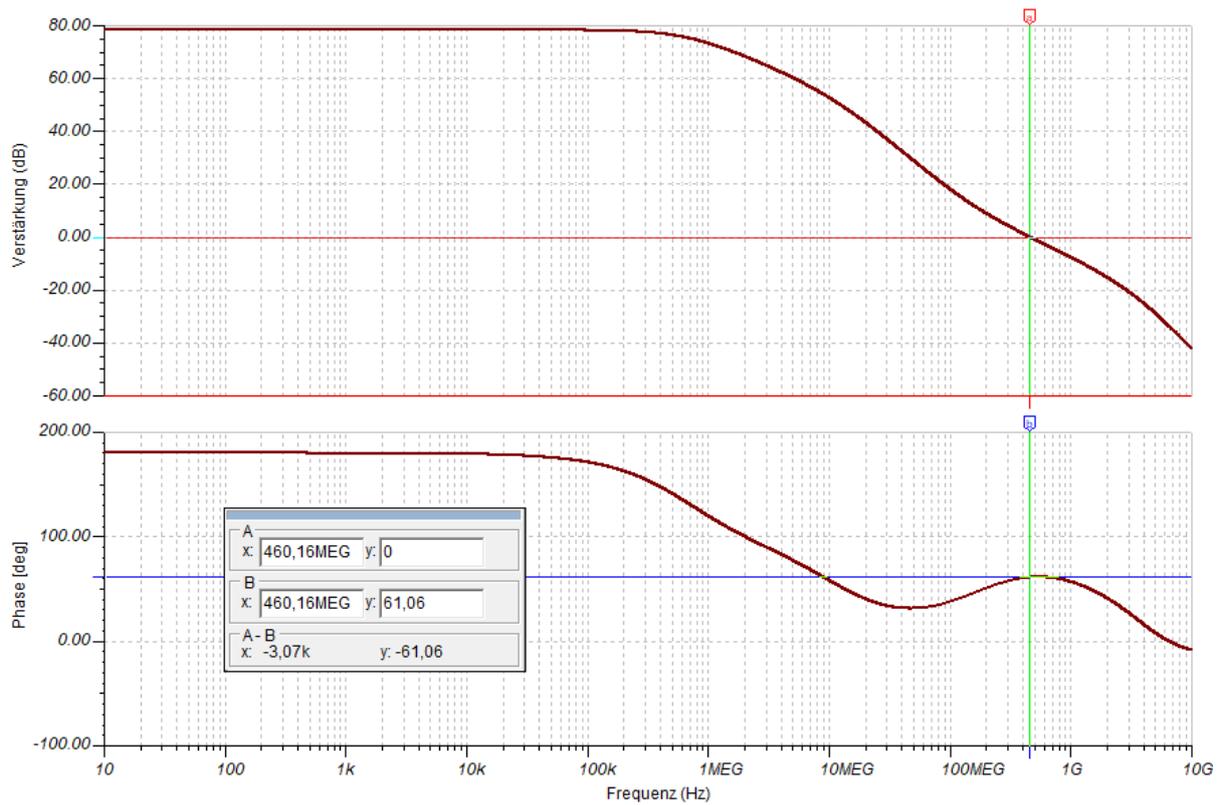


Abbildung 3.13: Bode-Diagramm der Schaltung mit Phasenreserve von 61.06°

Abbildung 3.13 zeigt das Bode-Diagramm der Schaltung. Beim Schneiden der 0 dB-Linie weist die Schaltung eine Phasenreserve von 61.06° auf, Stabilität ist somit gegeben.

3.5.3.2 ROC Betrachtung

Die zweite Möglichkeit, auf die schon in 3.4.4 eingegangen wurde, ist die Untersuchung der Rate of Closure von A_{OL} -Kurve und Noise Gain-Kurve. Abbildung 3.14 zeigt die beiden Kurven, sowie deren Schnittpunkt. Es ist zu erkennen, dass f_p innerhalb der A_{OL} -Kurve liegt und die Schnittfrequenz f_l größer ist. Stabilität ist somit gegeben.

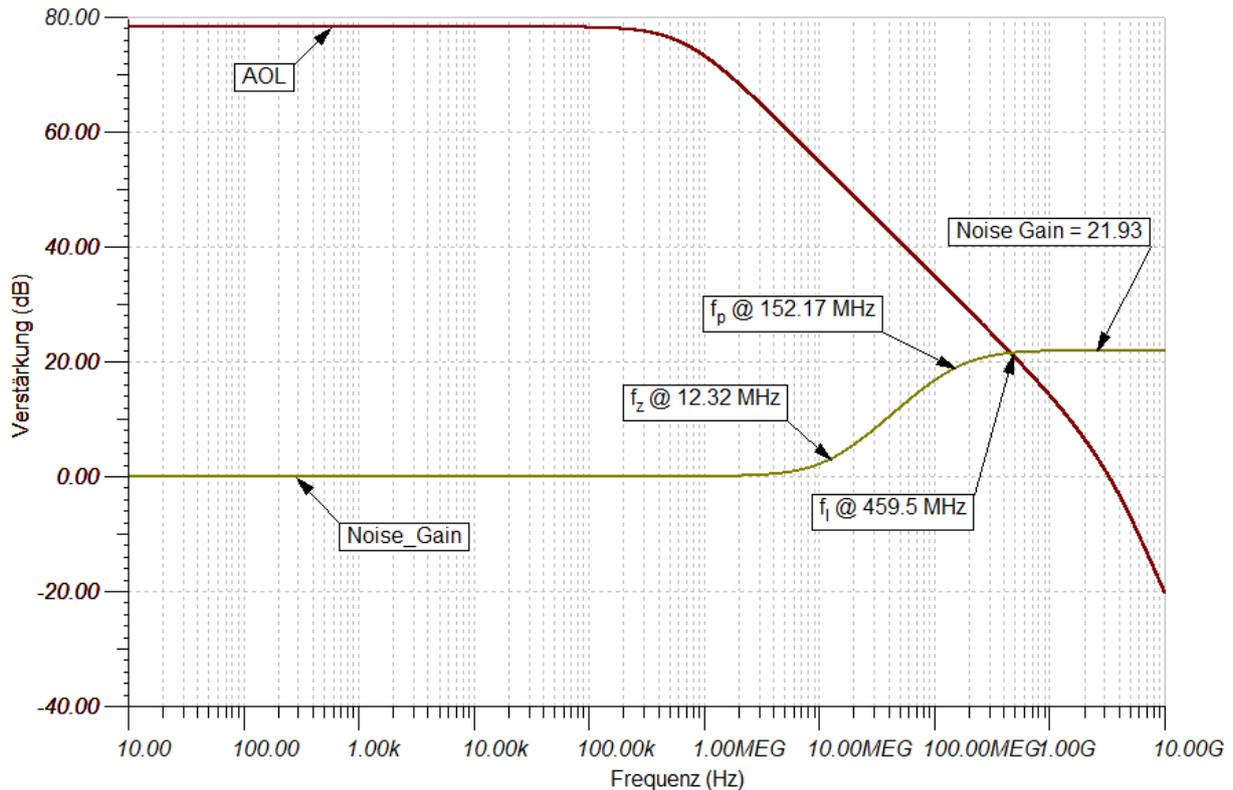


Abbildung 3.14: AOL-Kurve und Noise Gain-Kurve der Schaltung zur Betrachtung der ROC

3.5.4 Transientenanalyse

Die Transientenanalyse ist die umfassendste Analyseart. Mit ihr können Ströme, Spannungen und Leistungen einer Schaltung im Zeitbereich untersucht werden. Dabei werden auch Ein- und Ausschwingvorgänge berücksichtigt.

Der Schaltplan zur Durchführung der Analyse ist derselbe der AC-Analyse, dargestellt in Abbildung 3.10. Mit dieser Analyse konnte der optimale Wert für C_{F3} bestimmt werden.

Als Eingangssignal (IG1 in Abbildung 3.15) wurde ein 100 MHz Rechtecksignal mit einer Amplitude von $940 \mu\text{A}$ angelegt, welches dem maximalen Fotostrom der Fotodiode entspricht. Die Abbildung zeigt zudem die Ausgangssignale der Schaltung für verschieden gewählte Werte von C_{F3} .

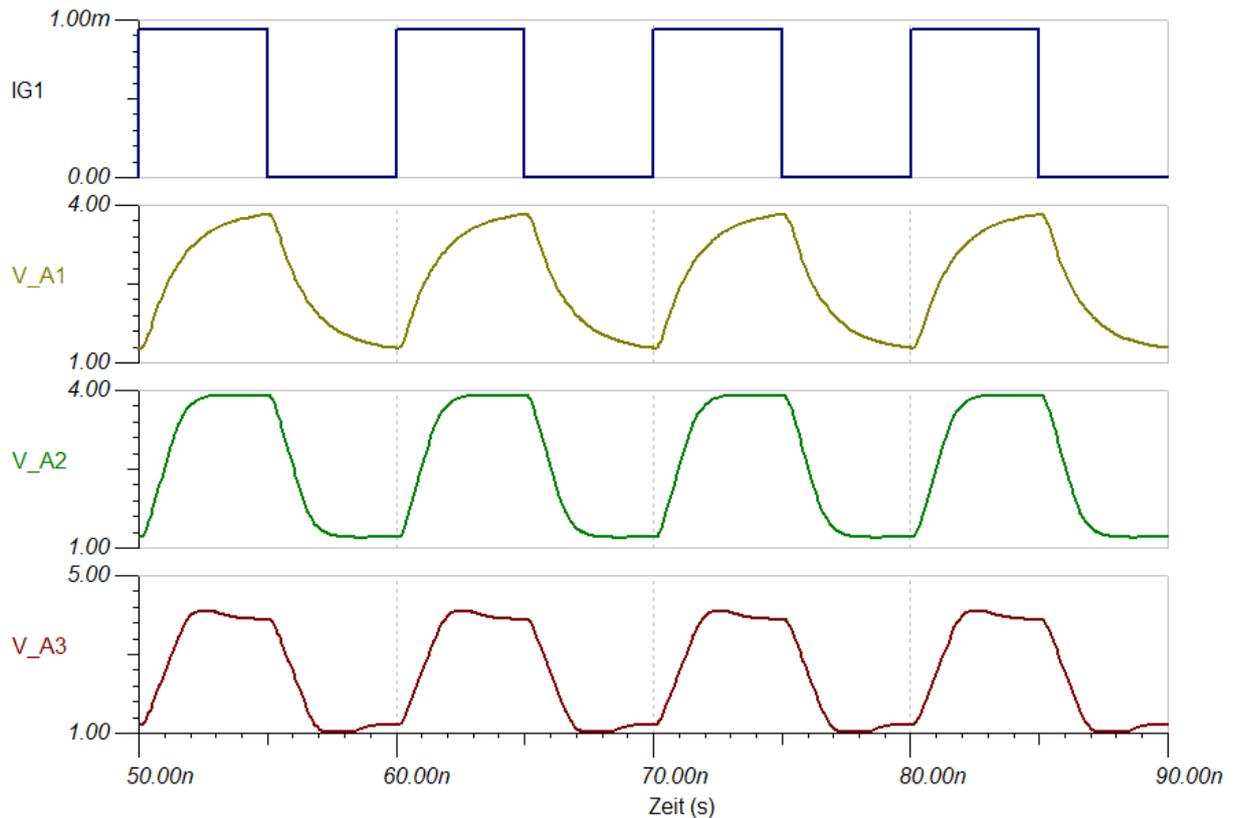


Abbildung 3.15: Ausgangssignale der Transienten-Analyse für verschiedene Werte von C_{F3}

V_A1 ist das Ausgangssignal der Schaltung mit C_{F3} mit dem berechneten Wert von 7 pF. Es ist zu erkennen, dass das Signal nicht die maximal mögliche Steilheit aufweist.

V_A2 zeigt das Ausgangssignal unter Einsatz des optimalen Wertes von 18 pF für C_{F3} . Das Signal weist die maximale Steilheit auf, es kommt jedoch nicht zum Überschwingen.

V_A3 zeigt das Ausgangssignal mit Verwendung eines zu hohen Wertes von 27 pF für C_{F3} . Es ist ein deutliches Überschwingen des Signals zu erkennen.

Durch die trimmbare Ausführung von C_{F3} ist ein Einstellen des optimalen Wertes in der realen Schaltung noch möglich.

3.5.5 Rauschanalyse

Zuletzt wird das Rauschverhalten der Schaltung betrachtet. Das Gesamttrauschen einer Transimpedanzverstärker-Schaltung setzt sich aus drei Komponenten zusammen.

1. Rauschen der Widerstände
2. Rauschen der Fotodiode
3. Rauschen des Operationsverstärkers

Abbildung 3.16 zeigt die einzelnen Rauschquellen der Schaltung. Es wurde dabei eine vereinfachte Darstellung einer Transimpedanzverstärker-Schaltung ohne T-Kapazitätsnetzwerk verwendet. Die Fotodiode ist als reales Modell ausgeführt mit Sperrschichtkapazität und Sperrschichtwiderstand.

Das Vorspannungsnetzwerk am positiven Eingang des Operationsverstärkers wird vernachlässigt, da das Rauschen der Widerstände ohnehin unterdrückt wird.

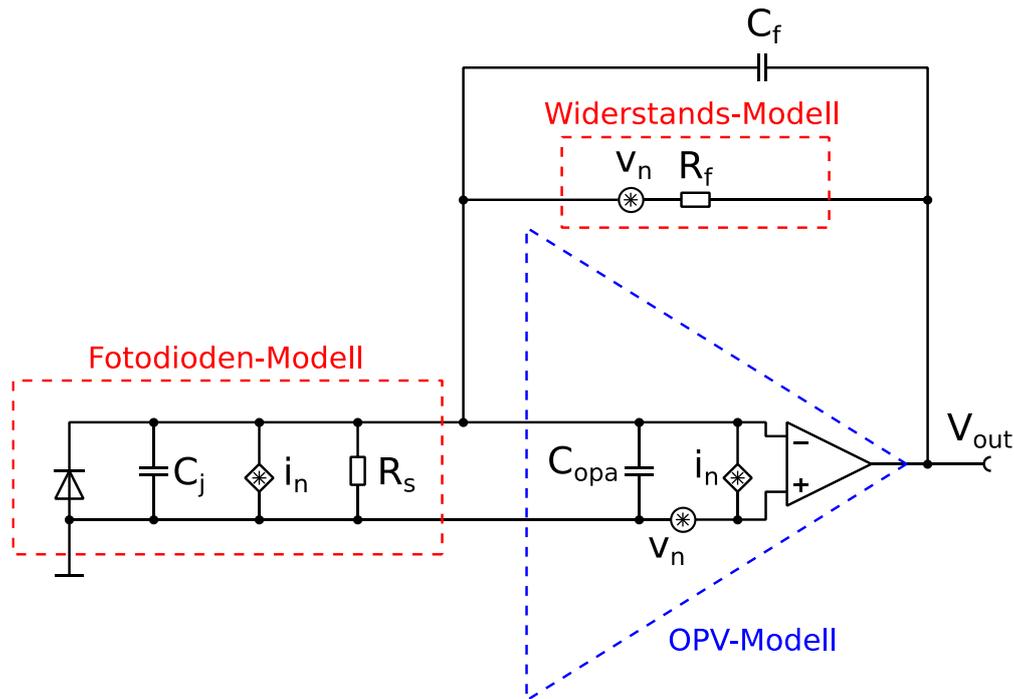


Abbildung 3.16: Rauschquellen der Transimpedanzverstärker-Schaltung, modifiziert aus [19]

Jeder Widerstand weist thermisches Rauschen auf. Dieses entsteht aufgrund der thermischen Bewegung der Ladungsträger in elektrischen Stromkreisen. Es handelt sich dabei um temperaturabhängiges weißes Rauschen [20].

Der Rückkopplungswiderstand R_F verursacht eine Rauschspannung am Ausgang der Schaltung zu:

$$E_{n_R} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R_F \cdot BW_n} \quad (3.27)$$

- T ... Temperatur in Kelvin
- BW_n ... Rauschbandbreite
- k_B ... Boltzmann-Konstante ($1.381 \cdot 10^{-23} \left[\frac{J}{K} \right]$)

Das Rauschen der Fotodiode kann wiederum in zwei Teile zerlegt werden. Diese sind:

- **Thermisches Rauschen des Sperrschichtwiderstandes der Fotodiode**

Wie soeben erwähnt, tritt thermisches Rauschen bei jedem Widerstand auf. Ebenso beim Sperrschichtwiderstand der Fotodiode. Dieses wird als Johnson-Rauschen bezeichnet und üblicherweise als Strom angegeben. Es berechnet sich zu:

$$i_j = \sqrt{\frac{4 \cdot k_B \cdot T}{R_S}} \quad (3.28)$$

R_S ... Sperrschichtwiderstand

- **Schrotrauschen**

Schrotrauschen ist eine Form von weißem Rauschen und tritt immer dann auf, wenn quantisierte Ladungsträger über eine Barriere in einen energetisch günstigeren Zustand fallen. In anderen Worten ausgedrückt entsteht Schrotrauschen immer dann, wenn Strom eine Potentialbarriere überwinden muss.

In einer Fotodiode wird Schrotrauschen von zwei Strömen hervorgerufen. Einerseits durch den Dunkelstrom und andererseits durch den Strom der bei Helligkeit fließt. Diese beiden Rauschanteile folgen den folgenden Formeln:

$$i_{s_D} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_D} \quad (3.29)$$

$$i_{s_L} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_L} \quad (3.30)$$

i_{s_D} ... Rauschstrom hervorgerufen durch den Dunkelstrom

i_{s_L} ... Rauschstrom hervorgerufen durch den Fotostrom

q ... Elementarladung eines Elektrons ($1.6 \cdot 10^{-19} [C]$)

I_D ... Dunkelstrom der Fotodiode

I_L ... Fotostrom der Fotodiode

Zusammen ergeben diese Anteile das Stromrauschen der Fotodiode zu:

$$i_{n_{Diode}} = \sqrt{i_j^2 + i_{s_D}^2 + i_{s_L}^2} \quad (3.31)$$

Mit dem Stromrauschen des Operationsverstärkers ergibt sich eine Gesamtstromrauschdichte von:

$$i_{n_{total}} = \sqrt{i_{n_{OPA}}^2 + i_{n_{Diode}}^2} \quad (3.32)$$

Die Rauschspannung am Ausgang des Operationsverstärkers aufgrund des Stromrauschens kann über (3.33) berechnet werden.

$$E_{n_{oI}} = i_{n_{total}} \cdot R_F \cdot \sqrt{BW_n} \quad (3.33)$$

Der letzte Anteil zum Gesamttrauschen liefert die Rauschspannung des Operationsverstärkers aufgrund des Spannungsrauschens. Dieses lässt sich in 5 verschiedene Regionen unterteilen.

Region 1:

$$E_{n_{oe1}} = e_{n_{if}} \cdot \sqrt{f_f \cdot \ln\left(\frac{f_f}{f_l}\right)} \quad (3.34)$$

mit

$$e_{f_{norm}} = e_{f_l} \cdot \sqrt{f_l} \quad (3.35)$$

$$f_f = \frac{e_{f_{norm}}^2}{e_{n_{if}}^2} \quad (3.36)$$

Region 2:

$$E_{n_{oe2}} = e_{n_{if}} \cdot \sqrt{f_z - f_f} \quad (3.37)$$

Region 3:

$$E_{n_{oe3}} = \frac{e_{n_{if}}}{f_z} \cdot \sqrt{\frac{f_p^3 - f_z^3}{3}} \quad (3.38)$$

Region 4:

$$E_{n_{oe4}} = e_{n_{if}} \cdot \left(\frac{C_{in} + C_F}{C_F}\right) \cdot \sqrt{f_l - f_p} \quad (3.39)$$

Region 5:

$$E_{n_{oe5}} = \frac{e_{n_{if}} \cdot f_c}{\sqrt{f_l}} \quad (3.40)$$

- $e_{n_{if}}$... Breitband-Rauschspannungsdichte des Operationsverstärkers (aus Datenblatt)
- f_l ... (willkürliche) untere Grenze des Funkelrauschens (aus Datenblatt)
- e_{f_l} ... Rauschspannungsdichte bei f_l
- f_c ... Verstärkungsbandbreite
- f_f ... Grenzfrequenz des Funkelrauschens (diese Frequenz trennt das 1/f-Gebiet vom Breitbandgebiet)

Die Gesamtrauschspannung aufgrund des Spannungsrauschens des OPVs berechnet sich zu:

$$E_{n_{oe}} = \sqrt{E_{n_{oe1}}^2 + E_{n_{oe2}}^2 + E_{n_{oe3}}^2 + E_{n_{oe4}}^2 + E_{n_{oe5}}^2} \quad (3.41)$$

Über (3.42) ergibt sich die Gesamtrauschspannung am Ausgang der Schaltung, welche aufgrund der einzelnen Rauschquellen auftritt [19].

$$E_{n_o} = \sqrt{E_{n_R}^2 + E_{n_{oI}}^2 + E_{n_{oe}}^2} \quad (3.42)$$

In Abbildung 3.17 ist das Simulationsergebnis der durchgeführten Rauschanalyse dargestellt, es zeigt das Grundrauschen der Schaltung.

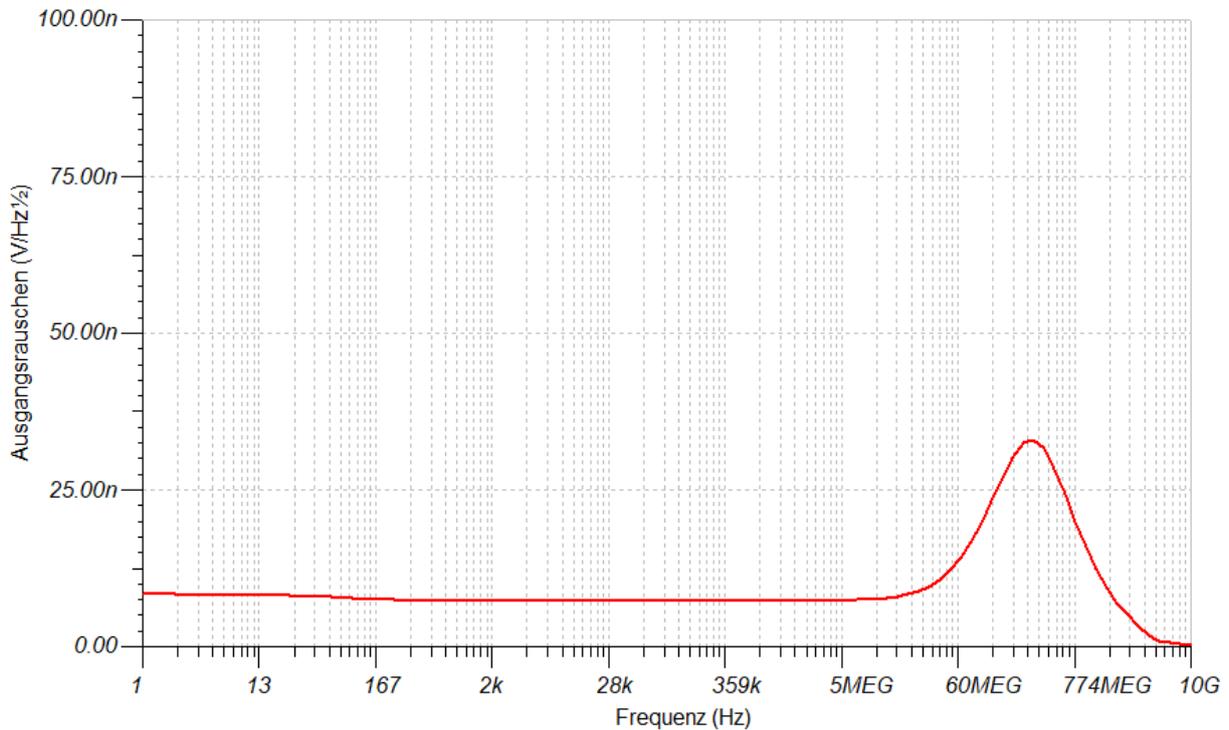


Abbildung 3.17: Ausgangsrauschen der Schaltung

Die Auswirkung des Funkelrauschens am Beginn der Kennlinie spielt gegenüber den anderen Rauschquellen eine untergeordnete Rolle. Im breitbandigen Bereich dominiert das thermische Rauschen des Rückkopplungswiderstandes. Danach formt sich aufgrund der Rückkopplungskapazität und der Eingangskapazität eine Rausch-Spitze (Noise Peak) aus.

Die Form der Kennlinie lässt sich auf eine Multiplikation der Rauschverstärkungskurve (Noise Gain) mit der Rauschkurve des Operationsverstärkers zurückführen [19].

4 Schaltungsrealisierung

Nachdem die korrekte Funktionsweise in der Simulation überprüft wurde, konnte im nächsten Schritt die reale Schaltung entworfen werden. Dabei musste vor allem auf ein korrektes Layout der Schaltung geachtet werden, ansonsten kann es zu Störungen kommen und im schlimmsten Fall ist die Funktion der Schaltung nicht mehr gegeben. Die nächsten Abschnitte beschreiben, worauf besonders geachtet werden muss.

4.1 PCB-Design

Da es sich bei der Schaltung um eine hochfrequente Anwendung handelt, wurde die Platine zweilagig ausgeführt. So konnte eine Seite zur Signalführung verwendet und die zweite Seite als große Massefläche ausgeführt werden. Es wurde darauf geachtet, die Massefläche durchgängig zu halten und nicht stellenweise zu durchtrennen. Zudem wurden viele Durchkontaktierungen gesetzt, um ein Übersprechen von Signalpfaden zu unterbinden und den Abstand zwischen Massefläche und Signalpfad zu minimieren. Zum Einsatz kamen hauptsächlich SMD-Bauteile. Des Weiteren wurde darauf geachtet die Signalpfade möglichst kurz zu halten, um keine Antennenwirkung zu verursachen.

4.2 Versorgung

Bei der Versorgung der Schaltung muss vor allem darauf geachtet werden, dass die Spannung stabil ist. Schwankungen könnten in die Verstärkerschaltung eingekoppelt werden und sich auch am Ausgang bemerkbar machen. Aufgrund dessen wurde sich für einen Spannungsregler entschieden. Dieser liefert unabhängig von Schwankungen am Eingang eine konstante Ausgangsspannung von 5 V.

Der Regler liefert für einen Spannungsbereich von 2.7 V bis 5.5 V am Eingang eine konstante Spannung von 5 V am Ausgang. Die Funktionsweise ist in Abbildung 4.1 und in Abbildung 4.2 dargestellt.

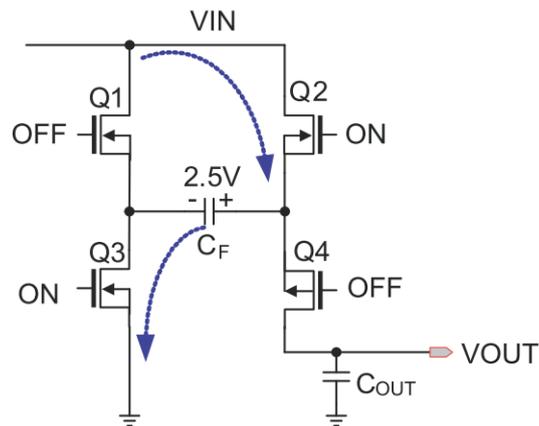


Abbildung 4.1: Spannungsregler – Ladung [21]

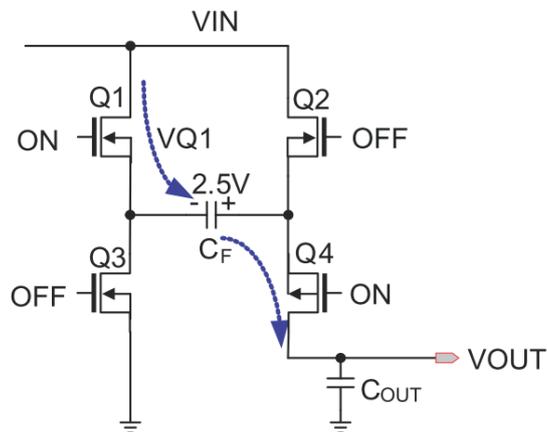


Abbildung 4.2: Spannungsregler – Entladung [21]

Der Spannungsregler reguliert die Spannung über den fliegenden Kondensator C_F auf 2.5 V und kontrolliert die Spannungsabfälle über Q_1 und Q_2 , die FETs (Feldeffekttransistoren) werden mit einem Umwandlungstakt mit 50 % Einschaltdauer angesteuert.

Im ersten Halbzyklus sind Q_2 und Q_3 aktiv und bewirken eine Ladung des fliegenden Kondensators auf 2.5 V. In der zweiten Zyklushälfte sind Q_1 und Q_4 aktiv und der fliegende Kondensator entlädt sich über den Ausgang. Die Spannung kann wie folgt angegeben werden:

$$V_{out} = V_{in} - V_{Q_1} + V_{C_F} - V_{Q_4} = V_{in} - V_{Q_1} + 2.5 \text{ V} - V_{Q_4} = 5 \text{ V (ideal)} \quad (4.1)$$

Die Ausgangsspannung wird über eine Ausgangs-Rückkopplung und einen intern kompensierten Spannungsregelkreis reguliert [21].

4.3 Verpolungsschutz

In der ersten Schaltungsversion wurde ein USB 2.0 Mini-B Stecker für die 5 V Spannungsversorgung eingesetzt. Da dieser Stecker gerichtet ist, musste keine Rücksicht auf eine Verpolung der Anschlüsse genommen werden. Bei der Überarbeitung der Schaltung wurde der Einfachheit halber ein Schraubklemmanschluss eingesetzt, um Labornetzgeräte problemlos einsetzen zu können. Da es hier jedoch zu einer Verpolung der Anschlüsse kommen könnte, wurde ein Schutz dagegen in die Schaltung integriert. Dieser ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

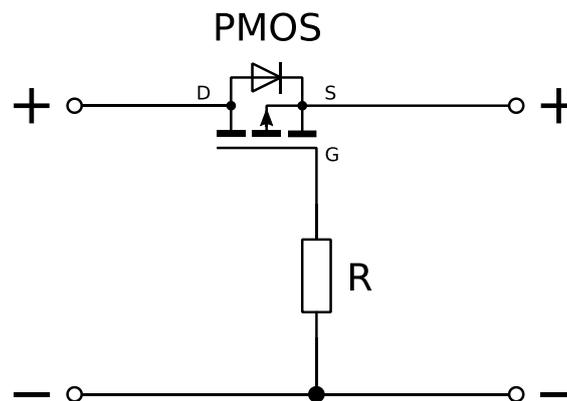


Abbildung 4.3: Verpolungsschutz, modifiziert aus [26]

Es kommen ein P-Kanal-MOSFET und ein Widerstand zum Einsatz.

Wird eine richtig gepolte Spannung angelegt, ist die Bulk-Diode des P-Kanal-MOSFETs in Durchlassrichtung gepolt und leitet. Die positive Spannung kommt an Source an und hebt dort das Potential gegenüber dem Gate, welches über den Widerstand auf Ground gezogen wird. Ist die Differenz größer als die Gate-Source-Schwellschwelle des P-Kanal-MOSFETs, leitet dieser. Würde eine falsch herum gepolte Spannung angelegt werden, würde die Bulk-Diode sperren. Sowohl die Bulk-Diode als auch der MOSFET würden nicht in den leitenden Zustand kommen.

Auch die korrekte Funktion des Verpolungsschutzes wurde anhand einer Simulation überprüft.

4.4 Blockkondensatoren

Beim Entwerfen und Layouten der Schaltung muss darauf geachtet werden, dass Blockkondensatoren (auch Abblock-, Puffer-, Stützkondensatoren, etc. genannt) zum Einsatz kommen.

ICs weisen bei Schaltvorgängen einen erhöhten Strombedarf auf. Wird dieser nicht gedeckt, kann es zu Einbrüchen der Versorgungsspannung kommen und sich negativ auf die Schaltung auswirken. Kondensatoren können die benötigte Energie speichern und diese kurzfristig zur Verfügung stellen. Dabei ist es wichtig, sie möglichst nahe an den Versorgungspins des ICs anzubringen, um die größtmögliche Wirkung zu erzielen. Es können auch mehrere Kondensatoren parallel geschaltet werden, um einen größeren Frequenzbereich abzudecken.

4.5 Messungen

Um die Funktionalität der Schaltung zu überprüfen, wurden verschiedene Messungen durchgeführt. Bei auftretenden Problemen wurde Änderungen durchgeführt, um das Schaltungsverhalten zu verbessern.

4.5.1 Inbetriebnahme

Als Erstes wurde die Schaltung in Betrieb genommen und der schaltungsbedingte Offset überprüft.

Die eingesetzten Leuchtdioden funktionieren und zeigen an, dass vor und nach dem Spannungsregler ein Spannungssignal vorhanden ist (siehe Schaltplan im Anhang). Die Spannung nach dem Regler wurde mithilfe eines Multimeters gemessen. Sie lag, wie erwartet, bei konstant 5 V, für den definierten Eingangsspannungsbereich.

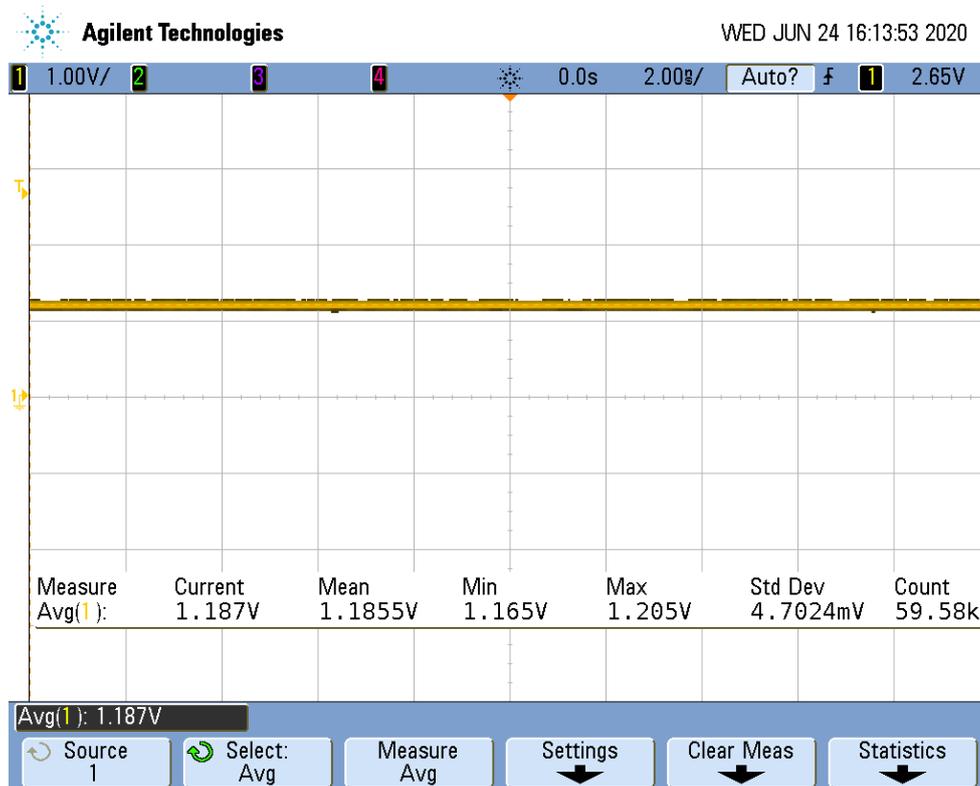


Abbildung 4.4: Schaltungsbedingter Offset

Abbildung 4.4 zeigt die Ausgangsspannung der Schaltung. Diese Messung wurde durchgeführt, ohne ein Lichtsignal an der Fotodiode einzukoppeln. Der durchschnittliche Wert liegt laut Abbildung bei 1.1855 V. Diese Spannung ist, wie bereits erwähnt, bedingt durch die Vorspannung am positiven Eingang des Operationsverstärkers.

4.5.2 Linearität

Als zweite Messung wurde die Linearität der Schaltung überprüft. Dabei wurde das optische Eingangssignal zwischen 0 mW und 1 mW erhöht und die Ausgangsspannung gemessen.

Diese Messung konnte leider nur für eine Frequenz von 1 MHz durchgeführt werden, da kein optischer Signalgenerator für eine höhere Frequenz und einstellbarer Leistung zur Verfügung stand. Die Messergebnisse sind in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Eingestellt		Gemessen
Messung	Eingangsleistung	Ausgangsspannung
Nr.	μW	V
1	100	1.74
2	200	2.03
3	300	2.34
4	400	2.65
5	500	2.99
6	600	3.31
7	700	3.65
8	800	3.96
9	900	4.28
10	1000	4.28

Tabelle 4.1: Gemessene Ausgangsspannung bei linearer Erhöhung der Eingangsleistung

Abbildung 4.5 zeigt den linearen Anstieg der Ausgangsspannung in Abhängigkeit des Eingangssignals graphisch. Es ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung etwas höher ist als der rechnerische Wert für die jeweilige Eingangsleistung und sie sogar über einen Wert von den erwarteten 3.9 V steigt. Dies ist auf den nicht kalibrierten Laser und die verwendeten Messgeräte zurückzuführen. Dennoch ist ein lineares Verhalten des Ausgangssignals in Abhängigkeit des Eingangssignals zu erkennen.

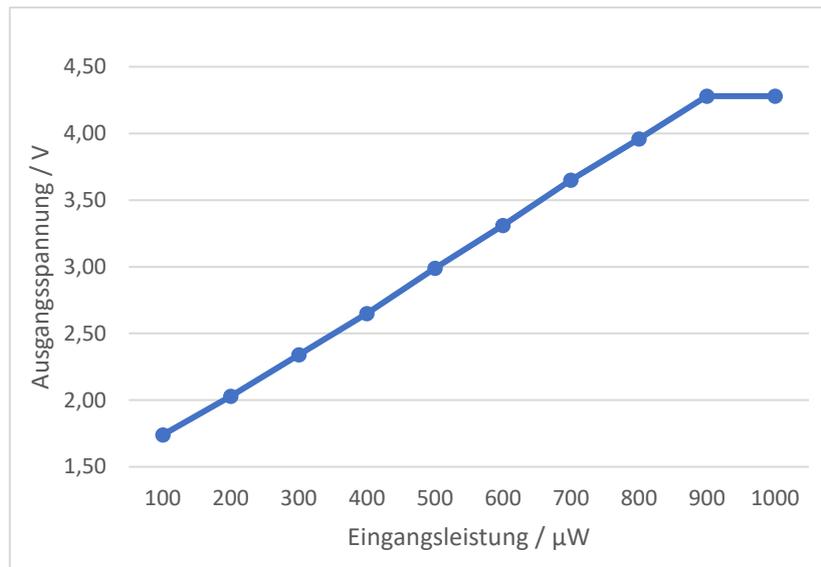


Abbildung 4.5: Graphische Gegenüberstellung der gemessenen Ausgangsspannung bei linearer Erhöhung der Eingangsleistung

4.5.3 Transiente Betrachtung

Für die Betrachtung des Ausgangssignals bei einem rechteckförmigen Eingangssignal konnte die Messung zunächst nur mit dem 1 MHz Laser durchgeführt werden. Es wurde ein $1 \mu\text{W}$ Signal angelegt und das Ausgangssignal mittels Oszilloskops betrachtet. Abbildung 4.6 zeigt das Ergebnis.

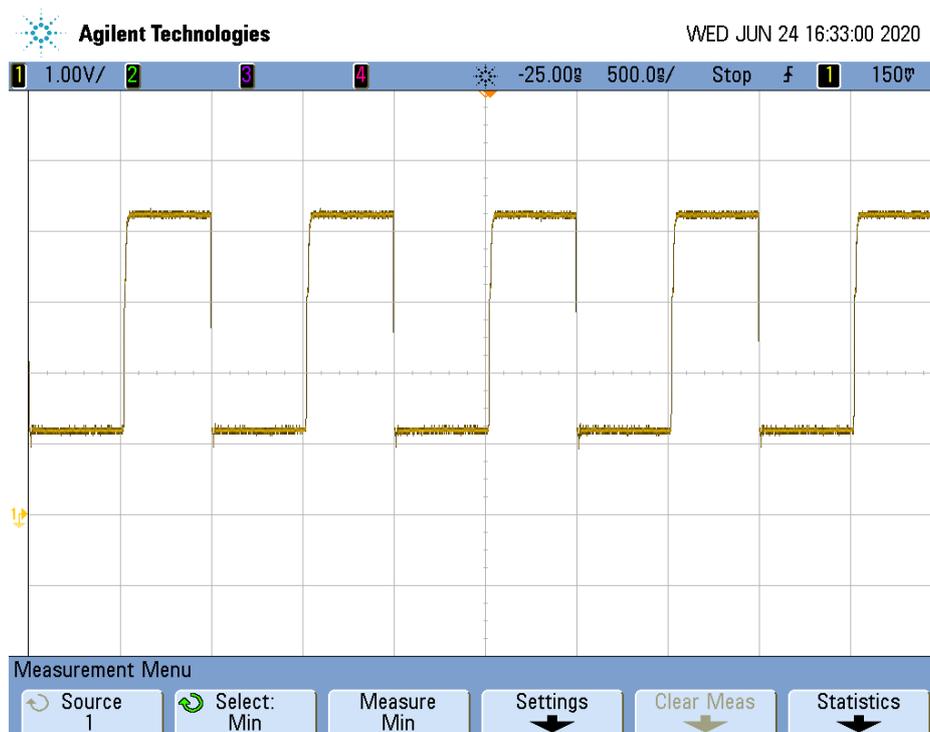


Abbildung 4.6: Ausgangssignal der Schaltung bei angelegtem 1 MHz Rechtecksignal am Eingang

Sowohl die Amplitude des Signals als auch dessen Form sind wie erwartet ausgefallen.

Unter Zuhilfenahme eines Signalgenerators und eines SFP-Moduls konnten schlussendlich Eingangssignale mit höheren Frequenzen bis zu 50 MHz generiert werden und das Ausgangssignal der Schaltung für diese Frequenzen ermittelt werden. Leider konnte jedoch die Ausgangsleistung des SFP-Moduls nicht eingestellt werden.

Abbildung 4.7 zeigt, dass die für 1 mW Leistung dimensionierte Schaltung aufgrund der höheren Leistung des Moduls nicht richtig funktioniert. Der Operationsverstärker geht in Sättigung und kann kein korrektes Ausgangssignal liefern (gelbe Kurve).

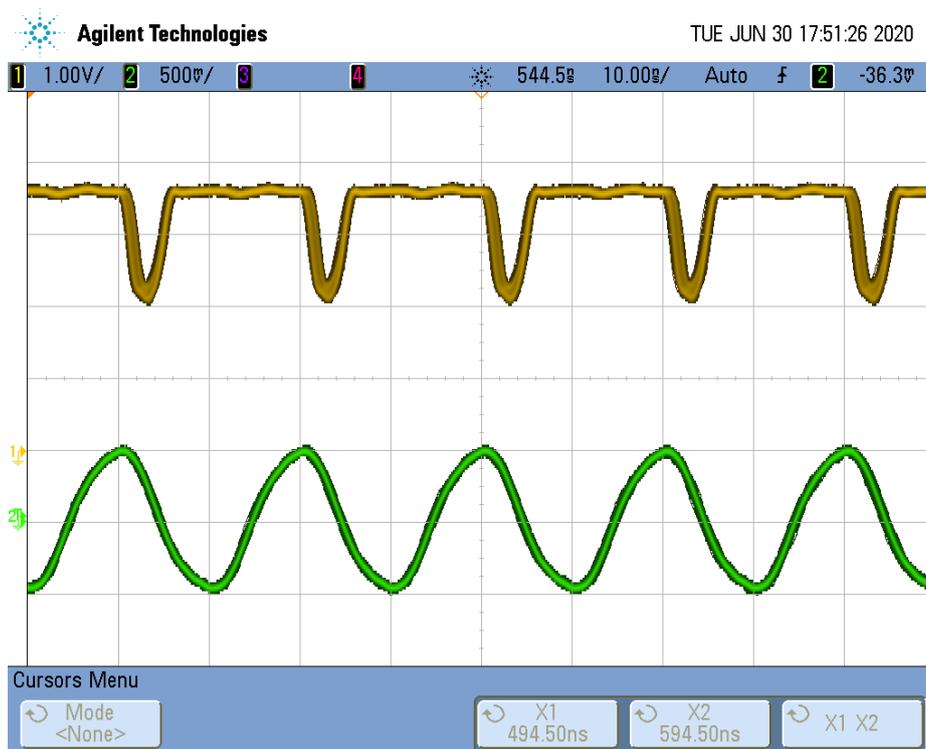


Abbildung 4.7: Sättigungszustand aufgrund einer zu hohen Eingangsleistung

Als Lösung wurde ein Dämpfungsglied eingesetzt, welches das Ausgangssignal des SFP-Moduls auf einen verwertbaren Leistungswert von etwa 340 μ W beschränkt hat.

Abbildung 4.8 zeigt das Ausgangssignal der Schaltung für 10 MHz (gelbe Kurve). Es ist eine leichte Resonanzüberhöhung im Signalverlauf zu erkennen.



Abbildung 4.8: Ausgangssignal der Schaltung bei 10 MHz Eingangssignal

Das Überschwingen kann mehrere Ursachen haben. Wie zuvor bereits erwähnt, muss die Rückkopplungskapazität in einem gewissen Verhältnis zur Eingangskapazität der Schaltung stehen, um Amplitudenüberhöhungen zu vermeiden.

Eine andere Möglichkeit ist, dass die Fotodiode nicht, wie im Datenblatt des OPA858 vermerkt, bündig mit der Platine verbunden wurde. Stattdessen wurde ein Sockel eingelötet, um die Fotodiode von der Platine entfernen zu können. Die Fotodiode selbst wurde dann mit ungekürzten Anschlussfüßen in den Sockel gesteckt. Dadurch kommt es zu parasitären Induktivitäten, welche zu Resonanzen führen und das Signal stören können.

Um den Verlauf zu verbessern, wurde mit einer Änderung der Rückkopplungskapazität reagiert. Da der Signalgenerator ohnehin nur 50 MHz Signale generieren kann, wurde die bandbegrenzende Wirkung der veränderten Kapazität zunächst nicht beachtet. Tabelle 4.2 zeigt die gemessenen Ausgangsspannungen für unterschiedliche Frequenzen. Es ist eine ansteigende Amplitude zu höheren Frequenzen hin zu erkennen. Die graphische Darstellung der Messergebnisse ist Abbildung 4.9 zu entnehmen.

Eingestellt			Gemessen
Messung	Frequenz	Signalform	$U_{max,min}$
Nr.	MHz	-	V
1	1	Rechteck	2,80625
2	2	Rechteck	2,82187
3	5	Rechteck	2,82813
4	10	Rechteck	2,82812
5	20	Rechteck	2,81250
6	30	Rechteck	2,80859
7	40	Rechteck	2,89551
8	50	Rechteck	3,16895

Tabelle 4.2: Ausgangsspannung der Schaltung für unterschiedliche Frequenzen

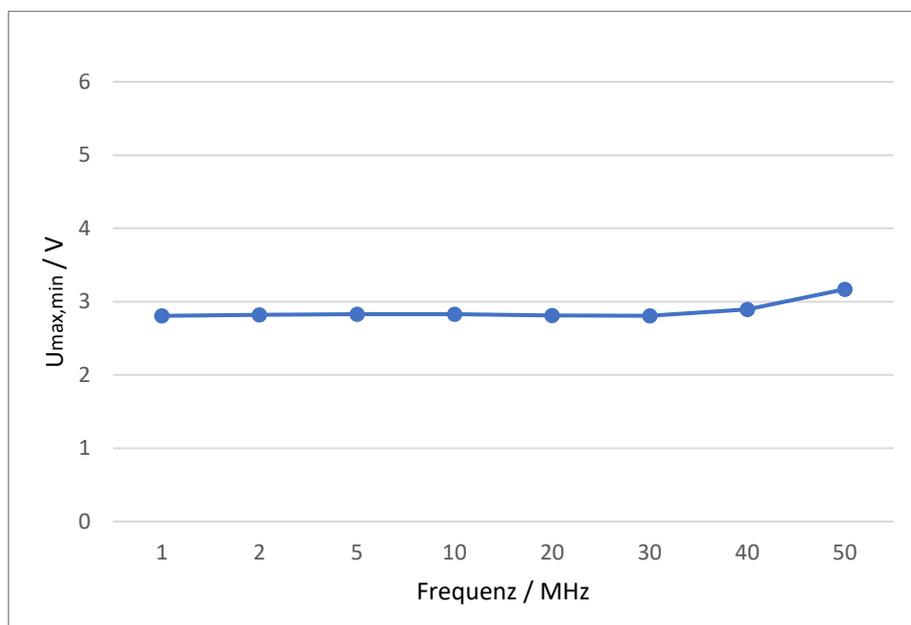


Abbildung 4.9: Graphische Gegenüberstellung der gemessenen Ausgangsspannung bei Erhöhung der Frequenz des Eingangssignals

Der Amplitudenanstieg zu höheren Frequenzen hin kann mehrere Ursachen haben. Da es sich bei der Fotodiode um eine PIN-Fotodiode handelt, weist diese für höhere Frequenzen wahrscheinlich ein besseres Übertragungsverhalten auf, da sie für hohe Frequenzen bis in den GHz Bereich ausgelegt ist.

Zusätzliche schaltungsbedingte parasitäre Effekte können den Verlauf ebenfalls beeinflussen. Sehr wahrscheinlich bedingt jedoch das falsche Verhältnis von Fotodiodenkapazität zu Rückkopplungskapazität die Amplitudenüberhöhung.

Zusätzlich kommt es aufgrund der geänderten Rückkopplungskapazität zu einer Bandbegrenzung. Inwieweit die Begrenzung ausfällt, kann leider nicht eruiert werden, da der Signalgenerator keine höheren Frequenzen als 50 MHz erzeugen kann und somit nicht mittels

Messung überprüft werden kann, wie der weitere Amplitudenverlauf der Schaltung aussieht und wo genau die Grenzfrequenz liegt.

Abbildung 4.10 zeigt das Ausgangssignal der Schaltung (gelbe Kurve) für eine 50 MHz Eingangssignal. Die grüne Kurve stellt das Ausgangssignal des verwendeten Signalgenerators dar und somit das Eingangssignal des SFP-Moduls.

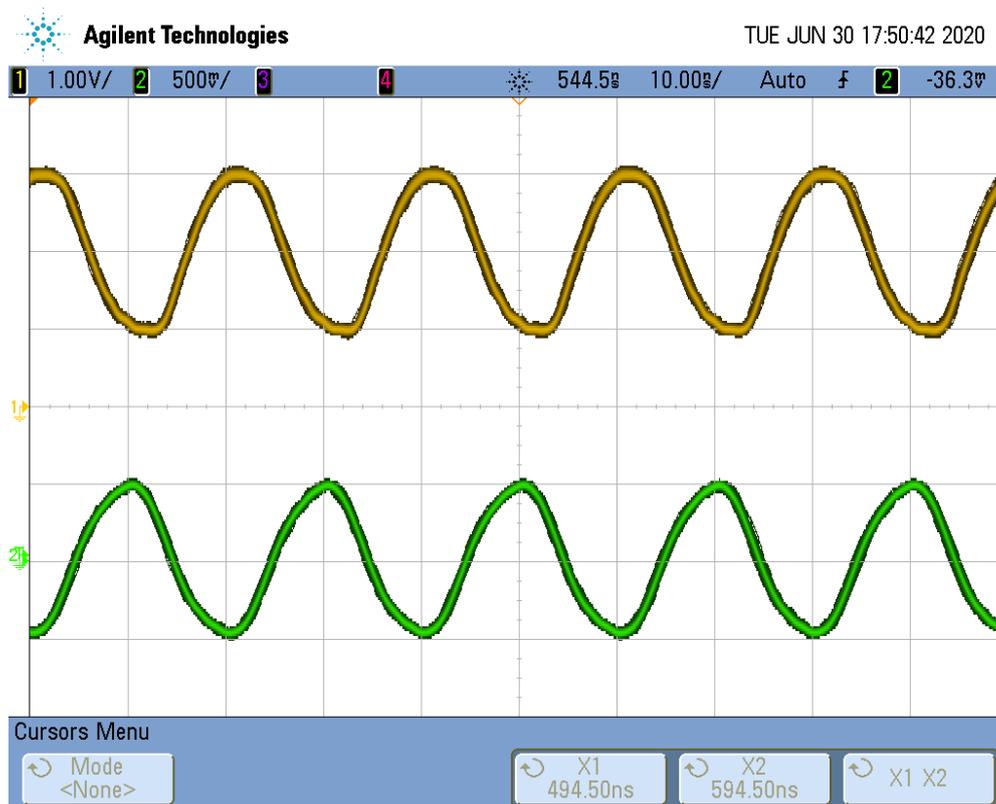


Abbildung 4.10: Ausgangssignal der Schaltung bei 50 MHz Eingangssignal

Leider stand bei den Messungen kein optisches Oszilloskop zur Verfügung und das genaue Ausgangssignal des Moduls konnte nicht ermittelt werden. Somit kann nicht gesagt werden, inwieweit das Ausgangssignal der Schaltung aufgrund des Eingangssignals verzerrt wird.

Nichtsdestotrotz könnte dieses Signal zur Weiterverarbeitung problemlos verwendet werden. Bei einem nachgeschalteten Analog-Digital-Wandler könnten die einzelnen Signalkomponenten problemlos auch in dieser Signalform detektiert werden.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Diese Arbeit befasste sich mit einem Einblick in das Medium Licht, sowie dessen Effekte auf Halbleiter. Verschiedene optische Detektoren wurden vorgestellt und sich für den am besten geeigneten Detektor zum Empfang optischer Signale im MHz-Bereich entschieden.

Im Weiteren wurde auf die theoretischen Eigenschaften einer Transimpedanzverstärker-Schaltung eingegangen. Die Schaltung wurde anschließend dimensioniert, simuliert und praktisch realisiert.

Theorie bzw Simulation und Praxis stimmen nur bedingt überein, da in der realen Schaltung einige parasitäre Effekte auftraten, die die Signalübertragung stören, welche jedoch in der Simulation keine Berücksichtigung fanden.

Für ein gutes Übertragungsverhalten muss das Verhältnis von Rückkopplungskapazität und Diodenkapazität abgestimmt werden. Da im Datenblatt der Fotodiode jedoch nur ein einzelner Wert der Sperrschichtkapazität angegeben wurde, wurde Rücksprache mit dem Hersteller gehalten. Dieser stellte nur ungefähre Kapazitätswerte für unterschiedliche Vorspannungen zur Verfügung. Die Anpassung des Verhältnisses konnte somit nur in der praktischen Realisierung durch Probieren verschiedener Kapazitätswerte durchgeführt werden und stellte sich aufgrund der Bedingungen als schwierig dar. Die parasitären Kapazitäten aufgrund von Leiterbahnen und des Rückkopplungswiderstandes konnten zudem nur angenommen werden. Die Auswahl an Rückkopplungskapazitätswerten wurde an diese Annahmen angepasst. Es standen daher nur bestimmte Kapazitätswerte zur Auswahl und dadurch konnte keine ideale Anpassung stattfinden.

Da es sich bei der vermessenen Platine um die Erstversion handelte, wurde die Fotodiode nicht bündig eingelötet, um sie für weitere Messungen mit der überarbeiteten Platine nicht zu beschädigen. Verbesserungen in der Signalform könnten durch eine bessere Platzierung der Fotodiode erzielt werden. Diese sollte bündig und ohne Sockel mit der Platine verbunden werden, um parasitäre Induktivitäten zu verringern.

Um die Schaltung auch im kritischen Bereich betrachten zu können würde weiteres Laborequipment benötigt. Für die vorhandenen Geräte hat sich gezeigt, dass die Schaltung zwar durch parasitäre Eigenschaften ein nicht ideales Ausgangssignalverhalten aufweist, die Weiterverarbeitung jedoch problemlos möglich sein sollte.

Sollte die Vermessung der überarbeiteten Schaltung kein zufriedenstellendes Ergebnis liefern, könnte über eine Designänderung des Layouts der Platine oder über einen zweistufigen Aufbau der Schaltung nachgedacht werden.

Literaturverzeichnis

- [1] Wikipedia, „Licht,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://de.wikipedia.org/wiki/Licht>
- [2] K. Bethge und U. E. Schröder, Elementarteilchen und ihre Wechselwirkungen, WILEY-VCH Verlag, 2006
- [3] R. Scholz und K.-A. Weber, „Fotoeffekt,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], https://www.praktikumphysik.uni-hannover.de/fileadmin/praktikumphysik/Versuche/HF/D-Optik/D07_HF.pdf
- [4] K. Beuth und O. Beuth, Elementare Elektronik, Vogel Buchverlag, 2003
- [5] Lumitos, „Bandlücke,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.chemie.de/lexikon/Bandl%C3%BCcke.html>
- [6] Halbleiter-Scout, „Fotohalbleiter,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://halbleiter-scout.de/information/elektronik-glossar/fotohalbleiter>
- [7] H. Göbel, Einführung in die Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer Vieweg, 2019
- [8] E. Hering, K. Bressler und J. Gutekunst, Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler, Springer, 2005
- [9] D. Jansen, Optoelektronik, Springer Vieweg, 1993
- [10] J. Graeme, Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions, McGraw Hill Professional, 1996
- [11] S. M. Sze und K. K. Ng, Physics of Semiconductor Devices, Wiley-Interscience, 2007
- [12] U. Tietze, C. Schenk und E. Gamm, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer Vieweg, 2019
- [13] Hamamatsu, „InGaAs Photodiode,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.hamamatsu.com/eu/en/product/type/G8195-12/index.html>
- [14] T. Instruments, „OPA858 5.5-GHz Gain Bandwidth Product, Gain of 7 V/V Stable FET Input Amplifier,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.ti.com/product/OPA858>
- [15] Burr und Brown, „Photodiode Monitoring with OpAmps,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.ti.com/lit/an/sboa035/sboa035.pdf>
- [16] Wikipedia, „Photodiodenverstärker,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://de.wikipedia.org/wiki/Photodiodenverst%C3%A4rker>
- [17] J. Caldwell, „1 MHz, Single Supply, Photodiode Amplifier Reference Design,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.ti.com/lit/ug/tidu535/tidu535.pdf>
- [18] J. Lunze, Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen, Springer, 2020

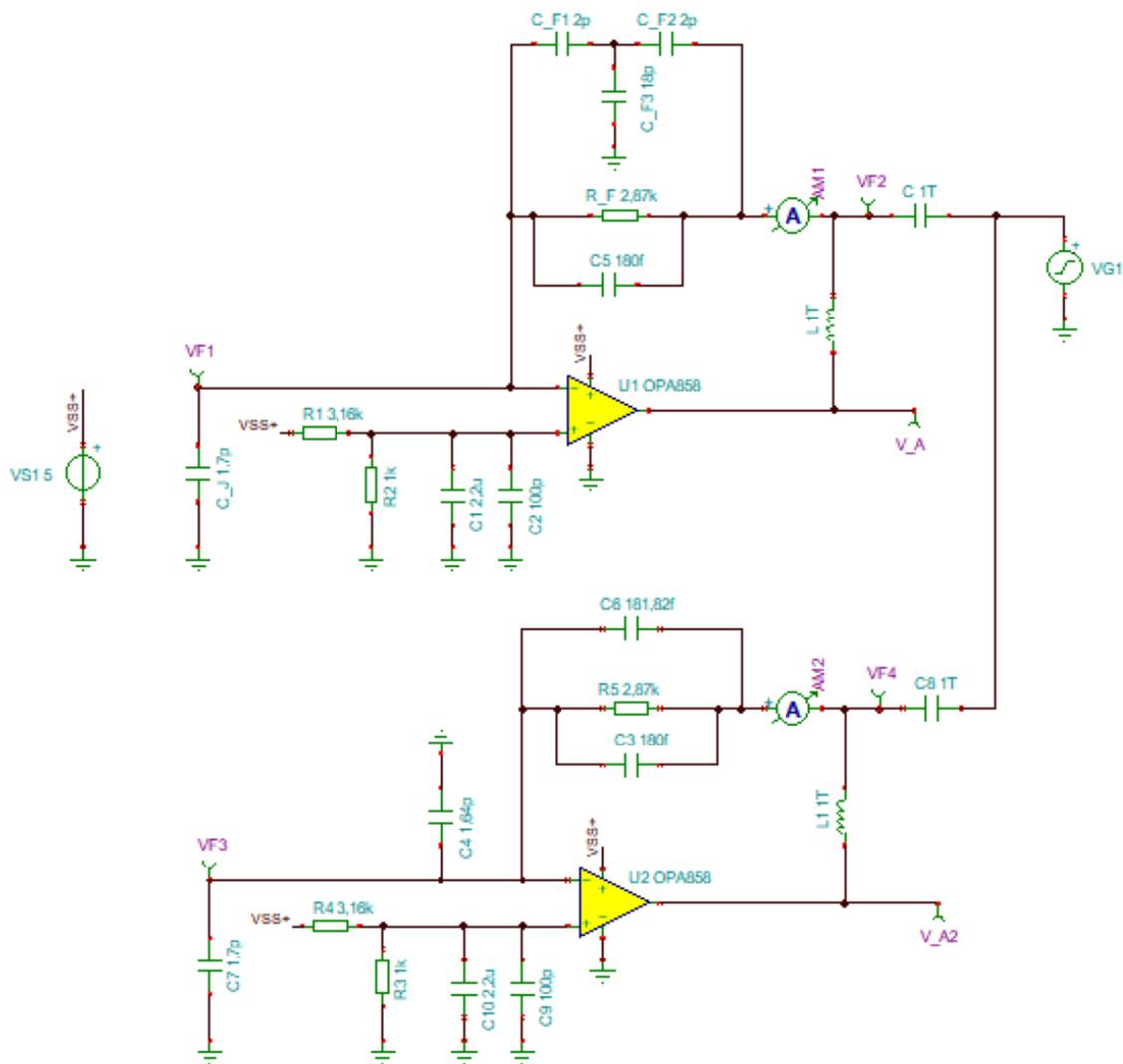
- [19] A. Kay, Operational Amplifier Noise, Newnes, 2012
- [20] R. Heilmann, Rauschen in der Sensorik, Springer Vieweg, 2020
- [21] T. Instruments, „TPS60151 5-V and 140-mA Charge Pump,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.ti.com/lit/gpn/TPS60151>
- [22] Wikipedia, „Infrarotspektroskopie,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://de.wikipedia.org/wiki/Infrarotspektroskopie>. [Zugriff am 2020]
- [23] H. Lohninger, Angewandte Mikroelektronik, IWT-Verlag, 1990
- [24] T. Instruments, „Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <https://www.ti.com/lit/an/sboa055a/sboa055a.pdf>
- [25] Wikipedia, „Photoelektrischer Effekt,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], https://de.wikipedia.org/wiki/Photoelektrischer_Effekt
- [26] L. Miller, „Verpolschutz,“ [Online, Zugriff am 01.07.2020], <http://www.lothar-miller.de/s9y/categories/39-Verpolschutz>

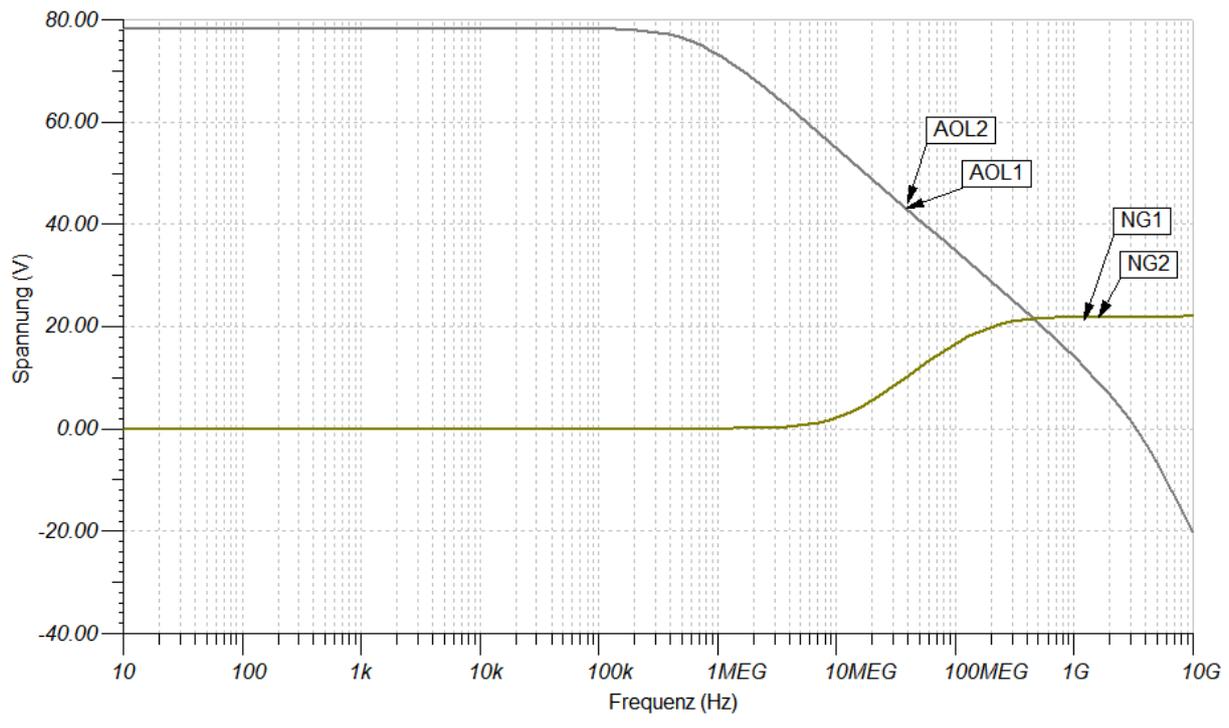
Anhang

Anhang A: Überprüfung Kapazitäts-T-Netzwerk

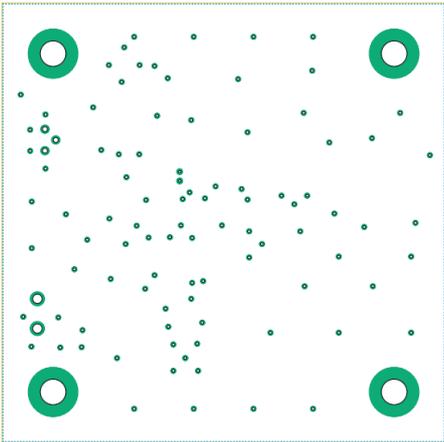
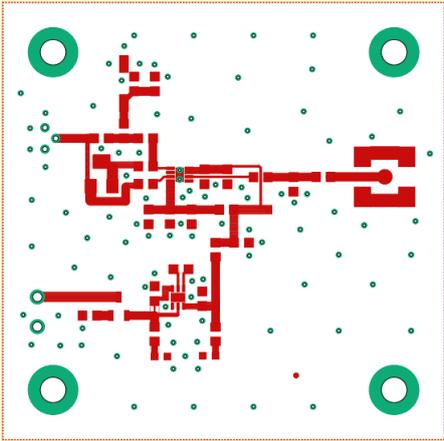
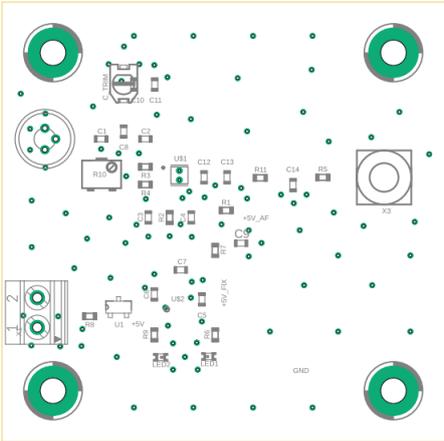
Um die Berechnung des Einflusses des Kapazitäts-T-Netzwerkes im Rückkopplungsweig auf die Eingangskapazität der Schaltung zu überprüfen, wurde die T-Variante einer einfachen Rückkopplung gegenübergestellt und simuliert.

Die Auswirkung auf die Eingangskapazität wurde am Eingang des Operationsverstärkers durch eine zusätzliche Kapazität dargestellt. Das Ergebnis zeigt, dass die Berechnung korrekt ist, die Kurven von beiden Schaltungsvarianten sind ident.

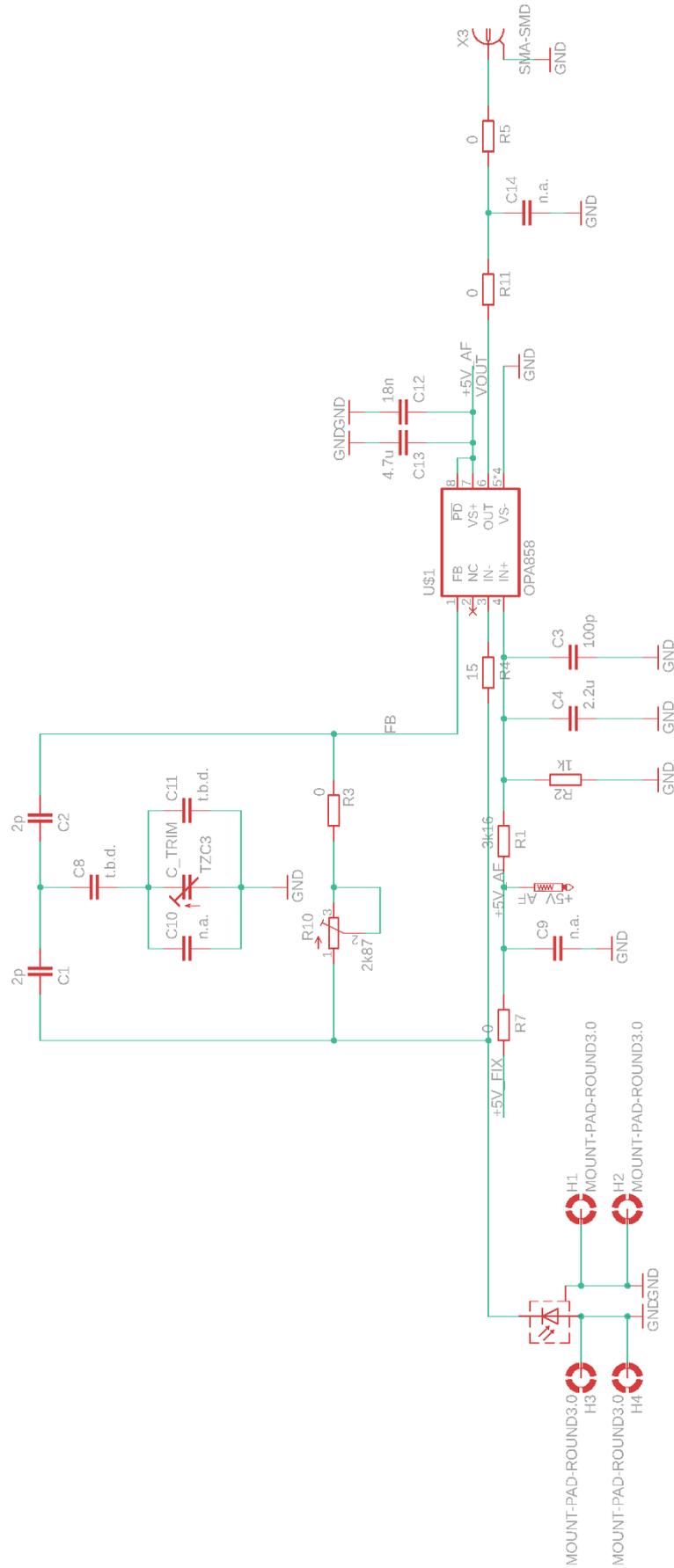




Anhang B: Layout und Schaltplan – überarbeitete Version

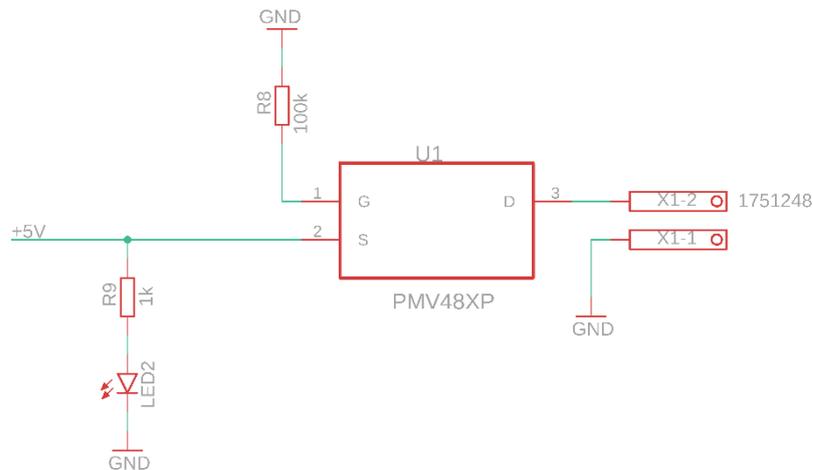


Transimpedanzverstärker mit Fotodiodenanschluss

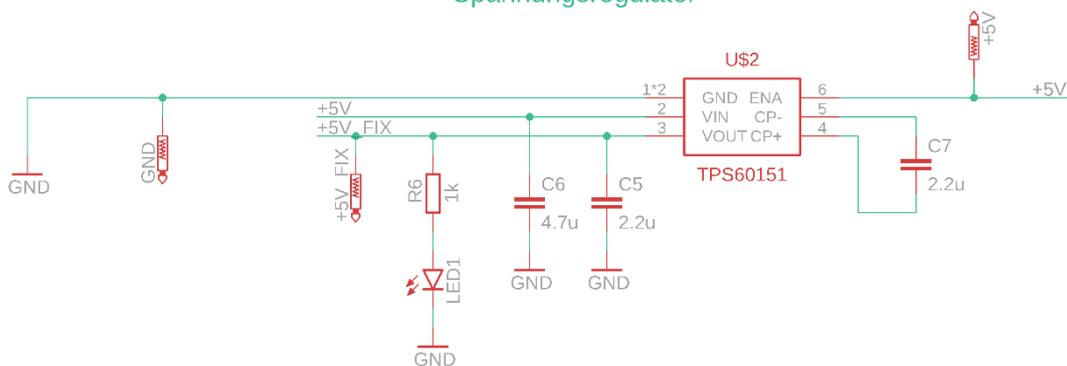


Überarbeitete Schaltung

Anschlussklemmen und Verpolungsschutz



Spannungsregulator



Überarbeitete Schaltung

Der Schaltplan der Erstversion enthält Fehler, welche bei der Überarbeitung ausgebessert wurden.

Die Art der Versorgungsmöglichkeit wurde ausgetauscht. Statt einem USB-Anschluss befinden sich dort nun Anschlussklemmen, um die Verwendung von Labornetzgeräten zu ermöglichen. Zusätzlich wurde eine Verpolungsschutz integriert.

Die BNC-Anschluss-Buchse wurde gegen eine smd Version getauscht, um ein noch besseres Verhalten im Hochfrequenzbereich zu erhalten.

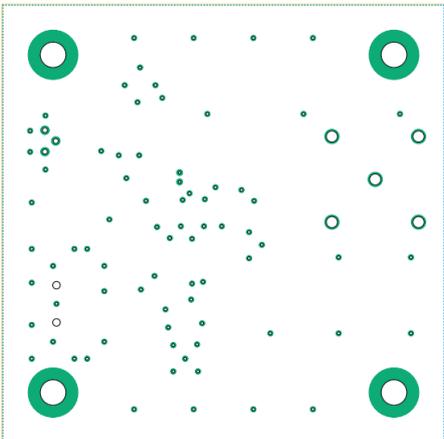
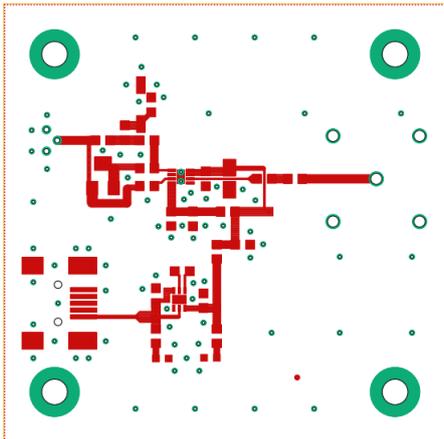
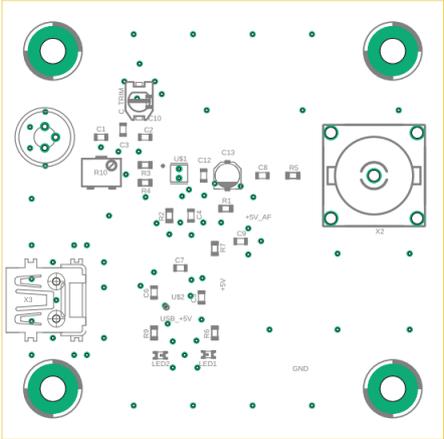
Des Weiteren wurden Bauteilwerte bei den Messungen für ein positiveres Verhalten geändert.

Da die parasitären Eigenschaften des eingeplanten Potentiometers nicht bekannt waren bzw nicht vermessen werden konnten, kam dieses bei den Messungen nicht zum Einsatz, sondern

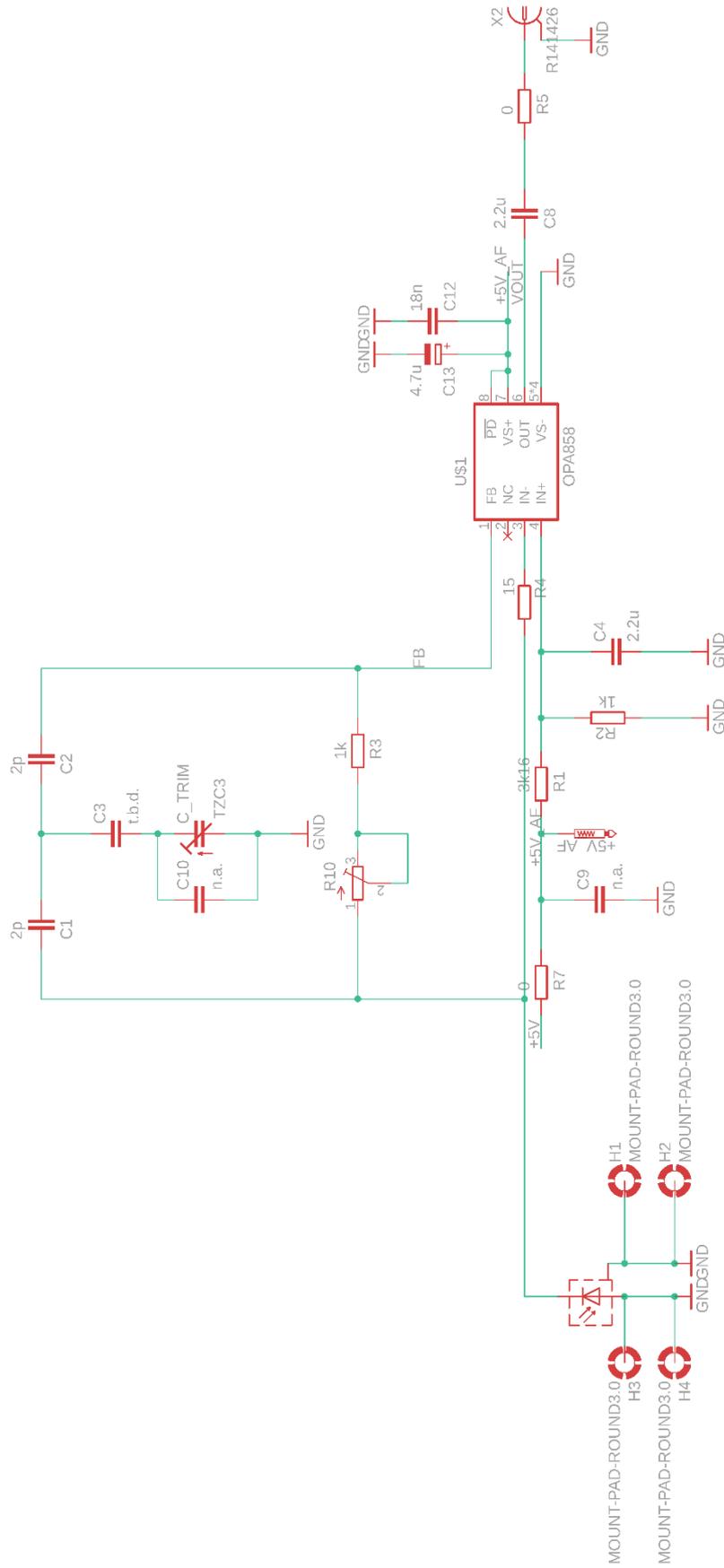
wurde durch smd Widerstände ersetzt. Die Verstärkung wurde auf mehrere Widerstände aufgeteilt, um die parasitäre Kapazität zu reduzieren.

Die korrigierte Version enthält zudem Plätze, welche eine zusätzliche Bestückung mit Bauteilen erlaubt (zum Beispiel Filter oder zusätzliche Kapazitäten).

Anhang C: Layout und Schaltplan - Erstversion

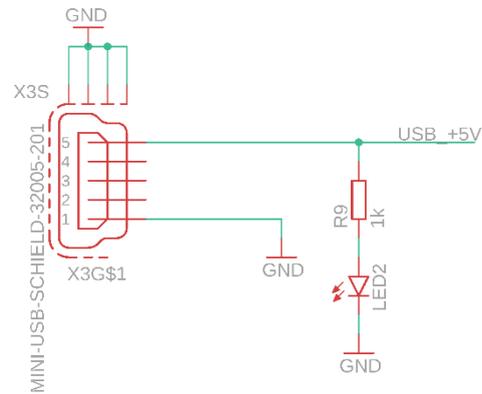


Transimpedanzverstärker mit Fotodiodeanschluss

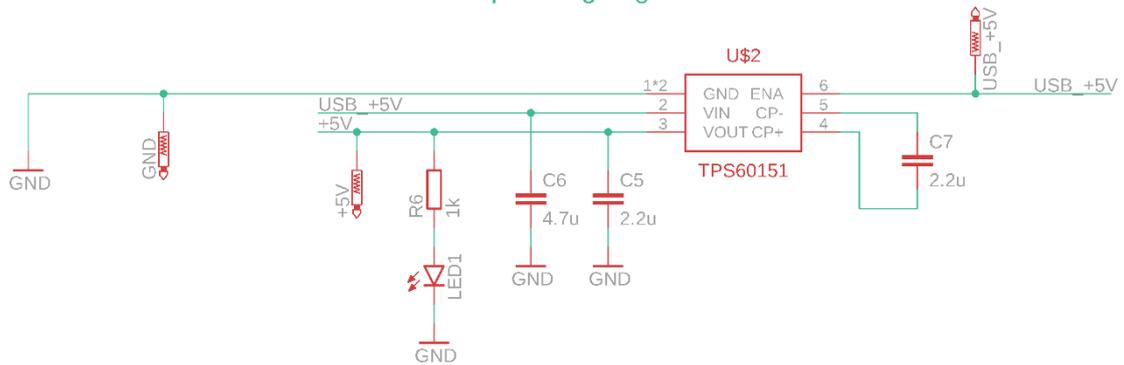


Erstversion der Schaltung

USB-Spannungsversorgungs-Anschluss



Spannungsregulator



Erstversion der Schaltung

Die Beschaltung des Operationsverstärkers und des Spannungsreglers wurden laut Datenblatt durchgeführt.

Anhang D: Geräteliste, Leistungsmessgerät und Datenblatt der Fotodiode

Gerät	Hersteller und Eigenschaften
Oszilloskop	Agilent Technologies DSO5054A 500 MHz 4 GSa/s
Signalgenerator	LeCroy 100 MS/s Arbitrary Waveform Generator
Spannungsversorgung	HAMEG Instruments Programmable Power Supply HMP2030
Optischer Signalgenerator	Agilent 8164A Lightwave Measurement System
Digitales Multimeter	Digital Multimeter TDM 600 600V CAT II
Optisches Leistungsmessgerät (digital)	Thorlabs PM100D
SFP-Modul	1000BASE-BX SFP 1550nmTX/1490nmRX 80km DOM Transceiver



Anzeige des optischen Leistungsmessgeräts: Leistung am Ausgang des SFP-Moduls nach Einfügen eines Dämpfungsgliedes

InGaAs PIN photodiodes



G8195 series

Pigtail type, 1.3/1.55 μm , 2 GHz

The G8195 series are high-speed receivers specifically developed for 1.3/1.55 μm band power monitor in optical fiber communications. These devices incorporate a high-speed, high-sensitivity InGaAs PIN photodiode integrated in a pigtail module.

Features

- High-speed response: 2 GHz typ.
- Low dark current: 20 pA typ.
- High sensitivity: 0.9 A/W typ. ($\lambda=1.31 \mu\text{m}$)
- Low capacitance: 1 pF typ.

Applications

- Power monitor in optical fiber communications

Absolute maximum ratings ($T_a=25 \text{ }^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage	$V_R \text{ max}$	20	V
Operating temperature	T_{opr}	-20 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-40 to +85	$^\circ\text{C}$

Electrical and optical characteristics ($T_a=25 \text{ }^\circ\text{C}$)

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Spectral response range	λ		-	0.9 to 1.7	-	μm
Peak sensitivity wavelength	λ_p		-	1.55	-	μm
Photo sensitivity	S^*	$\lambda=1.3 \mu\text{m}$	0.75	0.9	-	A/W
		$\lambda=1.55 \mu\text{m}$	0.8	0.95	-	A/W
Dark current	I_D	$V_R=5 \text{ V}$	-	0.02	0.4	nA
Cutoff frequency	f_c	$V_R=5 \text{ V}$, $R_L=50 \Omega$ $\lambda=1.3 \mu\text{m}$, -3 dB	-	2	-	GHz
Terminal capacitance	C_t	$V_R=5 \text{ V}$, $f=1 \text{ MHz}$	-	1	1.5	pF
Noise equivalent power	NEP	$V_R=5 \text{ V}$, $\lambda=1.55 \mu\text{m}$	-	3×10^{-15}	-	$\text{W/Hz}^{1/2}$

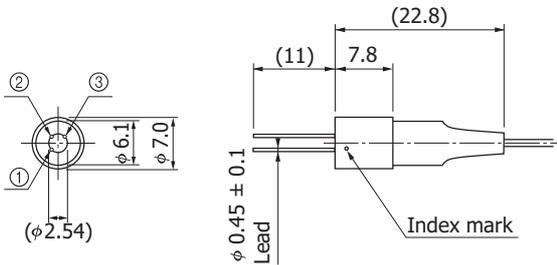
* Using a single mode optical fiber with a master plug

Package lineup

Configuration	G8195-11	G8195-12
Mount type	Coaxial	
Fiber	SM (9.5/125) $\phi 0.9 \text{ mm}$, 1 m +20 cm/-0 cm	
Connector	SC	FC

Dimensional outline (unit: mm, tolerance unless otherwise noted: ± 0.2)

Mount type



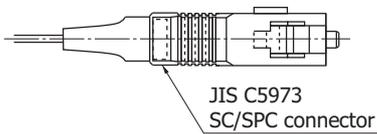
KIRDA0112EA

Pin connections

Pin no.	G8195 series
①	Anode
②	Cathode
③	Case

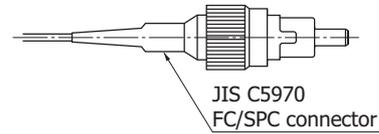
Connector

(1) SC



KIRDA0102EA

(2) FC



KIRDA0103EA

Information described in this material is current as of November, 2011.

Product specifications are subject to change without prior notice due to improvements or other reasons. Before assembly into final products, please contact us for the delivery specification sheet to check the latest information.

The product warranty is valid for one year after delivery and is limited to product repair or replacement for defects discovered and reported to us within that one year period. However, even if within the warranty period we accept absolutely no liability for any loss caused by natural disasters or improper product use.

Copying or reprinting the contents described in this material in whole or in part is prohibited without our prior permission.

HAMAMATSU

www.hamamatsu.com

HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Solid State Division

1126-1 Ichino-cho, Higashi-ku, Hamamatsu City, 435-8558 Japan, Telephone: (81) 53-434-3311, Fax: (81) 53-434-5184

U.S.A.: Hamamatsu Corporation: 360 Foothill Road, P.O.Box 6910, Bridgewater, N.J. 08807-0910, U.S.A., Telephone: (1) 908-231-0960, Fax: (1) 908-231-1218

Germany: Hamamatsu Photonics Deutschland GmbH: Arzbergerstr. 10, D-82211 Herrsching am Ammersee, Germany, Telephone: (49) 8152-375-0, Fax: (49) 8152-265-8

France: Hamamatsu Photonics France S.A.R.L.: 19, Rue du Saule Trapu, Parc du Moulin de Massy, 91882 Massy Cedex, France, Telephone: 33-(1) 69 53 71 00, Fax: 33-(1) 69 53 71 10

United Kingdom: Hamamatsu Photonics UK Limited: 2 Howard Court, 10 Tewin Road, Welwyn Garden City, Hertfordshire AL7 1BW, United Kingdom, Telephone: (44) 1707-294888, Fax: (44) 1707-325777

North Europe: Hamamatsu Photonics Norden AB: Smidesvägen 12, SE-171 41 Solna, Sweden, Telephone: (46) 8-509-031-00, Fax: (46) 8-509-031-01

Italy: Hamamatsu Photonics Italia S.R.L.: Strada della Moia, 1 int. 6, 20020 Arese, (Milano), Italy, Telephone: (39) 02-935-81-733, Fax: (39) 02-935-81-741

Cat. No. KIRD1034E03 Nov. 2011 DN