

Diplomarbeit

Realisierung eines optischen Sensorsystems zur Rotorpositions- und Drehzahlerfassung für hochdrehende magnetisch gelagerte Schwungradspeicher

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Wassermann
Dipl.-Ing. Dr.techn. Alexander Schulz

Institut für Mechanik und Mechatronik
Abteilung Messtechnik und Aktrorik, TU Wien
E325/A4

eingereicht an der Technischen Universität Wien

Fakultät für Maschinenwesen und Betriebswissenschaften

von

Michael Hameter

0626268

Karl-Metz-Gasse 30

3430 Tulln

Tulln, im September 2014

Vorwort

Ich möchte mich an dieser Stelle bei allen Personen bedanken, durch deren Hilfe und Unterstützung die Erstellung dieser Arbeit möglich wurde.

In erster Linie gebührt meine aufrichtige Dankbarkeit meinen Eltern, deren finanzielle und auch moralische Unterstützung mein Studium an der TU-Wien erst ermöglicht haben. Es ist mir auch ein besonderes Bedürfnis mich an dieser Stelle im Speziellen bei meiner Mutter Romana Hameter zu bedanken, ohne deren aufopfernde Erziehung und Förderung bereits in Kindesjahren mir eine höhere Schulbildung, wie auch mein Maschinenbau-Studium an der TU-Wien verwehrt geblieben wäre. Aus diesem Grund möchte ich ihr auch die folgende Arbeit widmen.

Ganz herzlich bedanken möchte ich mich auch bei meinen Betreuern Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Wassermann, Dipl.-Ing. Dr.techn. Alexander Schulz und beim technischen Assistenten Ing. Manfred Neumann, die mir stets mit Rat und Tat zur Seite standen, sowie für die Fertigung der notwendigen Teile bei den Herren Johann Schindele und Peter Unterkreuter.

Dank gebührt auch Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Horst Ecker für seine Korrekturen. Einen weiteren Dank möchte ich an Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Andreas Werner richten der sich als Zweitprüfer zur Verfügung gestellt hat.

Aufgabenstellung

Ziel dieser Diplomarbeit ist die Realisierung eines optischen Sensorsystems zur Rotorpositions- und Drehzahlerfassung für die Anwendung bei hochdrehenden, magnetisch gelagerten Schwungradspeichern. Damit das Verhalten des Sensors möglichst anwendungsgerecht getestet werden kann, soll ein entsprechender Rotorsensorprüfstand mit rotierendem Messobjekt konstruiert und gebaut werden. Um eine möglichst hohe Regel-Güte bei optimaler Auslegung des Reglers zu erzielen, kommt der Genauigkeit des verwendeten Abstandssensors zur Lagerspaltmessung eine entscheidende Rolle zu. Gleichzeitig soll ein Sensor dieser Bauart auch zur Drehzahlerfassung des Rotors verwendet werden. Damit der permanente Energiebedarf eines Energiespeichers auf Basis eines mit hybriden Magneten gelagerten Schwungrades minimiert werden kann, müssen alle notwendigen Komponenten, somit auch das Sensorsystem, möglichst energiesparend ausgelegt sein. Durch die in dieser Diplomarbeit vorgestellte Eigenentwicklung sollen die Kosten für das Sensorsystem zur Abstands- und Drehzahlerfassung verringert werden, da übliche, käufliche Lösungen im Bereich von 500€ pro Stück liegen. Folgende Randbedingungen soll das optische Sensorsystem erfüllen:

- Messbereich: 0-3mm
- Messbereichsauflösung: $<1\mu\text{m}$ (abhängig von der verwendeten ADC - Einheit)
- obere Grenzfrequenz: $>10\text{kHz}$
- Störsicherheit gegenüber der magnetischen Lagerung und anderen Sensorsystemen
- wesentlich geringere Kosten als kommerziell verfügbare Lösungen
- geringerer Energiebedarf als Wirbelstromsensoren
- CAN-Bus fähig

Kurzfassung

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde die Funktion eines berührungslosen optischen Abstandssensors, welcher basierend auf dem intensimetrischen Prinzip arbeitet, untersucht. Reflexionslichtsensoren die nach diesem Prinzip arbeiten, bestehen im einfachsten Fall aus einer Leuchtdiode und einer parallel dazu angeordneten Fotodiode. Im Speziellen wurde die Erfassung des Abstandes zwischen dem Sensor und einem rotierenden Objekt untersucht. Zu diesem Zweck wurde ein reflexionskompensiertes Sensorkonzept entwickelt und getestet.

Ausgehend von der Vorarbeit und den Ergebnissen aus der vom Autor verfassten Bachelorarbeit [16] wurde das Sensorprinzip weiter optimiert und verbessert. Zunächst wurde ein analytisches Modell für das optische Messprinzip herangezogen und adaptiert. Mit diesem Modell war es möglich, die Abstandskennlinie unter Variation der grundlegenden Sensorabmessungen zu beschreiben. Um, wie gefordert, auch den Abstand zu einem rotierenden Objekt zu erfassen, bei dem sich der Reflexionsgrad über den Umfang ändert, wurde das erwähnte Modell auf das reflexionskompensierte Sensorkonzept erweitert. Das reflexionskompensierte Sensorprinzip basiert auf der gleichzeitigen Erfassung des Sperrstroms zweier Fotodioden. Diese beiden Fotodioden besitzen einen unterschiedlichen Abstand zur LED, wodurch auch zwei ungleiche Abstandskennlinien gegeben sind.

Für die Auslegung des analogen Transimpedanzverstärkers, der Sperrstrom der Fotodiode in ein Spannungssignal wandelt wurde ein analytisches Modell herangezogen. Die Verifizierung der analytischen Berechnung erfolgte mit dem Simulationsprogramm PSpice. Mit den Ergebnissen der Berechnung wurde ein Prototyp des optischen Sensors realisiert. Entsprechend aktueller Entwicklungstendenzen wurde der Sensor, mittels Mikrocontroller, mit einem digitalen Interface mit CAN-Bus Funktionalität ausgestattet. Der entwickelte Prototyp besteht aus einer analogen und einer digitalen Schaltung und wurde am Institut für Mechanik und Mechatronik geätzt und bestückt.

Zur Validierung des Sensors wurde ein Rotorsensorprüfstand konstruiert und gebaut. Dieser besteht aus einem soliden Aluminiumgehäuse mit einem wälzgelagerten Rotor, der für hohe Drehzahlen ausgelegt wurde und über einen Gleichstrommotor angetrieben wird.

Abschließend wurden in dieser Arbeit die statischen und dynamischen Kennlinien des optischen Sensors bestimmt und mit den Ergebnissen der Auslegung verglichen.

Abstract

In this master thesis the operation of a contactless optical distance sensor, based on the intensimetric principle was examined. Reflective proximity sensors which work on this principle, consist at least of a light emitting diode and a photodiode located in parallel. Especially the distance measuring towards a rotating object was tested. For this purpose a concept for compensating the reflection of the objects surface was examined.

Based on the former work and the results from the bachelor thesis of the author [25] the sensor principle was further optimized and improved. At the beginning of the work an analytical model of the optical measuring principle was analysed and adapted. Using this model it was possible to describe the response of the distance characteristics when the basic geometry of the sensor is changed. Usually the reflection coefficient changes over the contour of a rotor. To realize distance measurements towards rotating objects the model was enhanced by the use of a reflection compensated concept. This concept uses the simultaneous measurement with two photodiodes which are placed in a different distance to the LED. Therefore the optical sensor has different distance characteristics for the two photodiodes.

The dimensioning of the analogue transimpedance amplifier was done by the use of analytical models. The transimpedance amplifier transforms the inverse current of a photodiode into a sensor output voltage. Verification was done by using the electronic simulation program PSpice. For construction of a sensor prototype, the results from the analytical and the PSpice models were used. In order to respond to latest trend of development, the sensor was realized with a microcontroller with CAN-Bus functionality. The designed sensor consists of a digital and an analogue circuit board, which have been manufactured at the Institute for Mechanics and Mechatronics.

To validate the performance of different sensor types, a rotor-sensor-system was constructed. The test rig consists of rigid aluminium body, as well as two ball bearings with a rotor. A direct current motor enables high speeds of this test rotor.

In the last chapter measurements of the dynamic and static characteristics of the sensor performance were done, as well as a comparison of the measurements with the analytical models.

Inhaltsverzeichnis

1	Optische Sensoren - Stand der Technik	1
1.1	Einteilung optischer Sensoren	1
1.2	Optische Sensortypen	1
1.2.1	Triangulationssensor	1
1.2.2	Konfokal chromatischer Sensor	5
1.2.3	Laufzeitmessung - Pulslaufzeit	6
1.2.4	Phasenlaufzeit-Sensoren	8
1.2.5	FMCW Laser Radar	10
1.2.6	Interferometer	11
1.2.7	Schattenwurf-/Thru-Beam-Verfahren	12
1.3	Vergleich der optischen Sensorsysteme	13
2	Aufbau des entwickelten Sensors	14
3	Analytisches optisches Modell	16
3.1	Optischer Aufbau des Sensors	16
3.2	Analytische Modellbildung	20
3.3	Einfluss der Abstrahl- u. Richtcharakteristik	24
3.4	Reflexion	27
3.5	Reflexionskompensation	30
4	Analytisches elektrisches Modell	34
4.1	Wichtige Parameter für die Sensorentwicklung	34
4.1.1	LED Durchlassstrom I_F	34
4.1.2	Fotodiodenkapazität C_{FD}	36
4.2	Statisches Verhalten des Transimpedanzverstärkers	40
4.3	Dynamisches Verhalten des Transimpedanzverstärkers	42
4.3.1	Auslegung der Kompensation des Transimpedanzverstärkers	45
4.3.2	Erweiterte Kompensationsmethoden der Transimpedanzschaltung	47
5	Realisierung	51
5.1	Funktion des Sensors	51
5.1.1	Ausrichtung und Hauptabmessungen	52
5.1.2	Weitere Verbesserung der Reflexionskompensation	52
5.2	Konstantstromquelle	55
5.2.1	Konstantstromquelle mit PSSI2021SAY	55
5.3	Sperrspannungsquelle	56
5.4	Differenzverstärker	56
5.5	Ausgangsfiler	57

6	Simulation des analogen Schaltungsteiles	58
6.1	Einfacher Transimpedanzverstärker	58
6.2	Erweiterte Kompensationsmethoden des Transimpedanzverstärkers	63
6.2.1	TIA mit T-Widerstandsnetzwerk	63
6.2.2	TIA mit T-Kapazitätsnetzwerk	64
6.2.3	TIA mit RC-Glied	66
7	Digitale Auswerteeinheit	68
7.1	Hardware	68
7.1.1	Auswahl des Mikrocontrollers	68
7.1.2	PIC 18F26K80 Mikrocontrollerplatine	68
7.1.3	PIC 18 Explorer Board	70
7.1.4	CAN Transceiver Platine	71
7.2	CAN-Bus	72
7.2.1	CAN-Bus Datenübertragung	72
7.2.2	CAN-Bus Kabel	74
7.3	Software	76
7.3.1	A/D-Wandlung	77
7.3.2	Kennfeldbasierte Verarbeitung	79
7.3.3	Frequenzmessung	80
8	Rotorsensor-Prüfstand	81
8.1	Anforderungen	81
8.2	Rotorform	81
8.3	Festigkeitsberechnung	83
8.3.1	Trägheitskräfte	83
8.3.2	Antrieb	85
8.3.3	Lagerung	85
8.3.4	Biegeeigenfrequenz	87
8.3.5	Torsionseigenfrequenz	91
8.4	Wuchten	94
9	Messergebnisse	95
9.1	Statische Sensorkennlinie	95
9.2	Leistungsaufnahme	102
9.3	Sensorverhalten bei Rotation des Messobjektes	103
9.3.1	Messung bei rotierendem Messobjekt auf Aluminiumoberfläche	106
9.3.2	Messung bei rotierendem Messobjekt auf Papieroberfläche	111
9.3.3	Messung bei Modulation der LED-Intensität und stillstehendem Schwungrad	116
9.4	Dynamisches Sensorverhalten	121

9.5 Betrachtung der Störungen der analogen Sensorausgangssignale	125
10 Zusammenfassung - Ausblick	127

Abbildungsverzeichnis

1.1	links Aufbau eines Triangulationssensors, rechts industrielle Ausführung	2
1.2	Anordnungsmöglichkeiten des Triangulationssensors: (a) Ordinary, (b) Reversed Ordinary, (c) Specular, (d) Look-away [5]	3
1.3	Geometrische Verhältnisse des Triangulationssensors - Scheimpflug-Anordnung [17]	4
1.4	Doppeltriangulation - Verhinderung von Messfehlern [9]	4
1.5	CAD-Design eines rotationssymmetrischen Triangulationssensors [21]	5
1.6	Schema einer kombinierten Farb- und Formmessung (Sick) [55]	5
1.7	Schema eines konfokal chromatischen Sensors (nach[33])	6
1.8	Aufbau eines konfokal chromatischen Sensors (nach [22])	6
1.9	links Schema eines Lichtlaufzeitsensors, rechts industrielle Ausführung	7
1.10	Elektronik eines Lichtlaufzeitsensors [42]	7
1.11	Aufbau eines Phasenlaufzeit-Sensors [20]	8
1.12	Schema eines Phasenlaufzeit-Sensors	9
1.13	Aufhebung der Mehrdeutigkeit durch Erzeugung einer „künstlichen“ Wellenlänge Λ [32]	9
1.14	Funktionsweise eines phasenmessenden Abstandssensors der Leica [12]	9
1.15	Schema eines FMCW-Laserradars	10
1.16	Signal eines FMCW-Laserradars	10
1.17	Schema eines Interferometers: (1) Strahlaufteilung, (2) Interferenzpunkt	11
1.18	Schattenwurfverfahren - Funktionsweise der Serie OptoControl (Micro Epsilon) [53]	12
1.19	Schattenwurfverfahren - Funktionsweise der Serie Metis (LAP) [29]	12
1.20	Vergleich ausgesuchter optischer Abstandsmessverfahren	13
2.1	Messkette des entwickelten Sensors	15
3.1	HSDL-9100 (Fa. Avago) [6]	16
3.2	Bauteilanordnung HSDL-9100 (Fa. Avago) [6]	16
3.3	Schematische Darstellung des Strahlenverlaufs und des Nutzsignalverlaufs am Empfänger für die biaxiale Optik und die Autokollimationsoptik [20]	17
3.4	Quadratisches Abstandsgesetz für Energiegrößen (aus [68])	19
3.5	Definition des Raumwinkels (aus [69])	19
3.6	Strahldichte eines Lambert'schen Strahlers	19
3.7	Strahlenkegel, der vom Sender mit der Fläche A_1 auf den Empfänger der Fläche A_2 fällt	19
3.8	Reflexionslichtsensor - optischer Pfad	20
3.9	Analytisch gewonnene Abstandskennlinie bei Variation des Abstandes a zwischen LED und Fotodiode (normiert auf das optische Maximum)	23

3.10	Abstrahlcharakteristik der LED nach [6] im Vergleich mit Lambert-Strahler und angepasstem Intensitätsverlauf nach Glg. (3.24)	24
3.11	Richtcharakteristik der Fotodiode nach [6] im Vergleich mit Lambert-Strahler und angepasstem Intensitätsverlauf nach Glg. (3.24)	25
3.12	Strahldurchmesser der LED und Empfangsdurchmesser der Fotodiode	26
3.13	Analytische Abstandskennlinie mit angepasster Charakteristik der LED und Fotodiode	27
3.14	Reflexion in Abhängigkeit der Oberflächenrauigkeit	28
3.15	Gerichtete Reflexion	28
3.16	Diffuse Reflexion	29
3.17	Reflexionsvermögen polierter Metalloberflächen in Abhängigkeit der Wellenlänge [26]	29
3.18	Funktionsweise des reflexionskompensierten Sensors	30
3.19	Geometrische Verhältnisse bei verschobener Fotodiode	31
3.20	Analytisch ermittelte Abstandskennlinie bei Variation des Abstandes b zwischen Fotodiode 2 und dem Messobjekt	32
3.21	Analytische, durch Division der Sperrströme gebildete, reflexionskompensierte Abstandskennlinie	33
4.1	Übertragungsverhalten HSDL-9100 nach Messdaten aus [16]	34
4.2	Ableitung des Übertragungsverhaltens nach dem Durchlassstrom I_F (HSDL-9100)	35
4.3	Fotodiodenkapazität C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S	38
4.4	Kapazität der Fotodiode HSDL-9100 im beleuchteten Zustand $I_F = 10$ mA aufgetragen über dem Sperrstrom der Fotodiode I_S aus [16]	39
4.5	Sperrschichtkapazität C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S in isometrischer Ansicht	39
4.6	Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S in Ansicht normal auf U_S und I_S	40
4.7	Ersatzschaltung der Fotodiode	41
4.8	Modell des Transimpedanzverstärkers	43
4.9	Bode-Diagramm für ideale Kompensation mit $C_F = 0,193$ pF, $C_{RF} = 0,050$ pF	46
4.10	Rückkopplung mit T-Widerstandsnetzwerk	48
4.11	Rückkopplung mit kapazitivem T-Netzwerk	49
4.12	Rückkopplung mit RC-Glied	50
4.13	Nicht-invertierender Verstärker mit „Guard-Ring“ zur Verringerung der Eingangs- und parasitären Kapazitäten [46]	50
5.1	Fertigung der Sensorplatine	51
5.2	Sensor- und Basisplatine mit Winkelstecker verbunden	51
5.3	Rotorpositionserfassung mit dem optischen Sensor	52

5.4	Anordnungsmöglichkeiten der Reflexionssensoren HSDL-9100 (Fa. Avago) . . .	53
5.5	Vergleich der aktuellen Version und einer verbesserten Variante zur Reflexionskompensation: (1) LED, (2) Fotodiode 1, (3) Fotodiode 2, (4) Rotor/Messobjekt	54
5.6	Schema eines faseroptischen Abstandssensors mit Reflexionskompensation auf Basis zweier Empfängerlichtleiter mit unterschiedlicher numerischer Apertur [67]	54
5.7	Statistisch gemischte Anordnung der Sende- und Empfangsfasern im Tastkopf [67]	54
5.8	Aufbau einer Konstantstromquelle mit vorbeschaltetem PNP-Transistor <i>PSSI2021SAY</i> (NXP Semiconductor)	56
5.9	Erweiterung des <i>PSSI2021SAY</i> (NXP Semiconductor) zum Ein-/Ausschalten oder Modulieren des Durchlassstromes I_F [43]	56
5.10	Differenzverstärker mit nachgeschaltetem passiven Tiefpass 1. Ordnung als analoges Ausgangsfilter	57
6.1	<i>PSpice</i> -Modell des, über eine einfache Rückkopplungskapazität stabilisierten, Transimpedanzverstärkers	58
6.2	DC-Analyse, Ausgangsspannungen $U_{A\ TIA}$ und $U_{A\ Diff}$ in Abhängigkeit des Sperrstroms I_S der Fotodiode	59
6.3	AC-Analyse, Amplitudengang der Transimpedanz- u. Differenzverstärkerstufe in dB bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	60
6.4	AC-Analyse, Amplitudengang der Transimpedanzverstärkerstufe in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	61
6.5	AC-Analyse, Phasengang der Transimpedanz- und Differenzverstärkerstufe in Grad bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	61
6.6	AC-Analyse, Gruppenlaufzeit der Transimpedanz- und Differenzverstärkerstufe in μs bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	62
6.7	DC-Analyse, Ausgangsspannungen $U_{A\ TIA}$ und $U_{A\ Diff}$ in Abhängigkeit des Sperrstroms I_S der Fotodiode	62
6.8	<i>PSpice</i> -Modell des, über ein T-Widerstandsnetzwerk stabilisierten, Transimpedanzverstärkers	63
6.9	AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit T-Widerstandsnetzwerk in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	64
6.10	<i>PSpice</i> -Modell des, über ein kapazitives T-Netzwerk stabilisierten, Transimpedanzverstärkers	65
6.11	AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit T-Kapazitätsnetzwerk in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_{F3}	65
6.12	<i>PSpice</i> -Modell, des über ein RC-Glied stabilisierten, Transimpedanzverstärkers	66
6.13	AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit RC-Glied in Volt bei Variation der Kapazität C_C	67
7.1	Entwickelte Mikrocontrollerplatine für PIC18F26K80	69

7.2	PIC18 Explorer Board (<i>Fa. Microchip</i>) mit entwickelter Aufsteckplatine	70
7.3	PIC 18F26K80 Aufsteckplatine für das PIC18 Explorer Board	71
7.4	CAN-Adapterplatine	71
7.5	Funktionsweise der Differenzsignalverarbeitung [45]	73
7.6	Dominanter und recessiver Zustand des CAN-Bus-Signals [44]	73
7.7	Normierte Spannungsniveaus des CAN-Bus [44]	74
7.8	Standard-Terminierung des CAN-Bus [52]	76
7.9	Split-Terminierung des CAN-Bus [52]	76
7.10	Anschlussvarianten des AD-Wandlers [39]	77
7.11	Modell des A/D-Wandler-Eingangs [39]	78
7.12	Modell des Signaleingangs des AD-Wandlers [39]	78
7.13	Digitale Drehzahlerfassung [62]	80
8.1	Rotierender Kreisring mit Kräftegleichgewicht	81
8.2	Querschnittsform des Rotorsensor-Schwungrades	82
8.3	Verformung des axialsymmetrischen Rotor-Modells für $\omega = 2100$ rad/s	84
8.4	Von-Mises-Vergleichsspannung des axialsymmetrischen Rotor-Modells für $\omega = 2100$ rad/s	84
8.5	Maximale Verformung des Rotors in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω	85
8.6	Maximale von-Mises-Vergleichsspannung des Rotors in Abhängigkeit der Win- kelgeschwindigkeit ω	85
8.7	Gleichstrommotor [3]	85
8.8	Kupplungen	85
8.9	Biegeschwingungsmodell [49] ($F \triangleq F_S$)	88
8.10	Resonanzkurve des Lavalläufers [49]	88
8.11	Vordefinierte Querschnittsform zur analytischen Berechnung der ersten biege- kritischen Eigenfrequenz mit ein bis vier Wellenabsätzen	89
8.12	Geometrie der relevanten Bauteile des Prüfstandes für das Torsionsmodell: (1) Gleichstrommotor, (2) flexible Beamkupplung, (3) Schwungrad	91
8.13	Dämpfungsfreies, ungefesselt 2-Massen-Drehschwingermodell des Rotor- sensorprüfstandes	92
8.14	Eigenform, kinetischer Energieanteil E_{KIN} und potentieller Energieanteil E_{POT} der ersten Torsionseigenfrequenz (Berechnung nach [18])	93
8.15	Aufnahmemöglichkeiten für Beschleunigungssensoren: (1) Nuten für piezoelek- trische Beschleunigungsaufnehmer, (2) Gewindebohrungen für Platine mit MEMS- basiertem Beschleunigungssensor	94
9.1	Messaufbau zur Ermittlung des statischen Sensorverhaltens	95
9.2	Auf Sensorabdeckplatte montierte Sensoren	96
9.3	Messspalt zum Schwungrad	96
9.4	Positionierung des Sensors am Rotorsensorprüfstand	97

9.5	Abstandskennlinie, Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	98
9.6	Divisionskennlinie, Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	98
9.7	Abstandskennlinie, schwarze Lackmarkierung auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	99
9.8	Divisionskennlinie, schwarze Lackmarkierung auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	99
9.9	Abstandskennlinie, weißes Papier (90 g/m^2) auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	100
9.10	Divisionskennlinie, weißes Papier (90 g/m^2) auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$	100
9.11	Abstandskennlinie, Wirbelstromsensor SKF CMS S668 auf Aluminiumrotor sowie Verlauf der Stromaufnahme	102
9.12	Messaufbau bei rotierendem Schwungrad	103
9.13	Messung bei rotierendem Messobjekt, Rotorfläche mit Drehzahlmarkierung und Klebestelle	104
9.14	Oszilloskop-Aufzeichnung der Sensorsignale bei direkter Messung auf dem Aluminium-Schwungrad im optischen Maximum	105
9.15	Oszilloskop-Aufzeichnung der Sensorsignale bei Messung auf mit weißem Papier bespanntem Schwungrad im optischen Maximum	105
9.16	Sensorsignale bei rotierender Schwungscheibe direkt auf der gedrehten Aluminiumoberfläche gemessen	106
9.17	Vergleich der Signale des optischen Sensors von drei Umdrehungen - Periodizität der Signale	107
9.18	Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 für eine Umdrehung bei rotierender Schwungscheibe direkt auf der gedrehten Aluminiumoberfläche gemessen	107
9.19	Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf gedrehtem Aluminium	108
9.20	Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf gedrehtem Aluminium	109
9.21	Invertierte Abstandskennlinie des Wirbelstromsensors auf Aluminium	109
9.22	Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Aluminium über eine Umdrehung für die beiden Kanäle des optischen und des Wirbelstromsensors	110
9.23	Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Aluminium über eine Umdrehung für das Divisionsverfahren	111
9.24	Sensorsignale bei rotierender Schwungscheibe auf Papier gemessen	112
9.25	Vergleich der Signale des optischen Sensors von drei Umdrehungen auf Papier gemessen, Messung der Periodizität der Signale	112
9.26	Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei rotierender Schwungscheibe auf Papier gemessen	113
9.27	Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf Papier	114
9.28	Invertierte Abstandskennlinie für das Divisionsverfahren gemessen auf Papier	114
9.29	Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier über eine Umdrehung für die beiden Kanäle des optischen Sensors sowie den Wirbelstromsensor	115
9.30	Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier über eine Umdrehung für das Divisionsverfahren	116

9.31	Sensorsignale der beiden Fotodioden mit Verstärkerstufen bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen, sowie Modulationssignal der LED-Intensität	117
9.32	Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen	118
9.33	Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen	118
9.34	Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei Modulation der LED-Intensität auf Aluminium gemessen	119
9.35	Messaufbau zur Erfassung des Frequenzganges des optischen Abstandssensors	121
9.36	Signalverläufe bei Verwendung des OPV MAX4163, (1) Ausgangsspannung Funktionsgenerator U_{FG} , (2) Ausgangsspannung der Differenzverstärkerstufe $U_{A\ DIFF}$, (3) Ausgangsspannung der Transimpedanzverstärkerstufe $U_{A\ TIA}$. . .	122
9.37	Signalverläufe bei Verwendung des OPV OP291, (1) Ausgangsspannung Funktionsgenerator U_{FG} , (4) Ausgangsspannung der Differenzverstärkerstufe $U_{A\ DIFF}$	123
9.38	Amplitudengang des TIA, normiert	123
9.39	Amplitudengang vom TIA und Differenzverstärker, normiert	124
9.40	Strom/ Spannungs -Verstärkung des TIA in dB	124
9.41	Strom/ Spannungs -Verstärkung vom TIA und Differenzverstärker in dB	125
9.42	Rauschen des analogen Ausgangssignals des optischen Sensors mit $R_F = 2,21\ M\Omega$ (gemessen nach dem Tiefpassfilter 1.Ordnung)	126
9.43	Rauschen des analogen Ausgangssignals des Wirbelstromsensors	126

Tabellenverzeichnis

4.1	Koeffizienten des approximierten Polynoms 6. Ordnung für die Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} (Glg. (4.1))	36
4.2	Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD}	37
4.3	Daten des gewählten OPV OPA381 und einer weiteren möglichen Type OPA380 der selben Bauteilfamilie	42
4.4	Analytische Ergebnisse bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F	47
4.5	Abhängigkeiten zwischen den Parametern eines TIA	47
6.1	Mit <i>PSpice</i> ermittelte Simulationsergebnisse des einfachen TIA-Modells bei Variation von C_F	60
6.2	Mit <i>PSpice</i> ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit T-Widerstandsnetzwerk	64
6.3	Mit <i>PSpice</i> ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit T-Kapazitätsnetzwerk	66
6.4	Mit <i>PSpice</i> ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit RC-Glied	67
7.1	Vergleich verschiedener Bus-Systeme [34]	72
7.2	Aufbau des CAN-Bus Datenübertragungsblocks [35]	75
7.3	Pin-Belegung des D-Sub 9 Steckersystems für den CAN-Bus	75
8.1	Kenndaten unterschiedlicher Schwungradwerkstoffe [30], [40]	82
8.2	Daten des Gleichstrommotors	86
8.3	Ergebnisse für die analytische Berechnung der Biegesteifigkeit und den kritischen Drehzahlen für eine Diskretisierung mit zwei bis vier Absätzen	90
8.4	Ergebnisse für die analytische Berechnung der Biegesteifigkeit und den kritischen Drehzahlen für eine Diskretisierung mit zwei bis vier Absätzen unter Einbeziehung der isotropen Lagersteifigkeit k_L	90
8.5	Massenträgheiten und Steifigkeiten der Komponenten	92
8.6	Erste Torsionseigenfrequenz bei Variation des Motor-MTRM I_{TM}	94
9.1	Messwerte für Rückkopplungswiderstand R_F , Verstärkerwiderstände R_E und R_K der Differenzverstärkerstufe	96
9.2	Charakteristische Kennwerte der aufgenommenen statischen Abstandskennlinien des optischen Abstandssensors	101
9.3	Vergleich der Verlustleistung zwischen reflexionskompensiertem optischen Sensor und Wirbelstromsensor CMS S668 (SKF)	103
9.4	Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem rotierendem Aluminiumschwungrad, Oberfläche Aluminium	119
9.5	Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem mit Papier bespannten Schwungrad, Oberfläche Papier	120

9.6	Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem mit Papier bespannten stillstehenden Schwungrad, bei Modulation der LED-Intensität	120
9.7	Vergleich der gemessenen -3dB-Grenzfrequenz mit den analytisch bzw. per Simulation errechneten Ergebnissen	125

Formelzeichen

Zeichen	Einheit	Bedeutung
a	m	Abstand zwischen LED und Fotodiode
a_i	-	Koeffizienten zur Bestimmung der Steigungswerte der Fotodiodenkapazitätsfunktion
a_n	m/s ²	Zentripetalbeschleunigung
A	m ²	Fläche
A_φ	m ²	projizierte Fläche bei Neigung der Fläche um den Winkel φ
A_1	m ²	aktive Fläche der Strahlungsquelle
A_2	m ²	aktive Empfängerfläche
A_{LED}	m ²	Strahlungsfläche der LED
A_{FD}	m ²	Empfängerfläche der Fotodiode
$A(\omega)$	dB	Amplitudengang
b	m	Verschiebung von Fotodiode 2 (Dicke der Unterlage)
b_i	-	Koeffizienten zur Bestimmung der Ordinatenabschnittswerte der Fotodiodenkapazitätsfunktion
b_w	m	Bildweite bei mittlerem Arbeitsabstand
c	m	Strecke im Dreieck der Abb. 3.19
c_0	m/s	Vakuum-Lichtgeschwindigkeit $c_0 = 299.792.458 \text{ m/s}$
C_C	F	Kapazität des RC-Gliedes in der Rückkopplung des TIA
C_F	F	Rückkopplungskapazität
C_{F1}, C_{F2}, C_{F3}	F	Rückkopplungskapazitäten des TIA mit kapazitivem T-Netzwerk
C_{Feq}	F	äquivalente Rückkopplungskapazität TIA
C_{FD}	F	Kapazität der Fotodiode
C_{INCM}	F	Gleichtakt-Eingangskapazität des OPV
C_{INDIFF}	F	Gegentakt-Eingangskapazität des OPV
C_L	F	Kapazität der Split-Terminierung mit Filterfunktion des CAN-Bus Kabels
C_P	F	parasitäre Kapazität
C_{RF}	F	Streukapazität des Rückkopplungswiderstandes
C_S	F	Quellkapazität
C_{TP1}, C_{TP2}	F	Kapazitäten des Tiefpassfilters
d	-	Dämpfungswert
d	m	Strecke im Dreieck der Abb. 3.19
D	m	Außendurchmesser des Schwungrades des Rotorsensor-Prüfstandes
d_{Bl}	m	Dicke der Magnetbleche für die Abstandsmessung

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
d_{BI1}	m	Stufung der Spaltlehre für die Abstandsmessung
$d_{C_{FD}I_S}(U_S)$	F	Ordinatenabschnitt für Funktion der Fotodiodenkapazität
d_{LED}	m	LED-Strahldurchmesser
d_{FD}	m	Durchmesser des Fotodioden Empfangskegels (Richtcharakteristik)
div_{EW}	-	Erweiterungsfaktor für Division mittels Festkomma-Arithmetik
dm	kg	Masse des rotierenden Kreisringes
d_m	m	mittlerer Lagerdurchmesser
d_n	m	Durchmesser des Wellenabsatzes n
e	m	Exzentrizität des Schwungrades
E	N/mm ²	Elastizitätsmodul
E_{KIN}	-	normierter kinetischer Energieanteil der Eigenschwingungsform
E_{POT}	-	normierter potentieller Energieanteil der Eigenschwingungsform
e_L	C	Elementarladung $e_L = 1,602176565 \cdot 10^{-19} C$
E_{FD}	W/m ²	Bestrahlungsstärke der Fotodiode
E_{kin}^{max}	J/kg	Energiedichte
e_{zul}	m	zulässige Exzentrizität des Schwungrades
f_W	m	Brennweite
f_0	Hz	Startfrequenz (FMCW)
f_{TK1}	Hz	1. Torsionseigenfrequenz des Drehschwingungsmodells
f_e	Hz	Endfrequenz (FMCW)
f_{gLED}	Hz	Grenzfrequenz der LED
f_m	Hz	Modulationsfrequenz
f_{3dB}	Hz	-3dB-Grenzfrequenz
f_n	Hz	ungedämpfte Eigenfrequenz
f_r	Hz	Resonanzfrequenz
f_Z	Hz	Eckfrequenz der Zählernullstelle (TIA)
f_P	Hz	Eckfrequenz der Polstelle (TIA)
f_S	Hz	Abtastfrequenz des AD-Wandlers
f_{SP}	Hz	Schnittpunktfrequenz der offenen Schleifenverstärkung des OPV und der Verstärkung des Rückkopplungszweiges
Δf	Hz	gemessene Frequenzänderung (FMCW)
ΔF	Hz	maximale Frequenzänderung (FMCW)
F_{OSC}	Hz	Frequenztakt abgeleitet vom primären Taktgeber des PIC
F_R	N	Rückstellkraft des Schwungrades bei Auslenkung
F_{RL}	N	radiale Lagerbelastung
F_{Rmin}	N	notwendige Mindestlast des Lagers
F_S	N	Fliehkraft aufgrund der Schwerpunktexzentrizität des Schwungrades

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
F_{TF}	N	Federkraft der Tellerfeder
F_{Zf}	N	Zentrifugalkraft
F_{σ}	N	Tangentialkraft
g	m/s^2	Erdbeschleunigung $g = 9,81 m/s^2$
g_W	m	Gegenstandsweite bei mittlerem Arbeitsabstand
g_{LED}	-	Anpassungsparameter der LED-Abstrahlcharakteristik
g_{FD}	-	Anpassungsparameter der Fotodioden-Richtcharakteristik
G_r	-	Resonanzüberhöhung
G_m	-	normierte Resonanzüberhöhung
$G_{PT2}(s)$	dB	Frequenzgang PT2-Glied
h	J·s	Planck-Konstante $h = 6,62606957 \cdot 10^{-34} J \cdot s$
h_0	m	freie Kegelhöhe der Tellerfeder
i_T	-	Anzahl der Tellerfeder-Säulen
I_D	A	Dunkelstrom der Fotodiode
I_E	A	Eingangsstrom des OPV, engl. input bias current
I_F	A	Durchlassstrom der LED
I_{FD}	A	Strom durch die Impedanz der Fotodiode
I_{ges}	A	Stromaufnahme des Sensors
I_M	A	Ankerstrom des Gleichstrommotors
I_{PH}	A	Fotostrom der Fotodiode
I_{RF}	A	Strom durch den Rückkopplungszweig des TIA
I_{Si}	A	Sperrstrom der Fotodiode i
$I_{Si\ st}$	A	Sperrstrom der Fotodiode i - Messbereichsanfang
$I_{Si\ max}$	A	Sperrstrom der Fotodiode i - optisches Maximum
$I_{Si\ end}$	A	Sperrstrom der Fotodiode i - Messbereichsende
I_{TM}	$kg \cdot m^2$	Massenträgheitsmoment des Motors
I_{TS}	$kg \cdot m^2$	Massenträgheitsmoment des Schwungrad
I_{TK}	$kg \cdot m^2$	Massenträgheitsmoment des Kupplung
j	-	imaginäre Einheit
J_n	m^4	Flächenträgheitsmoment des Wellenquerschnittes n
k	-	Anzahl der nichtganzzahligen Hell/-Dunkelübergänge $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$ bei der Interferometrie
K	-	Verstärkungsfaktor PT2-Glied
\mathbf{K}	Nm/rad	Steifigkeitsmatrix Drehschwingungsmodell
$k_{C_{FD}I_S}(U_S)$	F/A	Steigungswerte für die Funktion der Fotodiodenkapazität
k_L	N/m	radiale Lagersteifigkeit
k_r	-	Minimallastfaktor

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
k_R	N/m	resultierende radiale Steifigkeit des Biegeschwingsmodells
k_T	Nm/rad	resultierende Torsionssteifigkeit des 2-Massen-Drehschwinger-Modells
k_{TK}	Nm/rad	Torsionssteifigkeit der Kupplung
k_{TM}	Nm/rad	Torsionssteifigkeit des Motors
k_{TS}	Nm/rad	Torsionssteifigkeit des Schwungrades
k_W	N/m	Wellensteifigkeit des Schwungrades
k_{Wn}	N/m	Wellensteifigkeit des Schwungrades für n Absätze
K_{FD}	-	zusammenfassende optische Konstante Fotodiode
K_{LED}	-	zusammenfassende optische Konstante LED
k_{LED}	-	optische Konstante der LED ohne η_{ext}
l	m	mittlerer Strahlengang von LED zur Fotodiode
l_1, l_2, l_3, \dots	m	Länge des entsprechenden Wellenabsatzes
L	$\frac{W}{sr \cdot m^2}$	Strahldichte
L_W	m	halbe Länge der Welle: vom Scheiben- zum Lagermittelpunkt
m	kg	Gewicht des Schwungrades
\mathbf{M}	kg · m ²	Massenmatrix des Drehschwingsmodells
m_i	-	Anzahl der gemessenen vollen Perioden beim Phasenlaufzeitsensor, Anzahl der ganzzahligen Verschiebungen um $\frac{\lambda}{4}$ beim Interferometer
M_M	Nm	Motormoment
N	-	Turnanzahl, Anzahl der Wicklungen
n	-	Bit-Anzahl, Wellenabsätze
n_B	-	Brechungsindex
n_k	U/min	kritische Drehzahl des Schwungrades
n_T	-	Anzahl der zu einer Tellerfeder-Säule gestapelten Tellerfedern
n_ω	U/min	Drehzahl
$n_{\omega max}$	U/min	maximale Drehzahl des Schwungrades bei der die Elastizitätsgrenze erreicht wird
n_{TK1}	U/min	1. kritische Drehzahl des Drehschwingsmodells
P_V	W	Leistungsaufnahme des Sensors
\mathbf{q}	rad	Lagevektor, Vektor der Drehfreiheitsgrade
r	m	Radius zur Strahlquelle
R	m	Radius des rotierenden Kreisringes
R_1	Ω	Widerstand zum Festlegen des Konstantstromes für den Spannungs-Referenz-IC PSSI2021SAY
R_C	Ω	Widerstand des RC-Gliedes in der Rückkopplung des TIA

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
R_{CB}	Ω	resultierender Widerstand der Split-Terminierung mit Filterfunktion des CAN-Bus Kabels
R_E	Ω	Widerstand am Eingang des Differenzverstärkers
R_F	Ω	Rückkopplungswiderstand TIA
R_{F1}, R_{F2}, R_{F3}	Ω	Rückkopplungswiderstände des TIA mit T-Widerstandsnetzwerk
R_{Feq}	Ω	äquivalenter Rückkopplungswiderstand TIA
R_K	Ω	Widerstand in der Rückkopplung des Differenzverstärkers
R_{LED}	Ω	Widerstand zum Festlegen des Konstantstromes für Spannungsreferenz-IC ADR3412
R_m	N/mm^2	Zugfestigkeit
R_p	Ω	(innerer) Parallelwiderstand der Fotodiode
$R_{p0,2}$	N/mm^2	0,2%-Dehngrenze
R_{TP1}, R_{TP2}	Ω	Widerstände des Tiefpassfilters
s	m	Weg den der Lichtstrahl bei der Messung zurücklegen muss
s	-	Laplace-Parameter
s_T	m	Federweg
$s_{T ges}$	m	gesamter Federweg
S_λ	A/W	spektrale Empfindlichkeit der Fotodiode
t_T	m	Dicke der Tellerfeder
$t_{gr}(\omega)$	s	Gruppenlaufzeit
$t_{Z min}$	s	höchste Zeitauflösung der Frequenzmessung
ΔT	s	Periodendauer (FMCW)
Δt	m	Lichtlaufzeit
T	K	Temperatur
T_1, T_2	s	Zeitkonstanten PT2-Glied
T_{ACQT}	s	Zeitspanne zur Messwerterfassung im AD-Wandler
T_{AD}	s	Zeitdauer eines Arbeitszeitschrittes des AD-Wandlers
U	kg·mm	Unwucht des Rotors
$U_{AW st}$	V	Ausgangsspannung des Wirbelstromsensors - Messbereichsanfang
$U_{AW end}$	V	Ausgangsspannung des Wirbelstromsensors - Messbereichsende
U_{Ai}	V	Ausgangsspannung des optischen Abstandssensors für Fotodiode i
$U_{A TIA}$	V	Ausgangsspannung der Transimpedanzverstärkerstufe
$U_{A DIFF}$	V	Ausgangsspannung der Differenzverstärkerstufe
U_D	V	Differenzspannung am Eingang des OPV
U_F	V	Spannung der Fotodiode in Flussrichtung
U_{FG}	V	Ausgangsspannung des Funktionsgenerators
U_M	V	Versorgungsspannung des Gleichstrommotors

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
U_{REF}	V	Referenzspannung
U_S	V	Sperrspannung der Fotodiode
U_{OS}	V	Eingangs-Offsetspannung des OPV
U_V	V	Versorgungsspannung
U_+	V	Spannung am positiven Eingang des OPV
U_-	V	Spannung am negativen Eingang des OPV
v	m/s	Umfangsgeschwindigkeit
v_{Diff}	-	Verstärkung des Differenzverstärkers
v_{zul}	m	Wucht-Gütestufe, zulässige Umfangsgeschwindigkeit des Schwerpunktes des Rotors
v_{max}	m/s	maximal zulässige Umfangsgeschwindigkeit
$V_D(j\omega)$	dB	Frequenzgang der Differenzverstärkung des unbeschalteten OPV
V_{DO}	dB	Differenzverstärkung des unbeschalteten OPV für niedrige Frequenzen
V_{out}	V	Ausgangsspannung des Spannungsreferenz-IC
W_{Ph}	J	Energie eines Photons
x	m	Messabstand
x_i	m	Abstand zw. Fotodiode i und Messobjekt
x_{max}	m	optisches Maximum
$x_{i\ st}$	m	Messbereichsanfangswert Fotodiode i - statische Abstandskennlinie
$x_{i\ end}$	m	Messbereichsendwert Fotodiode i - statische Abstandskennlinie
$x_{i\ max}$	m	Abstand optisches Maximum der Fotodiode i - statische Abstandskennlinie
$x_{2\ FDimax}$	m	optisches Maximum der Fotodiode i von Fotodiode 2 aus gemessen
$x_{W\ st}$	m	Messbereichsanfang Wirbelstrom
$x_{W\ end}$	m	Messbereichsende Wirbelstrom
x'	m	Messabstand in Gegenstandsebene G
y'	m	Position des Messpunktes am schiefgestellten Detektor (Triangulation)
y	m	Position des Messpunktes am Detektor (Triangulation)
y_S	m	Wellenauslenkung
y_{Sn}	m	Wellenauslenkung der Welle mit n Absätzen
Z_{FD}	Ω	Quellimpedanz (TIA)
Z_{RF}	Ω	Rückkopplungsimpedanz (TIA)

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
α	rad	Triangulationswinkel
β	-	Rückkopplungsfaktor TIA
β_T	rad	Winkel zw. Strahl- u. Linsenebene (Triangulation)
δ	rad	optimaler Schiefstellungswinkel für Bildsensor (Triangulationssensor)
ε	rad	Einfallswinkel des Laserstrahls (Triangulationssensor)
$\Delta\varphi$	rad	Phasendifferenz (Phasenlaufzeitsensor)
$\Delta\Phi$	rad	Phasendifferenz inklusive der ganzzahligen Perioden (Phasenlaufzeitsensor)
ζ	-	Divisionswert der erfassten Sperrströme I_{S1} u. I_{S1} zur Reflexionskompensation
η_{ext}	-	externer Quantenwirkungsgrad der LED
ϑ	rad	Abstrahl-, Reflexions- bzw. Einfallswinkel für Fotodiode 2
Λ	nm	synthetische Wellenlänge
ρ	-	Reflexionsgrad
ρ_0	kg/m ³	Dichte
σ_φ	N/mm ²	Tangentialspannungen
σ_e	N/mm ²	Elastizitätsgrenze
ν	m ² /s	kinematische Viskosität
ϕ	-	Eigenvektor
$\phi_{\frac{1}{\beta}}$	rad	Phasengang der Rauschverstärkung
$\phi(\omega)$	rad	Phasengang
ϕ_{res}	rad	Phasenreserve (TIA)
ϕ_{TIA}	rad	Phasenverschiebung der geschlossenen Schleifenverstärkung (TIA)
ϕ_{VD}	rad	Phasengang der Differenzverstärkung des OPV
ϕ_{VDi}	rad	Phasengang des i-ten Pols der Differenzverstärkung des OPV
ϕ_P	rad	Phasengang der Polstelle
ϕ_Z	rad	Phasengang der Nullstelle
ϕ_β	rad	Phasenverschiebung des Rückkopplungszweiges
φ	rad	Abstrahl-, Reflexions- bzw. Einfallswinkel
$\varphi_1, \varphi_2, \dots$	rad	Drehfreiheitsgrade
$\overline{\varphi_{LED}}$	rad	gemittelter Abstrahlwinkel der LED
$\overline{\varphi_{FD}}$	rad	gemittelter Empfangswinkel der Fotodiode
Φ_{LED}	W	Strahlungsleistung der LED
Φ_{FD}	W	empfangene Strahlungsleistung der Fotodiode
Ψ	W/sr	Strahlungsintensität (sr=steradian)
Ψ_S	W/sr	Strahlungsintensität des Senders

(wird fortgesetzt)

Zeichen	Einheit	Bedeutung
Ψ_E	W/sr	Strahlungsintensität des Empfängers
λ	nm	Wellenlänge
λ_m	nm	durch Modulation erzeugte Wellenlänge
ω	rad/s	Winkelgeschwindigkeit bzw. Kreisfrequenz
ω_{3dB}	rad/s	-3dB-Grenzkreisfrequenz
ω_k	rad/s	kritische Kreisfrequenz des Schwungrades
ω_{max}	rad/s	maximale Winkelgeschwindigkeit des Schwungrades bei der die Elastizitätsgrenze erreicht wird
ω_n	rad/s	ungedämpfte Eigenfrequenz
ω_r	rad/s	Resonanzfrequenz
ω_Z	rad/s	Eckfrequenz der Zählernullstelle (TIA)
ω_P	rad/s	Eckfrequenz der Polstelle (TIA)
ω_{SP}	rad/s	Kreisfrequenz des Schnittpunktes der offenen Schleifenverstärkung des OPV und der Verstärkung des Rückkopplungszweiges
ω_{TK}	rad/s	ungedämpfte Torsionseigenfrequenz
ω_{VD1}	rad/s	1. Eckkreisfrequenz der Differenzverstärkung des OPV
ω_{VD2}	rad/s	2. Eckkreisfrequenz der Differenzverstärkung des OPV
Ω	sr	Raumwinkel

Abkürzungen

Abkürzungen	Bedeutung
<i>A/D</i>	Analog-Digital
<i>ASV</i>	analoge Signalverarbeitung
<i>ASIC</i>	engl., Application-Specific Integrated Circuit, anwendungsspezifische integrierte Schaltung
<i>CAN</i>	engl., Controller Area Network, Bussystem nach ISO 11898 (Bosch)
<i>CCD</i>	engl., Charge-Coupled Device, Halbleitertechnologie
<i>CMOS</i>	engl., Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, Halbleitertechnologie
<i>D – Sub9</i>	nach DIN 41652 genormte Steckverbindungsbauf orm
<i>DFT</i>	Diskrete Fourier-Transformation
<i>DSP</i>	Digitaler Signal-Prozessor
<i>FFT</i>	engl., Fast Fourier Transform, effizienter Algorithmus für eine DFT
<i>FMCW</i>	engl., Frequency Modulated Continuous Wave Radar

(wird fortgesetzt)

Abkürzungen	Bedeutung
<i>FPGA</i>	engl., Field Programmable Gate Array
<i>GBW</i>	engl., Gain-Bandwidth-Product (Verstärkungs-Bandbreitenprodukt)
<i>ICD</i>	engl., In Circuit Debugger, Gerät zum Testen und Debuggen eines Mikrocontrollers in der fertigen Schaltung
<i>IRED</i>	engl., InfraRed-Emitting Diode
<i>JFET</i>	engl., Junction-Field-Effect Transistor (Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor)
<i>JTAG</i>	engl., Joint Test Action Group, Methodik zum Testen und Debuggen von Schaltungen nach IEEE1149.1
<i>LED</i>	engl., Light Emitting Diode
<i>LiDAR</i>	engl., Light Detection and Ranging
<i>MTRM</i>	Massen-Trägheitsmoment
<i>OPV</i>	Operationsverstärker
<i>PIM</i>	engl., Plug-In Module (Einsteckmodul)
<i>PSD</i>	engl., Position Sensitive Device, ortsauflösende Fotodiode
<i>PLL</i>	engl. Phase-locked loop (Phasenregelschleife)
<i>RJ11</i>	Steckverbindung/ Schnittstelle aus der Telekommunikationsbranche
<i>ROM</i>	engl. read-only memory (Festwertspeicher)
<i>RSP</i>	Rotor-Sensor-Prüfstand
<i>SE</i>	Sensor-Element
<i>SNR</i>	engl., signal-to-noise ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)
<i>TIA</i>	engl., Transimpedance Amplifier (Transimpedanzverstärker)
<i>TTL</i>	Transistor-Transistor-Logik, 5V-Pegel, Schaltungstechnik
<i>TOF</i>	engl., Time Of Flight
<i>UART</i>	engl., Universal Asynchronous Receiver Transmitter, Schaltung für digitale, serielle Schnittstellen
<i>USB</i>	engl., Universal Serial Bus, serielles Bussystem
<i>VDD</i>	positive Versorgungsspannung
<i>VSS</i>	negative Versorgungsspannung
<i>μC</i>	Mikrocontroller

1 Optische Sensoren - Stand der Technik

1.1 Einteilung optischer Sensoren

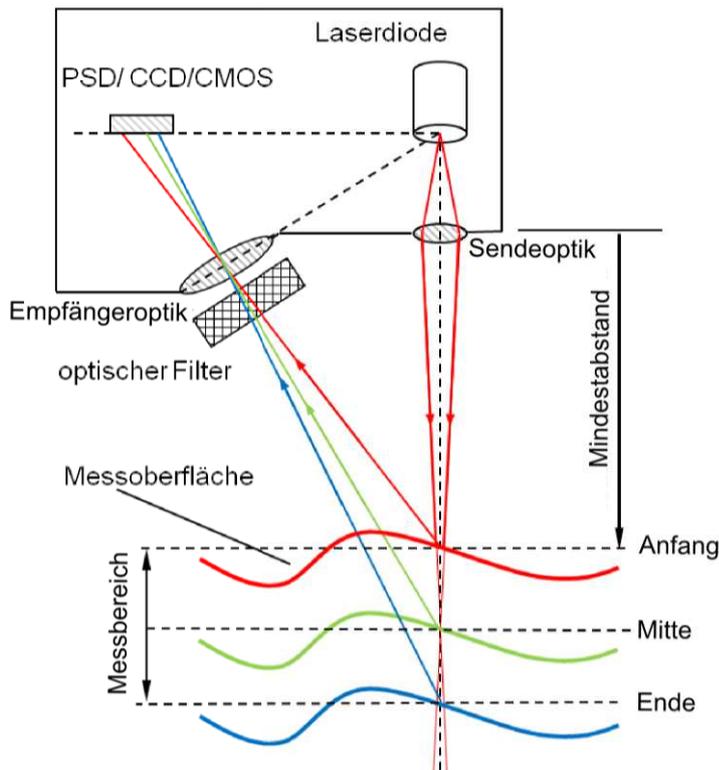
Optische Sensoren und im speziellen auch solche zur Abstandsmessung lassen sich aufgrund des beeinflussten optischen Parameters unterscheiden, wie dies auch in [10] für faser-optische Systeme vorgeschlagen wird.

- Intensität der Strahlung: Intensiometrischer Sensor
- Phase der Strahlung: Interferometer
- Wellenlänge: Spektrometrischer Sensor (nach Bragg), Konfokal chromatischer Sensor
- Laufzeit des Laserstrahls: Pulslaufzeit-Sensor (LiDAR, TOF-Sensor), Phasenlaufzeit-Sensor
- Modulationsfrequenz: Frequenz-Modulation (FMCW Laser Radar, Chirp Modulation)
- Polarisation: Faraday Sensoren
- Position bzw. Richtung der Strahlung: Triangulation, andere geometrische Verfahren (Tangens-Verfahren)

1.2 Optische Sensortypen

1.2.1 Triangulationssensor

Sensoren auf Basis des Triangulationsverfahren sind in der Industrie weit verbreitet und entsprechende Sensorsysteme werden von vielen namhaften Herstellern wie Micro Epsilon, Sick, Waycon, Keyence, usw. vertrieben. Zur Messung der Distanz zwischen Sensor und Messobjekt wird ein Laserstrahl auf das betreffende Messobjekt gerichtet. Üblicherweise wird als Strahlungsquelle eine Halbleiter-Laserdiode mit einer sichtbaren Wellenlänge von 635 nm bis 670 nm verwendet. Damit der Laserstrahl scharf auf dem Messobjekt erscheint, wird dieser mittels einer nachgeschalteten Optik auf den mittleren Messabstand des Sensors fokussiert. Dieser Laserstrahl wird auf der Messoberfläche des Messobjekts idealerweise diffus in alle Richtungen gestreut. Ein Teil dieser reflektierten Laserstrahlung fällt auch auf den schräg zum Sendepfad angeordneten Empfänger, welcher im Sensor integriert ist. Im Empfangspfad selbst wird der reflektierte Laserstrahl von einer Empfängerlinse auf den Fotodetektor fokussiert. Verändert sich nun der Abstand zum Messobjekt, dann verschiebt sich auch die Position des Laserpunktes am Empfänger. Als Detektoren kommen nur Sensorelemente in Frage, die es ermöglichen die Position des Laserpunktes, also die Position der maximalen Intensität, auszuwerten. Verwendet werden analoge Position Sensitive Device (PSD) Elemente, digitale Charge-Couple Device (CCD) bzw. Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS)-Chips, sowie segmentierte Fotodioden.



(a) Aufbau eines Triangulationssensors [16]



(b) Triangulationssensor Serie optoNCDT 2220 (Micro Epsilon) [36]

Abb. 1.1: links Aufbau eines Triangulationssensors, rechts industrielle Ausführung

Über die Position der maximalen Intensität lässt sich mittels folgendem Zusammenhang aus [17] der zu messende Abstand x zum Messobjekt bestimmen.

$$x = \frac{y \cdot \frac{1}{\cos(\alpha)}}{\frac{y}{g} + \tan(\alpha) \cdot \beta} \quad (1.1)$$

Damit der Laserstrahl über den ganzen Messbereich scharf am Detektor abgebildet wird, muss die Bildebene mit dem Sensorelement, wie in Abb. 1.3 dargestellt, um den Winkel δ geneigt werden.

$$\delta = \arctan\left(\frac{\beta}{\tan(\alpha)}\right) \quad (1.2)$$

Diese Anordnung, bei der sich Strahlebene, Linsenebene und Bildebene in einem Punkt schneiden, nennt sich Scheimpflug-Anordnung. Um die Position des Lichtpunktes am geneigten Sensorelement zu ermitteln, muss zuerst mittels Glg. (1.3) der Einfallswinkel ε bestimmt und dieser dann in Glg. (1.4) eingesetzt werden.

$$\varepsilon = \arctan\left(\frac{\frac{x}{g} \cdot \tan(\alpha)}{\frac{1}{\cos(\alpha)} + \frac{x}{g}}\right) \quad (1.3)$$

$$y' = \sin(\varepsilon) \cdot \frac{b}{\cos(\delta - \varepsilon)} \quad (1.4)$$

Ein sehr entscheidender Parameter eines Triangulationssensors ist der Triangulationswinkel α , welcher als Winkel zwischen der Laser- und der Sensorebene definiert ist. Während die Höhenauflösung mit größer werdendem Triangulationswinkel steigt, erhöht dies gleichzeitig die Gefahr von fehlerhaften Messungen aufgrund von Abschattung. Die Größe des Messbereichs verhält sich indirekt proportional zu α . Die laterale Auflösung ist durch den Strahldurchmesser des Lasers auf der Messobjektfläche festgelegt. Für Triangulationssensoren ist prinzipiell zwischen vier Anordnungsmöglichkeiten zu unterscheiden, welche in Abb. 1.2 zusammengefasst sind, wobei die „Reversed Ordinary“-Anordnung am häufigsten verwendet wird.

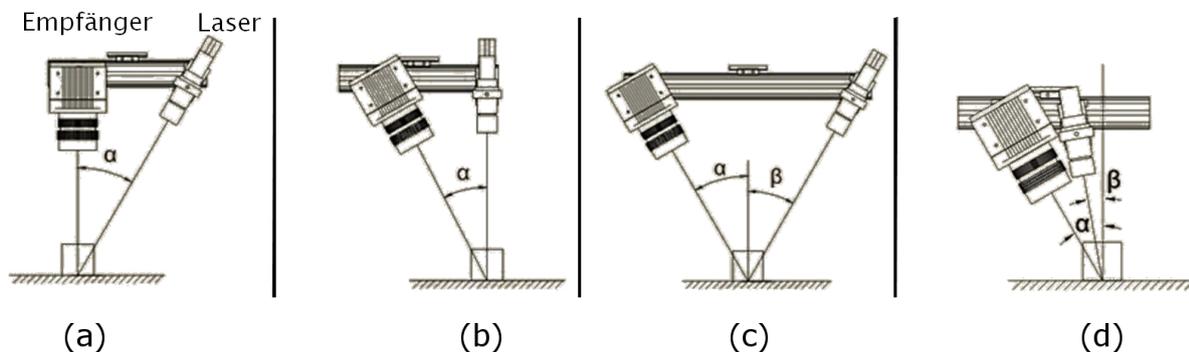


Abb. 1.2: Anordnungsmöglichkeiten des Triangulationssensors: (a) Ordinary, (b) Reversed Ordinary, (c) Specular, (d) Look-away [5]

Eine Weiterentwicklung dieses Sensortyps stellt der Doppeltriangulationssensor dar, der viele bekannte Probleme des herkömmlichen Triangulationssensors wie Abschattung, Totalreflexion und Mehrfachreflexion umgeht (siehe Abb. 1.4). Noch weiter geht die Idee eines rotationssymmetrischen Triangulationssensors mit zentral liegender Strahlquelle und rotationssymmetrischem Empfangspfad, realisiert durch zwei torische Optiken. Dieses Prinzip verhindert, außer im Falle von engen tiefen Löchern und Nuten, eine fehlerhafte Messung aufgrund von Abschattung. Andere in der Automation eingesetzte Sensoren besitzen anstatt eines linienförmigen ein rechteckförmiges Empfangselement, wodurch eine gesamte Höhenkontur in einer Messung erfassbar ist. Eine zusätzliche Beleuchtung mit Weißlicht sowie ein farbbempfindlicher CCD-Chip ermöglichen in der Qualitätssicherung auch die Farberkennung der zu überprüfenden Produkte. (Abb. 1.6)

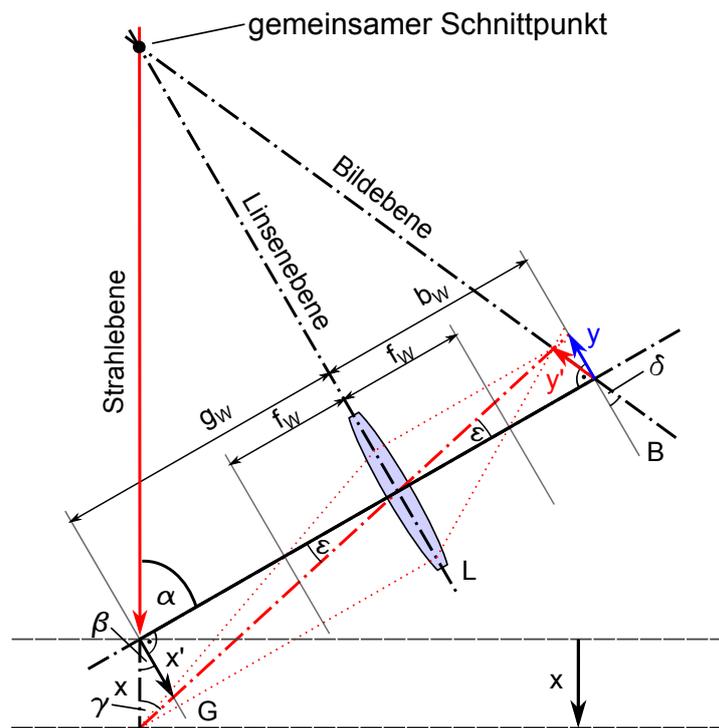


Abb. 1.3: Geometrische Verhältnisse des Triangulationssensors - Scheimpflug-Anordnung [17]

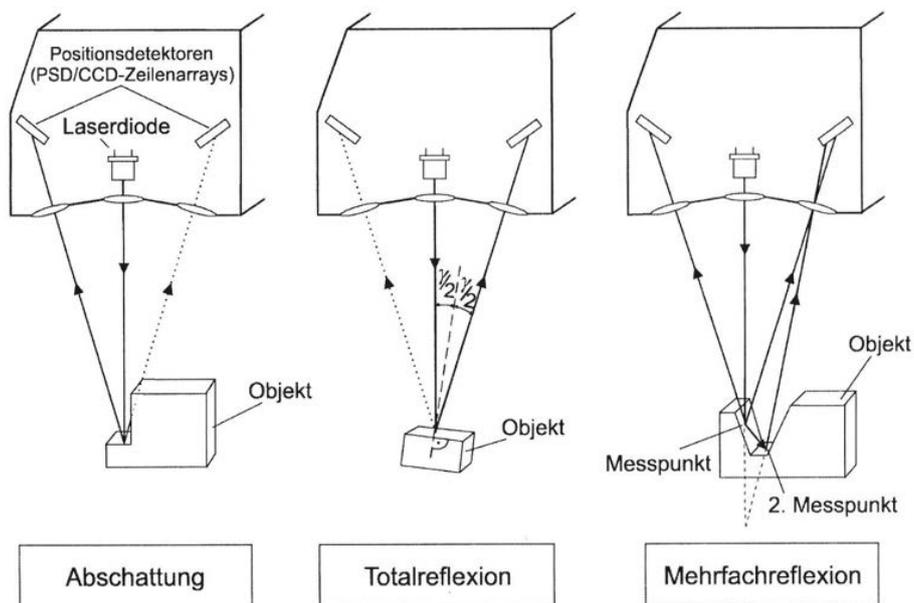


Abb. 1.4: Doppeltriangulation - Verhinderung von Messfehlern [9]

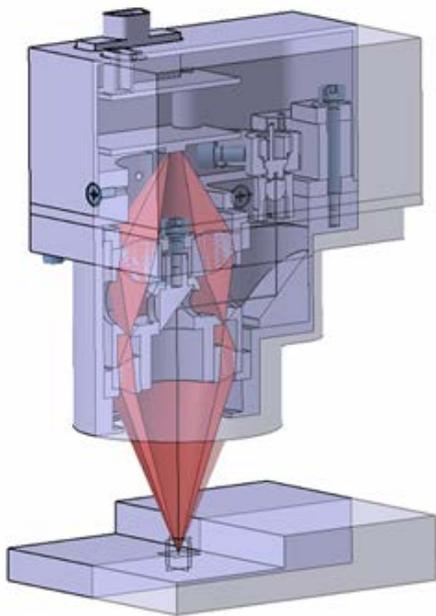


Abb. 1.5: CAD-Design eines rotationssymmetrischen Triangulationssensors [21]

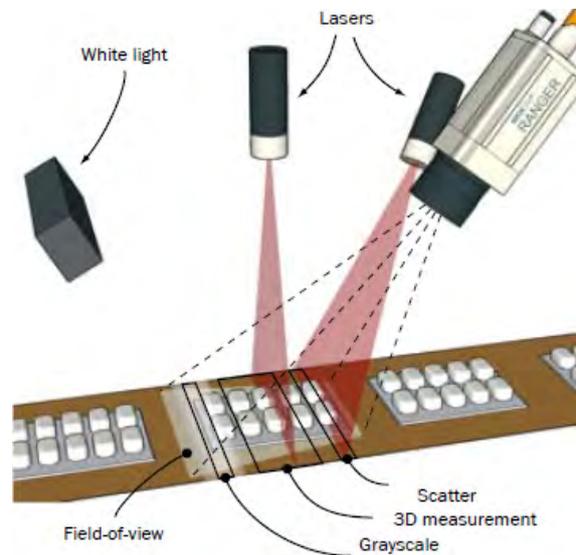


Abb. 1.6: Schema einer kombinierten Farb- und Formmessung (Sick) [55]

1.2.2 Konfokal chromatischer Sensor

Ein konfokal chromatischer Sensor spaltet das Licht einer breitbandigen polychromen Weißlichtquelle durch ein Spezialobjektiv mit möglichst hoher Dispersion auf, wodurch je nach Abstand zum Messobjekt nur eine bestimmte Wellenlänge auf der Messoberfläche scharf fokussiert wird. Eine Blende filtert das reflektierte Licht von der Messoberfläche und lässt weitgehend nur die scharf reflektierte Wellenlänge zurück zum wellenlängensensitiven Detektor. Die scharf reflektierte Wellenlänge hat damit ein deutliches Intensitätsmaximum im Vergleich zu allen anderen Wellenlängen am Detektor. Mittels Spektrometer wird diese Wellenlänge ausgewertet und über eine zuvor durchgeführte Kalibrierung, kann jeder Wellenlänge genau ein Messabstand $x = f(\lambda)$ zugeordnet werden. Zur Ausführung der Optik kommen neben klassischen refraktiven Bikonvexlinsen, auch diffraktive Optiken, sowie zylinderförmige Grin-Linsen zum Einsatz, die flache Stirnflächen besitzen und somit eine weitere Miniaturisierung in Kombination mit Lichtwellenleitern erlauben. Diffraktive Linsen sind dünner als refraktive Linsen bei gleicher Brennweite und erlauben eine höhere longitudinale chromatische Aberration. Als tiefendiskriminierende Blende kann auch einfach die Faserspitze eines Lichtleiters in genau definiertem Abstand zur Optik dienen. In den industriellen Systemen der Firma Micro Epsilon kommen Xenonlampen zum Einsatz, die das notwendige breitbandige Spektrum be-

sitzen. Aufgrund des hohen Miniaturisierungsgrades ist es möglich auch die Mantelfläche von Bohrungen ab einem Durchmesser von 4,5 mm zu vermessen, wobei Sensordurchmesser bis 2 mm nach [22] realisierbar sind. Dieser Sensortyp bietet auch die Möglichkeit spiegelnde oder transparente Medien oder Flüssigkeitsoberflächen zu erfassen, wodurch Anwendungen, wie die Dickenbestimmung von Glas (Abb.1.7) oder eine sehr exakte Füllstandmessung, realisierbar sind. Durch ein zweites Maximum im Spektrum kann die Rückseite eines transparenten Elementes im Strahlengang erkannt werden, wobei bei einer solchen Messung der Brechungsindex n des Messobjekts ebenfalls berücksichtigt werden muss. Ein weiterer Vorteil ist, dass das Messsignal nahezu unabhängig vom zu messenden Material und dessen Oberfläche ist, keine Abschattung auftreten kann und hohe Messzyklen bis 70 kHz möglich sind, wodurch sich ein breiter Anwendungsbereich abdecken lässt. Charakteristisch für dieses Messprinzip sind Messbereiche von wenigen Millimetern bis maximal 30 mm und sowie eine vertikale Auflösung von 10 – 30 nm und eine laterale Auflösung im Bereich von 1 μm .

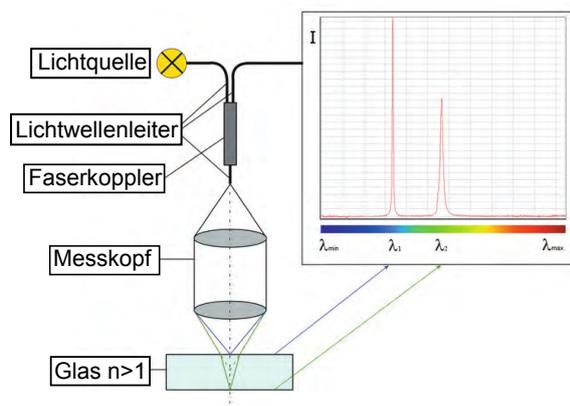


Abb. 1.7: Schema eines konfokal chromatischen Sensors (nach[33])

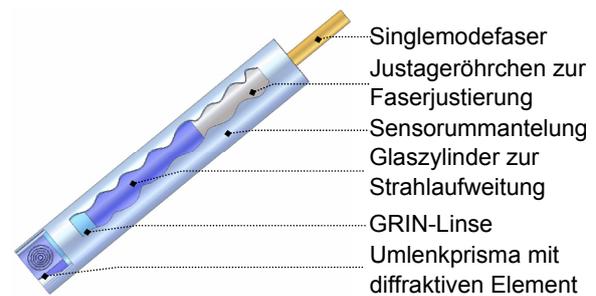
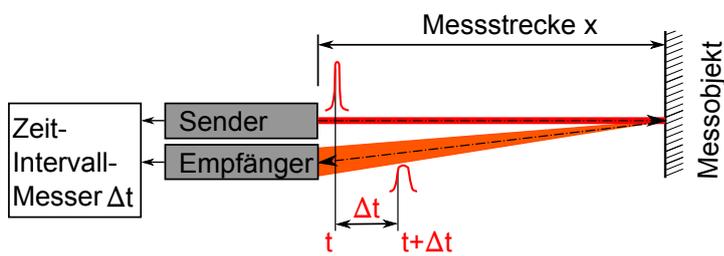


Abb. 1.8: Aufbau eines konfokal chromatischen Sensors (nach [22])

1.2.3 Laufzeitmessung - Pulslaufzeit

Bei der modernen Licht-Laufzeitmessung zur Abstandsbestimmung wird ein kurzer möglichst scharfer Sendeimpuls eines Lasers in Richtung Messobjekt gerichtet. Dabei wird die Zeit zwischen dem Senden des Laserimpulses und dem Empfang des, vom Messobjekt zum Sensor reflektierten, Impulses gemessen. Als Sender fungieren, für Messgeräte vergleichsweise leistungsfähige, Laserdioden, über die ein hoher Impuls im Bereich von etwa 10 ÷ 100 W abgegeben wird. Zum Detektieren des Signals werden hochempfindliche PIN-Fotodioden oder Avalanche-Fotodioden eingesetzt.



(a) Schema eines Lichtlaufzeitsensors



(b) SICK DME5000 [54]

Abb. 1.9: links Schema eines Lichtlaufzeitsensors, rechts industrielle Ausführung

Um eine Entfernung zum Messobjekt von $x = 5 \text{ mm}$ aufzulösen, müssen gemäß Glg.(1.5) sehr geringe Laufzeiten von $\Delta t = 33,3 \text{ ps}$ mit entsprechender Auflösung erfasst werden. Hierbei ist $c_0 = 299.792.458 \text{ m/s} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ die Lichtgeschwindigkeit und n_B der Brechungsindex des Mediums den der Messstrahl durchläuft. Durch Mittelung über mehrere Messergebnisse kann die erzielbare Auflösung erhöht werden, wobei sich dadurch die Messdauer ebenfalls erhöht. Messintervalle im Bereich weniger Millisekunden sind hierbei Stand der Technik.

$$x = f(\Delta t) = \frac{c_0 \cdot \Delta t}{2 \cdot n_B} \quad \Rightarrow \quad \Delta t = \frac{0,005 \text{ m} \cdot 2 \cdot 1,0}{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}} = 33,3 \text{ ps} \quad (1.5)$$

Messungen mit einer solchen Genauigkeit gelingen nur unter Verwendung von hochfrequenten, sehr stabilen, Frequenznormalen. Der grundlegende Aufbau der Auswertelektronik ist in Abb. 1.11 dargestellt.

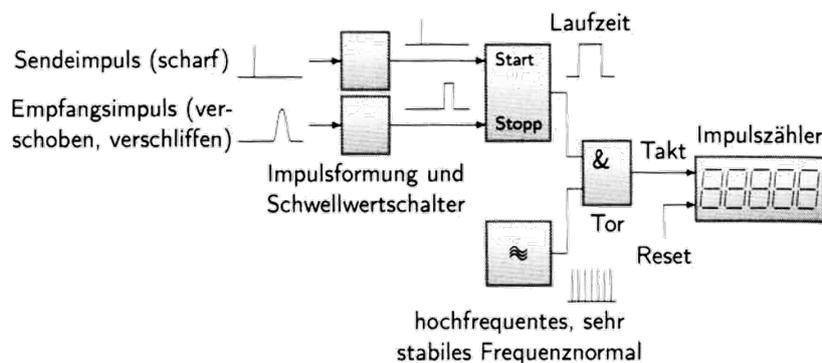


Abb. 1.10: Elektronik eines Lichtlaufzeitsensors [42]

Eine technische Schwierigkeit stellt die Impulsverformung dar, da nur ein verformter Empfangsimpuls am Empfänger ankommt. Sender und Empfänger befinden sich für gewöhnlich in einer gemeinsamen Achse. Für sehr große Abstände $x > 1000 \text{ m}$ wird am Ziel ein Reflektor benötigt, um einen hohen Reflexionsgrad und damit ein Signal ausreichender Lichtintensität am Empfänger sicherzustellen.

1.2.4 Phasenlaufzeit-Sensoren

Phasenkorrelationssensoren umgehen das Problem der sehr schwierigen Bestimmung kurzer Lichtlaufzeiten, indem die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ durch einen sogenannten Phasenkomparator über die Intensität des gesendeten und empfangenen Lichtsignals Ψ_E gebildet wird.

$$\Delta\varphi = \arcsin\left(\frac{\Psi_E}{\Psi_S}\right) \quad (1.6)$$

Zum Einsatz kommen Laserdioden, deren Durchlassstrom mit der Modulationsfrequenz f_m sinus- oder rechteckförmig moduliert wird und so die künstliche Wellenlänge $\lambda_m = \frac{c}{f_m}$ erzeugt.

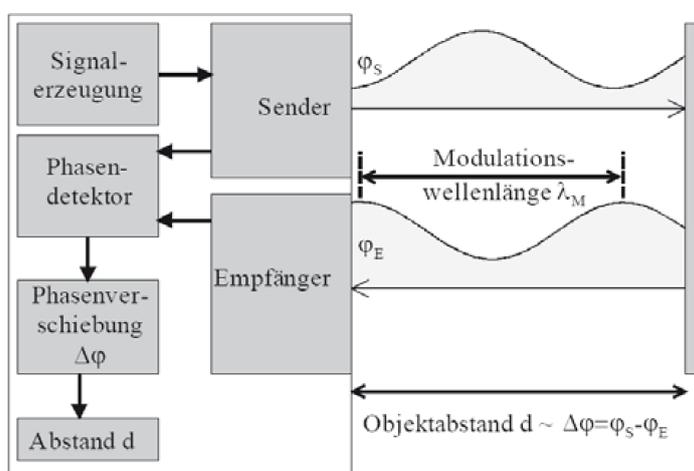


Abb. 1.11: Aufbau eines Phasenlaufzeit-Sensors [20]

Der Zusammenhang zwischen Zeitdifferenz Δt und Phasendifferenz $\Delta\varphi$ lautet

$$\Delta\Phi = \frac{\Delta t}{\Delta\varphi} \cdot 2\pi = \Delta t \cdot 2\pi \cdot f_m. \quad (1.7)$$

Damit ergibt sich der Abstand x zu

$$x = \frac{c_0 \cdot \Delta t}{2} = \frac{\Delta\Phi \cdot c_0}{4\pi \cdot f_m} \quad (1.8)$$

Ist der Messweg größer als die halbe Wellenlänge gemäß $x > \frac{\lambda_m}{2}$ so wird das Ergebnis anhand der gemessenen Phasendifferenz $\Delta\varphi$ mehrdeutig, da die Welle sich mehrere voller Perioden n zwischen Sensor und Messobjekt ausbreiten kann. Die Anzahl voller Perioden n muss daher ebenfalls erfasst werden, um die tatsächliche Phasendifferenz $\Delta\Phi = \Delta\varphi + n \cdot 2\pi$ und somit den Abstand zum Messobjekt x zu ermitteln.

$$x = \frac{(\Delta\varphi + n \cdot 2\pi) \cdot c_0}{4\pi \cdot f_m} \quad (1.9)$$

Um eine eindeutige Lösung zu erhalten, wird in einer ersten Variante die Anzahl voller Perioden n mittels einer zweiten Messung mit einer Wellenlänge λ_2 ermittelt, welche um eine Größenordnung größer ist $\lambda_2 \gg \lambda_1$ als die ursprünglich verwendete Wellenlänge λ_1 . In einer zweiten Variante ändert man die Modulationsfrequenz der zweiten Messung nur um wenige Herz und erhält somit einen großen Absolutmessbereich. Die durch Überlagerung der beiden Wellenlängen entstehende „künstliche“ Wellenlänge ergibt sich zu

$$\Lambda = \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{|\lambda_1 - \lambda_2|}. \quad (1.10)$$

Je näher die beiden Wellenlängen λ_1 und λ_2 beieinander liegen, umso größer wird die „künstliche“ Wellenlänge Λ .

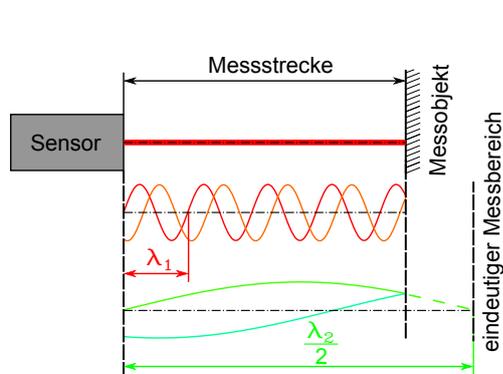


Abb. 1.12: Schema eines Phasenlaufzeit-Sensors

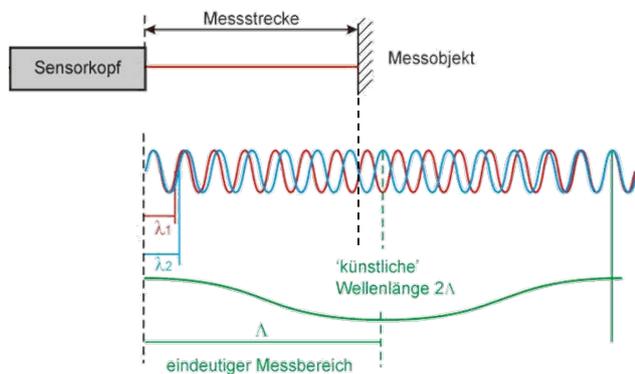


Abb. 1.13: Aufhebung der Mehrdeutigkeit durch Erzeugung einer „künstlichen“ Wellenlänge Λ [32]

In einer dritten Verfahrensvariante wird die aufmodulierte Frequenz ausgehend von kleinen Werten erhöht, dass die Objektentfernung stets ein Vielfaches der aufmodulierten Wellenlänge beträgt. Das bedeutet, die Frequenz wird so gesteuert, dass die gesendete Phase gleich der empfangenen Phase ist. Die variierte bekannte Modulationsfrequenz ist somit ein Maß für den Abstand. Neben harmonischen Signalen werden häufig auch einfacher zu generierende Rechtecksignale eingesetzt.

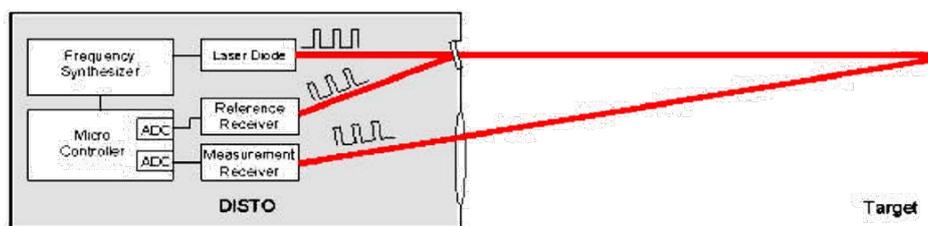


Abb. 1.14: Funktionsweise eines phasenmessenden Abstandssensors der Leica [12]

Da Sender und Empfänger, wie bei der Laufzeitmessung, wieder auf einer gemeinsamen Achse liegen, gibt es keinen Abschattungseffekt. Nachteilig bei Phasenkorrelationsensoren ist, dass aufgrund kontinuierlich auftretender Laserstrahlung bei gleicher Lasersicherheit nur geringere Leistungen im Vergleich zu gepulst betriebenen Lasern zulässig sind. Ein weiterer Nachteil sind Phasenverzerrungen, die bei geeigneten Messoberflächen auftreten können. Um ein phasenproportionales Gleichspannungssignal zu erhalten, werden zur Phasendifferenzmessung sogenannte Lock-In-Verstärker eingesetzt.

1.2.5 FMCW Laser Radar

Beim FMCW Laser Radar wird die Frequenz des ausgesendeten Signals kontinuierlich linear im Verhältnis $\frac{\Delta T}{\Delta F}$ moduliert. Diese Art der Modulation nennt sich auch Chirp und kann z.B. mit einem Funktionsgenerator erzeugt werden. Durch Vergleich der Frequenz des ausgesendeten und des empfangenen Signals Δf kann die Distanz x mit c_0 ermittelt werden.

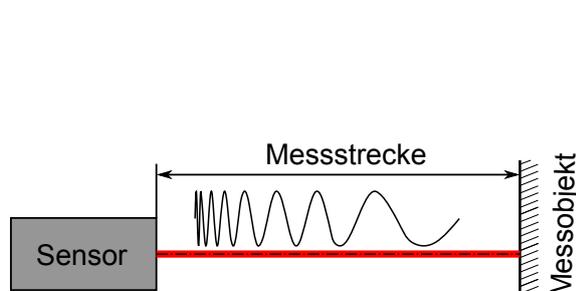


Abb. 1.15: Schema eines FMCW-Laserradars

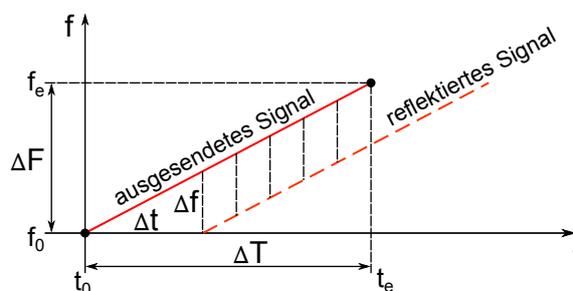


Abb. 1.16: Signal eines FMCW-Laserradars

$$x = \frac{c_0 \cdot \Delta t}{2} \quad (1.11)$$

$$\Delta t = \frac{\Delta T}{\Delta F} \cdot \Delta f \quad (1.12)$$

$$x = \frac{c_0 \cdot \Delta T}{2 \cdot \Delta F} \cdot \Delta f \quad (1.13)$$

Der maximale eindeutige Messbereich x_{max} ist gegeben durch

$$x_{max} = \frac{c_0 \cdot \Delta T}{2} \quad (1.14)$$

Das Mehrdeutigkeitsproblem kann dadurch umgangen werden, dass die Periodendauer ΔT des Sweep-Signals entsprechend groß gewählt wird. Zur Ermittlung des Frequenzunterschiedes Δf ist es sinnvoll das Spektrum des empfangenen und des gesendeten Signals mittels Fast Fourier Transformation (FFT) zu betrachten, was eine leistungsfähige Recheneinheit im Sensor erforderlich macht. Die Auflösung dieses Verfahrens ist abhängig von der Frequenzstabilität des Senders sowie der Auflösung des FFT-Analysators.

1.2.6 Interferometer

Interferometer sind die genauesten bekannten Messgeräte zur Längenmessung bis zu einer Auflösung von 1 nm. Sie basieren auf dem zuerst von Michelson entwickelten Michelson-Interferometer, welches den Wellencharakter des Lichtes ausnutzt. Dabei wird der kohärente Laserstrahl mittels eines Strahlteilers in zwei Teilbündel aufgeteilt und in die beiden Interferometerarme gelenkt. Die beiden Teilstrahlen durchlaufen danach den Referenzpfad sowie den Messabstand und werden dann, jeweils von einem Tripelspiegel oder einem Reflektor am Messobjekt, zum Strahlteiler reflektiert. Dort überlagern sich die beiden Teilstrahlen kohärent, sie interferieren und werden weiter zum Fotodetektor gelenkt, der die überlagerte Lichtintensität erfasst. Am Detektor entsteht ein ringförmiges, sich wiederholendes Interferenzmuster. Kompakte Systeme wie sie z.B. von den Firmen Renishaw oder Lumphos vertrieben werden, vereinen die kohärente Laserlichtquelle, den Strahlteiler, den fixen Spiegel des konstanten Referenz-Interferometerarms und den Fotodetektor in einem gemeinsamen Gehäuse. Der variable Interferometerarm, der aus dem Sensor führt, enthält den eigentlichen Messabstand x zwischen Sensor und Messobjekt. Als Einschränkung gilt, dass am Messobjekt für viele übliche Systeme ein Spiegel oder Reflektor angebracht werden muss.

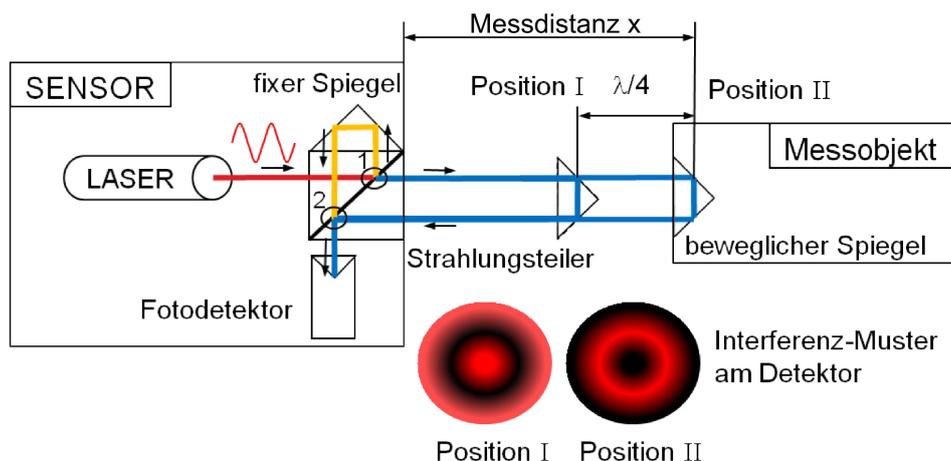


Abb. 1.17: Schema eines Interferometers: (1) Strahlaufteilung, (2) Interferenzpunkt

Konstruktive Interferenz, bei der im Detektor die maximale Lichtintensität $\Psi_E = 2 \cdot \Psi_S$ empfangen wird, entsteht, sobald der Wegunterschied des Lasers zwischen den beiden Interferometerarmen ein geradzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge $\frac{\lambda}{2}$ ausmacht. Im Gegenzug kommt es zur destruktiven Interferenz, bei der im Detektor die minimale Lichtintensität $\Psi_E \approx 0$ empfangen wird, sobald der Wegunterschied des Lasers zwischen den beiden Interferometerarmen ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge $\frac{\lambda}{2}$ ausmacht. Bei Verschiebung des beweglichen Spiegels um Δx erhält man somit ein, mit der Spiegelverschiebung $\Delta x = \frac{\lambda}{2}$, periodisches Intensitätssignal Ψ_E am Detektor, das sich mit Hilfe von Glg. (1.15) ausdrücken lässt. Hierbei ist $\Delta\phi$ die Phasendifferenz, m_i ist die Anzahl

der ganzzahligen Verschiebungen um $\frac{\lambda}{4}$, k der Zwischenwert eines Hell-/Dunkelüberganges.

$$\begin{aligned} \Psi_E &= \Psi_S \cdot (1 + \cos(\Delta\varphi)) \\ \Delta\varphi &= \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \Delta x; & m_i \in \mathbb{Z} = \{\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\} \\ \Delta x &= \frac{\lambda}{4} \cdot m_i + \frac{\lambda}{4} \cdot k; & 0 < k < 1 \end{aligned} \quad (1.15)$$

Man erhält durch Zählen der Anzahl an Hell-/Dunkelübergängen m am Detektor ein inkrementelles Abstandsmessfahren mit einer Auflösung von $\Delta x = \frac{\lambda}{4}$. Wertet man zusätzlich die Intensität zwischen einem Maxima und Minima aus, kann eine noch höhere Auflösung erzielt werden. Um eine vorzeichenrichtige Messung zu erhalten wird ein komplexerer Aufbau mit mindestens einem zusätzlichen Empfänger notwendig, wie dies z.B. bei einem Heterodyninterferometer ausgeführt ist. Für eine absolute Abstandsmessung werden abgeleitete Verfahrensvarianten mit einer zweiten Laserfrequenz benötigt (siehe Kap. 1.2.4).

1.2.7 Schattenwurf-/Thru-Beam-Verfahren

Beim Schattenwurfverfahren wird ein Parallelstrahlenbündel, das z.B. durch Aufweiten eines Laserstrahls mittels externer Linse gewonnen wird, auf ein Objekt gerichtet und dessen Schattenwurf auf einem zeilen- oder flächenförmigen Empfängerelement abgebildet. Durch Ermittlung des Hell-/ Dunkelüberganges auf dem Empfänger kann die Silhouette eines Objektes, das sich im Strahlengang befindet, ermittelt werden. Die Genauigkeit ist dabei durch den Pixelabstand des Empfänger-Elementes gegeben, kann jedoch laut [19], durch Auswertung des Helligkeitsverlaufs im Bereich der Kanten, auf ca. 1/10 des Pixelabstandes erhöht werden. Die Hersteller Hamamatsu und Sony bieten CCD- und CMOS-Zeilensensoren mit Pixelabständen von $4 \div 50 \mu\text{m}$ an.

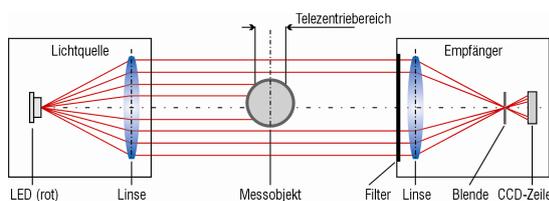


Abb. 1.18: Schattenwurfverfahren - Funktionsweise der Serie OptoControl (Micro Epsilon) [53]

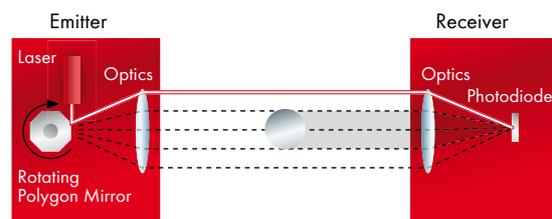


Abb. 1.19: Schattenwurfverfahren - Funktionsweise der Serie Metis (LAP) [29]

Während das in Abb. 1.18 dargestellte Laser-Mikrometer der Serie OptoControl der Fa. Micro Epsilon nach dem oben genannten Prinzip arbeitet, wird bei Sensoren der Serie Metis der Fa. LAP, wie in Abb. 1.19 gezeigt, ein Laserstrahl parallel über das Objekt geführt und dabei die Zeit gemessen, in der der gegenüberliegende Empfänger durch das Messobjekt abgeschattet

wird. Das Schattenwurf-Verfahren lässt sich vorteilhaft im Produktionsprozess einsetzen und findet auch häufig Anwendung bei der Vermessung von rotationssymmetrischen Teilen.

1.3 Vergleich der optischen Sensorsysteme

Abb. 1.20 zeigt eine Gegenüberstellung der in dieser Arbeit vorgestellten Messprinzipien in Bezug auf Messbereich und Genauigkeit.

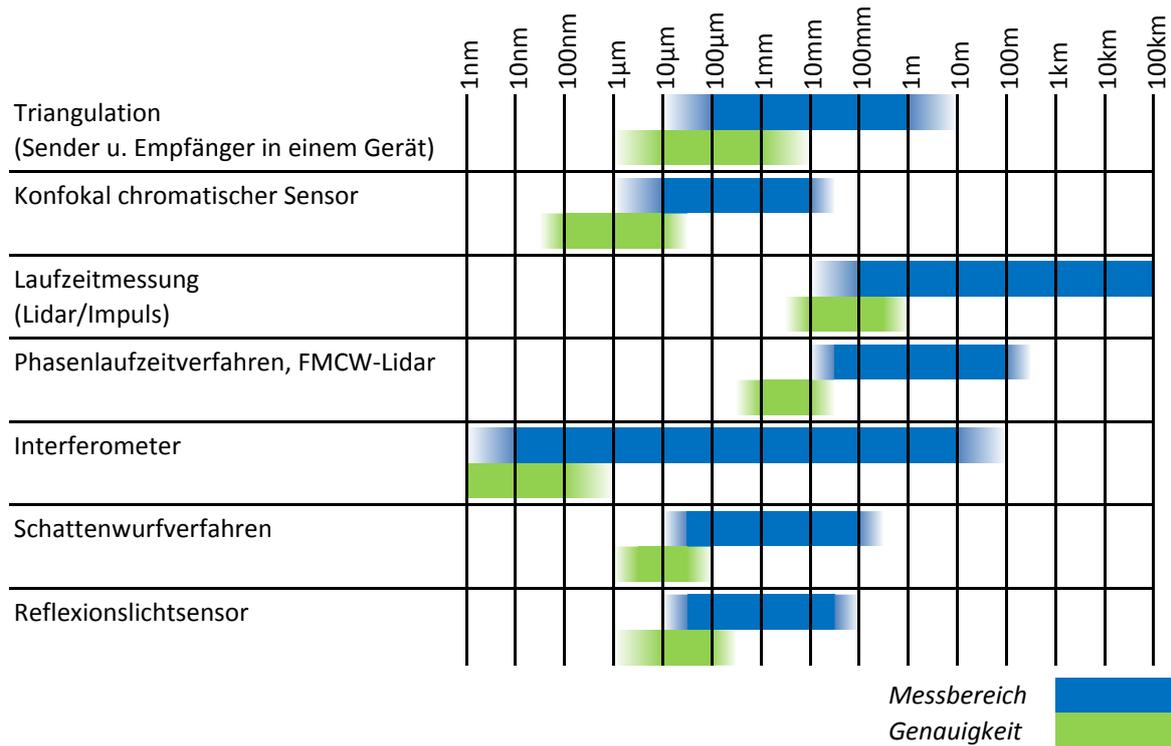


Abb. 1.20: Vergleich ausgesuchter optischer Abstandsmessverfahren

Aufgrund des Messbereichs der Auflösung sowie der Funktionsweise des Messprinzips eignen sich zur Messung eines Lagerspaltes nun folgende Prinzipien:

- Triangulationsprinzip,
- Chromatisch konfokales Verfahren,
- Schattenwurfverfahren und das
- Reflexionslichtprinzip.

Zur Weiterentwicklung im Zuge dieser Arbeit wurde das Messprinzip eines Reflexionslichtsensors gewählt.

2 Aufbau des entwickelten Sensors

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein sogenannter „Smart Sensor“ entwickelt. Für den zu entwickelnden Sensor wurde das Reflexionslichtprinzip Reflexionslichtsensors gewählt, der auf Basis des intensimetrischen Sensorprinzips arbeitet. Das genutzte physikalische Messprinzip ist in Abb. 3.8 dargestellt. Die Funktion beruht darauf, dass die Strahlungsintensität $\Psi(\varphi)$, die von einer LED abgestrahlt und vom Messobjekt auf eine Fotodiode reflektiert wird, über den von der Fotodiode generierten Sperrstrom I_S gemessen wird. Dieser letztendlich erfasste Fotostrom I_S ist vom Abstand des Sensors x zum Messobjekt abhängig. Mit diesem Verfahren ist eine hohe Messwertauflösung bei gleichzeitig hoher Bandbreite und geringer Baugröße möglich. Ein großer Vorteil gegenüber weit verbreiteten Typen wie Triangulations- oder Wirbelstromsensoren ist, dass diese sehr stromsparend sind und diese vergleichsweise kostengünstig aufgebaut werden können. Als größter Nachteil, speziell bei Abstandsmessungen zu bewegten Objekten hin, gilt die Abhängigkeit der gemessenen Intensität vom Reflexionsgrad, sowie von der Beschaffenheit der Messobjektoberfläche.

Der Sensor ist aus folgenden funktionalen Einheiten aufgebaut (Abb. 2.1):

- LED mit Konstantstromquelle als LED-Treiber
- Fotodiode mit Transimpedanzverstärker
- analoger Differenzverstärker
- analoges Ausgangsfilter (Antialiasing Filter)
- Mikrocontroller
 - Analog-Digital-Wandler (A/D-Wandler)
 - Kennfeld (Lookup-Tabelle kurz LUT)
 - Signalverarbeitung und -weiterleitung
- CAN-Transceiver

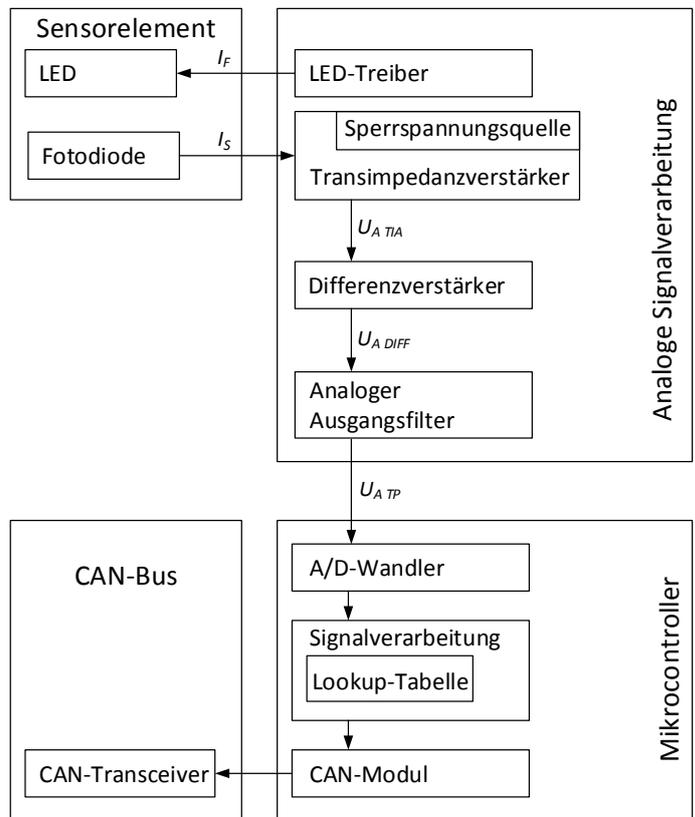


Abb. 2.1: Messkette des entwickelten Sensors

3 Analytisches optisches Modell

3.1 Optischer Aufbau des Sensors

Die in nachfolgendem Kapitel geschilderten optischen Grundlagen und Gleichungen wurde aus den Lehrbüchern [19], [20], [48] und [65] entnommen. Die beiden Hauptkomponenten eines kompakten Reflexionslichtsensors sind eine LED und eine Fotodiode, deren Wellenlängenbereiche (Emissionsspektrum der LED und spektrale Empfindlichkeit der Fotodiode) aufeinander abgestimmt und in einem gemeinsamen Gehäuse verbaut sind. Die Position zueinander sowie die Ausrichtung der optischen Achsen sind für die als Sender fungierende LED und die als Empfänger notwendige Fotodiode über das Gehäuse festgelegt.



Abb. 3.1: HSDL-9100 (Fa. Avago) [6]

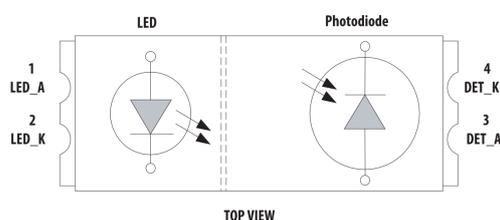


Abb. 3.2: Bauteilanordnung HSDL-9100 (Fa. Avago) [6]

Innerhalb der Gruppe der Reflexionslichtsensoren gilt es zwei Arten von Sensortypen zu unterscheiden, und zwar den Reflexionslichtsensor mit biaxialer Optik, auch Doppellinsensystem genannt, sowie einen Sensor mit Autokollomationsoptik. Der Unterschied ist in Abb. 3.3 dargestellt. Aufgrund eines Strahlteilers sind bei der Autokollomationsoptik der Strahlengang der Sende- und Empfangsoptik außerhalb des Sensors ident, wodurch es keinen, über die Distanz variablen, Einfallswinkel φ und somit auch keinen Nahbereich im Nutzsignal gibt. Der Strahlteiler verringert jedoch auch die Strahlungsleistung am Empfänger um 50%. Aufgrund der in der vorausgegangenen Arbeit [16] ermittelten Ergebnisse und den sehr positiven Erfahrungen wurden für den Aufbau des optischen Abstandssensors der Näherungssensor HSDL-9100 der Fa. Avago gewählt. Der Reflexionslichtsensor HSDL-9100 verfügt neben einem sehr guten Preis-/Leistungsverhältnis auch über eine geringe Baugröße und eine Fotodiode als Fotodetektor, anstatt wie allgemein üblich einen Fototransistor. Die Funktionsweise eines solchen Reflexionslichtsensors ist in Abb. 3.8 dargestellt. Zwischen Sende- und Empfangsseite muss eine optische Barriere vorhanden sein, damit nur Strahlung am Detektor ankommt, die vom Messobjekt reflektiert wurde. Die abgestrahlte Leistung der LED Φ_{LED} kann nach [19] gemäß

$$\Phi_{LED} = \eta_{ext} \cdot \frac{W_{Ph}}{e_L} \cdot I_F = \eta_{ext} \cdot \frac{h \cdot c}{e_L \cdot \lambda} \cdot I_F \quad (3.1)$$

angegeben werden und ist linear vom Durchlassstrom I_F durch die LED abhängig. In Glg. (3.1) steht η_{ext} für den externen Quantenwirkungsgrad der spezifischen LED, e_L für die Elementar-

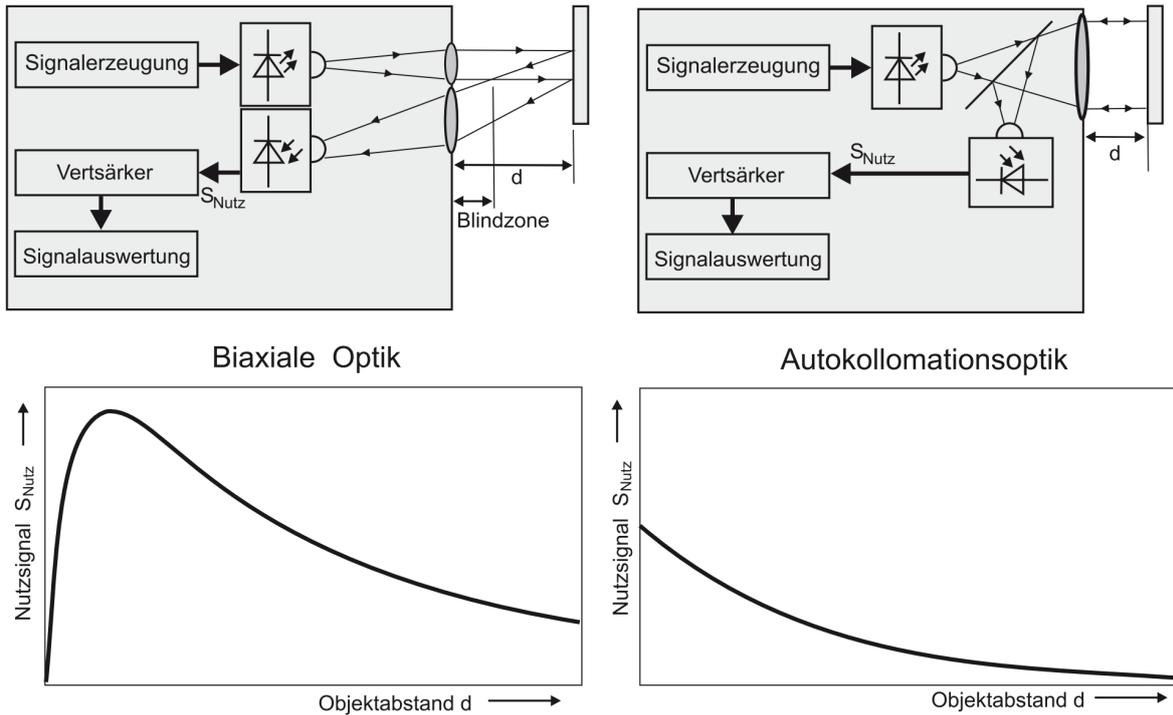


Abb. 3.3: Schematische Darstellung des Strahlenverlaufs und des Nutzsignalverlaufs am Empfänger für die biaxiale Optik und die Autokollimationsoptik [20]

ladung in Coulomb und W_{Ph} für die Energie der abgestrahlten Photonen in J. Die Energie eines Photons kann wiederum über die Planck'sche Konstante h , die Vakuum-Lichtgeschwindigkeit c_0 und die Wellenlänge der Strahlung λ ausgedrückt werden. Somit ist auch die an der Fotodiode empfangene Strahlungsleistung linear vom Durchlassstrom I_F abhängig. Zwischen der Strahlungsleistung und der Strahlungsintensität gilt die Beziehung

$$\Phi_{LED} = \int_{\Omega} \Psi(\varphi) \cdot d\Omega. \quad (3.2)$$

Integriert man die Strahlungsintensität $\Psi(\varphi)$ über dem Raumwinkel Ω ($[\Omega] = sr$), erhält man die abgestrahlte Leistung. Vereinfacht kann man nach [20] die Strahlungsleistung der LED Φ_{LED} mit

$$\Phi_{LED} \approx \Psi(0) \cdot \Omega. \quad (3.3)$$

angeben. Die von der Fotodiode empfangene Strahlleistung Φ_{FD} ist bei konstanter Strahldichte linear von der aktiven Fläche der Fotodiode im Kegel der reflektierten LED-Strahlung abhängig. Um die gesamte, von der Fotodiode, aufgenommene Leistung zu ermitteln, muss die Strahldichte $L(\varphi, A_2)$ über den gesamten Detektor aufintegriert werden.

$$\Phi_{FD} = \int_{\Omega} \int_{A_2} L(\varphi, x, y) \cdot dA_2 d\Omega \quad (3.4)$$

Der generierte Fotostrom $I_{PH} \approx I_S$ der Fotodiode, der in Sperrrichtung fließt, ist proportional zur empfangenen Strahlungsleistung Φ_{FD} .

$$I_{PH} = S_\lambda \cdot \Phi_{FD} \quad (3.5)$$

Der Zusammenhang zwischen Strahlungsleistung Φ_{FD} und Fotostrom I_{PH} ist durch die wellenlängenabhängige spektrale Empfindlichkeit S_λ ($[S_\lambda] = A/W$) der spezifischen Fotodiode festgelegt.

$$S_\lambda = \frac{e_L \cdot \eta(\lambda)}{W_{Ph}} = \frac{e_L \cdot \eta(\lambda)}{h \cdot c_0} \cdot \lambda \quad (3.6)$$

Eine sehr einfache Abstrahlcharakteristik, welche die Winkelabhängigkeit der Strahlungstärke bzw. Strahlungsintensität $\Psi(\varphi)$ bei konstanter Strahldichte L beschreibt ist ein Lambert'scher Strahler. Bei diesem ist die Strahlungsintensität $\Psi(\varphi)$ proportional zum Produkt der normal zur Fläche abgestrahlten Strahlungsintensität $\Psi(0)$ und dem Kosinus des Winkels φ zwischen Strahlungsrichtung und der Flächennormalen der Fläche A der Strahlungsquelle.

$$\Psi(\varphi) = \Psi(0) \cdot \cos(\varphi) \quad (3.7)$$

Blickt man unter dem Winkel φ auf den Lambert'schen Strahler der Fläche A , dann besitzt die sichtbare Projektion der Fläche die effektive Größe A_φ .

$$A_\varphi = A \cdot \cos(\varphi) \quad (3.8)$$

Die Strahldichte ist per Definition der Quotient aus Strahlintensität $\Psi(\varphi)$ und der Projektion der Sendefläche auf eine Ebene senkrecht zur Betrachtungsrichtung.

$$L(\varphi) = \frac{\Psi(\varphi)}{A(\varphi)} = \frac{\Psi(0)}{A} \quad (3.9)$$

Nach 3.9 gilt somit für einen Lambert'schen Strahler die Unabhängigkeit der Strahldichte vom Betrachtungswinkel φ gemäß $L(\varphi) = L(0) = \text{konst.}$, wie man auch in Abb. 3.6 erkennt. Für die von der LED abgestrahlte Strahlungsleistung Φ_{LED} , muss, wie auch für alle anderen Energiegrößen, welche sich im Raum ausbreiten, das quadratische Abstandsgesetz gelten. Dieses sagt aus, dass die Strahlungsintensität (Leistung pro Steradian W/sr) mit dem Abstand zum Quadrat, also mit $\frac{1}{x^2}$ abnimmt. Somit verringert sich die Strahlungsintensität Ψ gemäß 3.11 bei Abstandsverdopplung auf $\frac{1}{4}$ des Ausgangswertes.

$$\Psi(x) \propto \frac{1}{x^2} \quad (3.10)$$

$$\Psi(x_2) = \Psi(x_1) \cdot \left(\frac{x_1}{x_2}\right)^2 \quad (3.11)$$

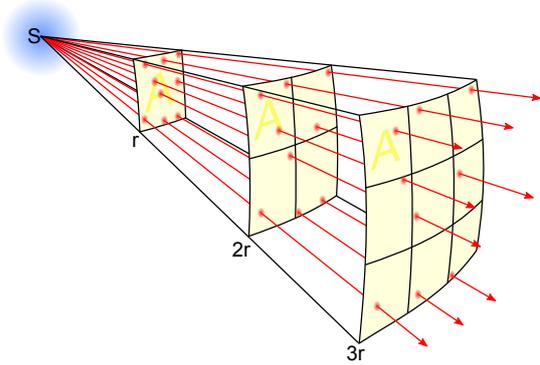


Abb. 3.4: Quadratisches Abstandsgesetz für Energiegrößen (aus [68])

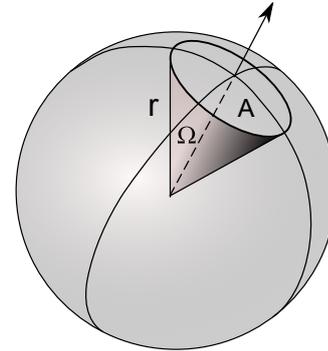


Abb. 3.5: Definition des Raumwinkels (aus [69])

Das quadratische Abstandsgesetz findet sich auch in der Definition des Raumwinkels in Steradian nach 3.12 wieder.

$$\Omega = \frac{A}{r^2} \cdot \Omega_0, \quad \Omega_0 = 1sr = 1 \frac{m^2}{m^2} \quad (3.12)$$

Möchte man die übertragene Strahlungsleistung einer strahlenden Fläche A_1 auf eine zweite Fläche A_2 im Abstand r ermitteln, kann das photometrische Grundgesetz

$$d^2\Phi = L \frac{dA_1 \cdot \cos(\varphi_1) \cdot dA_2 \cdot \cos(\varphi_2)}{r^2} \cdot \Omega_0 \quad (3.13)$$

verwendet werden. Um die gesamte Strahlungsleistung Φ zu ermitteln, muss man über die gesamte Fläche von Sender A_1 und Empfänger A_2 und den Raumwinkel des Strahlenkegels integrieren.

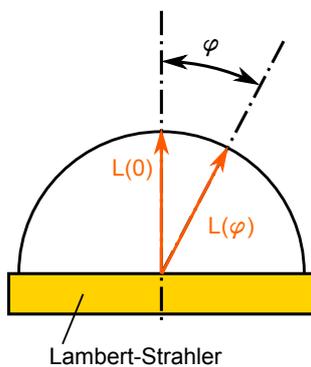


Abb. 3.6: Strahldichte eines Lambert'schen Strahlers

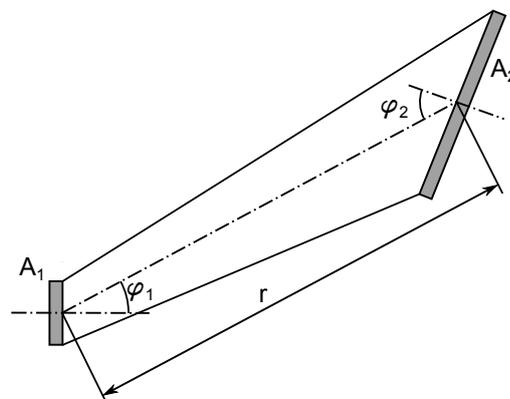


Abb. 3.7: Strahlenkegel, der vom Sender mit der Fläche A_1 auf den Empfänger der Fläche A_2 fällt

3.2 Analytische Modellbildung

Um eine einfache Aussage über die Form der Abstandskennlinie zu erhalten, benötigt man lediglich ein analytisches Modell, das die wichtigsten Parameter des Strahlenganges enthält. Ein solches Modell findet sich auch in [7]. Die Geometrie des Modells ist in Abb. 3.8 dargestellt.

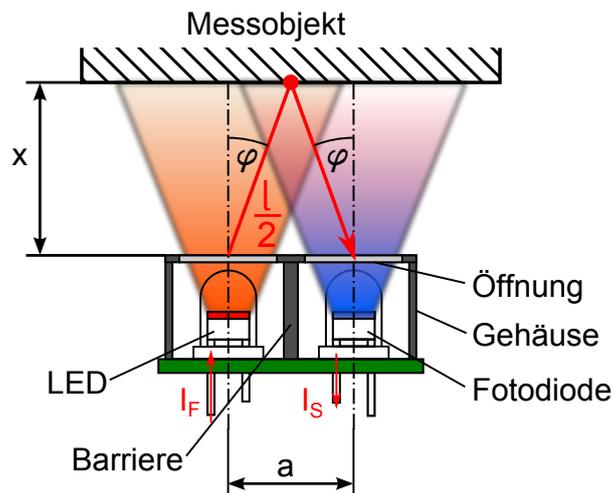


Abb. 3.8: Reflexionslichtsensor - optischer Pfad

Vorerst geht man vereinfachend davon aus, dass die LED sowie die Richtcharakteristik einem Lambert'schen Strahler folgt. Die Reflexionsfläche des Messobjekts wird als paralleler, zum Sensor verlaufender Spiegel, im Abstand x mit Reflexionsgrad ρ angenommen. Dies führt nach [7] im Gegensatz zur Annahme einer Lambert'schen Oberfläche auf einen analytischen Ausdruck. Der mittlere Strahlengang der Länge l von der LED zur Fotodiode ist in Abb. 3.8 rot dargestellt.

$$l^2 = a^2 + 4 \cdot x^2 \quad (3.14)$$

Für den Reflexionswinkel φ gilt

$$\tan(\varphi) = \frac{a}{2 \cdot x}. \quad (3.15)$$

Ausgehend von einer Abstrahlcharakteristik der LED und einer Richtcharakteristik der Fotodiode gemäß einem Lambert'schen Strahler Glg. (3.16), geht der Ausdruck $\cos(\varphi)$ quadratisch in die Gleichung Glg. (3.17) ein.

$$\Psi_{LED}(\varphi) = \Psi_{LED}(0) \cdot \cos(\varphi) \quad \Psi_{FD}(\varphi) = \Psi_{FD}(0) \cdot \cos(\varphi) \quad (3.16)$$

Die Strahlungsintensität Ψ_{FD} , die auf die Fotodiode wirkt, kann ausgehend vom photometri-

schen Grundgesetz Glg. (3.13) berechnet werden.

$$\Psi_{FD}(\varphi) = \Psi_{LED}(0) \cdot \rho \cdot \frac{\cos^2(\varphi)}{a^2 + 4 \cdot x^2} \quad (3.17)$$

Mit Glg. (3.15) kann man für $\cos^2(\varphi)$ folgenden Ausdruck herleiten.

$$\cos^2(\varphi) = \frac{4 \cdot x^2}{a^2 + 4 \cdot x^2} \quad (3.18)$$

Durch Einsetzen von Glg. (3.18) in Glg. (3.17) erhält man

$$\Psi_{FD}(\varphi) = \Psi_{LED}(0) \cdot \rho \cdot 4 \cdot \frac{x^2}{(a^2 + 4 \cdot x^2)^2}. \quad (3.19)$$

Die auf die Fotodiode wirkende Strahlungsintensität Ψ_{FD} ist multipliziert mit der spektralen Empfindlichkeit S_λ sowie der aktiven Fläche der Fotodiode A_{FD} , direkt proportional zum an der Fotodiode gemessenen Sperrstrom I_S .

$$I_S \sim \Psi_{FD}(\varphi) \cdot \underbrace{S_\lambda \cdot A_{FD}}_{K_{FD}} \quad (3.20)$$

Die abgestrahlte Strahlungsintensität der LED $\Psi_{LED}(0)$ ist direkt proportional zum Produkt aus externem Quantenwirkungsgrad η_{ext} , einer von der LED abhängigen Konstanten k_{LED} und dem Durchlassstrom I_F .

$$\Psi_{LED}(0) \sim I_F \cdot \underbrace{\eta_{ext} \cdot k_{LED}}_{K_{LED}} \quad (3.21)$$

Über die abgestrahlte Leistung der LED $\Phi_{LED}(I_F, \lambda)$, den externen Quantenwirkungsgrad η_{ext} und die spektrale Empfindlichkeit der Fotodiode S_λ sind keine Daten vorhanden und eine experimentelle Ermittlung ist nur mit aufwendigen, teuren Messmitteln wie einer Ulbrichtkugel und einem Fotodioden-Vergleichsnormale bekannter Quanteneffizienz möglich. Vereinfachend wurden daher die beiden optische Konstanten K_{LED} und K_{FD} eingeführt, welche den Zusammenhang zwischen den Strahlungsintensitäten Ψ_{LED} und Ψ_{FD} sowie den dazugehörigen Strömen I_{LED} und I_{FD} herstellen. Somit erhält man die folgende Gleichung, welche die zuvor genannten Zusammenhänge zwischen elektrischer und optischer Domäne für dieses einfache Modell zusammenfasst:

$$I_S = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot 4 \cdot \frac{x^2}{(a^2 + 4 \cdot x^2)^2}. \quad (3.22)$$

Aufgrund der zuvor genannten unbekanntenen Parameter, können die in Abb. 3.9 dargestellten Funktionen nur rein qualitativ wiedergegeben werden. Daher wurden die über Glg. (3.22)

ermittelten Werte unter Auslassung der unbekannt Parameter gebildet und diese im Anschluss normiert. Die mit der analytischen Beziehung Glg. (3.19) gewonnene Abstandskennlinie ist in Abb. 3.9 dargestellt. Durch Ableitung von Glg. (3.19) nach dem Abstand x erhält man die Position des Maximums x_{max} :

$$\frac{dI_{FD}}{dx} = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot 8x \cdot \frac{a^2 - 4x^2}{(a^2 + 4 \cdot x^2)^3} = 0, \quad \implies \quad x_{max} = \frac{a}{2}. \quad (3.23)$$

Die in Abb. 3.9 dargestellte Kennlinie stimmt in der Form qualitativ sehr gut mit dem gemessenen Kennlinienverlauf überein. Weitere Kennlinien bei Variation zusätzlicher geometrischer Parameter von optischen Reflexionslichtsensoren finden sich in [23]. Der mit Glg. (3.23) ermittelte Ort des optischen Maximums x_{max} liegt jedoch unter dem experimentell ermittelten Wert. Man erkennt sehr gut die beiden Arbeitsbereiche, die durch das optische Maximum getrennt sind. Dieses optische Maximum entsteht durch zwei Effekte mit entgegengesetzter Wirkung auf den optischen Pfad:

- Einfallswinkel φ :
Der Einfallswinkel φ wird mit verringerter Distanz x zwischen Messobjekt und Sensor immer größer, wodurch sich die auf der Fotodiode ankommende Strahlungsleistung verringert.
- Länge des optischen Pfades l :
Die Länge des optischen Pfades l wird mit verringerter Distanz x zwischen Messobjekt und Sensor kleiner, wodurch sich die auf die Fotodiode wirkende Strahlungsleistung erhöht.

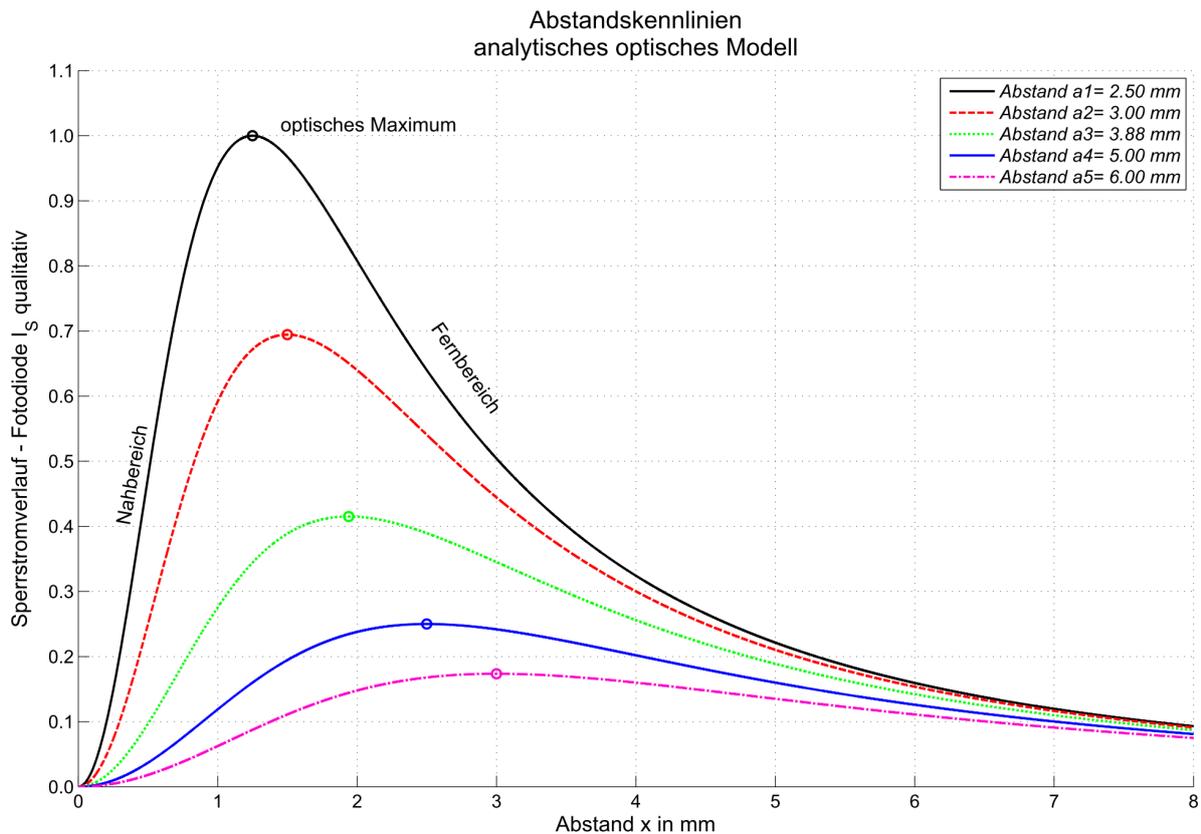


Abb. 3.9: Analytisch gewonnene Abstandskennlinie bei Variation des Abstandes a zwischen LED und Fotodiode (normiert auf das optische Maximum)

In Abb. 3.9 erkennt man sehr gut, dass mit steigendem Abstand a zwischen LED und Fotodiode die auf der Fotodiode empfangene Strahlungsleistung stark abfällt. Gleichzeitig verschiebt sich der Messobjektabstand des optischen Maximums x_{max} mit dem Abstand a zu größeren Werten gemäß Glg. (3.23). Die Abstandskennlinie in Abb. 3.9 weist zwei Messbereiche auf:

- Nahbereich: Der Nahbereich vor dem optischen Maximum besitzt einen s-förmigen steileren Kurvenverlauf und somit auch eine höhere Empfindlichkeit bei gleichzeitig geringerem Messbereich.
- Fernbereich: Im Fernbereich nach dem optischen Maximum fällt die Abstandskennlinie entsprechend der analytischen Funktion Glg. (3.19) quadratisch ab. Im Fernbereich hat der Sensor somit eine geringere Empfindlichkeit bei gleichzeitig größerem maximalen Messbereich.

Um einen eindeutigen Messbereich zu erhalten, darf man bei einer Messung das optische Maximum nicht überschreiten. Der später erläuterte Mikrocontroller, ermöglicht bei Verwendung des in [23] geschilderten Algorithmus bei einfallendem Umgebungslicht und Modulation

der LED auch eine Messung über das optische Maximum hinweg.

3.3 Einfluss der Abstrahl- u. Richtcharakteristik

Dem Herstellerdatenblatt des Näherungssensors HSDL-9100 [6] kann man für die LED und die Fotodioden Abstrahlcharakteristik bzw. Richtcharakteristik in kartesischen Koordinaten entnehmen. Eine weit bessere Vorstellung vom realen Abstrahlverhalten erhält man durch Darstellung im Polarkoordinatensystem, wie in Abb. 3.10 dargestellt.

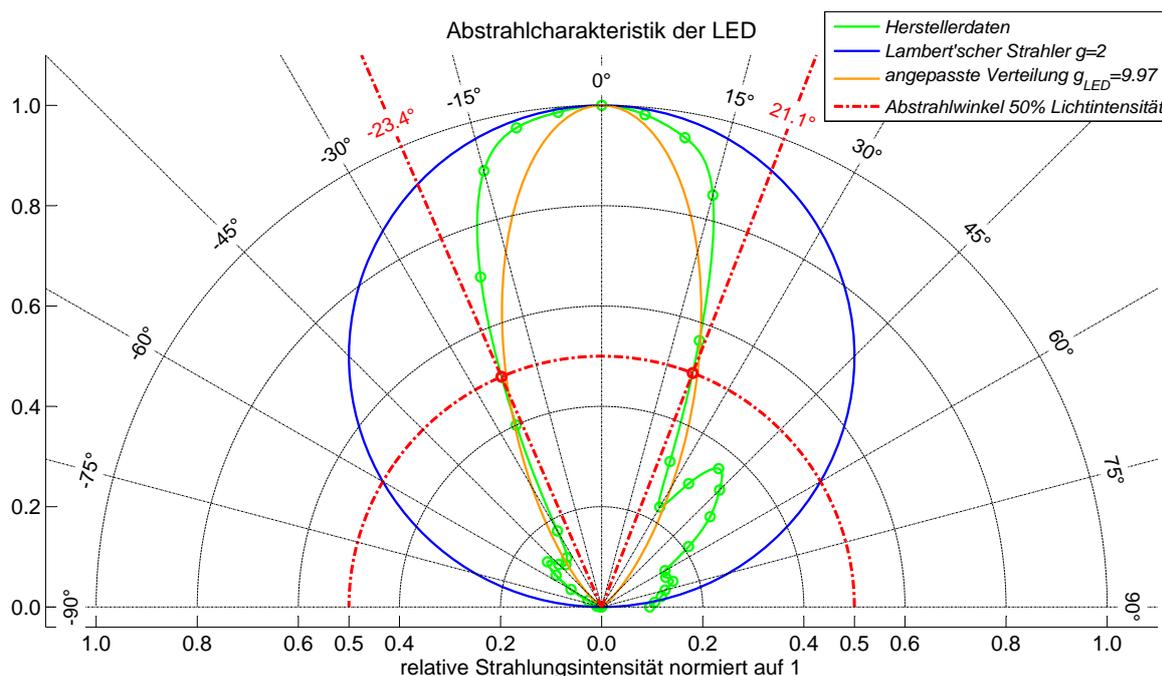


Abb. 3.10: Abstrahlcharakteristik der LED nach [6] im Vergleich mit Lambert-Strahler und angepasstem Intensitätsverlauf nach Glg. (3.24)

Der Abstrahlwinkel φ_{LED} , der in Abb. 3.10 rot gekennzeichnet ist, ist dabei als Winkel definiert, bei dem die Lichtstärke von seinem Maximum auf 50% abgesunken ist. Das laut Hersteller angegebene Intensitätsprofil ist dabei nur annähernd rotationssymmetrisch, weshalb man für φ_{LED} zwei geringfügig verschiedene Werte erhält, deren Mittelwert ist $\overline{\varphi_{LED}} = 22,24^\circ$. Nach [64] kann man für eine LED, die idealisiert als Punktquelle mit einem Maximum und rotationssymmetrischem Intensitätsprofil angenommen wird, die Winkelverteilung der Lichtstärke mit

$$\Psi_{LED}(\varphi) = \Psi_{LED}(0) \cdot \cos(\varphi)^{g_{LED}-1}, \quad (g_{LED} \neq 0) \quad (3.24)$$

angeben. Mit dem Anpassungsparameter g_{LED} kann die Breite der modellierten Strahlkeule angepasst werden.

- $g_{LED} = 1$... isotroper Strahler - konstante Strahlstärke - winkelunabhängig
- $g_{LED} = 2$... Lambert'scher Strahler
- $g_{LED} > 2$... schmaler werdende Strahlkeule

Durch Umstellen von Glg. (3.24) kann, wie in [64] beschrieben, der Parameter g_{LED} einer vorgegebenen Verteilung angepasst werden.

$$g_{LED} = 1 + \frac{\log(0,5)}{\log(\cos(\overline{\varphi}_{LED}))} \quad (3.25)$$

Für $\overline{\varphi}_{LED} = 22,24^\circ$ errechnet sich der Anpassungsparameter zu $g_{LED} = 9,97$. Analog zur Abstrahlcharakteristik kann auch die Richtcharakteristik der Fotodiode wie in Abb. 3.11 dargestellt werden.

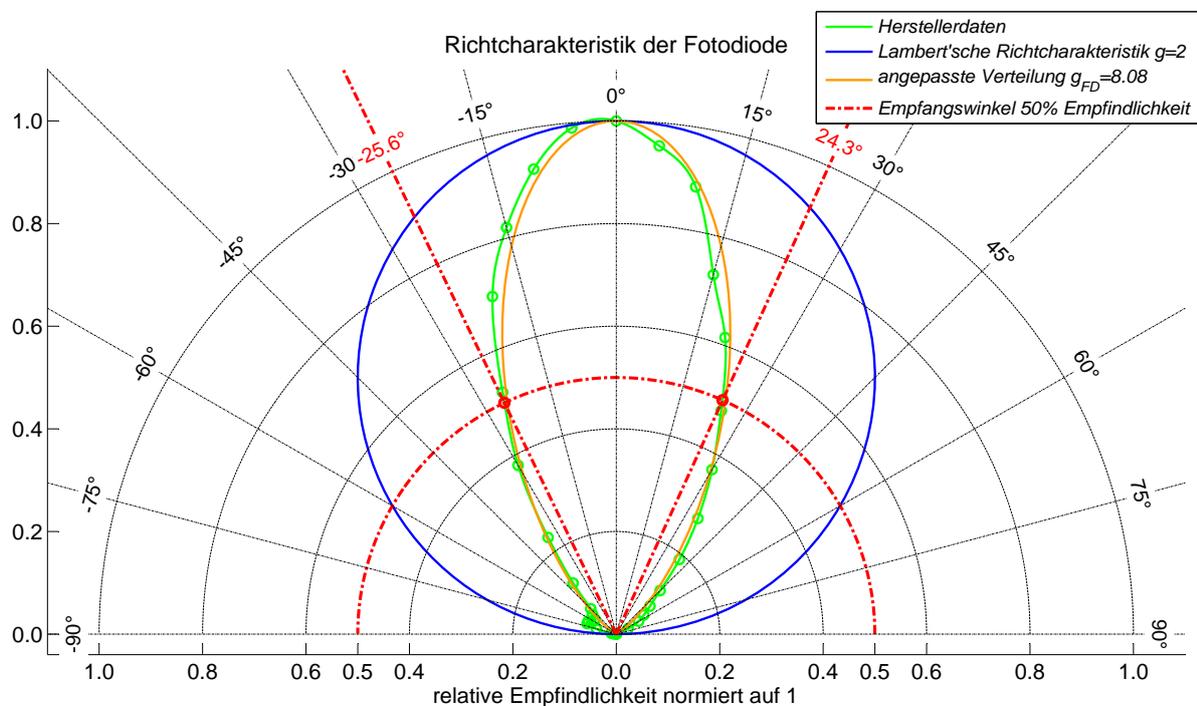


Abb. 3.11: Richtcharakteristik der Fotodiode nach [6] im Vergleich mit Lambert-Strahler und angepasstem Intensitätsverlauf nach Glg. (3.24)

Für einen mittleren Empfangswinkel der Fotodiode von $\overline{\varphi}_{LED} = 24,95^\circ$ errechnet sich der Anpassungsparameter zu $g_{FD} = 8,08$. Die angepasste Intensitätsverteilung stimmt für die Fotodiode, besonders für kleine Winkel φ , weit besser mit den Messdaten überein, als jene für die LED. Mit Abstrahlwinkel und Empfangswinkel kann der Strahldurchmesser d_{LED} bzw. d_{FD} gemäß Glg. (3.26) berechnet werden.

$$d_{LED}(x) = 2 \cdot x \cdot \tan(\overline{\varphi}_{LED}), \quad d_{FD}(x) = 2 \cdot x \cdot \tan(\overline{\varphi}_{FD}) \quad (3.26)$$

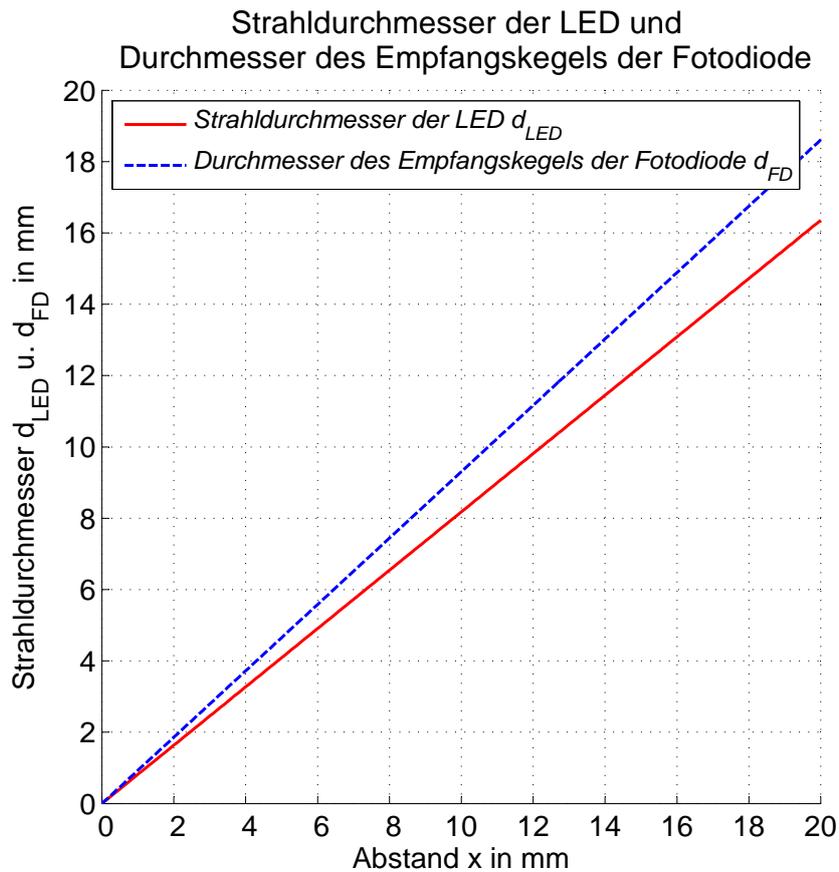


Abb. 3.12: Strahldurchmesser der LED und Empfangsdurchmesser der Fotodiode

Verwendet man in der analytischen Funktion Glg. (3.19) anstatt einer Lambert'schen Abstrahl- u. Richtcharakteristik die mit Gleichung Glg. (3.24) ermittelten Charakteristiken, verändert sich die vereinfachte analytische Beziehung zu

$$I_S = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot \frac{\cos^{(g_{LED}-1)}(\varphi) \cdot \cos^{(g_{FD}-1)}(\varphi)}{(a^2 + 4 \cdot x^2)}. \quad (3.27)$$

Durch die schmalere Strahlungs- und Richtcharakteristik verschiebt sich das optische Maximum nach rechts zu größeren Abständen, wie dies in Abb. 3.13 dargestellt ist. Die Empfindlichkeit im Fernbereich ist ebenfalls geringer. Dies stimmt besser mit dem Verlauf von gemessenen Abstandskennlinien überein. Der Signalanstieg erfolgt bei gemessenen Abstandskennlinien jedoch im Gegenzug zum dargestellten berechneten Verlauf bereits früher, da auch bei großem Winkel φ ein gewisser Strahlungsanteil von der LED zur Fotodiode gelangt.

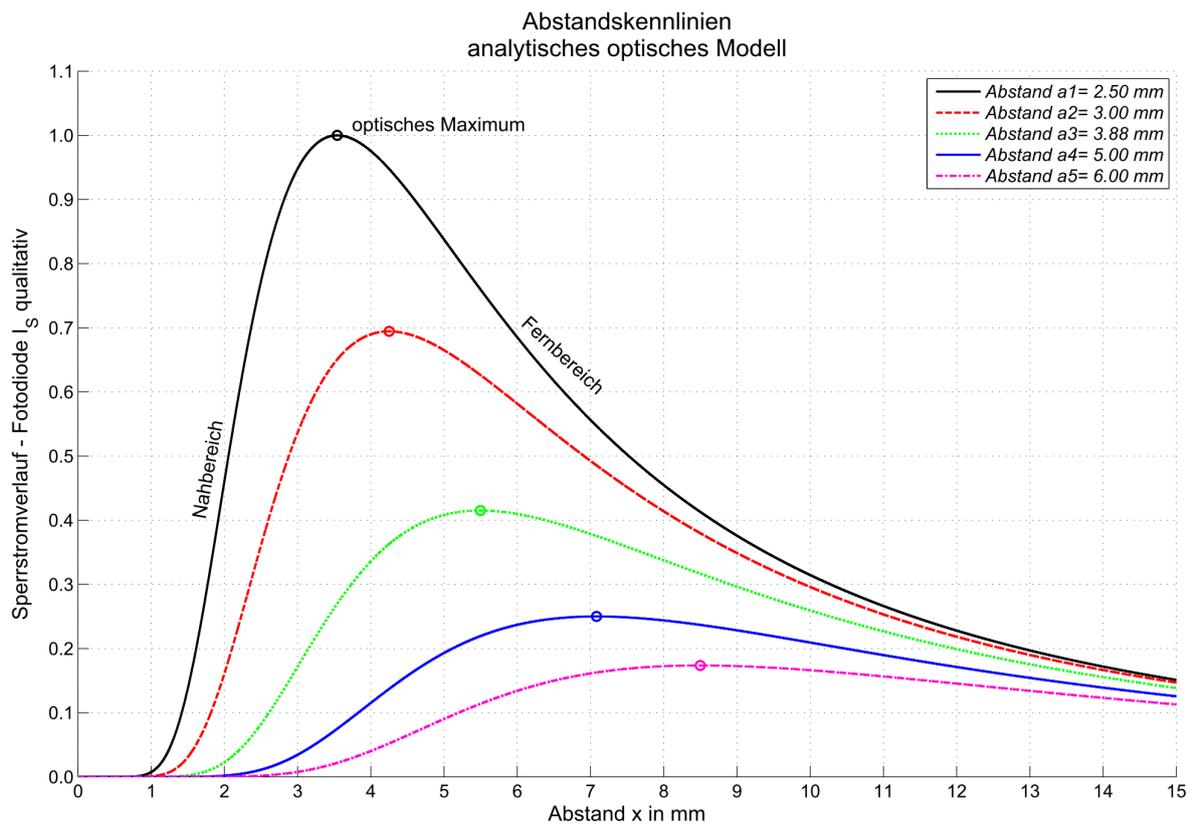


Abb. 3.13: Analytische Abstandskennlinie mit angepasster Charakteristik der LED und Fotodiode

3.4 Reflexion

Die Strahlungsleistung der LED, die auf den Empfänger wirkt, ist neben der eigentlichen Messgröße, dem Abstand zum Messobjekt x , auch vom Reflexionsgrad der Oberfläche ρ , gegen die gemessen wird, abhängig. Prinzipiell kann man zwei Arten der Reflexion und deren Mischform unterscheiden.

- gerichtete Reflexion
- diffuse Reflexion
- gemischte Reflexion mit diffusen und gerichteten Anteilen

Welche Form der Reflexion und welche Größe des Reflexionsgrades ρ entsteht, hängt von vielen Parametern ab. Im Folgenden sollen nur einige Einflüsse genannt werden:

- Materialart,
- Materialfarbe,

- Oberflächenrauigkeit (körnig/diffus, glatt/spiegelnd) und
- Beschichtungen (z.B. bei Aluminium die Oxidschichtdicke).

Bei der diffusen Reflexion an matten Oberflächen verhält sich die reflektierte Infrarotstrahlung auf der Messobjektoberfläche, idealisiert betrachtet, gemäß dem Lambert'schen Strahlungsgesetz Glg. (3.7). Wie in Abb. 3.14 dargestellt, tritt bei körniger, rauer Oberfläche ungerichtete Reflexion in alle Richtungen auf, während bei glatten Oberflächen vor allem gerichtete Reflexion auftritt.

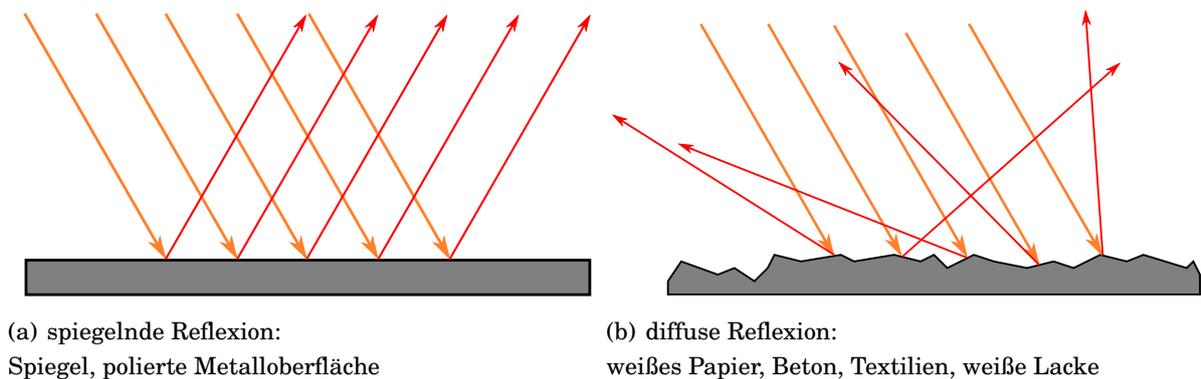


Abb. 3.14: Reflexion in Abhängigkeit der Oberflächenrauigkeit

Für spiegelnde Oberflächen nach Abb. 7.4 kann das allgemein bekannte Reflexionsgesetz

$$\varphi = \varphi' \quad (3.28)$$

angewendet werden.

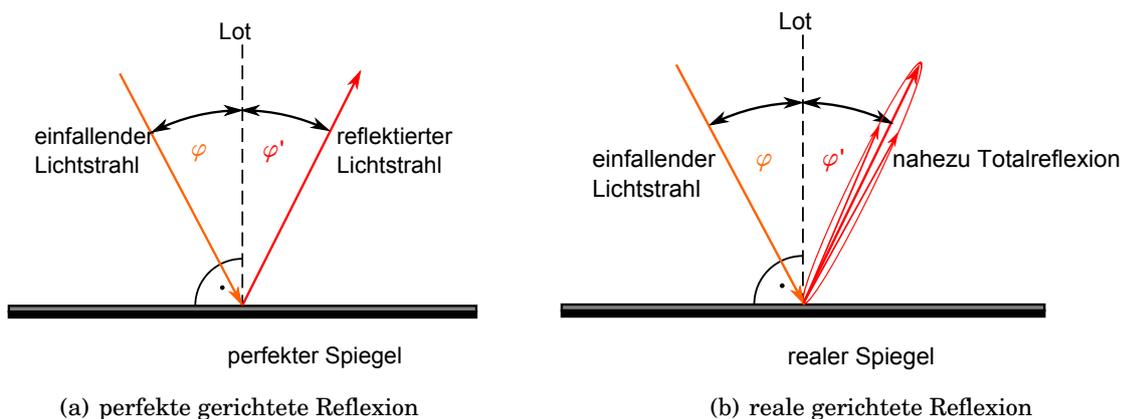


Abb. 3.15: Gerichtete Reflexion

Es ist jedoch anzumerken, dass keine der dargestellten Reflexionsformen bei realen Oberflächen für sich alleine, sondern immer in einer Mischform auftritt. So kommt es auch bei

spiegelnden Oberflächen zur teilweisen Mischstreuung, während bei diffus reflektierenden Oberflächen wie in Abb. 3.16 dargestellt, auch ein Glanzwinkel gemäß dem Reflexionsgesetz Glg. (3.28) beobachtbar ist.

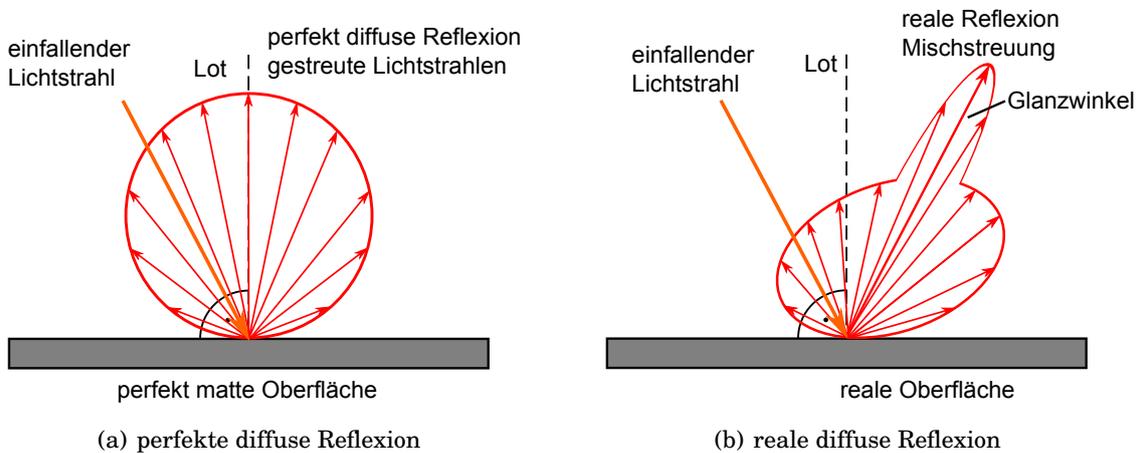


Abb. 3.16: Diffuse Reflexion

Wie zuvor bereits erwähnt ist das Reflexionsvermögen vom Werkstoff des Reflektors abhängig. Dieses ändert sich jedoch in Abhängigkeit der Wellenlänge, wie Abb. 3.17 für den Spektralbereich von Ultraviolett bis Infrarot darstellt. Für die Emissionswellenlänge der LED von 940 nm kann ein Reflexionsgrad von ca. 70% entnommen werden. Im Allgemeinen ist Aluminium ein sehr guter, kostengünstiger Reflektor, besonders für größere Wellenlängen im IR-Bereich, weshalb es in der Lasertechnik als Material für Spiegel zum Einsatz kommt. Die Reflexionseigenschaften sind laut [1] auch von der Dicke der Oxidschicht abhängig.

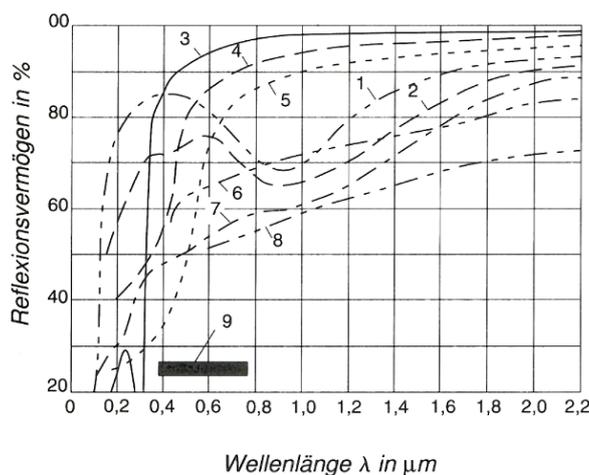


Bild 2.11 Reflexionsvermögen polierter Metalloberflächen im Spektralbereich von Ultraviolett bis Infrarot in Abhängigkeit von der Wellenlänge (Schenk)

- 1 Reinstaluminium, anodisch gebläut
- 2 Reinstaluminium, poliert
- 3 Silber
- 4 Gold
- 5 Kupfer
- 6 Nickel
- 7 Chrom
- 8 Eisen
- 9 sichtbares Spektrum

Abb. 3.17: Reflexionsvermögen polierter Metalloberflächen in Abhängigkeit der Wellenlänge [26]

3.5 Reflexionskompensation

Misst man nun gegen ein rotierendes Objekt ergibt sich das Problem, dass sich die Reflexionseigenschaften während einer Umdrehung je nach beleuchteter Stelle des Messobjektes verändert. Ein möglicher Ansatz um dieses Problem zu umgehen ist, anstatt mit nur einer Fotodiode die reflektierte Strahlungsleistung zu messen, den selben Lichtfleck am Messobjekt mit einer zweiten Fotodiode zu erfassen, wie Abb. 3.18 zeigt.

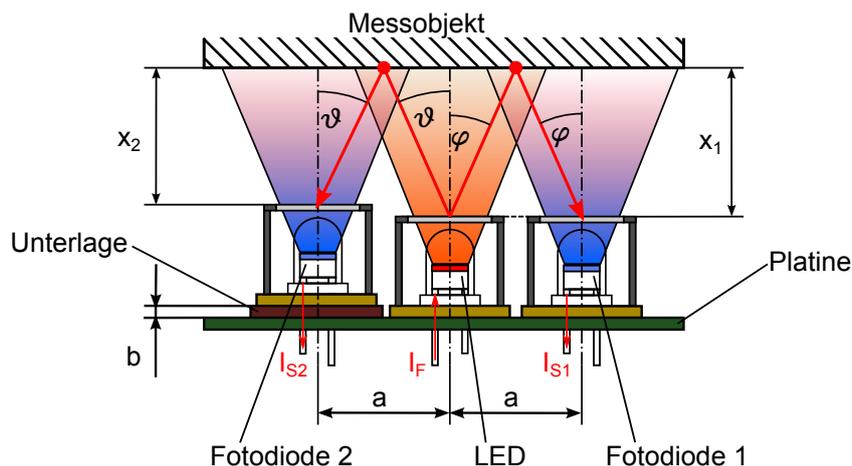


Abb. 3.18: Funktionsweise des reflexionskompensierten Sensors

Der von der zweiten Fotodiode generierte Sperrstrom I_{S2} ist nun ebenfalls linear vom LED-Durchlassstrom I_F und dem Reflexionsgrad ρ abhängig. Voraussetzung für diese Methode ist, dass der Einfluss des Reflexionsgrades auf beide Fotodioden in gleicher Weise wirkt. Dazu sollten beide Fotodioden die selbe Fläche der Objektfläche erfassen. Versetzt man nun zusätzlich die zweite Fotodiode um einen definierten Abstand b in Richtung Messobjekt, dann verschiebt sich auch die Abstandskennlinie laut Modellvorstellung. Bleiben die Positionen der LED sowie der Fotodiode 1 unverändert, so gelten in diesem Kapitel die bereits angegebenen Beziehungen, wie z.B. Glg. (3.23) für das optische Maximum. Da das Messobjekt aber jetzt nur mehr bis zur näher gelegenen Fotodiode 2 angenähert werden kann, wurde der Messabstand von eben dieser Fotodiode aus mit x_2 angegeben. Um die Änderung der Abstandskennlinie bei Variation des vertikalen Fotodiodenabstandes b zu ermitteln, muss von der in Abb. 3.19 dargestellten Geometrie ausgegangen werden. Durch die vertikale Verschiebung der zweiten Fotodiode um den Abstand b verschiebt sich der Reflexionspunkt des mittleren optischen Pfades C, sodass sich die Strecke c mit verringertem Messobjektabstand x_2 verkürzt.

$$x_2 = x_1 - b \quad (3.29)$$

$$c = a \cdot \frac{x_2}{2 \cdot x_2 + b} \quad (3.30)$$

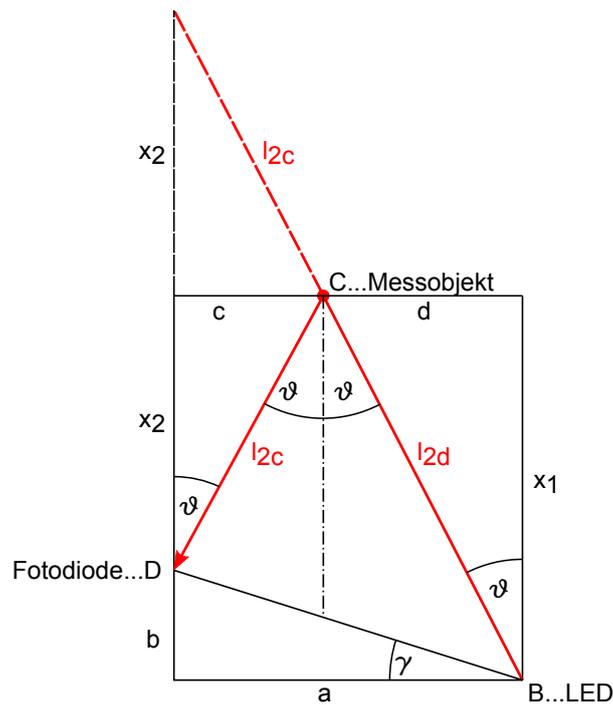


Abb. 3.19: Geometrische Verhältnisse bei verschobener Fotodiode

Die Länge des mittleren optischen Pfades kann gemäß

$$l_2 = l_{2c} + l_{2d} = \sqrt{a^2 + (2 \cdot x_2 + b)^2} \quad (3.31)$$

berechnet werden.

$$I_{S2}(\vartheta) = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot \frac{\cos^2(\vartheta)}{l_2^2} \quad (3.32)$$

Mit $\tan(\vartheta)$ lässt sich durch einige Umformungen $\cos^2(\vartheta)$ ermitteln.

$$\tan(\vartheta) = \frac{a}{2 \cdot x_2 + b} \quad (3.33)$$

$$\cos^2(\vartheta) = \left(\frac{2 \cdot x_2 + b}{a} \right)^2 \cdot \sin^2(\vartheta) = \frac{(2 \cdot x_2 + b)^2}{a^2 + (2 \cdot x_2 + b)^2} \quad (3.34)$$

Schließlich erhält man für die Abstandskennlinie der zweiten Fotodiode die Funktion

$$I_{S2}(x_2) = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot \frac{(2 \cdot x_2 + b)^2}{[a^2 + (2 \cdot x_2 + b)^2]^2} \quad (3.35)$$

Die Ableitung von Glg. (3.35) nach dem Abstand x_2 berechnet sich zu

$$I'_{S2} = \frac{dI_{S2}}{dx_2} = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot 4 \cdot \frac{(2 \cdot x_2 + b) [a^2 - (2 \cdot x_2 + b)^2]}{[a^2 + (2 \cdot x_2 + b)^2]^3} \quad (3.36)$$

Man erhält somit für den Sensorabstand des optischen Maximums $x_{2 \text{ FD2max}}$ gemessen von Fotodiode 2:

$$I'_{S2} = 0, \quad x_{2 \text{ FD2max}} = \frac{a}{2} - \frac{b}{2}. \quad (3.37)$$

Setzt man Glg. (3.29) in Glg. (3.19) ein, erhält man für die Abstandskennlinie der Fotodiode 1 vom neuen Referenzpunkt dem Gehäuse der Fotodiode 2 aus

$$I_{S1}(x_2) = I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho \cdot 4 \cdot \frac{(x_2 + b)^2}{[a^2 + 4 \cdot (x_2 + b)^2]^2}. \quad (3.38)$$

Die Kennlinie ist somit um den Abstand b nach links verschoben. Das gleiche gilt für das Ergebnis aus Glg. (3.23), wodurch sich für das optische Maximum der Fotodiode 1 von Fotodiode 2 aus gemessen der folgende Wert ergibt:

$$I'_{S1} = 0, \quad x_{2 \text{ FD1max}} = \frac{a}{2} - b. \quad (3.39)$$

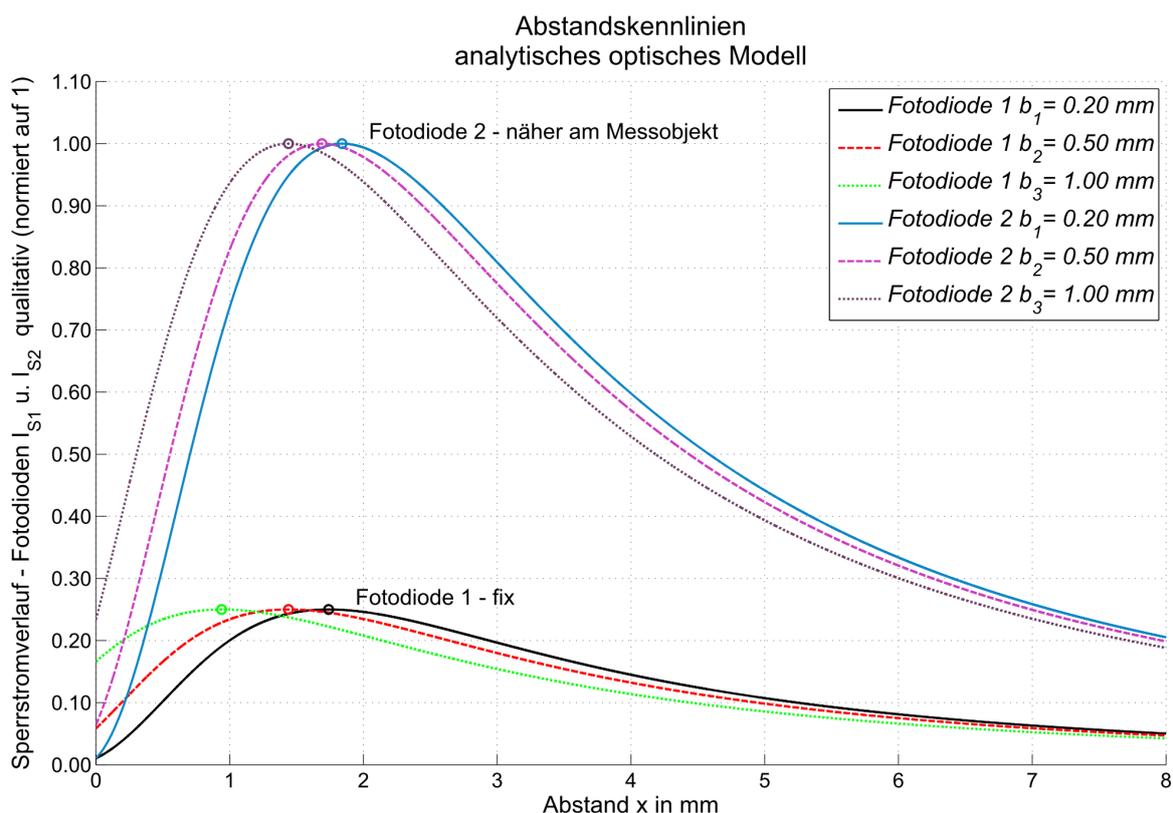


Abb. 3.20: Analytisch ermittelte Abstandskennlinie bei Variation des Abstandes b zwischen Fotodiode 2 und dem Messobjekt

Dividiert man nun die beiden Abstandskennlinien erhält man folgende Funktion.

$$\xi(x_2) = \frac{I_{S2}(x_2)}{I_{S1}(x_2)} = \frac{I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho}{I_F \cdot K_{LED} \cdot K_{FD} \cdot \rho} \cdot \frac{(2 \cdot x_2 + b)^2}{4 \cdot (x_2 + b)^2} \cdot \frac{[a^2 + 4 \cdot (x_2 + b)^2]^2}{[a^2 + (2 \cdot x_2 + b)^2]^2} \quad (3.40)$$

Durch die Division der Kennlinien kürzen sich die Kenndaten wie Durchlassstrom I_F der LED, sowie der Reflexionsgrad ρ der Messobjektoberfläche aus der Gleichung. Die sich somit ergebende analytisch gebildete reflexionskompensierte Abstandskennlinie $\xi(x_2)$ ist in Abb. 3.21 dargestellt. Ein weiterer Vorteil der Divisionskennlinie ist, dass bei Alterung der LED, was zu geringerer Lichtleistung führt, die Divisionskennlinie $\xi(x_2)$ davon unbeeinflusst bleibt. Der eindeutige Messbereich wird dabei jedoch verkleinert.

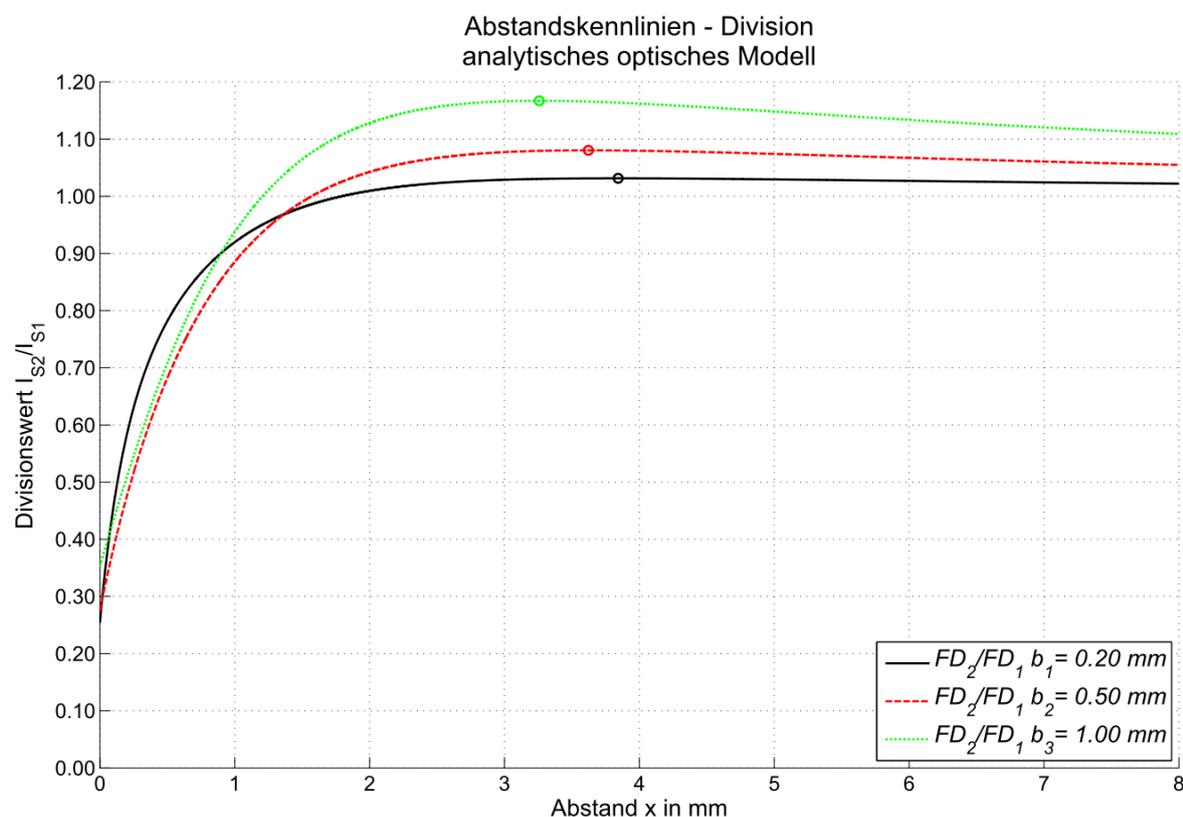


Abb. 3.21: Analytische, durch Division der Sperrströme gebildete, reflexionskompensierte Abstandskennlinie

4 Analytisches elektrisches Modell

4.1 Wichtige Parameter für die Sensorentwicklung

Zur Auswertung des Sperrstromes der Fotodiode wurde, wie allgemein üblich, ein als Transimpedanz Verstärker beschalteter JFET-Operationsverstärker gewählt. Vor der eigentlichen Auslegung müssen jedoch folgende Parameter aufgrund von Messdaten bestimmt werden:

- Durchlassstrom der LED I_F ,
- maximaler Sperrstrom der Fotodiode $I_{S \max}$ im optischen Maximum für gegebene Reflektionsfläche und vorgegebenen Durchlassstrom I_F ,
- Sperrspannung der Fotodiode U_S und
- Fotodiodenkapazität C_{FD} in Abhängigkeit von U_S und I_S .

4.1.1 LED Durchlassstrom I_F

Der LED Durchlassstrom I_F wurde gemäß dem Übertragungsverhalten des Näherungssensors HSDL-9100 in Abb. 4.1 gewählt, wobei ein möglichst geringer Durchlassstrom zu wählen ist, um den Sensor möglichst stromsparend zu gestalten und gleichzeitig die Lebensdauer der LED nicht unnötig zu verringern.

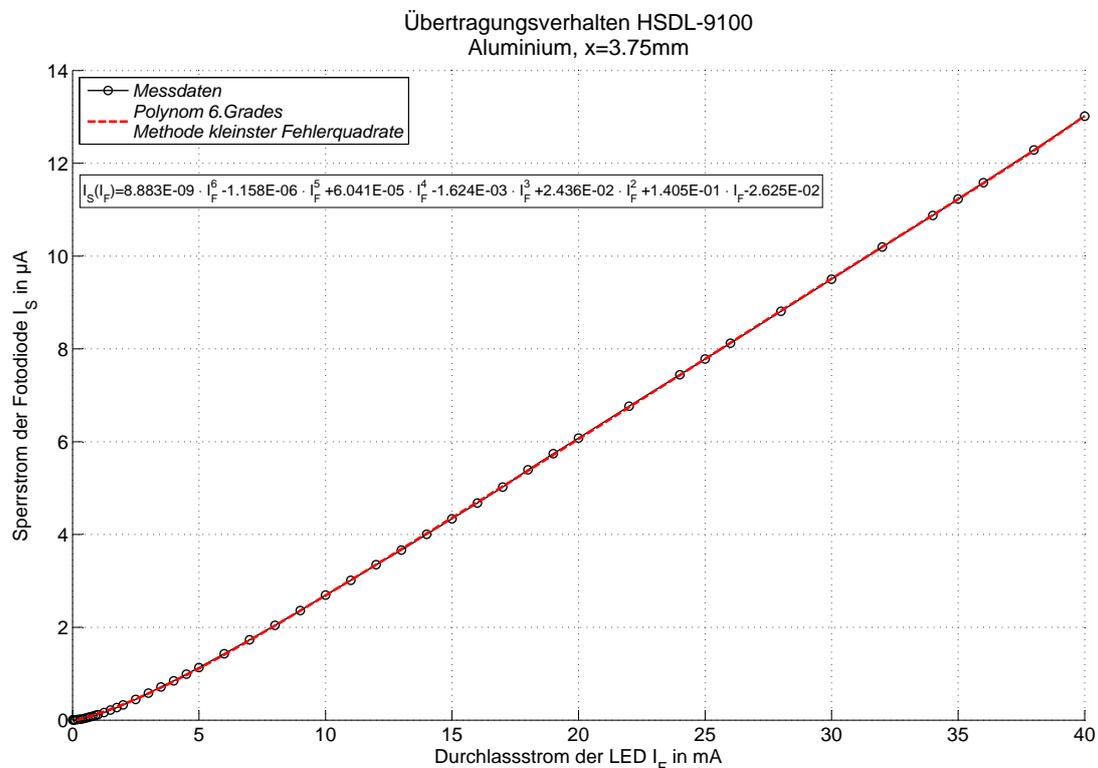


Abb. 4.1: Übertragungsverhalten HSDL-9100 nach Messdaten aus [16]

Die LED ist neben der Fotodiode das die Lebensdauer bestimmende Bauteil des Sensors. Nach [24] und [15] können für LEDs übliche Werte von über 100000 h (=11,4 Jahre im Dauerbetrieb) angegeben werden, wobei dann die Sendeleistung auf 50% des Anfangswertes abgefallen ist. Für das Verhalten eines Reflexkopplers ist die Übertragungsfunktion charakteristisch. Die Übertragungsfunktion gibt den Sperrstrom I_S in Abhängigkeit des Durchlassstromes I_F für ein bestimmtes Reflexionsmaterial (Reflexionsgrad ρ) und einen fixen Abstand x zum Reflektor an. Bei der Messung aus der vom Autor verfassten Bachelorarbeit [16] wurde als Reflexionsmaterial Aluminium und für den Abstand das optische Maximum mit $x_{max} = 3,75$ mm gewählt. Zur besseren Auswahl von I_F wurde auch die Ableitung der in Abb. 4.1 ersichtlichen Übertragungsfunktion gebildet. Aus Abb. 4.2 ist erkennbar, dass ab einem Durchlassstrom von $I_F = 10$ mA nur mehr eine konstante, lineare Zunahme des Sperrstromes $\frac{dI_S}{dI_F}(I_F = 10 \text{ mA}) = 0,33 \mu\text{A}/\text{mA}$ auftritt, weshalb ein maximaler Durchlassstrom von $I_F = 10$ mA gewählt werden sollte. Eine weitere Erhöhung des Durchlassstroms würde zwar den Sperrstrom I_S und somit das Sensorausgangssignal der Transimpedanzstufe (Transimpedance Amplifier, TIA) $U_{A \text{ TIA}}$ erhöhen, jedoch kann man das gleiche Sensorausgangssignal durch einen größeren Rückkopplungswiderstand R_F bei gleichzeitig geringerem Durchlassstrom erhalten.

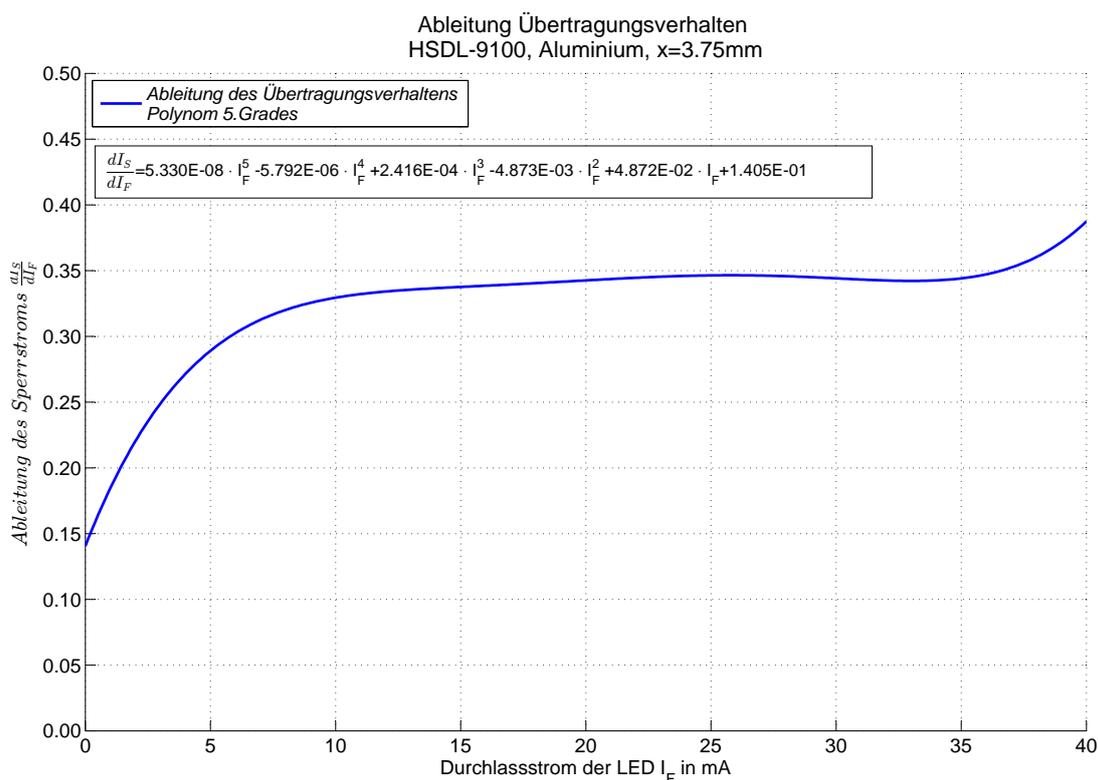


Abb. 4.2: Ableitung des Übertragungsverhaltens nach dem Durchlassstrom I_F (HSDL-9100)

Gleichzeitig sollte, wie auch schon in [16] und [60] erwähnt, die gesamte notwendige Ver-

stärkung im Hinblick auf ein optimales Signal-Rauschverhältnis (Signal-to-Noise Ratio, SNR) im TIA erfolgen. Der Grund dafür ist, dass der Effektivwert der thermischen Rauschspannung des Rückkopplungswiderstandes mit $\sqrt{R_F}$ ansteigt, während die Ausgangsspannung gemäß Glg. (4.3) linear mit R_F steigt und somit SNR mit $\sqrt{R_F}$ ansteigt. Unter diesen Gesichtspunkten wurde ein Durchlassstrom von $I_F = 5 \text{ mA}$ für die weitere Entwicklung gewählt. Die Ableitung des Sperrstroms nach dem Durchlassstrom beträgt in diesem Arbeitspunkt $\frac{dI_S}{dI_F}(I_F = 5 \text{ mA}) = 0,29 \text{ } \mu\text{A/mA}$. Für den gewählten Durchlassstrom $I_F = 5 \text{ mA}$ ergibt sich mit Hilfe von Abb. 4.1 ein maximaler Sperrstrom von $I_S = 1.116 \text{ } \mu\text{A}$.

4.1.2 Fotodiodenkapazität C_{FD}

Die Kenntnis der Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} ist ein entscheidender Faktor für die Auslegung eines Transimpedanzverstärkers. Die Sperrschichtkapazität $C_{FD}(U_S, I_S)$ kann als Funktion des Sperrstroms I_S und der Sperrspannung U_S angegeben werden. Mit den Messdaten aus [16], siehe Abb. 4.4, wurde eine lineare Interpolation für die Sperrspannung durchgeführt und die Steigung $k_{C_{FD}I_S}(U_S) = \frac{dC_{FD}}{dI_S}(U_S)$ sowie der Ordinatenabschnitt $d_{C_{FD}I_S}(U_S)$ mit einem kubischen Spline interpoliert. Mit den aus der Splineinterpolation ermittelten Zwischenwerten wurde eine Polynom-Approximation 6. Ordnung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate getrennt für die Steigung und den Ordinatenabschnitte durchgeführt, um die Funktion der Sperrschichtkapazität $C_{FD}(U_S, I_S)$ vollständig zu bestimmen.

Koeffizienten des approximierten Polynoms 6. Ordnung für die Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD}							
i	0	1	2	3	4	5	6
a_i	1,39260	-1,91385	1,82635	-0,97588	0,28086	-0,04073	0,00233
b_i	10,66904	-10,76684	10,56996	-5,69686	1,64169	-0,23808	0,01365

Tab. 4.1: Koeffizienten des approximierten Polynoms 6. Ordnung für die Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} (Glg. (4.1))

$$\begin{aligned}
 k_{C_{FD}I_S}(U_S) &= \sum_i^n a_i \cdot U_S^i, \\
 d_{C_{FD}I_S}(U_S) &= \sum_i^n b_i \cdot U_S^i, \\
 C_{FD}(U_S, I_S) &= k_{C_{FD}I_S}(U_S) \cdot I_S + d_{C_{FD}I_S}(U_S)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Mit Glg. (4.1) lässt sich somit die Sperrschichtkapazität $C_{FD}(U_S, I_S)$ im Bereich der Messdaten $U_S = 0 \text{ V}$ bis 5 V und $I_S = 0 \text{ } \mu\text{A}$ bis $15 \text{ } \mu\text{A}$ approximieren, siehe Abb. 4.5 und 4.6. Die Sperrschichtkapazität C_{FD} verringert sich mit steigender Sperrspannung U_S und erhöht sich mit

steigendem Durchlassstrom I_S . In Abb. 4.3 erkennt man, wie sich für einen zu erwartenden maximalen Sperrstrom $I_S = 1 \mu\text{A}$ die Sperrschichtkapazität C_{FD} in Abhängigkeit der Sperrspannung U_S im Vergleich zum unbeleuchteten Zustand bei $I_S = 0 \mu\text{A}$ verhält. Der Einfluss der Sperrspannung auf die Sperrschichtkapazität nimmt mit steigender Spannung stark ab, und C_{FD} bleibt bei Sperrspannungen $U_S > 3 \text{ V}$ nahezu konstant. Bei einer Sperrspannung von $U_S = 1,2 \text{ V}$ hat sich die Sperrschichtkapazität auf nahezu die Hälfte reduziert. Gleichzeitig nimmt mit steigender Sperrspannung auch der Einfluss des Sperrstroms bei Beleuchtung ab, womit die Sperrschichtkapazität stabilisiert wird. Mit ansteigender Sperrspannung nimmt auch der nicht von der Beleuchtung abhängende Dunkelstrom I_D zu. Das Rauschen einer Fotodiode verhält sich direkt proportional zum Dunkelstrom. Als ausgewogenen Wert für die Sperrspannung wurde daher $U_S = 1,2 \text{ V}$ gewählt. Charakteristische Werte für die Sperrschichtkapazität sind in Tab. 4.2 zusammengefasst.

Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD}			
U_S	0,0 V	1,2 V	5,0 V
$I_S = 0,0 \mu\text{A}$	10,67 pF	5,98 pF	4,25 pF
$I_S = 1,0 \mu\text{A}$	12,06 pF	6,51 pF	4,48 pF

Tab. 4.2: Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD}

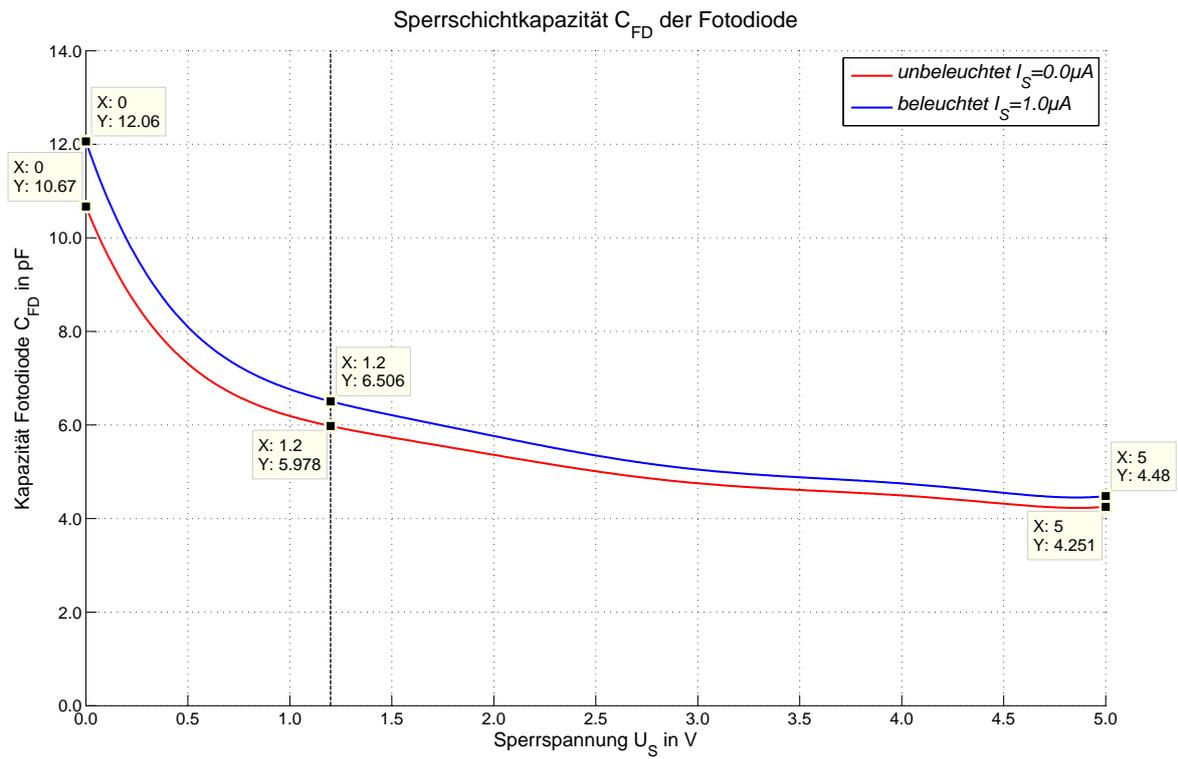


Abb. 4.3: Fotodiodenkapazität C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S

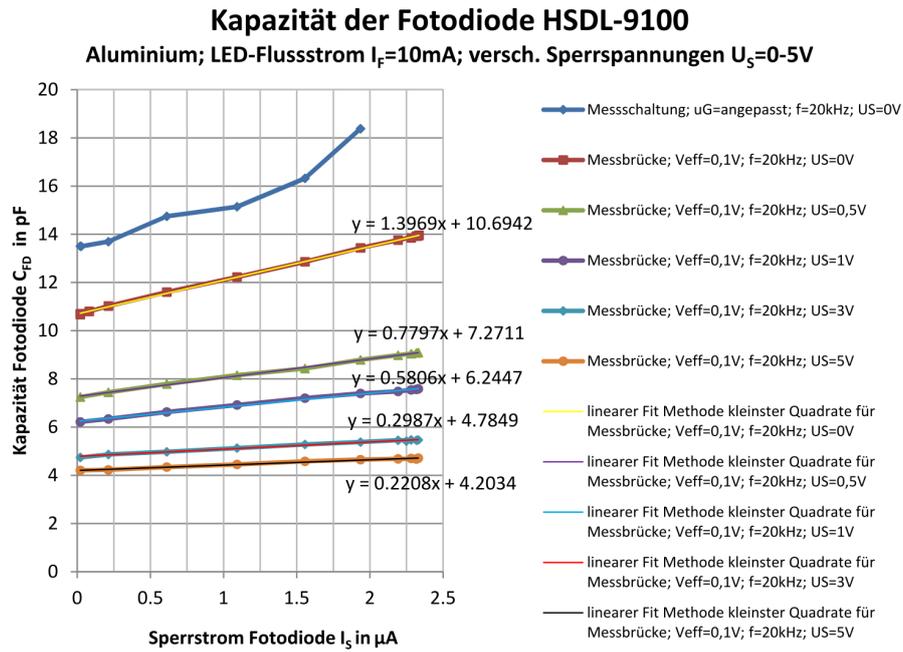


Abb. 4.4: Kapazität der Fotodiode HSDL-9100 im beleuchteten Zustand $I_F = 10\text{ mA}$ aufgetragen über dem Sperrstrom der Fotodiode I_S aus [16]

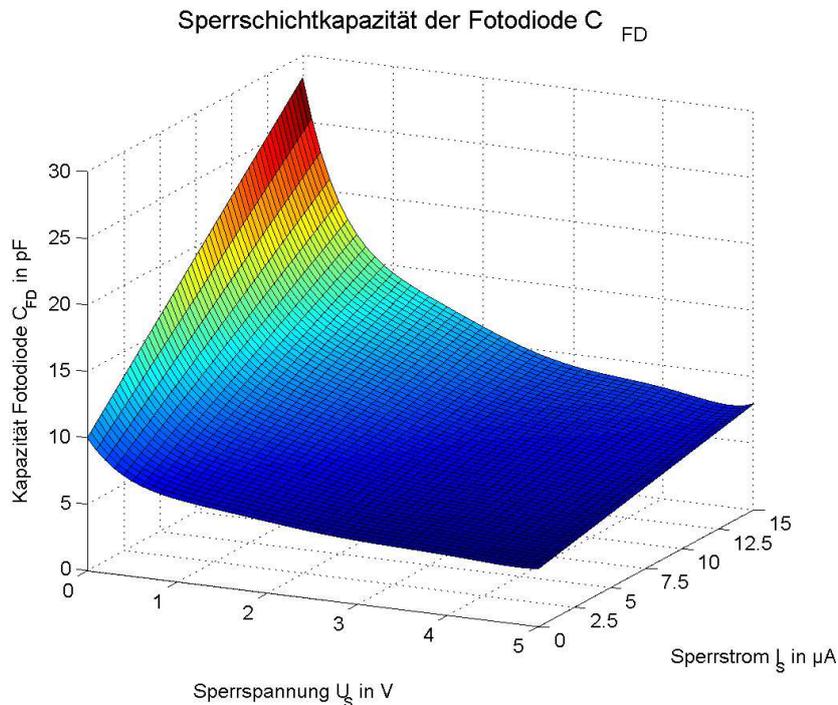


Abb. 4.5: Sperrschichtkapazität C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S in isometrischer Ansicht

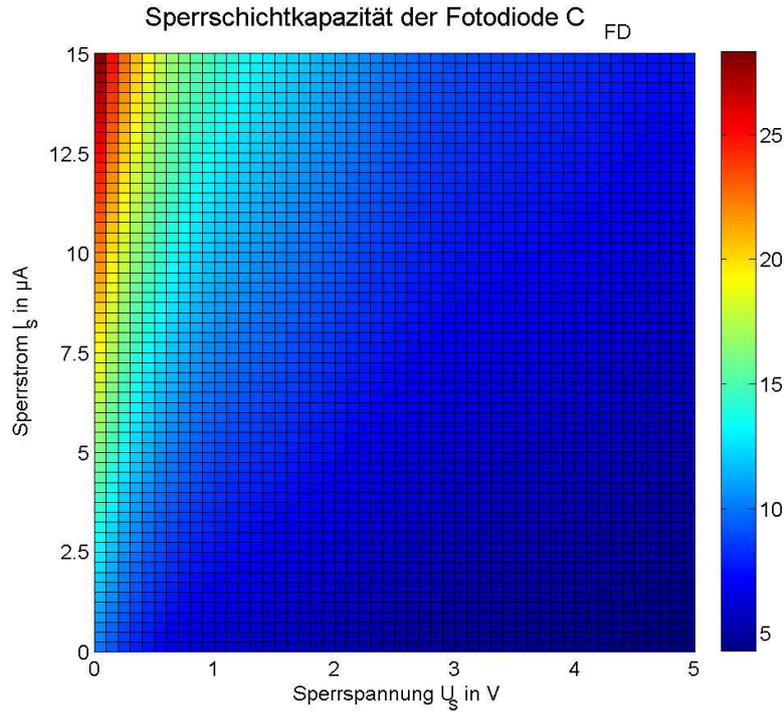


Abb. 4.6: Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_S und dem Sperrstrom I_S in Ansicht normal auf U_S und I_S

4.2 Statisches Verhalten des Transimpedanzverstärkers

Wie auch in [16] erfolgt die Modellierung der Fotodiode in den nachfolgenden Berechnungen als Ersatzschaltung nach Abb. 4.7 gemäß [50]. Dabei wird die Fotodiode vereinfacht als Stromquelle mit parallel geschalteter spannungsabhängiger Sperrschichtkapazität C_{FD} gemäß Kap. 4.1.2 und hochohmigen Parallelwiderstand R_P angenommen. Für den Parallelwiderstand wurde aus [16] ein Wert von $R_P = 100 \text{ M}\Omega$ entnommen. Der Sperrstrom der Fotodiode I_S setzt sich aus dem Fotostrom I_{PH} und dem parallel dazu ebenfalls in Sperrrichtung generierten Dunkelstrom der Fotodiode I_D zusammen.

$$I_S = I_{PH}(\Phi_{FD}) + I_D(U, T) \quad (4.2)$$

Während der Fotostrom I_{PH} vor allem von der empfangenen Strahlungsleistung auf der Fotodiode Φ_{FD} abhängt, ist der Dunkelstrom stark von der an der Diode angelegten Spannung U und der Temperatur abhängig. Der Dunkelstrom ist stets auch ohne Bestrahlung vorhanden ($\Phi_{FD} = 0$) und für das Rauschverhalten der Fotodiode verantwortlich. Für ein möglichst großes SNR ist ein geringer Dunkelstrom $I_D(U, T)$ anzustreben. Der Dunkelstrom steigt mit der angelegten Spannung in Sperrrichtung U_S und der Temperatur exponentiell an. Die Strahlungsleistung Φ_{FD} sollte so groß gewählt werden, dass I_{PH} stets mehrere Größenordnungen

größer als $I_D(U, T)$ ist, also $I_{PH} \gg I_D$ gilt. Dies ist auch ein weiteres Auswahlkriterium für den Durchlassstrom I_F der LED.

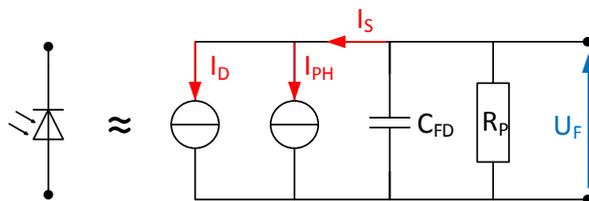


Abb. 4.7: Ersatzschaltung der Fotodiode

Die Ausgangsspannung $U_{A\ TIA}$ des in Abb. 4.8 gezeigten Transimpedanzverstärkers folgt vereinfacht folgender Grundgleichung

$$U_{A\ TIA} = I_S \cdot R_F. \quad (4.3)$$

Mit dieser vereinfachten Formel kann unter Kenntnis der gewünschten Ausgangsspannung $U_{A\ TIA}$ sowie dem maximalen Sperrstrom I_{Smax} der Fotodiode im Betrieb ein geeigneter Rückkopplungswiderstand R_F gewählt werden. Um keine negative Spannungsreferenz zu benötigen, wurde über den positiven OPV-Eingang eine positive Vorspannung an die Kathode der Fotodiode gelegt.

$$U_{A\ TIA} = I_S \cdot R_F + U_S. \quad (4.4)$$

Den Messungen aus [16] wurde ein maximaler Sperrstrom $I_{S\ max} = 1,116\ \mu A$ entnommen. Den diversen s-förmigen Abstandskennlinien in [16] kann entnommen werden, dass die Empfindlichkeit nahe dem optischen Maximum zu gering ist. Wird der Arbeitsbereich mit 20% Abstand zum optischen Maximum gewählt, kann die volle Auflösung eines nachgeschalteten AD-Wandlers ausgenutzt werden. Bei Annahme eines maximal messbaren Sperrstroms $I_{S\ max} = 1,000\ \mu A$, kann immer noch bis zu einem Abstand von $x_{max} = 2,8\ mm$ bei gleichzeitig guter Empfindlichkeit gemessen werden. Für die erste Auslegung wurde ein Ausgangsspannungspegel von $U_{A\ TIA1} = 3,3\ V$ gewählt. Die Versorgungsspannung U_V muss größer als die Summe von Signalspannung und Sperrspannung gemäß Glg. (4.4) sein, weshalb für diese $U_V = 5\ V$ gewählt wurde. Als zweiter Auslegungswert für die Ausgangsspannung wurde $U_{A\ TIA2} = 2,048\ V$ gewählt, da dies dem Eingangsspannungsbereich des AD-Wandlers der eingesetzten Mikrocontroller-Type PIC 18F26K80 entspricht. Aus der Widerstandsreihe E12 wurden somit die Werte $R_{F1} = 3,3\ M\Omega$ und $R_{F2} = 2,2\ M\Omega$ gewählt. Unter Anwendung des vereinfachten Fotodiodenmodells an einem Transimpedanzverstärker mit Vorspannung U_S und nicht perfekten OPV-Verhalten gemäß Abb. 4.8 ergibt sich folgende erweiterte Gleichung für die Ausgangsspannung des OPV:

$$U_{A\ TIA} = (I_S + I_E) \cdot R_F + (U_{OS} + U_S) \cdot \left[1 + \frac{R_F}{R_P} \right]. \quad (4.5)$$

Diese Gleichung gibt schon einige Parameter für die Auswahl eines geeigneten Operationsverstärkers vor. Gefordert ist eine kleine Offsetspannung U_{OS} sowie ein kleiner Eingangsstrom (engl. Input Bias) I_E . Diese Daten für den gewählten OPV-Typ OPA381 (Burr Brown) sind in Tab. 4.3 zusammengefasst. Mit Glg. (4.6) wird der Einfluss dieser Imperfektionen abgeschätzt:

$$U_{A\ TIA} = (1\ \mu\text{A} + 50\ \text{pA}) \cdot 3,3\ \text{M}\Omega + (25\ \mu\text{V} + 1,2\ \text{V}) \cdot \left[1 + \frac{3,3\ \text{M}\Omega}{10\ \text{M}\Omega} \right]$$

$$U_{A\ TIA} = (3,3\ \text{V} + 165\ \mu\text{V}) + \underbrace{(25\ \mu\text{V} + 1,2\ \text{V}) \cdot (1,033)}_{1,2396\ \text{V}} \quad (4.6)$$

Der Fehler durch den Eingangsstrom I_E und der Offsetspannung U_{OS} sind vernachlässigbar, da sie weit unter einem Promille liegen. Die Sperrspannung $U_S = 1,2\ \text{V}$ wird im nachgeschalteten Differenzverstärker kompensiert. Den größten Anteil am statischen Offset von ca. 1% hat der Term $U_S \cdot \frac{R_E}{R_P}$, weshalb ein möglichst hochohmigen Parallelwiderstand der Fotodiode im Vergleich zum Rückkopplungswiderstand vorteilhaft ist.

OPV-Daten	GBW	V_D	I_E	U_{OS}	$C_{IN\ DIFF}$	$C_{IN\ CM}$
OPA381 Burr-Brown	18 MHz	135 dB	$\pm 50\ \text{pA}$	$25\ \mu\text{A}$	1 pF	2,5 pF
OPA380 Burr-Brown	90 MHz	130 dB	$\pm 50\ \text{pA}$	$25\ \mu\text{A}$	1,1 pF	3,0 pF

Tab. 4.3: Daten des gewählten OPV OPA381 und einer weiteren möglichen Type OPA380 der selben Bauteilfamilie

4.3 Dynamisches Verhalten des Transimpedanzverstärkers

Um die erzielbare Bandbreite sowie die Stabilität des Transimpedanzverstärkers mit Fotodiode zu beschreiben, bedarf es einer Modellierung, welche die Kapazitäten der Schaltung berücksichtigt. Neben dem bereits beschriebenen Modell für die Fotodiode wurde der OPV mit endlicher Differenzverstärkung (Leerlaufverstärkung) $V_D(j\omega)$ modelliert, welche durch das Verstärkungs-Bandbreitenprodukt (GBW) entscheidend charakterisiert wird. Die Gleichtakt- sowie Gegentakt-Eingangskapazitäten C_{INCM} und C_{INDIFF} des OPV sind zwar nur im Bereich weniger Picofarad, dürfen aber dennoch nicht außer Acht gelassen werden. Basierend auf der Schaltung nach Abb. 4.8 wird auch das dynamische Berechnungsmodell aufgebaut. Folgende OPV-Grundgleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen Differenzspannung an den beiden Eingängen und der Ausgangsspannung des OPV:

$$U_{A\ TIA} = V_D(j\omega) \cdot \underbrace{(U_+ - U_-)}_{U_D} \quad (4.7)$$

Zur einfachen Berechnung werden die passiven Elemente der Fotodiode und des Rückkopplungszweiges zu Impedanzen zusammengefasst. Die komplexe Rückkopplungsimpedanz

Z_{RF} wird durch den gewählten Rückkopplungswiderstand, dessen parallelen Streukapazität C_{RF} und der parallel dazu geschalteten Rückkopplungskapazität C_F gebildet. Es ergibt sich

$$Z_{RF} = \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{j\omega(C_F + C_{RF})} \right)^{-1} = \frac{R_F}{1 + j\omega \cdot R_F \cdot (C_F + C_{RF})}. \quad (4.8)$$

In gleicher Weise kann auch der Parallelwiderstand der Fotodiode R_P sowie die gesamte Quellkapazität C_S zusammengefasst werden zu

$$Z_{FD} = \frac{R_P}{1 + j\omega \cdot R_P \cdot C_S}. \quad (4.9)$$

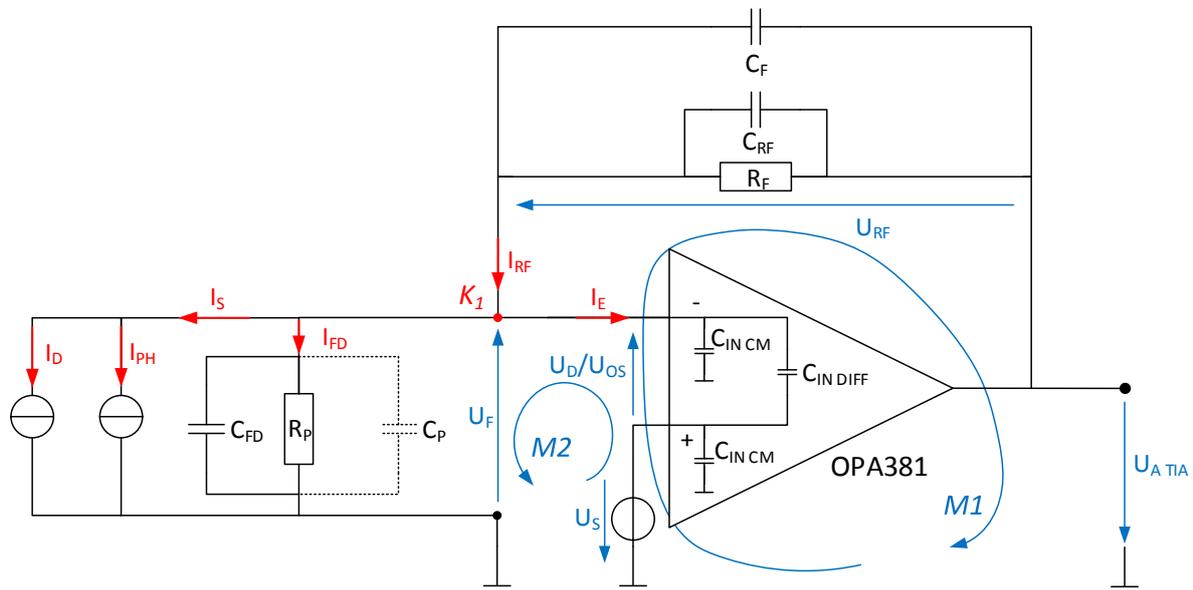


Abb. 4.8: Modell des Transimpedanzverstärkers

Die Quellkapazität C_S selbst setzt sich aus der Sperrschichtkapazität der Fotodiode C_{FD} , der Gleichakteingangskapazität $C_{IN CM}$ und der differentiellen Eingangskapazität $C_{IN DIFF}$ des Operationsverstärkers und einer nicht vermeidbaren parasitären Kapazität C_P zusammen.

$$C_S = C_{FD} + C_{IN CM} + C_{IN DIFF} + C_P \quad (4.10)$$

Durch Anwendung der Maschenregel auf Kreis M1 und M2, sowie Nutzung der Knotenregel auf K1 erhält man folgenden Ausdruck

$$U_{A TIA} + \left(\frac{U_{A TIA}}{V_D(j\omega)} - U_S \right) \cdot \left(\frac{Z_{RF}}{Z_{FD}} + 1 \right) = I_S \cdot Z_{RF}. \quad (4.11)$$

Um die weitere Rechnung zu vereinfachen wird im Folgenden die Sperrspannung der Foto-

diode auf Null gesetzt ($U_S = 0$ V). Somit kann die Übertragungsfunktion mit

$$U_{A\ TIA} = \frac{I_S \cdot Z_{RF}}{1 + \frac{1}{V_D(j\omega)} \cdot \frac{Z_{RF} + Z_{FD}}{Z_{FD}}} = \frac{I_S \cdot Z_{RF}}{1 + \frac{1}{V_D(j\omega)} \cdot \frac{1}{\beta}} \quad (4.12)$$

angegeben werden. Dabei bezeichnet β den Rückkopplungsfaktor. Anwendung des Laplace-operators $s = j \cdot \omega$ führt auf

$$\frac{1}{\beta} = \frac{Z_{RF} + Z_{FD}}{Z_{FD}} = \frac{\left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_F}{1 + \frac{R_F}{R_P}} \cdot (C_F + C_S + C_{RF}) \cdot s\right)}{1 + R_F \cdot (C_F + C_{RF}) \cdot s}. \quad (4.13)$$

Die Nullstelle ω_Z sowie der Pol ω_P lassen sich mit

$$\omega_Z = \frac{1}{\frac{R_F}{1 + \frac{R_F}{R_P}} \cdot (C_F + C_{RF} + C_S)}, \quad \omega_P = \frac{1}{R_F \cdot (C_F + C_{RF})} \quad (4.14)$$

angegeben. Das dynamische Verhalten des unbeschalteten OPV, das heißt die Beschreibung der endlichen Differenzverstärkung $V_D(j\omega)$ bei offener Rückkopplungsschleife, kann annähernd mit einem Verzögerungsglied 1. Ordnung (PT1-Glied) wie in [59] modelliert werden. Die Differenzverstärkung hat dabei für geringe Frequenzen < 100 Hz den Ausgangswert V_{DO} und fällt danach mit 20dB/Dekade bis zum charakteristischen Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt GBW auf einen Verstärkungswert von $V_D(GBW) = 1$ ab.

$$V_D(s) = \frac{V_{DO}}{1 + s \cdot \frac{V_{DO}}{GBW}} \quad (4.15)$$

Durch Einsetzen von Glg. (4.15) in Glg. (4.12) und weitere Umformung erhält man

$$\frac{U_{A\ TIA}}{I_S} = \frac{R_F}{s^2 \cdot \frac{R_F \cdot (C_F + C_{RF} + C_S)}{GBW} + s \cdot \left[\frac{1}{GBW} + R_F \cdot \left(C_F + C_{RF} + \frac{C_S}{V_{DO}} + \frac{1}{R_P \cdot GBW} \right) \right] + 1}. \quad (4.16)$$

Der Frequenzgang des Transimpedanzverstärkers gegeben durch Glg. (4.16) hat die Form eines Verzögerungsgliedes 2. Ordnung (PT2-Glied), welches ein schwingungsfähiges System darstellt. Man kann nun sehr vorteilhaft verschiedene Eigenschaften des PT2-Gliedes diverser Literatur wie [63] entnehmen. Durch Koeffizientenvergleich mit

$$G_{PT2}(s) = \frac{U_{A\ TIA}}{I_S} = \frac{K}{s^2 \cdot T_2^2 + s \cdot T_1 + 1} = \frac{K}{s^2 \cdot \frac{1}{\omega_n^2} + s \cdot \frac{2 \cdot d}{\omega_n} + 1} \quad (4.17)$$

erhält man die ideale geschlossene Schleifenverstärkung $K = R_F$ sowie die Zeitkonstanten T_1 und T_2 .

$$T_1 = \frac{1}{GBW} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) + \frac{1}{\omega_P} + \frac{R_F \cdot C_S}{V_{DO}}, \quad T_2 = \sqrt{\frac{1}{GBW} \cdot \frac{1}{\omega_Z}} \quad (4.18)$$

Der Dämpfungswert d und die ungedämpften Eigenfrequenz ω_n stehen über die Gleichungen

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_1}{T_2} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{\frac{GBW}{\omega_Z}}} \cdot \left(\frac{R_F}{R_P} + \frac{GBW}{\omega_P} + \frac{C_S \cdot R_F}{V_{DO}} \cdot GBW + 1 \right), \quad \omega_n = \frac{1}{T_2} = \sqrt{\omega_Z \cdot GBW} \quad (4.19)$$

in Beziehung zu den beiden Zeitkonstanten. Die Resonanzfrequenz ω_r des PT2-Glieds, sowie die bei unzureichender Dämpfung entstehende Resonanzüberhöhung G_r sind zwei weitere wichtige charakteristische Kenngrößen zur Beschreibung des Transimpedanzverstärkers:

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2 \cdot d^2}, \quad G_r = \frac{R_F}{2 \cdot d \cdot \sqrt{1 - d^2}}. \quad (4.20)$$

Über Umformung von Glg. (4.19) lässt sich die Fotodiodenkapazität C_F für einen bestimmten Dämpfungswert angeben.

$$C_F = \frac{2 \cdot d^2 + 2 \cdot d \cdot \sqrt{d^2 - 1 + C_S \cdot R_F \cdot GBW \cdot \left(1 - \frac{1}{V_{DO}}\right) - \frac{R_F}{R_P} - 1}}{R_F \cdot GBW} - C_{RF} - \frac{1}{R_P \cdot GBW} - \frac{C_S}{V_{DO}} \quad (4.21)$$

Die Transimpedanzschaltung ist so auszulegen, dass es zu keiner nennenswerten Resonanzüberhöhung G_r kommt, aber gleichzeitig die -3dB-Grenzfrequenz ω_{3dB} nicht unnötig herabgesetzt wird.

$$\omega_{3dB} = \omega_n^2 \cdot \left[1 - 2 \cdot d^2 + 2 \cdot \sqrt{d^2 \cdot (d^2 - 1) + \frac{1}{2}} \right] \quad (4.22)$$

Alternativ zu Glg. (4.21) kann nach [14] Glg. (4.23) zur Bestimmung der Rückkopplungskapazität C_F verwendet werden. Die Rückkopplungskapazität wird dabei für eine Phasenreserve von $\phi_{res} = 45^\circ$, was einem Dämpfungswert von $d = 0,384$ bzw. einer normalisierten Resonanzüberhöhung von $G_{rn} = 1,41$ entspricht, ermittelt. Der mit Glg. (4.23) berechnete Wert $C_{F \min}$, stellt somit den minimal notwendigen Wert für C_F dar, um stabiles Verhalten zu garantieren.

$$C_{F \min} = \frac{1}{2 \cdot GBW \cdot R_F} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 4 \cdot GBW \cdot R_F \cdot C_S} \right) - C_{RF} \quad (4.23)$$

4.3.1 Auslegung der Kompensation des Transimpedanzverstärkers

Anhand der bisher gemessenen bzw. festgelegten Werte wurde die optimale Rückkopplungskapazität ermittelt. Dafür wurde ein entsprechendes Matlab-Skript programmiert. Für die Auslegung wurden folgende Werte verwendet. Die parasitäre Kapazität am Eingang des Operationsverstärkers wurde mit $C_P = 1,0$ pF abgeschätzt.

$$\begin{aligned} C_{FD} &= 6,51 \text{ pF}; & C_{IN \ CM} &= 2,5 \text{ pF}; & C_{IN \ DIFF} &= 1,0 \text{ pF}; & C_P &= 1,0 \text{ pF} \\ \implies C_S &= 11,1 \text{ pF} \\ R_F &= 3,3 \text{ M}\Omega; & R_P &= 100 \text{ M}\Omega \\ V_D(0) &= 135 \text{ dB}; & GBW &= 18 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Zunächst wurde eine normalisierte Resonanzüberhöhung von $G_{rn} = 1.0$ gewählt. Dies bedeutet, dass keine Resonanzüberhöhung, also kein Maximum im Amplitudengang, gegeben ist. Der Dämpfungswert für diesen Grenzfall ist $d = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$. Dies entspricht einer Phasenreserve von $\phi_{res} = 65,53^\circ$. Für einzelne Widerstände im Minimelf-Gehäuse (SOD-80) konnte eine parallele parasitäre Kapazität $C_{RF} = 0,05$ pF gemessen werden. Unter Anwendung von Glg. (4.21) ergibt sich für die Rückkopplungskapazität der Wert $C_F = 0,193$ pF. Der minimal notwendige Wert für die Rückkopplungskapazität kann mit Glg. (4.23) als $C_{F\ min} = 0,123$ pF angegeben werden. Je nachdem mit welchem Teil der Amplitudengang der Rückkopplungsverstärkung $\frac{1}{\beta}$, gegeben durch Glg. (4.13), den Amplitudengang der Differenzstärkung des OPV schneidet, verändert sich der Frequenzgang und das Stabilitätsverhalten des Transimpedanzverstärkers. Eine Schnittpunktfrequenz ω_{SP} nahe der Polfrequenz ω_P , wie in Abb. 4.9, führt zu einem stabilen dynamischen Verhalten mit nahezu idealem glatten Amplitudengang, ohne oder nur mit geringem Überschwingen und maximaler Grenzfrequenz.

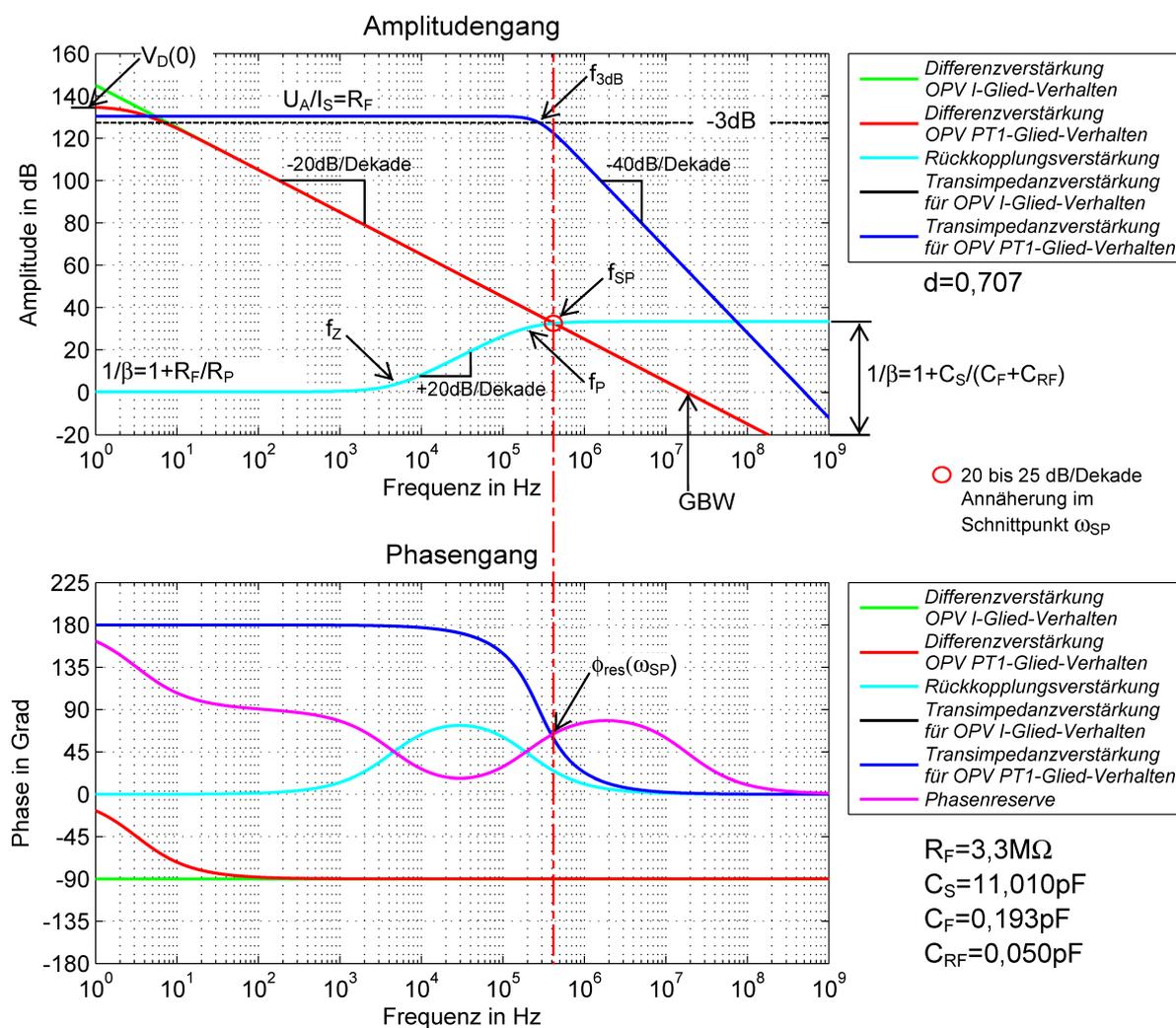


Abb. 4.9: Bode-Diagramm für ideale Kompensation mit $C_F = 0,193$ pF, $C_{RF} = 0,050$ pF

In Tab. 4.4 sind zum Vergleich die analytischen Ergebnisse für die drei möglichen dynamischen Betriebszustände zusammengefasst. Tab. 4.5 zeigt die Abhängigkeiten der -3dB-Grenzfrequenz und der idealen Rückkopplungskapazität von den anderen Parametern des TIA.

Variation der Rückkopplungskapazität C_F			
Parameter	unterkompensiert	ideal kompensiert	überkompensiert
$C_F + C_{RF}$	0,025 pF	0,243 pF	2,500 pF
f_{3dB}	440,9 kHz	282,3 kHz	12,3 kHz
d	0,081	0,707	9,980
ϕ_{res}	9,23	65,53	89,86
G_{rn}	6,21	—	—
t_{gr}	91,6 ns	810,4 ns	8258 ns
f_Z	4,5 kHz	4,4 kHz	3,3 kHz
f_P	1929,2 kHz	198,6 kHz	12,1 kHz
f_{SP}	281,8 kHz	428,0 kHz	3331,0 kHz
f_n	285,1 kHz	282,3 kHz	244,4 kHz
f_r	283,2 kHz	—	—

Tab. 4.4: Analytische Ergebnisse bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

Abhängigkeiten zwischen den Parametern eines TIA				
größere -3dB-Grenzfrequenz $\omega_{3dB} \uparrow$:	$R_F \downarrow$	$C_S \downarrow$	$GBW \uparrow$	$C_F \downarrow$
größere Rückkopplungskapazität $C_F \uparrow$:	$R_F \downarrow$	$C_S \uparrow$	$GBW \downarrow$	$\omega_{3dB} \downarrow$

Tab. 4.5: Abhängigkeiten zwischen den Parametern eines TIA

4.3.2 Erweiterte Kompensationsmethoden der Transimpedanzschaltung

Trotz bekannter Rückkopplungskapazität stellt sich häufig das Problem, dass die ideale Rückkopplungskapazität C_F kleine Werte im Bereich weniger Picofarad annimmt und der Einfluss parasitärer Kapazitäten, die stets vorhanden sind, wirksam wird. Eine Methode, um die parasitäre Kapazität des Rückkopplungswiderstandes zu minimieren, ist das Aufteilen des Widerstandes in mehrere seriell verschaltete Einzelwiderstände. Weiters lässt sich die in Abb. 4.8 dargestellte Schaltung durch entsprechende Variationen in der Rückkopplung erweitern. Eine Möglichkeit besteht in einem T-Widerstandsnetzwerk wie in Abb. 4.10 dargestellt. Dabei wird durch den Spannungsteiler, gebildet aus R_{F2} und R_{F3} das rückgekoppelte Spannungssignal verstärkt. Dementsprechend kann der Rückkopplungswiderstand R_{F1} für die gleiche Gesamtverstärkung kleiner gewählt werden. Damit erhöht sich der Wert der optimalen Rück-

kopplungskapazität C_F , weshalb der Einfluss parasitärer Kapazitäten reduziert wird. Der äquivalente Widerstand $R_{F_{eq}}$ der Widerstands-T-Beschaltung errechnet sich mit Glg. (4.25). Nach [14] soll zusätzlich $R_{F2} \ll R_{F1}$ gelten, wodurch sich der Ausdruck für $R_{F_{eq}}$ vereinfacht.

$$R_{F_{eq}} = R_{F1} + \frac{R_{F1} \cdot R_{F2}}{R_{F3}} + R_{F2} \quad \xrightarrow{\text{für } R_{F2} \ll R_{F1}} \quad R_{F_{eq}} = R_{F1} \cdot \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{F3}}\right) \quad (4.25)$$

Um den selben Faktor $\left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{F3}}\right)$ erhöht sich auch der optimale Wert der Rückkopplungskapazität C_F . Bei der in Kap. 6.2.2 mit dem Programmpaket *PSPICE* durchgeführten Simulation hat sich gezeigt, dass ein noch höherer Wert für die Rückkopplungskapazität C_F erreicht werden kann, wenn diese anstatt parallel zu R_{F1} parallel zum kleineren Widerstandswert R_{F2} geschaltet wird.

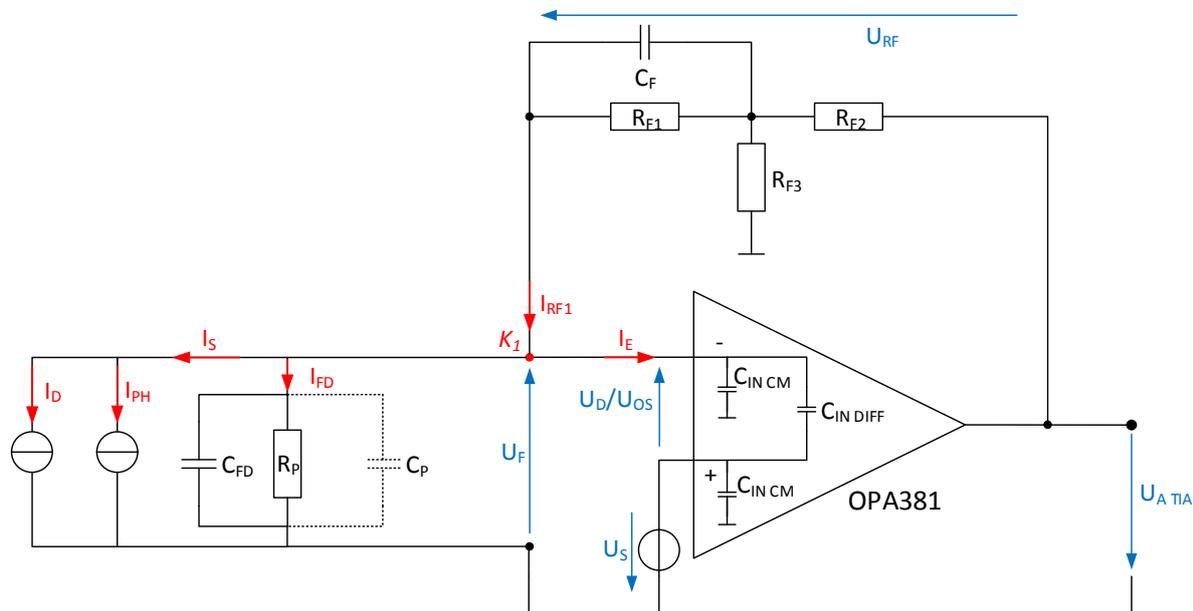


Abb. 4.10: Rückkopplung mit T-Widerstandsnetzwerk

Eine weitere Alternative um sehr kleine Werte von C_F zu erhalten ist ein kapazitives T-Netzwerk (Abb. 4.11). Die äquivalente Rückkopplungskapazität $C_{F_{eq}}$ berechnet sich nach [14] zu

$$C_{F_{eq}} = \frac{C_{F1} \cdot C_{F2}}{C_{F1} + C_{F2} + C_{F3}} \quad (4.26)$$

und kann anstatt einer einzelnen Kapazität verwendet werden. Der optimale Wert für $C_{F_{eq}}$ wird mit Glg. (4.21) berechnet. Der Vorteil liegt bei dieser Schaltung darin, dass jede einzelne Kapazität um ein Vielfaches größer gewählt werden kann, als der zuvor errechnete optimale Einzelwert für $C_{F_{eq}}$. Für einen exakten Abgleich kann C_{F3} verstellbar ausgeführt werden. Eine in [8] gezeigte Schaltung sieht zwei gleich große Werte C_{F1} und C_{F2} vor, C_{F3} wird z.B. um

eine Zehnerpotenz größer als C_{F1} und C_{F2} gewählt, sodass gilt $C_{F3} > C_{F2} = C_{F1}$. Dadurch und durch die Verbindung mit Masse ist eine verstellbare Kapazität C_{F3} unempfindlicher gegen parasitäre Kapazitäten, die mit der Verstellbarkeit einher gehen. Hat man den optimalen Wert für C_{Feq} bestimmt, lässt sich der notwendige Wert für C_{F1} mit Glg. (4.27) bestimmen.

$$C_{F1} = C_{F2} = C_{Feq} + \sqrt{C_{Feq} \cdot (1 + C_{F3})} \quad (4.27)$$

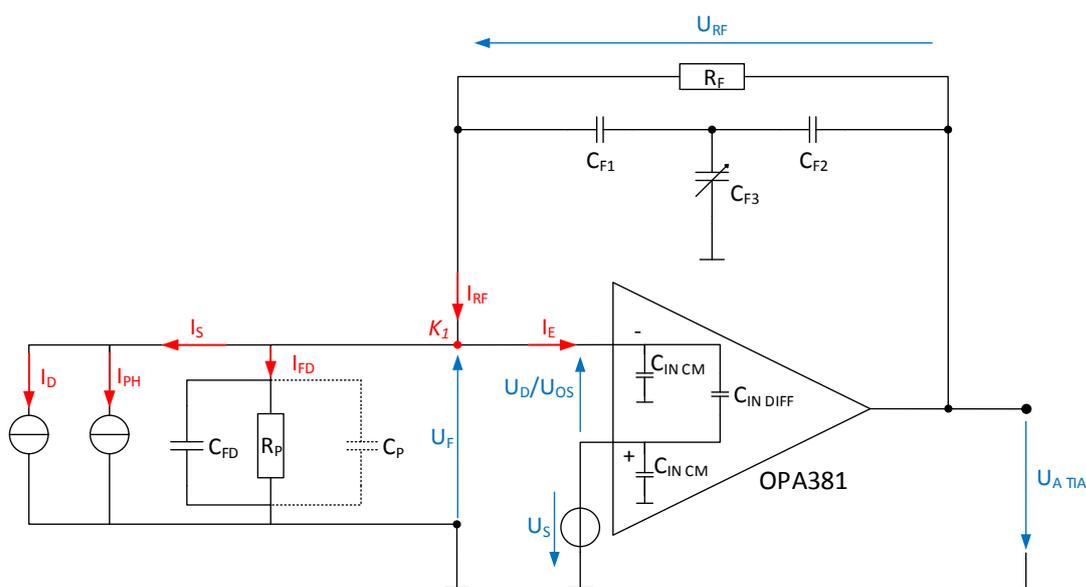


Abb. 4.11: Rückkopplung mit kapazitivem T-Netzwerk

Als dritte Alternative, kann man nach [25] den Rückkopplungswiderstand und die parasitären Kapazitäten mit einem RC-Glied, gebildet aus dem Widerstand R_C und der Kapazität C_C , ausführen. Dazu wird C_C wieder verstellbar ausgeführt. Für die Werte des RC-Gliedes gilt $R_C \ll R_F$ sowie

$$R_C \cdot C_C = R_F \cdot C_F. \quad (4.28)$$

Eine weitere Technik, die zu einer Verringerung des Einflusses von Eingangs- und parasitären Kapazitäten führt, ist die sogenannte Schutzschirmtechnik, mit der Ausgleichsströme verhindert werden. Diese Technik wird in [46] und [4] für einen Elektrometerverstärker näher erläutert und ist in Abb. 4.13 dargestellt.

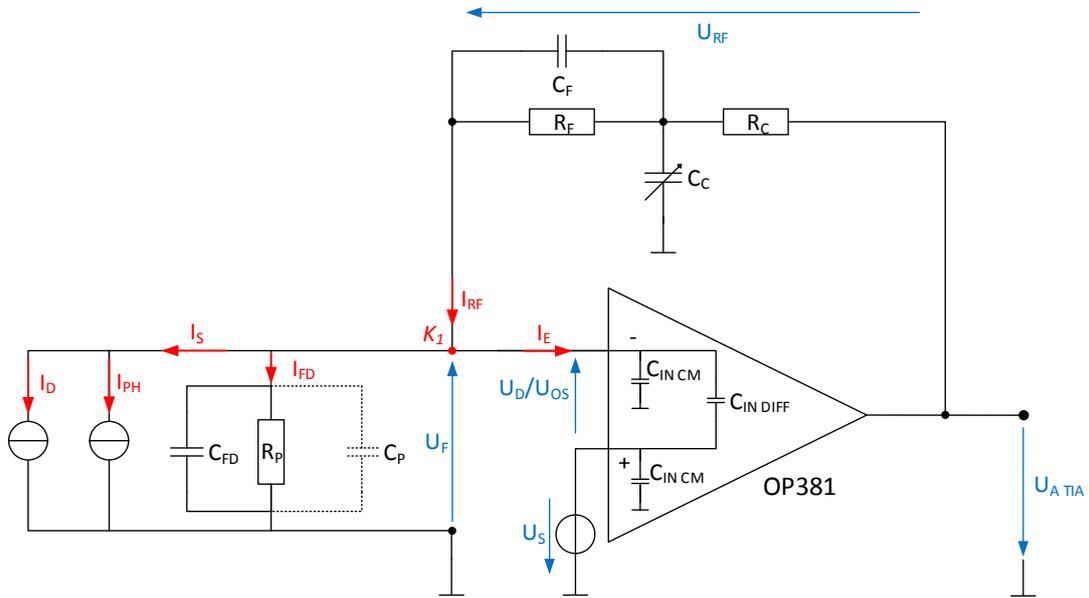


Abb. 4.12: Rückkopplung mit RC-Glied

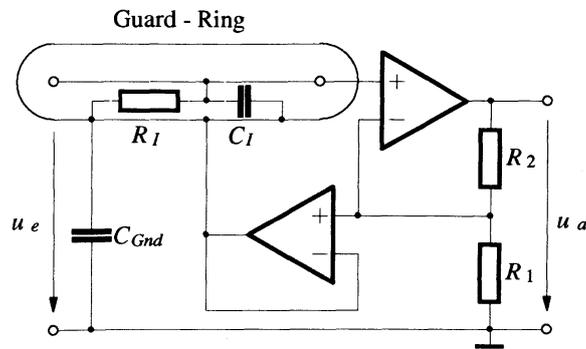


Abb. 4.13: Nicht-invertierender Verstärker mit „Guard-Ring“ zur Verringerung der Eingangs- und parasitären Kapazitäten [46]

5 Realisierung

Die doppelseitigen Platinen der realisierten Schaltung wurde mit dem Programmpaket *Altium Designer* entworfen und im Anschluss geätzt.

5.1 Funktion des Sensors

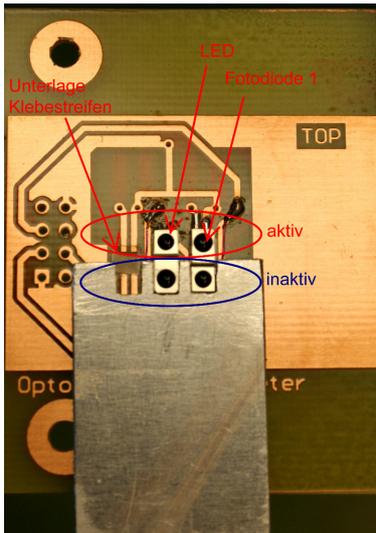


Abb. 5.1: Fertigung der Sensorplatine

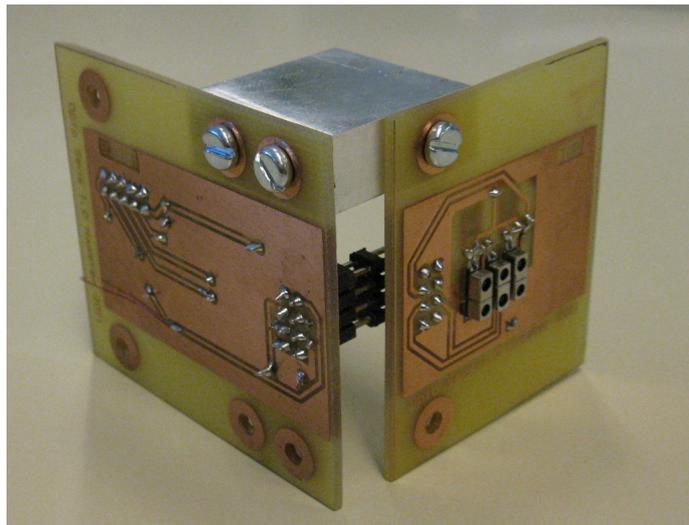


Abb. 5.2: Sensor- und Basisplatine mit Winkelstecker verbunden

Der Sensor besteht aus zwei Platinen, der Sensorplatine und der Basisplatine. Die Sensorplatine trägt folgende Funktionseinheiten:

- Reflexionslichtsensoren mit offenem Reflexkoppler HSDL-9100,
- Transimpedanzverstärker mit dem Operationsverstärker OPA381 und die
- Sperrspannungsquelle zum Vorspannen der Fotodioden mit Spannungsreferenz-IC ADR3412.

Die Basisplatine ist über eine Stiftleiste mit der Sensorplatine verbunden und besitzt folgende Funktionseinheiten:

- Differenzverstärker mit Operationsverstärker OP291,
- Konstantstromquelle mit Spannungsreferenz-IC ADR3412 und das
- Antialiasing-Filter.

Für die Platine des entwickelten Sensors ist es wichtig, dass die optischen Achsen der LED und der beiden Fotodioden exakt in einer gemeinsamen Ebene liegen. Um die Position der

einzelnen HSDL-9100 Näherungssensoren zueinander festzulegen, wird für das Verlöten eine Schablone verwendet, die in Abb. 5.1 dargestellt ist. Um die Fotodiode 2 in Richtung der Messfläche zu verschieben, wurden zwei $3,5 \times 3,5 \text{ mm}^2$ Klebestreifen unter den linken Näherungssensor HSDL-9100 geklebt. Dies entspricht einer Verschiebung von $b = 0,10 \text{ mm}$. Zur Rotorpositionserfassung wird der Sensor so montiert, dass die optischen Hauptachsen der LED und der beiden Fotodioden in einer gemeinsamen Ebene mit der Drehachse des Rotors liegen (siehe Abb. 5.3).

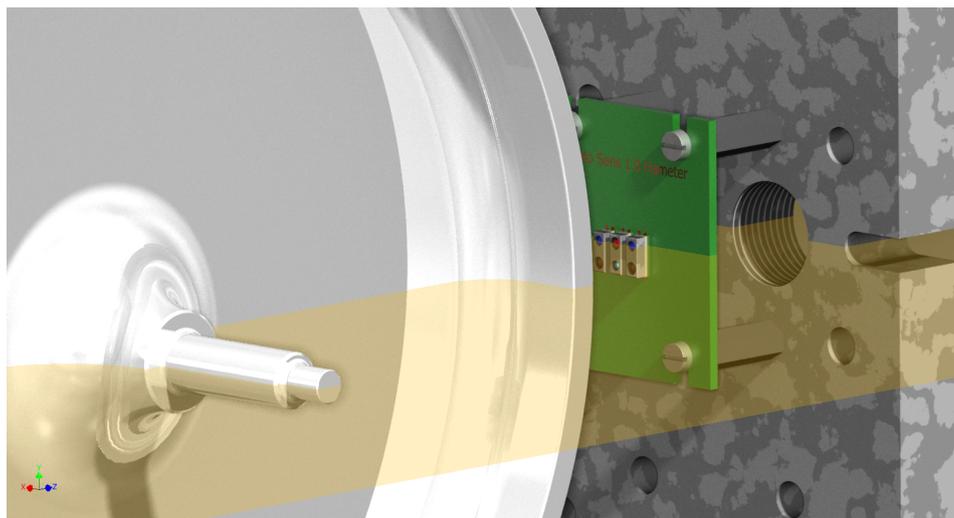


Abb. 5.3: Rotorpositionserfassung mit dem optischen Sensor

5.1.1 Ausrichtung und Hauptabmessungen

Die Abb. 5.4 zeigt verschiedene Ausrichtungsmöglichkeiten, wobei die dritte Variante mit drei parallelen Näherungssensoren gewählt wurde. Die I- und L-Anordnung sind weniger gut zu realisieren, da zum händischen Löten zu wenig Platz zwischen den Bauteilen/Lötspads für die Lötspitze gegeben ist.

5.1.2 Weitere Verbesserung der Reflexionskompensation

Die in Kap. 9.3 beschriebenen Messungen haben gezeigt, dass die Reflexionskompensation bei rotierenden Messobjekten noch nicht wie gewünscht funktioniert. Eine mögliche Ursache ist, dass die in Abb. 5.5a dargestellte realisierte Version zwar einen sehr einfachen Aufbau ermöglicht, sich die Strahl- und Empfangskegel der LED und Fotodioden an zwei zu weit auseinanderliegenden Stellen des Messobjekts treffen. Dies ist durch die sich nicht schneidenden optischen Hauptachsen der Komponenten ersichtlich. Zwei Lösungsmöglichkeiten erscheinen nach eingehender Betrachtung sinnvoll:

1. Der Abstand a zwischen LED und Fotodiode wird soweit verringert, dass beide Haupt-

achsen auf nahezu den selben Punkt zeigen. Bei Verwendung einer diskreten LED und einer Fotodiode ist dies aber aufgrund der Größe der Komponenten nur begrenzt möglich. Um dieses Problem zu umgehen, können aber mehrere dünne Fasern eines Lichtwellenleiters verwendet werden, die eng aneinander liegen (Abb. 5.7). Mindestens ein Faserbündel wird, wie in Abb. 5.6 gezeigt, vom gemeinsamen Sensorkopf getrennt zur Strahlquelle und zum Empfänger geführt. Faseroptische, reflexionskompensierte Sensorsysteme werden z.B. von der Fa. Roga oder Tetra Illmenau kommerziell vertrieben (siehe [67]).

- Die beiden außen angeordneten Empfänger werden gedreht und die Hauptachsen der beiden Fotodioden fokussieren auf einen Schnittpunkt gemeinsam mit der Hauptachse der LED, wie in Abb. 5.5b dargestellt. Die Bedingung, dass nun beide Fotodioden genau auf dem selben Punkt der Messoberfläche messen ist jedoch nur für genau einen Arbeitspunkt x erfüllt. Mit steigendem Arbeitspunktstand wird der Neigungswinkel der Empfänger flacher und somit die Abweichung der beiden Messpunkte bei einer Abstandsänderung des Messobjektes geringer. Daher müsste ein auf diese Weise aufgebauter reflexionskompensierter Sensor, um nicht zu steile Winkel der Empfänger erforderlich zu machen, im Fernbereich der Abstandskennlinie arbeiten.

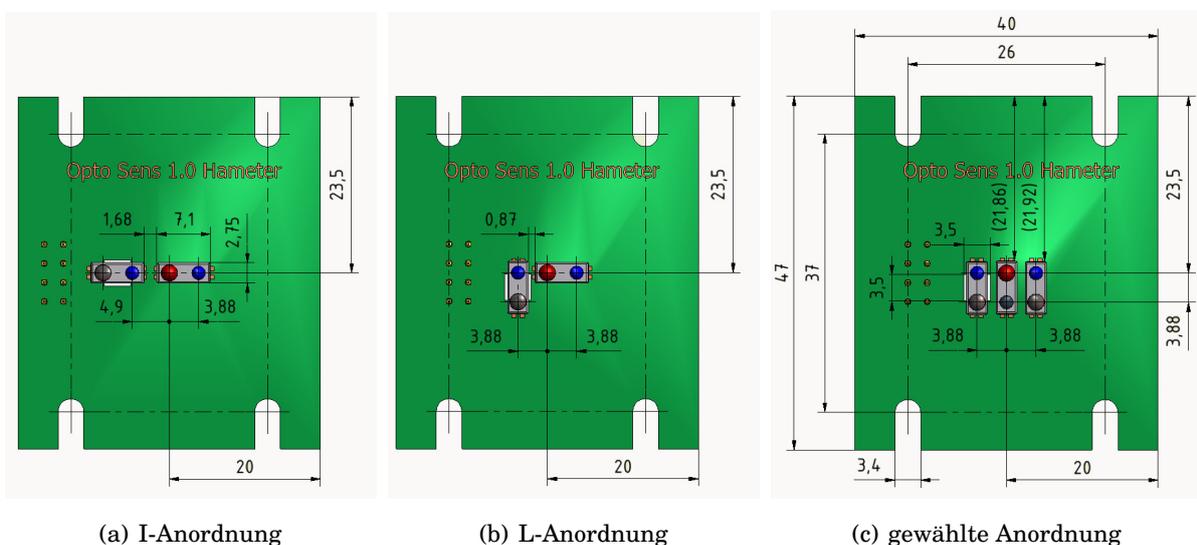


Abb. 5.4: Anordnungsmöglichkeiten der Reflexionssensoren HSDL-9100 (Fa. Avago)

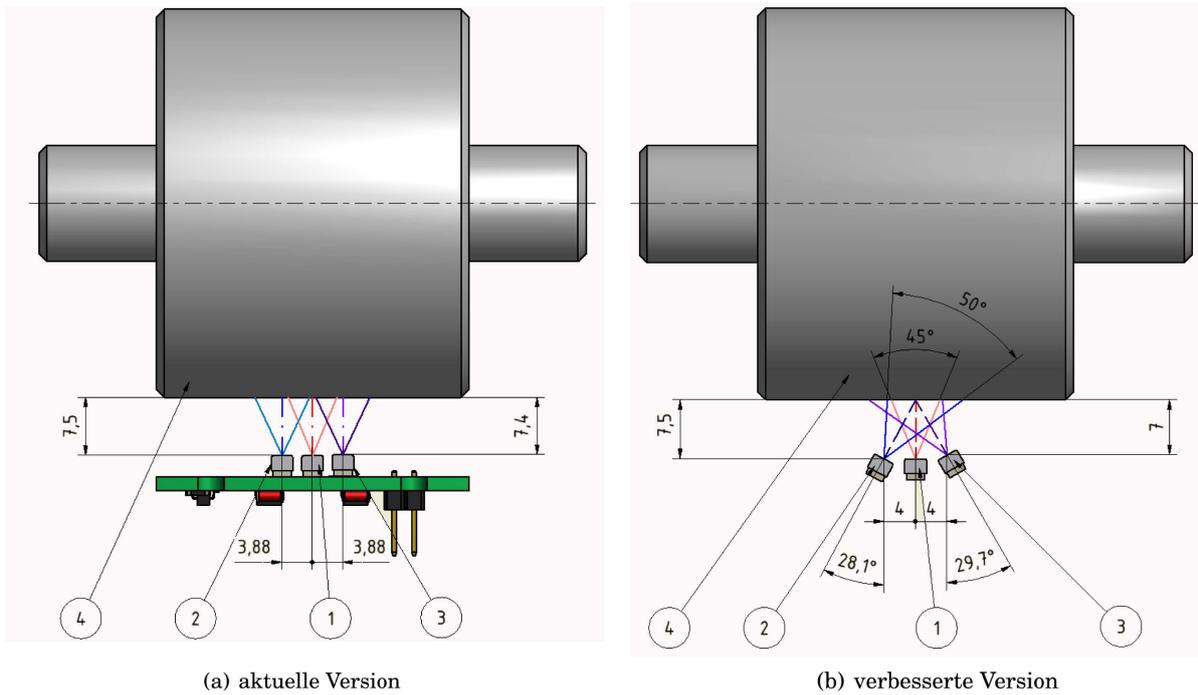


Abb. 5.5: Vergleich der aktuellen Version und einer verbesserten Variante zur Reflexionskompensation: (1) LED, (2) Fotodiode 1, (3) Fotodiode 2, (4) Rotor/Messobjekt

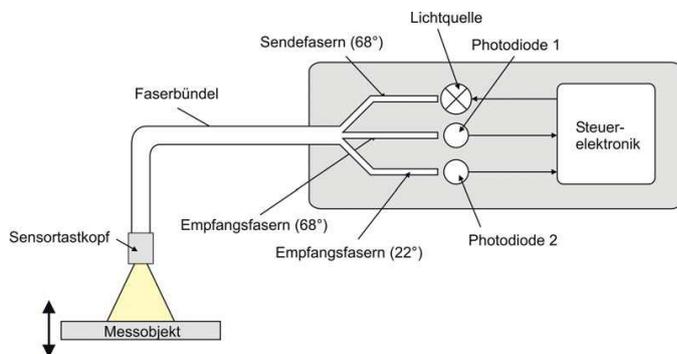


Abb. 5.6: Schema eines faseroptischen Abstandssensors mit Reflexionskompensation auf Basis zweier Empfängerlichtleiter mit unterschiedlicher numerischer Apertur [67]

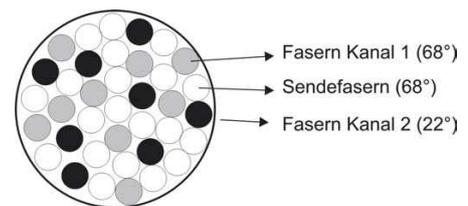


Abb. 5.7: Statistisch gemischte Anordnung der Sende- und Empfangsfasern im Tastkopf [67]

5.2 Konstantstromquelle

Voraussetzung für die Konstantstromquelle ist eine gute Temperaturstabilität und eine gute Stromkonstanz über einen weiten Eingangsspannungsbereich. Es wurden drei mögliche Ansteuerungen mit unterschiedlichen ICs getestet. Da der Abstandssensor im infraroten Wellenlängenbereich bei 940 nm arbeitet und im Anwendungsfall eines Magnetlagers in einem gekapseltem Gehäuse verbaut werden soll, ist eine Intensitätsmodulation der LED nicht notwendig. Dennoch wäre die Modulation des LED Durchlassstroms I_F in Form eines unipolaren Rechteckimpulses, die nächste logische Weiterentwicklung, um die Anwendungsmöglichkeiten des Sensors durch geringere Fremdlichtempfindlichkeit zu erweitern.

5.2.1 Konstantstromquelle mit PSS12021SAY

Aufgrund der Einfachheit der Beschaltung und des geringen Preises wurde der Baustein *PSS12021SAY* gewählt. Bei der Konstantstromquelle *PSS12021SAY* der Fa. NXP Semiconductor handelt es sich um einen PNP-Transistor, der zur Stabilisierung mit zwei Dioden und zwei internen Widerständen beschalten ist. Über den externen Widerstand R_1 parallel zum Kollektor und der Versorgungsspannung kann der Durchlassstrom der LED I_F gemäß Glg. (5.1) vorgegeben werden.

$$I_F = \frac{0.617V}{R_1} + 15\mu A \quad (5.1)$$

Messungen am realen Aufbau haben aber gezeigt, dass ein Widerstand von $R_1 = 86 \Omega$ die gewählten 5 mA bereitstellt. Durch eine einfache Erweiterung der Schaltung mit einem NPN-Transistor, der am Masseanschluss des *PSS12021SAY* gemäß Abb. 5.9 angeschlossen wird, lässt sich der Durchlassstrom der LED ein und ausschalten, oder auch mit dem zuvor erwähnten unipolaren Rechteckimpuls modulieren.

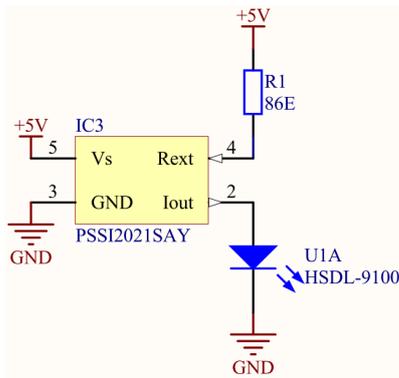


Abb. 5.8: Aufbau einer Konstantstromquelle mit vorbeschaltetem PNP-Transistor *PSSI2021SAY* (NXP Semiconductor)

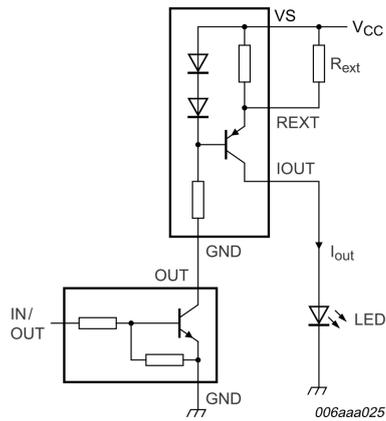


Abb. 5.9: Erweiterung des *PSSI2021SAY* (NXP Semiconductor) zum Ein-/Ausschalten oder Modulieren des Durchlassstromes I_F [43]

5.3 Sperrspannungsquelle

Die Sperrspannungsquelle sorgt für konstante Vorspannung der Fotodiode, damit die Fotodiode als passiver Wandler im 3. Quadranten betrieben werden kann, in dem ein weitgehend lineares Verhältnis zwischen Bestrahlungsstärke E_{FD} in W/m^2 und Sperrstrom I_S herrscht. Gemäß der aufgenommenen Fotodiodenkapazität (Abb. 4.3) wurde eine Sperrspannung von $U_S = 1,2 V$ gewählt. Wichtige Voraussetzung für die Sperrspannungsquelle ist eine konstante Spannung bei geringem Rauschanteil. Gewählt wurde der Baustein *ADR3412* (Analog Devices) mit $U_S = 1,2 V$ und einer Toleranz von $\pm 0.1 \%$. Alternativ kann auch der Bauteil *ADR280* (Analog Devices) verwendet werden, der eine größere Toleranz ($\pm 0.5 \%$) besitzt.

5.4 Differenzverstärker

Nach dem Transimpedanzverstärker folgt ein als Differenzverstärker beschalteter OPV (OP291). Bei diesem Typ handelt es sich um einen Single-Supply, Rail-to-Rail OPV der Fa. Analog Devices mit einem GBW von 3 MHz und einer geringen Stromaufnahme von etwa $300 \mu A$ je OPV. Der Differenzverstärker dient dazu, die konstante Vorspannung der Fotodiode von $U_S = 1,2 V$ vom eigentlichen Sensorsignal $U_{A TIA}$ zu subtrahieren. Pro Fotodiode wird ein Differenzverstärker und somit zwei OPVs benötigt, weshalb die Version OP291 mit zwei OPVs in einem SOIC-Gehäuse gewählt wurde. Die Ausgangsspannung $U_{A DIFF}$ folgt dabei Glg. (5.2). Über die beiden Widerstände $R_{E1} = R_{E2} = R_E$ und $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ erfolgt die Anpassung des Ausgangsspannungspegels an den Eingangsmessbereich des AD-Wandlers.

$$U_{A DIFF} = \frac{R_K}{R_E} \cdot (U_{A TIA} - U_S) \quad (5.2)$$

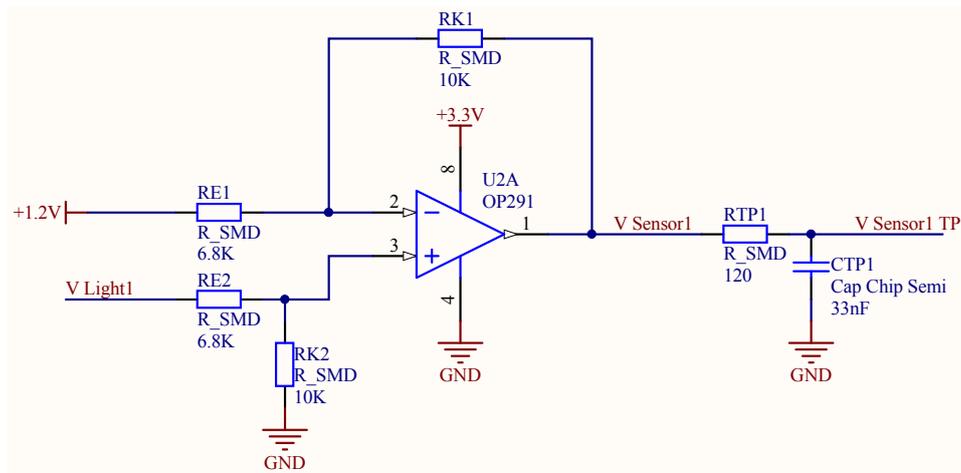


Abb. 5.10: Differenzverstärker mit nachgeschaltetem passiven Tiefpass 1. Ordnung als analoges Ausgangsfilter

5.5 Ausgangsfilter

Die letzte Funktionsgruppe des analogen Sensormoduls ist das Ausgangsfilter, das höherfrequente Anteile im analogen Ausgangssignal herausfiltert und gleichzeitig als Anti-Aliasing Filter dient. Ein Anti-Aliasing-Filter wird benötigt, um mögliche Frequenzanteile des analogen Eingangssignals mit einer Frequenz oberhalb der halben Abtastfrequenz $\frac{f_s}{2}$ möglichst so weit zu dämpfen, dass sie die AD-Wandlung nicht erfasst. Gilt für die Frequenzen des digital abgetasteten Signals

$$f < \frac{f_s}{2}, \quad (5.3)$$

dann ist das Abtasttheorem nach Shannon erfüllt. Für den ersten praktischen Aufbau wurde aufgrund der Einfachheit vorerst ein passives Tiefpassfilter erster Ordnung gemäß Abb. 5.10 mit einer Grenzfrequenz von $f_{TP} = 40,190$ kHz vorgesehen.

$$f_{TP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{TP1} \cdot C_{TP1}} = 40,190 \text{ kHz} \quad (5.4)$$

Für eine neue Version des Sensors sollte aber zumindest ein aktives Tiefpassfilter zweiter Ordnung vorgesehen werden.

6 Simulation des analogen Schaltungsteiles

Die Simulation der analogen Eingangsschaltung erfolgte mit dem Programmpaket *PSpice* (*OrCAD 9.1*). In der *PSpice*-Simulation wurde die Transimpedanzschaltung mit nachfolgendem Differenzverstärker modelliert und die Fotodiode, wie in Abb. 4.7 dargestellt, vereinfacht. Für die verschiedenen Analyse-Methoden wurden die Stromquellen variiert. Die Wahl der Stromwerte erfolgte für die AC-Simulation so, dass am Ausgang der Transimpedanzstufe eine Ausgangsspannungsamplitude von $U_A = 1,0 \text{ V}$ gegeben war.

6.1 Einfacher Transimpedanzverstärker

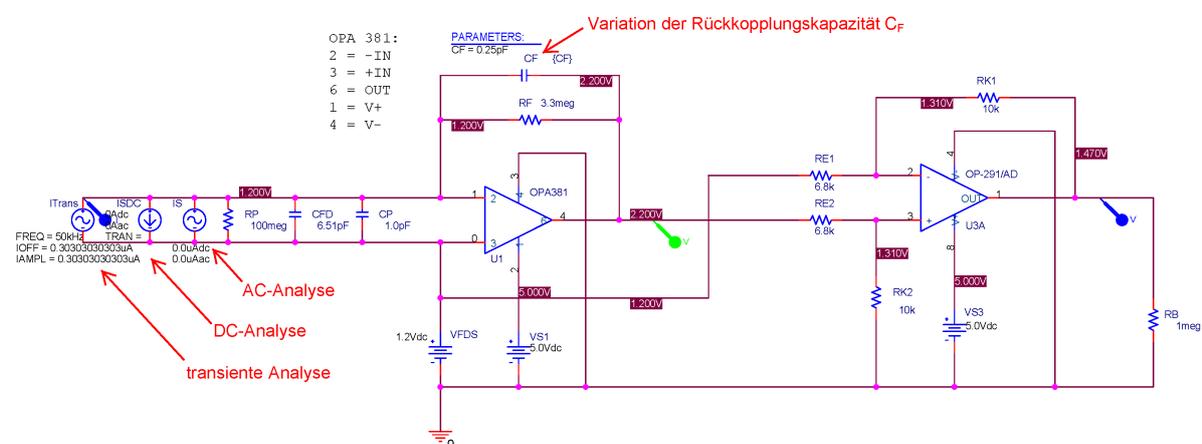


Abb. 6.1: *PSpice*-Modell des, über eine einfache Rückkopplungskapazität stabilisierten, Transimpedanzverstärkers

Es wurde auch eine DC-Simulation der Ausgangsspannungen U_A in Bezug auf den Sperrstrom I_S der Fotodiode am Eingang ausgeführt. Die maximalen Ausgangsspannungen der beiden Verstärkerstufen bei einer Versorgungsspannung von $U_V = 5,0 \text{ V}$ und den gewählten Widerständen $R_F = 3,3 \text{ M}\Omega$, $R_K = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_E = 6,8 \text{ k}\Omega$ ist mit $U_{A \text{ TIA}} = 4,587 \text{ V}$ sowie $U_{A \text{ Diff}} = 4,930 \text{ V}$ begrenzt. Somit wird die Ausgangsspannung in der derzeitigen Konfiguration, wie man auch in Abb. 6.2 erkennt, durch die Versorgungsspannung des Differenzverstärkers begrenzt. Ohne Beleuchtung der Sensorelemente liegt am Ausgang der Transimpedanzstufe eine Spannung von $U_{A \text{ TIA}} = U_S = 1,2 \text{ V}$ und am Ausgang des Differenzverstärkers ein Spannungsoffset von $U_{A \text{ DIFF}} = 60,5 \text{ mV}$ an. Zur Kontrolle der in Kap. 4.3.1 analytisch berechneten Ergebnisse, wurde die Grenzfrequenz ebenfalls mit *PSpice* ermittelt. Die Eingangskapazitäten des OPV sind hierbei bereits im *PSpice*-Untermodell OPA381 integriert, sodass lediglich angenommene parasitäre Kapazitäten, sowie die Sperrschichtkapazität der Fotodiode diskret modelliert werden müssen. Für die nachfolgenden dynamischen Simulationsergebnisse wurde als Parameter die Rückkopplungskapazität C_F variiert.

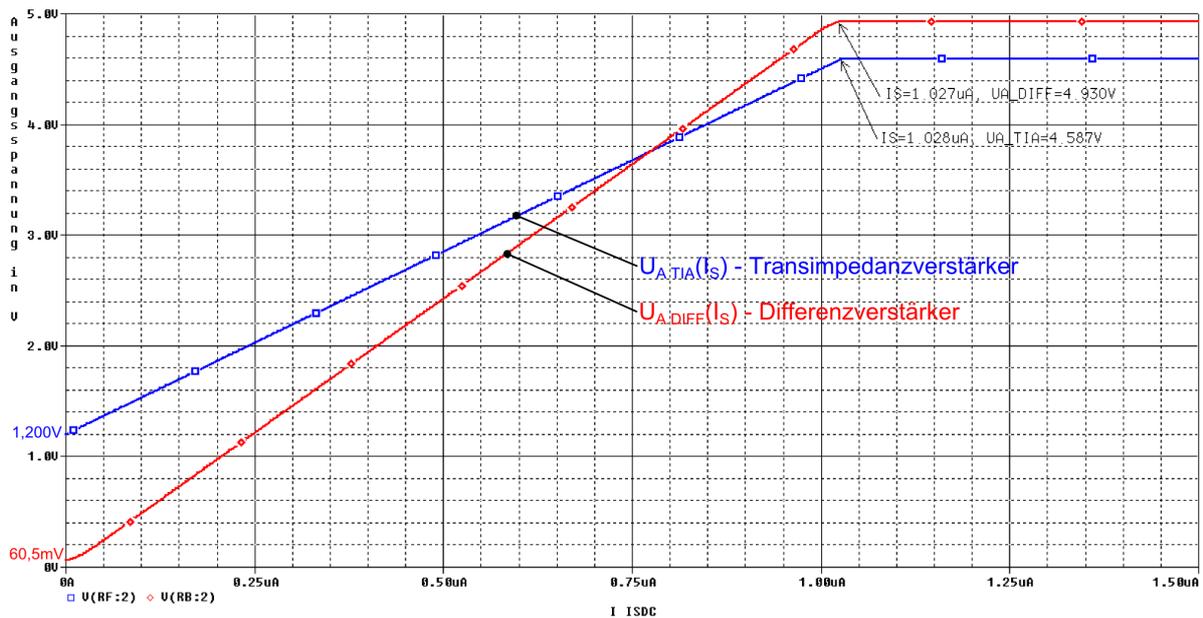


Abb. 6.2: DC-Analyse, Ausgangsspannungen $U_{A\ TIA}$ und $U_{A\ Diff}$ in Abhängigkeit des Sperrstroms I_S der Fotodiode

Man erkennt in Abb. 6.3 und 6.4 sehr gut die starke Abhängigkeit des Frequenzverhaltens der Transimpedanzstufe bei Variation von C_F . Für $C_F = 0,025\text{ pF}$ und $C_F = 0,100\text{ pF}$ ist die Schaltung unterkompensiert und es kommt zu der bereits erwähnten Spannungsüberhöhung im Amplitudengang, die mit sinkendem Wert von C_F ansteigt. Bei $C_F = 0,150\text{ pF}$ kommt es gerade zu keiner Überhöhung mehr, bei gleichzeitig möglichst hoher -3dB-Grenzfrequenz, weshalb dieser Wert das Optimum für die Transimpedanzstufe darstellt. Durch höhere Werte wie $C_F = 0,200\text{ pF}$ verringert sich die Grenzfrequenz. Mit einer noch höheren Rückkopplungskapazität von $C_F = 2,500\text{ pF}$ ist die Transimpedanzstufe zwar stabil, jedoch auch stark überkompensiert und die -3dB-Grenzfrequenz ist stark herabgesetzt auf einen Wert unter 20 kHz. Durch eine normierte Darstellung des Amplitudenganges in Volt, wie in Abb. 6.4, ist die starke Abhängigkeit des Amplitudenganges und der Spannungsüberhöhung von der Rückkopplungskapazität noch besser ersichtlicher. In Abb. 6.3 ist erkennbar, dass der nachgeschaltete Differenzverstärker die obere Grenzfrequenz nicht verringert, da ein weiterer Abfall im Amplitudengang erst bei ca. 1 MHz sichtbar ist. Zusätzlich wird in Abb. 6.5 der Phasengang gezeigt, der aufgrund des nachgeschalteten Differenzverstärkers eine weitere Phasenverschiebung aufweist. Die Gruppenlaufzeit ist in Abb. 6.6 dargestellt. Durch die Differenzverstärkerstufe wird die Gruppenlaufzeit unabhängig von C_F geringfügig erhöht. Der gewählte Wert der Rückkopplungskapazität bestimmt auch die Gruppenlaufzeit. Genaue Ergebnisse sind in Tab. 6.1 zusammengefasst. Vergleicht man nun die Ergebnisse des analytischen Modells und der *PSpice*-Simulation, kann festgestellt werden, dass die Ergebnisse gut übereinstimmen, besonders bei Vergleich von f_{3dB} und t_{gr} . Die zu wählende ideale Rückkopplungskapazität ist für die gegebene Konfiguration laut Simulation mit $C_F = 0,150\text{ pF}$ kleiner als der analytisch

ermittelte Wert von $C_F = 0,243 \text{ pF}$. Die Überhöhung bei unterkompensierter Verstärkerstufe ist in der numerischen Simulation, wie im Amplitudengang und der Gruppenlaufzeit gut sichtbar, ebenfalls weit geringer. Eine in Abb. 6.7 dargestellte transiente Analyse zeigt, dass auch bei einer Modulation des Sperrstromes mit einem harmonischen Signal hoher Frequenz ($f = 50 \text{ kHz}$) mit keinen Verzerrungen zu rechnen ist. Dies steht im Gegensatz zu den real aufgenommenen Messwerten mit dem OP291 wie in Abb. 9.37 dargestellt.

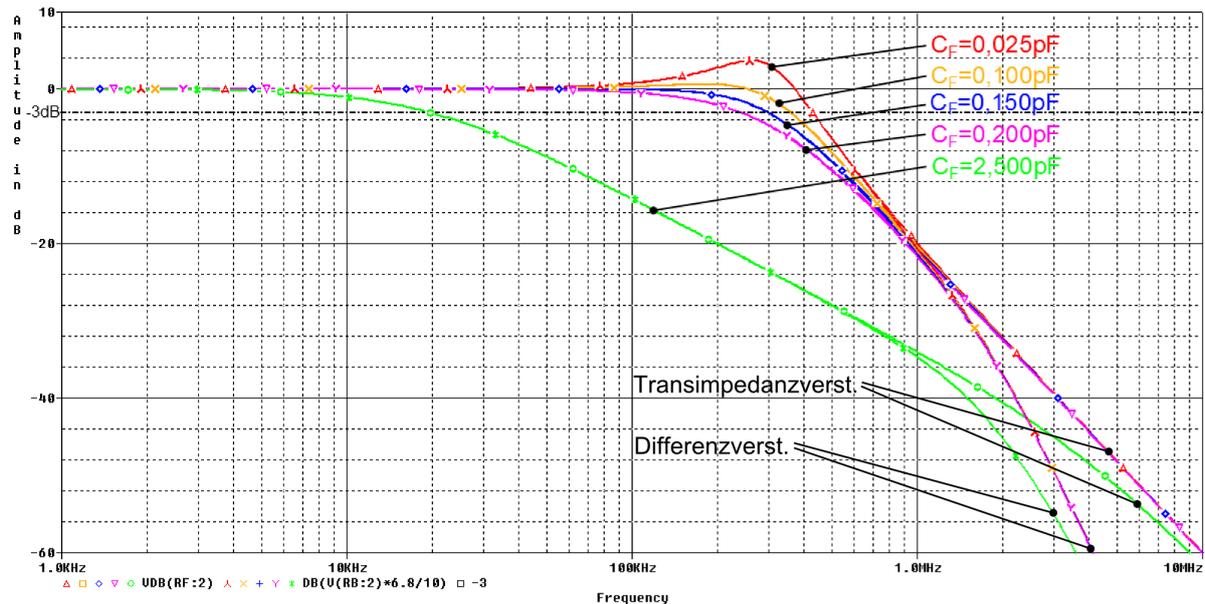


Abb. 6.3: AC-Analyse, Amplitudengang der Transimpedanz- u. Differenzverstärkerstufe in dB bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

PSpice Ergebnisse bei Variation von C_F					
C_F	0,025 pF	0,100 pF	0,150 pF	0,200 pF	0,250 pF
f_{3dB}	395,2 kHz	323,4 kHz	277,8 kHz	223,7 kHz	18,7 kHz
f_r	239,9 kHz	169,8 kHz	—	—	—
G_{rn}	1,535	1,075	—	—	—
$t_{gr \text{ TIA}}$	403,5 ns	651,0 ns	816,0 ns	981,0 ns	8546,5 ns
$t_{gr \text{ DIFF}}$	561,5 ns	809,0 ns	974,0 ns	1138,7 ns	8704,5 ns

Tab. 6.1: Mit PSpice ermittelte Simulationsergebnisse des einfachen TIA-Modells bei Variation von C_F

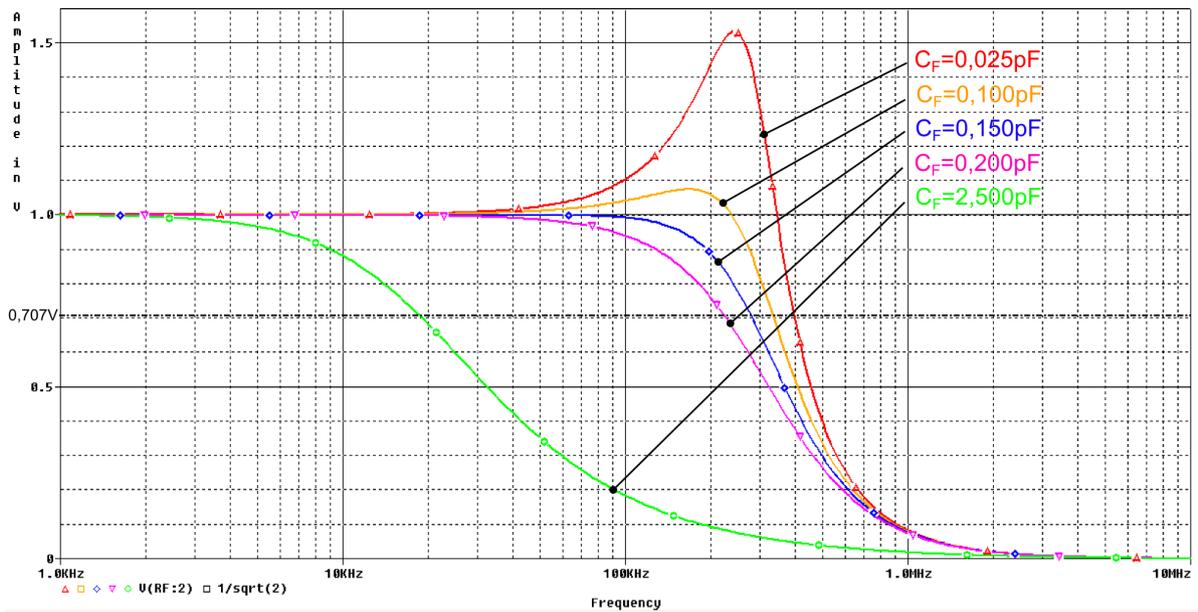


Abb. 6.4: AC-Analyse, Amplitudengang der Transimpedanzverstärkerstufe in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

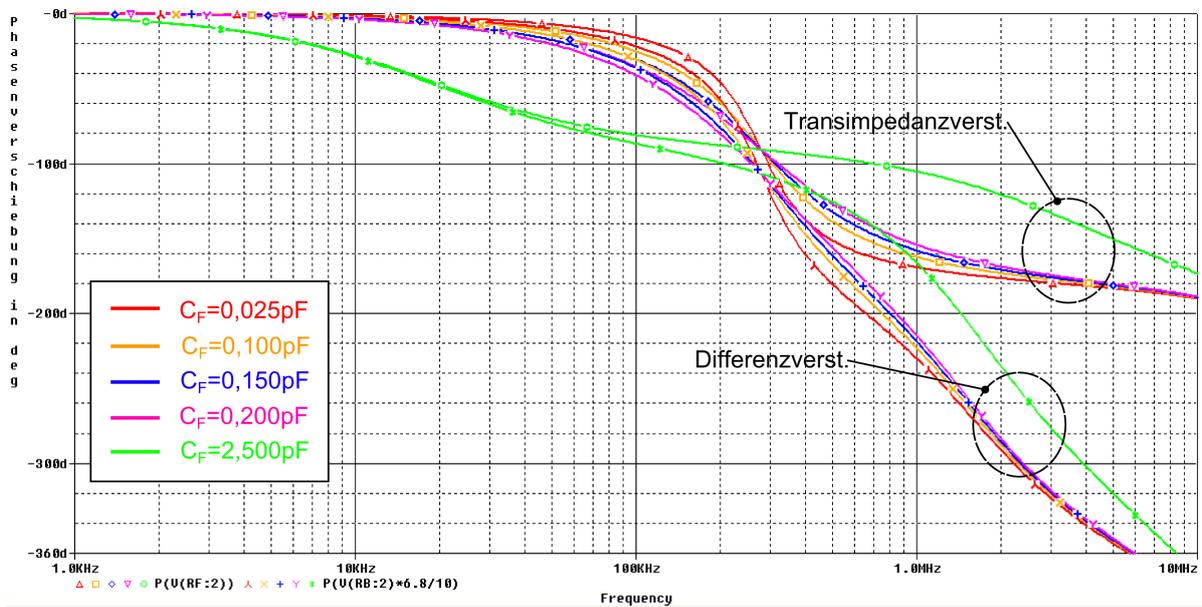


Abb. 6.5: AC-Analyse, Phasengang der Transimpedanz- und Differenzverstärkerstufe in Grad bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

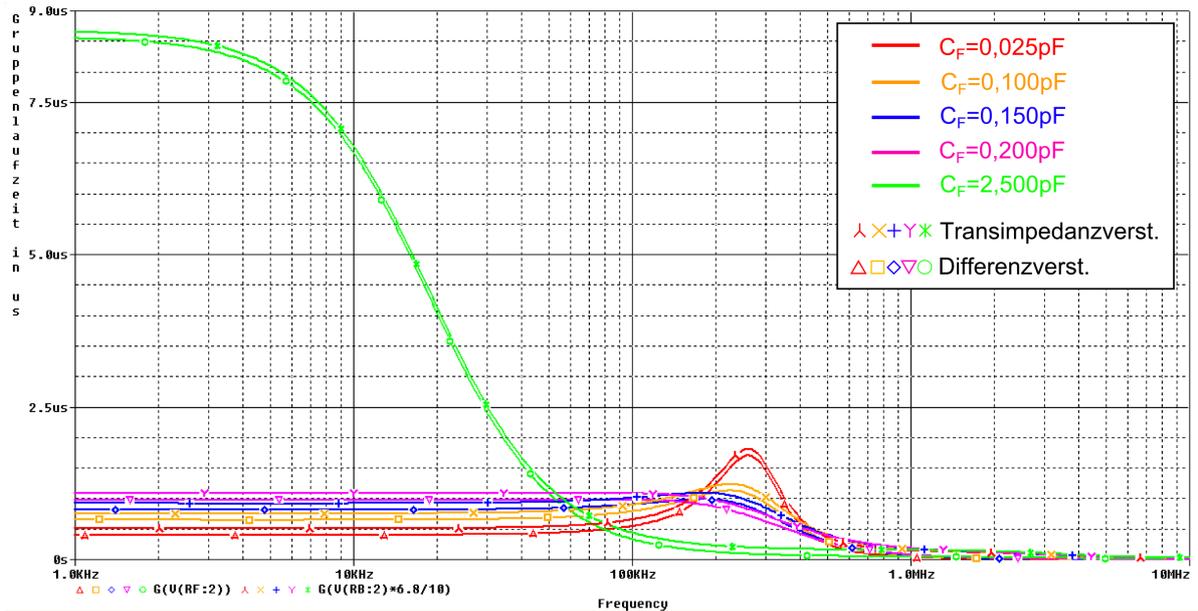


Abb. 6.6: AC-Analyse, Gruppenlaufzeit der Transimpedanz- und Differenzverstärkerstufe in μs bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

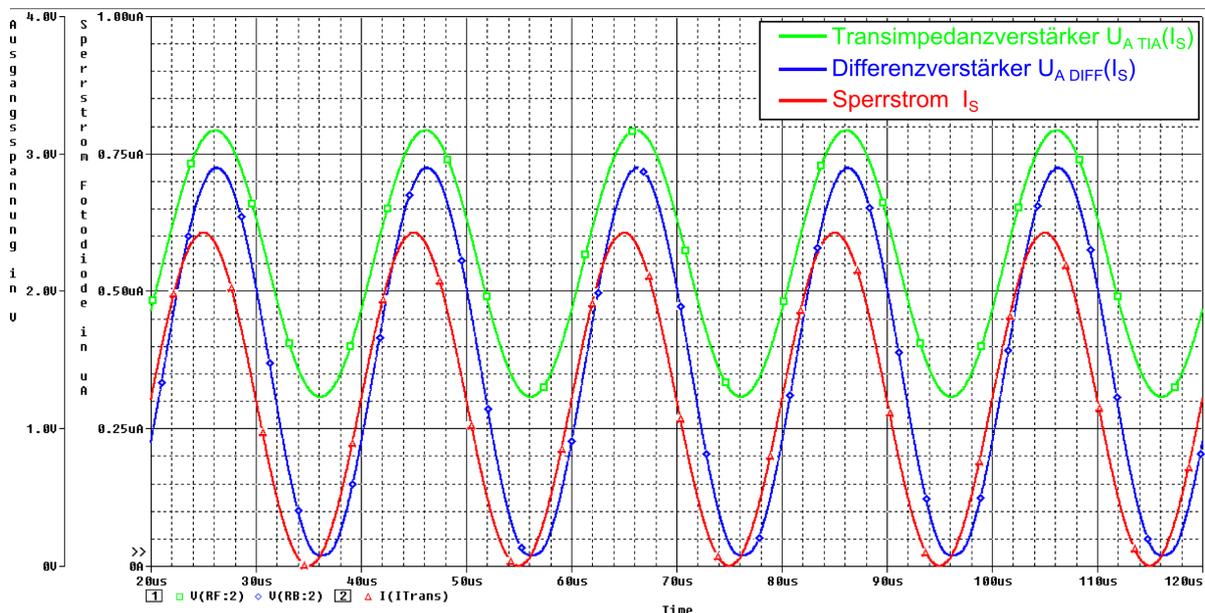


Abb. 6.7: DC-Analyse, Ausgangsspannungen $U_{A\ TIA}$ und $U_{A\ Diff}$ in Abhängigkeit des Sperrstroms I_S der Fotodiode

6.2 Erweiterte Kompensationsmethoden des Transimpedanzverstärkers

Im folgenden Abschnitt werden die zuvor in Kap. 4.3.2 vorgestellten Schaltungen auf ihre Funktion mit Hilfe von *PSpice* getestet, um in weiterer Folge noch besser angepasste Bauteilwerte für einen verbesserten realen Schaltungsaufbau zu erarbeiten.

6.2.1 TIA mit T-Widerstandsnetzwerk

Durch den Spannungsteiler wird der Widerstand R_{F1} um den Faktor $\left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{F3}}\right)$ erhöht. Gleichzeitig wurde im Simulationsmodell der Widerstand R_{F1} in zwei seriell geschaltete Widerstände R_{F1} und R_{F12} aufgesplittet, wodurch sich die ebenfalls in Serie geschalteten parasitären Kapazitäten C_{RF1} und C_{RF12} halbieren. Zur Stabilisierung wird die Rückkopplungskapazität C_F parallel zum wesentlich kleineren Widerstand R_{F2} geschaltet, wodurch sich größere, besser handhabbare, Werte für C_F ergeben. Der Widerstand R_{F2} wurde so gewählt, dass $R_{F2} \ll R_{F1}$ und damit auch die Vereinfachung gemäß Glg. (4.25) gilt. Eine breit angelegte Parameterstudie hat gezeigt, dass für das Teilverhältnis $\frac{R_{F2}}{R_{F3}}$ ein Wert kleiner 1,5 gewählt werden muss, um in der Simulation sinnvolle Ergebnisse zu erhalten. Die in Tab. 6.2 zusammengefassten Ergebnisse der Simulation zeigen, dass durch das T-Netzwerk höhere Grenzfrequenzen beim Amplitudengang mit geringerer Schwankungsbreite erreichbar sind. Die Abhängigkeit von C_F wird ebenfalls verringert, trotz nahezu gleichem effektiven Rückkopplungswiderstand $R_{F_{eq}} = 3,312 \text{ M}\Omega$. Diese Schaltungsvariante scheint nach den Simulationsergebnissen für zukünftige Weiterentwicklungen gut geeignet zu sein.

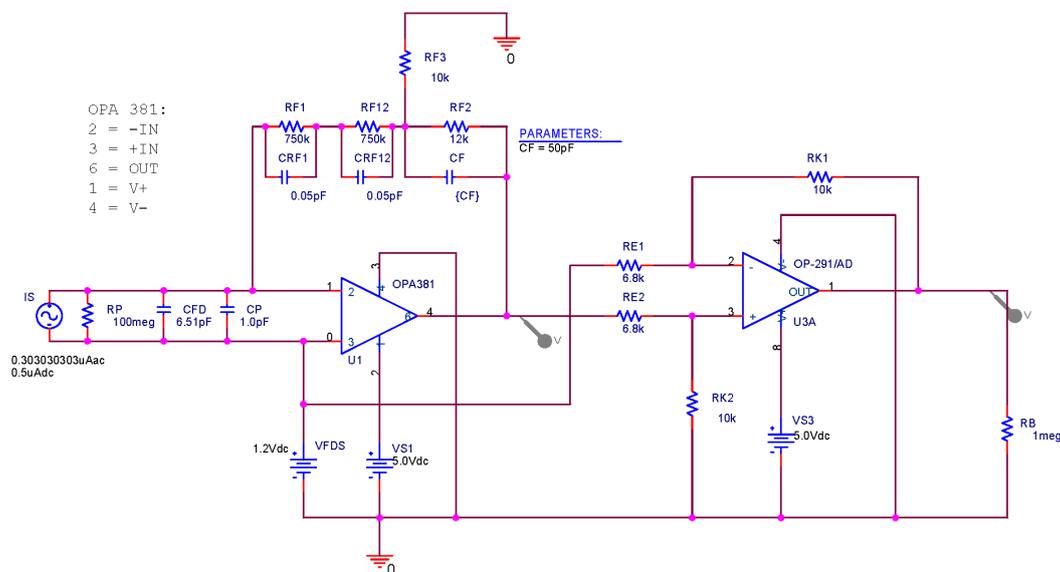


Abb. 6.8: *PSpice*-Modell des, über ein T-Widerstandsnetzwerk stabilisierten, Transimpedanzverstärkers

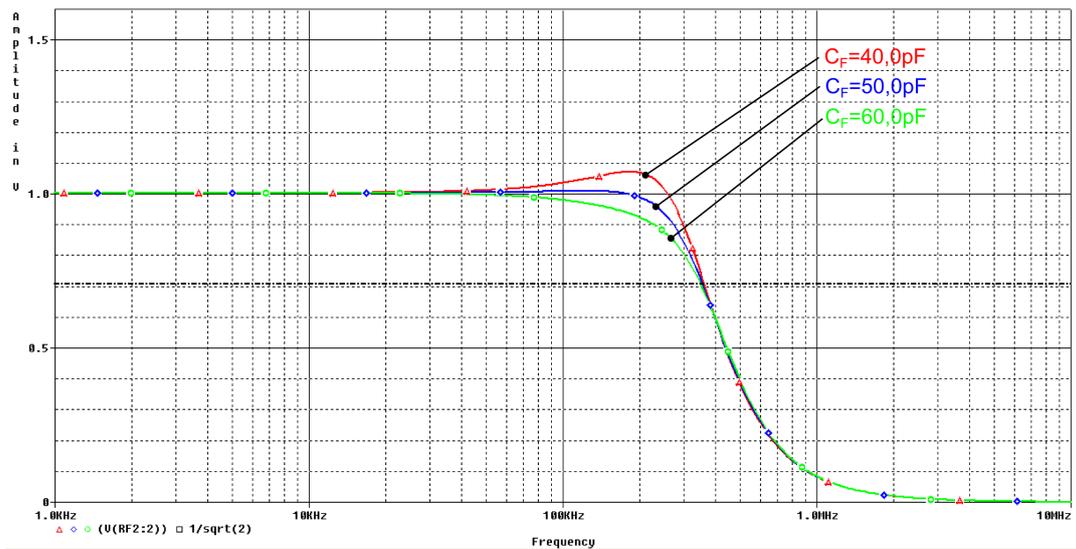


Abb. 6.9: AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit T-Widerstandsnetzwerk in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_F

PSpice Ergebnisse T-Widerstandsnetzwerk			
C_F	40,0 pF	50,0 pF	60,0 pF
f_{3dB}	359,8 kHz	352,7 kHz	349,2 kHz
f_r	182,0 kHz	123,0 kHz	—
G_{rn}	1,072	1,010	—

Tab. 6.2: Mit *PSpice* ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit T-Widerstandsnetzwerk

6.2.2 TIA mit T-Kapazitätsnetzwerk

Eine weitere Möglichkeit um kleine Kapazitätswerte im Rückkopplungsweig zu ermöglichen ist ein kapazitives T-Netzwerk. Der Rückkopplungswiderstand R_F wurde auch in diesem Modell wieder aufgeteilt. Die effektive äquivalente Kapazität C_{eq} wird mit steigendem Wert C_{F3} kleiner. Die Ergebnisse der Simulation in Abb. 6.11 und Tab. 6.3 zeigen eine geringe Empfindlichkeit des Amplitudenganges gegenüber Änderungen der Kapazität C_{F3} und ebenfalls eine gute Eignung.

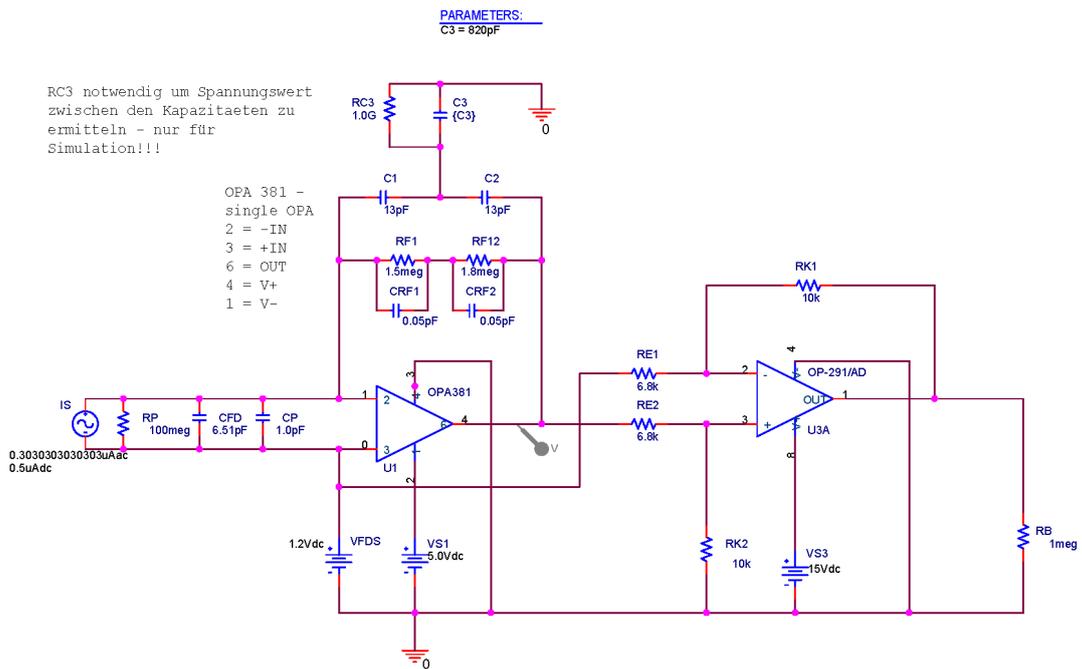


Abb. 6.10: *PSpice*-Modell des, über ein kapazitives T-Netzwerk stabilisierten, Transimpedanzverstärkers

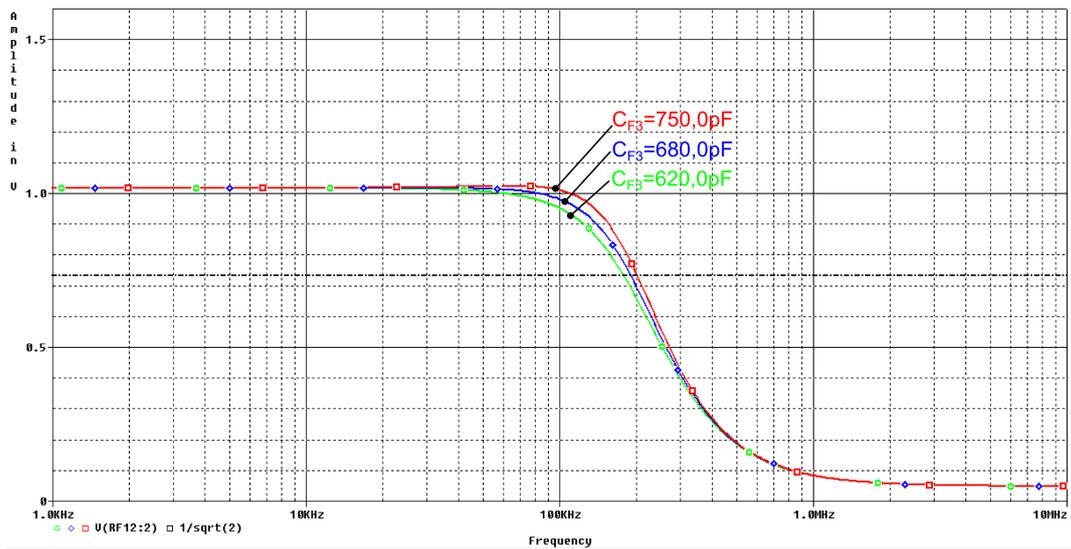


Abb. 6.11: AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit T-Kapazitätsnetzwerk in Volt bei Variation der Rückkopplungskapazität C_{F3}

PSpice Ergebnisse T-Kapazitätsnetzwerk

C_F	750,0 pF	680,0 pF	620,0 pF
f_{3dB}	202,0 kHz	190,5 kHz	178,7 kHz
f_r	64,6 kHz	—	—
G_{rn}	1,006	—	—

Tab. 6.3: Mit *PSpice* ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit T-Kapazitätsnetzwerk

6.2.3 TIA mit RC-Glied

Die dritte untersuchte Variante ist ein RC-Glied in der Rückkopplung. Eine Parameterstudie, bei der auch der Widerstand R_C variiert wurde, hat gezeigt, dass die Amplitudenüberhöhung mit keiner getesteten RC-Kombination verhindert werden kann. Prinzipiell nimmt die Amplitudenüberhöhung mit größer werdendem Wert der Kapazität C_C zu. Eine weitere Reduktion von C_C unter einen Wert von $C_C = 1,0$ pF bringt jedoch ebenfalls keine Abhilfe, da die Amplitudenüberhöhung in den Simulationen gegen einen fixen Wert konvergiert ($G_{rn} > 1,0$). Aufgrund des schlechten Verhaltens, scheinen weitere praktische Tests mit dieser Schaltungsvariante nicht sehr vielversprechend.

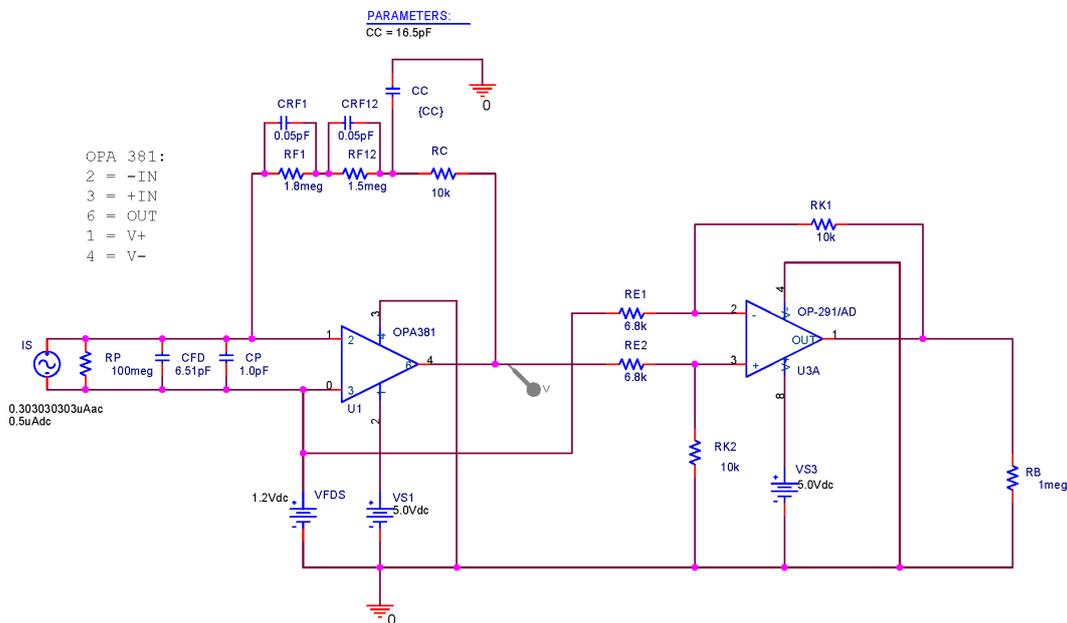


Abb. 6.12: *PSpice*-Modell, des über ein RC-Glied stabilisierten, Transimpedanzverstärkers

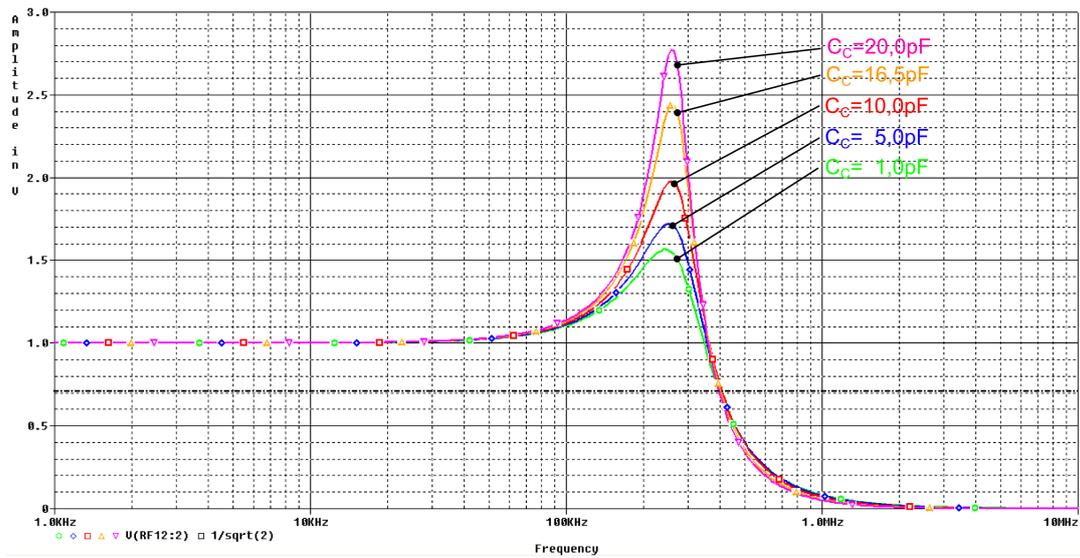


Abb. 6.13: AC-Analyse, Amplitudengang des TIA-Modells mit RC-Glied in Volt bei Variation der Kapazität C_C

PSpice Ergebnisse RC-Glied					
C_C	20,0 pF	16,5 pF	10,0 pF	5,0 pF	1,0 pF
f_{3dB}	395,5 kHz	400,9 kHz	406,2 kHz	403,8 kHz	397,1 kHz
f_r	257,0 kHz	263,0 kHz	257,0 kHz	251,2 kHz	245,5 kHz
G_m	2,771	2,440	1,978	1,721	1,566

Tab. 6.4: Mit *PSpice* ermittelte Simulationsergebnisse des TIA-Modells mit RC-Glied

7 Digitale Auswerteeinheit

Zur Auswertung des Analogsensors wurde als digitale Einheit eine Basisplatine mit dem Mikrocontroller PIC 18F26K80 der Fa. Microchip, sowie diverse weitere erforderliche Platinen konzipiert. Aufbauend auf dem Hardwaredesign wird in Kap. 7.3 die erstellte Software für den Mikrocontroller erläutert.

7.1 Hardware

Alle in diesem Kapitel vorgestellten Platinen wurden mit dem Programm *Altium Designer* entworfen. Die Platinen wurden am Institut hergestellt und sind, wie der Analogteil des Sensors, als Doppellayer ausgeführt.

7.1.1 Auswahl des Mikrocontrollers

Für die Auswahl des Mikrocontrollers PIC 18F26K80 waren folgende Anforderungen ausschlaggebend:

- Kostengünstiger, industriell einsetzbarer Mikrocontroller eines renommierten Herstellers,
- CAN-Bus Funktionalität,
- 12-Bit Analog/Digital Wandler und
- geringer Strombedarf.

Der verwendete Mikrocontroller PIC 18F26K80 ist ein 8-Bit Mikrocontroller der Fa. Microchip. Der PIC weist eine Harvard Architektur auf. Er erfüllt alle zuvor genannten Spezifikationen durch folgende Daten:

- Preis: ca. 2,87 € (Stand Juli 2014),
- integriertes ECAN Bus Modul mit Unterstützung bis CAN 2.0B Spezifikation,
- integrierter 12-Bit A/D-Wandler,
- Stromaufnahme im Run-Mode (CPU ein, Peripherie ein): $3,8 \mu\text{A}$.

7.1.2 PIC 18F26K80 Mikrocontrollerplatine

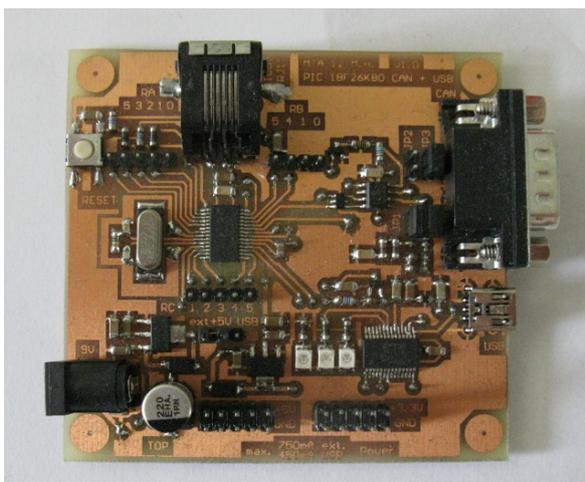
Die Basisplatine enthält folgende Funktionalitäten:

- JTAG-Anschluss mit RJ11 Buchse zur In-System-Programmierung und Debugging mit MPLAB ICD 3 (Fa. Microchip) In-System-Programmiergerät an PGD/PGC (ICD3 RX/ICD3 TX) an .

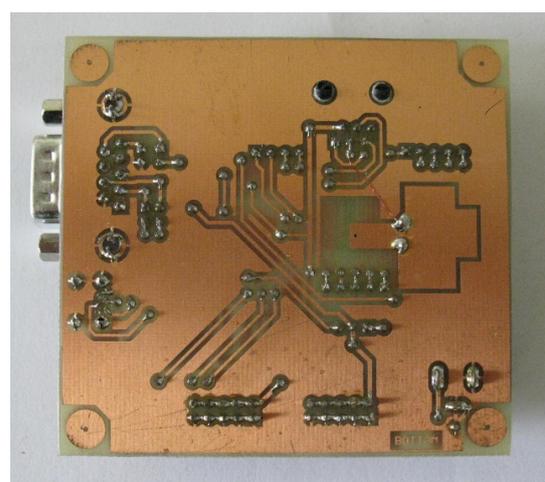
- Hardware Reset über einen externen Taster an \overline{MCLR} .
- Externer 16 MHz Quarzoszillator für eine konstante Taktfrequenz. Mit der zusätzlichen Frequenzvervielfachung mittels der Chip-internen 4-fach PLL, wurde die maximal mögliche Arbeitsfrequenz von 64 MHz eingestellt.
- Auswahlmöglichkeit, ob die Platine über die externe Spannungsversorgung oder über den USB-Anschluss versorgt wird.
- Der CAN-Bus Anschluss erfolgt über einen 9-poligen Sub-D Steckverbinder. Die nachfolgend angeführten drei Jumper haben folgende Funktion:
 - JP1 - Terminierung der Busleitung mit $120\ \Omega$,
 - JP2 - +5 V Spannungsversorgung mit *CAN V+* über die Busleitung weiterleiten,
 - JP3 - CAN-Schirm *CAN SHLD* mit dem GND-Anschluss der Platine verbinden.

Die Umwandlung des LVTTTL-Signals vom Mikrocontroller (CANTX/CANRX) auf den differentiellen CAN-Bus-Pegel erfolgt mit dem CAN-Transceiver-IC MCP2551 (Fa. Microchip).

- Ein USB Anschluss an einen PC kann an den USB Typ B mini Buchse erfolgen. Die Pegelumwandlung des controllerseitigen LVTTTL-Signals sowie das komplette USB-Handling übernimmt der auf der Platine integrierte FT232R (Fa. FTDI) USB-UART Schnittstellenbaustein.
- Möglichkeit der Versorgung des optischen Sensors und weiterer Komponenten über die linear stabilisierten +5 V/+3,3 V Spannungen.

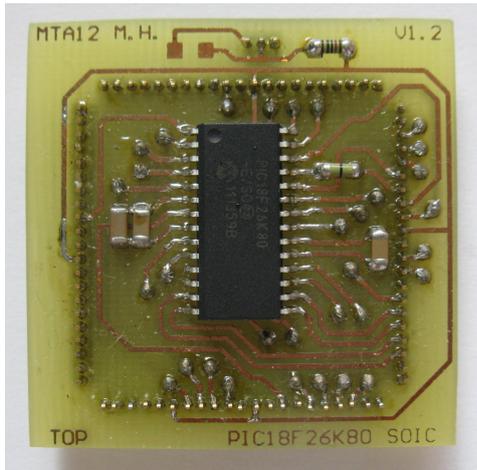


(a) Platinen-Oberseite

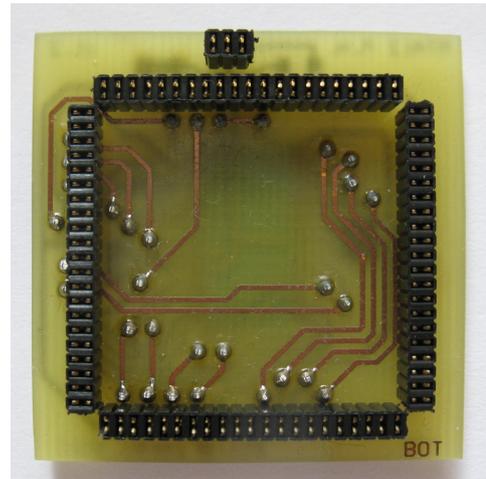


(b) Platinen-Unterseite

Abb. 7.1: Entwickelte Mikrocontrollerplatine für PIC18F26K80



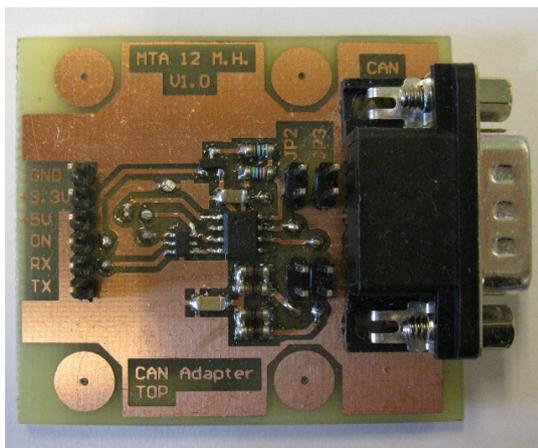
(a) Platinen-Oberseite



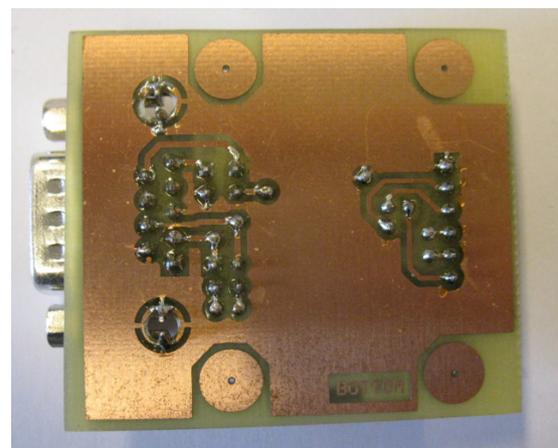
(b) Platinen-Unterseite

Abb. 7.3: PIC 18F26K80 Aufsteckplatine für das PIC18 Explorer Board

7.1.4 CAN Transceiver Platine



(a) Platinen-Oberseite



(b) Platinen-Unterseite

Abb. 7.4: CAN-Adapterplatine

Die CAN-Adapterplatine wurde selbst entwickelt, um das PIC18 Explorer Board mit CAN-Funktionalität auszustatten. Um die Signale vom Mikrocontroller auf CAN-Pegel zu transformieren enthält die Adapterplatine genauso wie die Mikrocontrollerplatine den CAN-Transceiver-IC MCP2551 (*Microchip*).

7.2 CAN-Bus

Für die Kommunikation zwischen Sensor und Zielsystem wurde ein Bussystem ausgewählt. Die Gegenüberstellung und der Vergleich der verschiedenen am Markt etablierten verfügbaren Bus-Systeme erfolgte in der Seminararbeit von Clemens Maier [34].

bus protocol	developer	type / class	covering layers in OSI model	number of channels	network topologies	maximum data rate	licence fees for implementation
I ² C	NXP Semiconductors N.V.	multi-master serial bus system	data link layer 2 physical layer 1	2	bus	10 kbit/s 400 kbit/s 1 Mbit/s 3.4 Mbit/s 5 Mbit/s short distances (few meters)	no [31]
		on PCB communication master-slave communication paradigm					
SPI	Freescale Semiconductors Inc.	synchronous serial bus system	not specified	commonly 4	independent slave daisy chained	not limited, device dependent short distances (few meters)	no [9a]
		on PCB communication master-slave communication paradigm					
CAN	Robert Bosch GmbH	multi-master serial bus system	data link layer 2 physical layer 1	1	bus	50 kbit/s for 1 km 125 kbit/s for 500m 1 Mbit/s for 40 m	yes [13b]
		master-slave communication paradigm					
FlexRay	FlexRay Consortium	time-triggered serial field bus system	data link layer 2 physical layer 1	1 / 2	bus, star, hybrid	2.5 Mbit/s 5 Mbit/s 10 Mbit/s max. length not specified	no* [15, 22]
		time-triggered communication paradigm					
TTP/C	TTTech Computertechnik AG	dual channel time-triggered field bus system	data link layer 2 physical layer 1	2	bus, star, hybrid	25 Mbit/s max. length not specified	no* [22]
		time-triggered communication paradigm					
PROFIBUS	PI PROFIBUS Nutzerorganisation e.V.	multi-master serial field bus system	application layer 7 data link layer 2 physical layer 1	1	bus, star, ring	PROFIBUS DP 9.6 kbit/s for 1200m (optical 15 km) 12 Mbit/s for 100m PROFIBUS PA: 31.25 kbit/s for 1900 m	yes [23]
		token passing / master-slave hybrid communication paradigm					

Tab. 7.1: Vergleich verschiedener Bus-Systeme [34]

Die Entscheidung fiel dabei auf den CAN-Bus der Fa. Bosch, der ursprünglich für den Automotive-Bereich entwickelt wurde. Das CAN-Bus System, das im Standard ISO 11898 spezifiziert ist, bietet Datenraten bis zu 1 Mbit/s in Abhängigkeit von der Buslänge, siehe Tab. 7.1, sowie ein umfangreiches Fehler-Management um verschiedene Fehler zu unterscheiden und somit eine korrekte Datenübertragung sicherzustellen.

7.2.1 CAN-Bus Datenübertragung

Der CAN-Bus ist ein differentielles Bus-System, durch welches Daten zwischen den einzelnen Bus-Teilnehmern symmetrisch übertragen werden. Dadurch ist dieses Bus-System robust gegen Störsignale. Damit eventuelle Störsignale auf die beiden mit gegenphasigen Signalen gespeisten Signalleitungen gleich einwirkt, werden die beiden Leitungen als twisted pair-Leitung

ausgeführt. Die Funktionsweise der Differenzsignalverarbeitung wird in Abb. 7.5 erläutert.

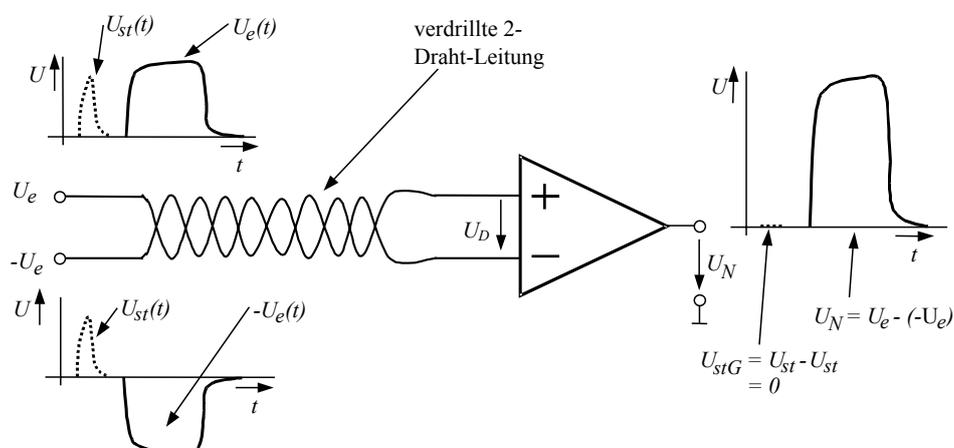


Abb. 7.5: Funktionsweise der Differenzsignalverarbeitung [45]

Die beiden Zustände, die das differentielle CAN-Bus-Signal annehmen kann, sind in Abb. 7.6, dargestellt, wobei der „recessive“ Zustand einer logischen 1 und der „dominante“ Zustand der logischen Null entspricht. Ein dominantes Bit überschreibt, wie der Name schon sagt, ein rezessives Bit.

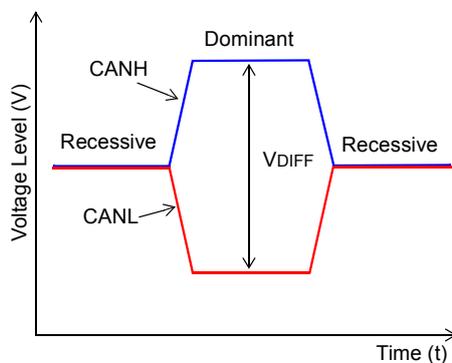


Abb. 7.6: Dominanter und recessiver Zustand des CAN-Bus-Signals [44]

Die Mittelspannung beträgt 2,5 V. Von diesem Spannungsniveau fällt das komplementäre Bus-Signal im Falle des dominanten Zustands am *CANL* auf 1,4 V ab, während das Signal am *CANH* auf 3,6 V ansteigt. Das Spannungsniveau gemäß ISO 11898 ist in Abb. 7.7 dargestellt.

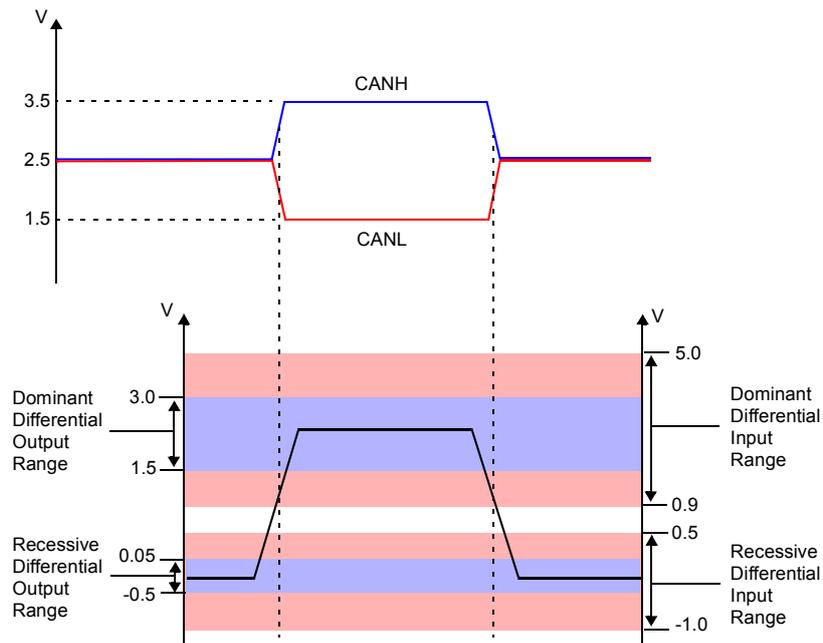


Abb. 7.7: Normierte Spannungsniveaus des CAN-Bus [44]

Das Busprotokoll beinhaltet verschiedene Paket-Typen zum Austausch von Informationen, die im Detail in der CAN-Spezifikation [51] aufgeführt sind. Prinzipiell sind für die Paket-Typen zwei Formate mit einem 11-bit oder 29-bit Identifier zulässig, wobei für die Realisierung des Systems der längere 29-bit Identifier gewählt wurde. In jedem Datenpaket (engl. Data Frame) werden bis zu 8 Byte an Nutzdaten übertragen. Der detaillierte Aufbau eines solchen Datenpakets ist in Tab. 7.2 dargestellt. Ein umfangreicher, erfolgreich durchgeführter praktischer Test mit den entwickelten Platinen erfolgte in der gemeinsamen Arbeit [35] mit Clemens Maier. Tests abweichend vom CAN-Standard von 1,0 Mbit/s haben gezeigt, dass eine Erhöhung bis auf 1,3 Mbit/s zufriedenstellend funktioniert.

7.2.2 CAN-Bus Kabel

Standardmäßig wird für die Verkabelung eines CAN-Bus-Systems ein geschirmtes Kabel mit D-Sub 9 Steckverbindung verwendet, wobei maximal 6 Leitungen belegt sind. Die Pinbelegung des nach DIN41652 genormten D-Sub 9 Steckersystems ist in Tab. 7.3 zusammengefasst.

DATA FRAME (Standard Frame)										
START OF FRAME	ARBITRATION FIELD		CONTROL FIELD		DATA FIELD**	CRC FIELD		ACK FIELD		END OF FRAME
SOF	11 bit IDENTIFIER	RTR	reserved	DLC*	0 to 8 bytes	CRC Sequence	CRC Delimiter	ACK SLOT***	ACK DELIMITER	flag sequence
1 (d)	11	1 (d)	2	4	0 ... 64	15	1 (r)	1 (d/r)	1 (r)	7 (r)

(d) dominant bit

(r) recessive bit

* DATA LENGTH CODE: indicator for the number of bytes in the DATA FIELD

** DATA FIELD: can contain 0 to 8 bytes, each byte containing 8 bits, MSB transferred first

*** ACK SLOT: transmitter sends one 'recessive' bit, a receiver which has received a valid message correctly reports back to the transmitter by sending a 'dominant' bit during the ACK SLOT (acknowledges the CRC procedure)

Tab. 7.2: Aufbau des CAN-Bus Datenübertragungsblocks [35]

Pin-Nr.	Zuweisung	Beschreibung
1	-	reserviert
2	<i>CAN L</i>	Signal Can-Low
3	<i>CAN GND</i>	Signal Can-Ground
4	-	reserviert
5	<i>CAN SHLD</i>	optionale Schirmung des Kabels
6	<i>GND</i>	optionaler Ground für Versorgungsspannung
7	<i>CAN H</i>	Signal Can-High
8	-	reserviert
9	<i>CAN V+</i>	optionale Versorgungsspannung

Tab. 7.3: Pin-Belegung des D-Sub 9 Steckersystems für den CAN-Bus

Um Reflexionen am CAN-Bus-Kabel zu verhindern, müssen die Enden mit einem 120Ω Widerstand abgeschlossen werden. Alternativ zur einfachen Terminierung mit einem Widerstand bietet sich auch die Variante mit gesplitteten 60Ω Abschlusswiderständen und einer Kapazität an, die gemeinsam mit den Widerständen einen Tiefpass bildet und so unerwünschte hochfrequente Störsignale auf der Busleitung unterdrückt. Der durch die beiden Widerstände und die Kapazität am Ende der Busleitung gebildet Pol des Tiefpasses erster Ordnung errechnet sich gemäß Glg. (7.1). Mit den gewählten Werten ergibt sich eine -3dB -Grenzfrequenz von $f_{3\text{dB}} = 1,129 \text{ MHz}$, womit man knapp über der maximalen Übertragungsrate von 1 MBit/s liegt.

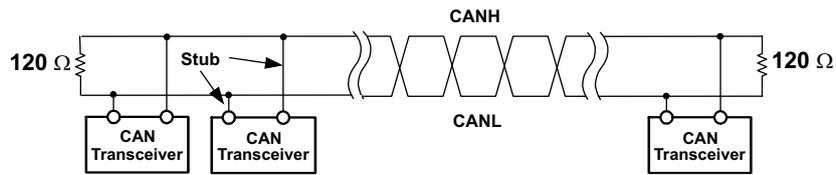


Abb. 7.8: Standard-Terminierung des CAN-Bus [52]

$$R_{CB} = 60 \Omega \parallel 60 \Omega = 30 \Omega$$

$$C_L = 4,7 \mu\text{F}$$

$$f_{3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{CB} \cdot C_L} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \Omega \cdot 4,7 \mu\text{F}} = 1,129 \text{ MHz} \quad (7.1)$$

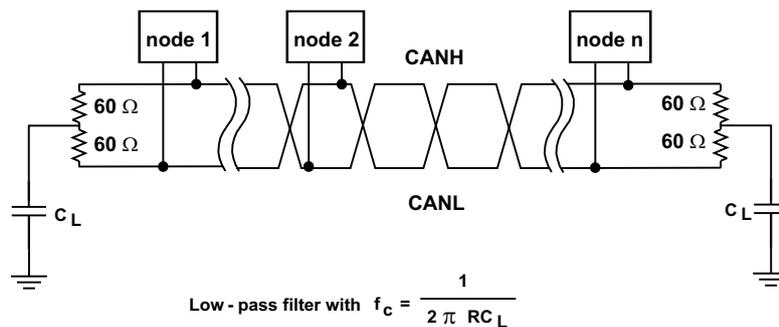


Abb. 7.9: Split-Terminierung des CAN-Bus [52]

7.3 Software

Im folgenden Kapitel soll die erstellte Software für den PIC18F26K80, sowie die dazu notwendigen Peripheriekomponenten des Mikrocontrollers erläutert werden, um die analogen Sensorsignale zu digitalisieren und weiterzuverarbeiten. Die Programmierung des Mikrocontrollers erfolgte mit dem Compiler *Microchip MPLAB C18*. Es wurde ein Programm erstellt, um den Analogspannungswert des Abstandssensors zu erfassen, und im Anschluss mit Hilfe einer Lookup-Tabelle in den Abstandswert in mm zu transformieren. Ein zweites Programm ermöglicht es, den abfallenden Spannungsimpuls, infolge einer am Versuchsrotor aufgetragenen Drehzahlmarkierung, in ein Drehzahlsignal umzusetzen. Die Programmierung des CAN-Bus, um einen erfassten Abstands- oder Drehzahlwert zur Weiterverarbeitung an andere angeschlossene Bus-Teilnehmer weiterzuleiten, wurde detailliert in [35] erläutert.

7.3.1 A/D-Wandlung

Der in PIC18 Mikrocontrollern gewöhnlich vorhandene Analog-Digital-Wandler arbeitet nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation. Dieses Verfahren bietet einen guten Kompromiss zwischen Auflösung und Genauigkeit, da es für jedes Bit des ADCs nur einen Vergleichsschritt benötigt. Der PIC18F26K80 bietet dabei die Möglichkeit sowohl single-ended als auch differentielle Messungen von Analogspannungen an bis zu 8 Kanälen mit einer Auflösung von $n = 12$ Bit durchzuführen. Bei differentieller Messung können aufgrund der notwendigen Erfassung des negativen Spannungssignals nur 4 analoge Spannungen gleichzeitig digitalisiert werden. Entsprechend dem Spannungsniveau des optischen Abstandssensors wird der AD-Wandler, wie in Abb. 7.10, single-ended betrieben. Als Referenzspannungsquelle für den A/D-Wandler wurde aufgrund der Spannungsversorgung des Mikrocontroller mit $+3,3$ V die interne Referenzspannung $V_{REF+} = 2,048$ V gewählt. Damit erhält man die kleinste darstellbare Spannungsdifferenz U_{LSB} zu

$$U_{LSB} = \frac{V_{REF+} - V_{REF-}}{2^n - 1} = \frac{2,048 \text{ V}}{2^{12} - 1} = 0,5 \text{ mV}. \quad (7.2)$$

$$SNR = 1,76 \text{ dB} + n \cdot 6,02 \text{ dB} = 74 \text{ dB}, \quad n = 12 \quad (7.3)$$

Das theoretisch erreichbare Signal-Rauschverhältnis (SNR) kann nach [66] gemäß Glg. (7.3) berechnet werden. Der Einsatz eines A/D-Wandlers mit höherer Auflösung würde erst Vorteile bringen, wenn das analoge Ausgangssignal des Sensors ein besseres Signalrauschverhältnis besitzt als der 12-Bit A/D-Wandler.

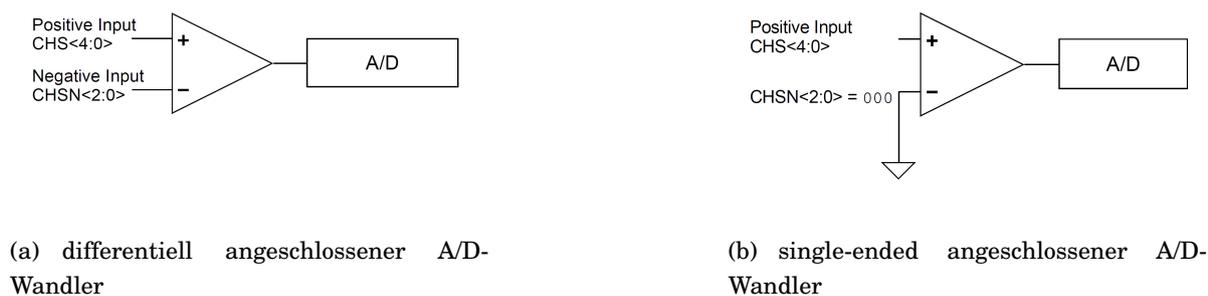


Abb. 7.10: Anschlussvarianten des AD-Wandlers [39]

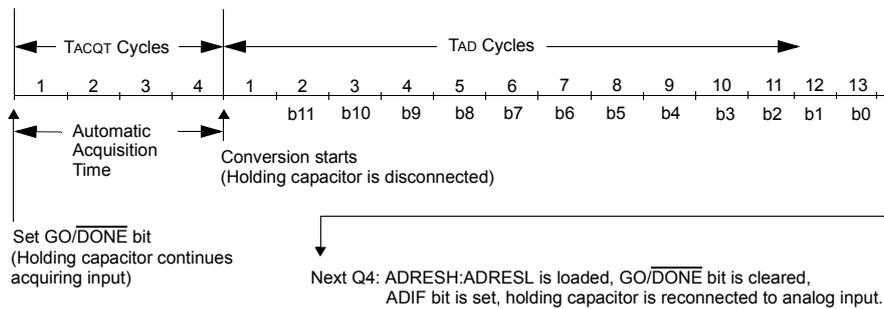


Abb. 7.11: Modell des A/D-Wandler-Eingangs [39]

Mittels der Konvertierungsfrequenz von $\frac{F_{osc}}{64}$ im ANCON1-Register wurde der Arbeitszeitschritt auf $T_{AD} = 1 \mu s$ festgelegt. Versuche haben gezeigt, dass kurze Arbeitszeitschritte T_{AD} möglich sind, man dafür jedoch die Anzahl der Zeitschritte T_{AD} für die Messwerterfassung entsprechend angepasst werden muss. Die Messwerterfassungszeit T_{ACQT} definiert die Zeitdauer, die das zu messende Signal am Sample&Hold-Glied anliegt. Die minimal dafür erforderliche Zeitdauer T_{ACQT} ist von der Umgebungstemperatur sowie dem Ausgangswiderstand der Signalquelle abhängig. Für die Messwerterfassungszeit wurde mit [39] $T_{ACQT} = 2 \cdot T_{AD} = 2 \mu s$ berechnet. Die minimale Zeitdauer für die vollständige Wandlung eines Wertes summiert sich auf $2 \cdot T_{AD} + 14 \cdot T_{AD} = 16 \mu s$, was einer Abtastfrequenz von $f_{s_max} = 62,5 \text{ kHz}$ entspricht.

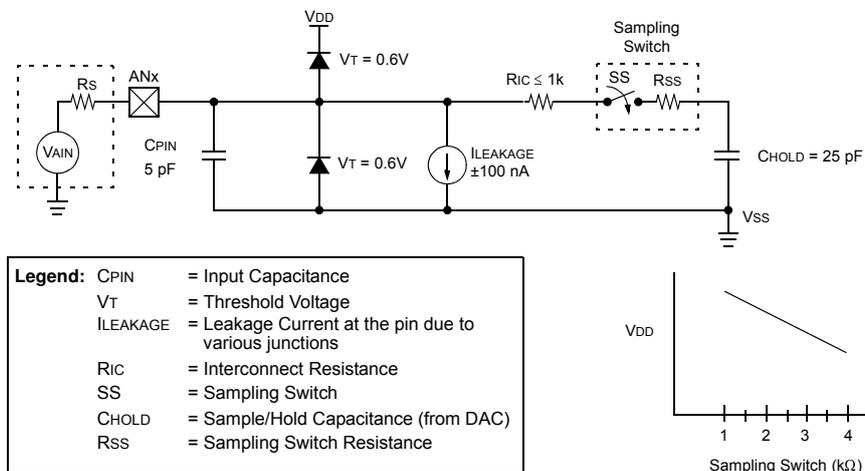


Abb. 7.12: Modell des Signaleingangs des AD-Wandlers [39]

Um die beiden Ausgangsspannungssignale der zwei Fotodioden des optischen Abstandssensors auszulesen, wird abwechselnd zwischen den beiden verwendeten Analogeingangskanälen RA0 und RA1 umgeschaltet. Da kein programmierbarer MUX im PIC18F26K80 verfügbar ist, wurde die Umschaltung softwareseitig implementiert. Nachdem pro Kanal je 16 Werte erfasst und aufsummiert werden, wird anschließend das geometrische Mittel durch

einfache Bitverschiebung um vier Stellen gebildet. Für geringsten Rechenaufwand ist eine Bitverschiebung einer Division gegenüber zu bevorzugen. Eine geometrische Mittelwertbildung mit $2^4 = 16$ Werten erhöht die digitale Auflösung und damit gleichzeitig auch das Signal-Rauschverhältnis des A/D-Wandlers um 4 Bit. Zu beachten ist, dass durch die Mittelung natürlich die Messzeit für einen konkreten Messwert nun 16-mal größer ist. Trotzdem die Wandlungsdauer mit Angabe der Anzahl der Arbeitszeitschritte genau definiert ist, kann die tatsächliche Abtastfrequenz variieren, da zwischen den Abtastungen eventuelle auch anderer Programmcode ausgeführt wird. Um trotzdem mit einer festgelegten Frequenz synchron abzutasten, wird der Interrupt über den Special Event Trigger vom Capture&Compare-Modul 2 (CCP2) ausgelöst. Näheres zur Interrupt-Programmierung findet sich in [38]. Dazu müssen die Register des CCP2-Moduls und des verwendeten Timer1-Moduls entsprechend der gewünschten Abtastfrequenz gesetzt werden. Wahlweise könnte auch das Timer3-Modul verwendet werden, das ebenfalls ein 16-Bit Register besitzt. Als Frequenzquelle des Timer1-Moduls wurde die Arbeitsfrequenz (Instruction Clock) $\frac{F_{osc}}{4} = \frac{64MHz}{4} = 16 \text{ MHz}$ gewählt. Das ergibt eine Periodendauer für das Timer1-Modul von $0,0625 \mu s$. Da eine Summenabtastfrequenz von $f_S = 50 \text{ kHz}$ ($< f_{S_max} = 62,5 \text{ kHz}$) gewählt wurde, wird jedes der beiden Ausgangsspannungssignale des optischen Sensors mit 25 kHz abgetastet. Der Mikrocontroller ist auch für Senden/Empfangen und das Error-Management über den CAN-Bus verantwortlich, weshalb zwischen den je 16 vollständigen Messungen für beide Kanäle eine zusätzliche Pause in der Länge von ca. $140 \mu s$ notwendig ist, um die Befehle für die CAN-Bus-Funktionalität abzuarbeiten. Um dennoch synchron abzutasten, muss entweder die Abtastfrequenz stark herabgesetzt werden auf ca. $3,25 \text{ kHz/Kanal}$, sodass genügend Zeit für das Senden der Daten zwischen zwei Abtastungen bleibt, oder auf einen schnelleren höherwertigen Mikrocontroller (16/32-Bit) zurückgegriffen werden.

7.3.2 Kennfeldbasierte Verarbeitung

Prinzipiell wurden bei der Verarbeitung mit dem eingesetzten 8-Bit Mikrocontroller alle Befehle mit Variablen von ganzzahligen Datentypen, wie *unsigned long int* oder *unsigned int* unter Verwendung von Festkommaarithmetik ausgeführt. Dadurch erhält man eine deutlich höhere Verarbeitungsgeschwindigkeit als bei Verwendung von Gleitkommavariablen. Bei der Division der beiden Digitalwerte, welche die beiden Sperrströme I_{S1} und I_{S2} der Fotodioden repräsentieren, wird dazu der Zähler/Dividend I_{S2} zuerst mit einem Faktor div_{EW} so erweitert, dass man nach der Division mit I_{S1} die notwendige Anzahl an Nachkommastellen erhält. Die zuvor gemäß Kap. 9.1 aufgenommene statische Abstands- bzw. Divisionskennlinie wird im C18-Programmcode als konstantes Array definiert. Dieses Array ist die Lookup-Tabelle mit den Abstandswerten in μm und wird mittels der Präambel *const rom ... „Array“* in das ROM des Mikrocontrollers geschrieben. Der Index der Lookup-Tabelle entspricht dem Digitalwert des ADC und somit der Sensorausgangsspannung bzw. beim reflexionskompensierten Sensor dem Divisionswert der beiden Sensorspannungen. Der Lookup-Tabelle entnimmt man

schlussendlich den entsprechenden Abstandswert in μm .

7.3.3 Frequenzmessung

Da mit dem entwickelten optischen Sensor und einer entsprechenden Drehzahlmarkierung am zu messenden Rotor gleichzeitig die Drehzahl erfasst werden kann, war es naheliegend zu diesen Zweck für den PIC18F26K80 ein entsprechendes Programm zu schreiben. Eine schwarze, schlechter reflektierende Lackstiftmarkierung am Messobjekt generiert beim optischen Sensor eine fallende Flanke im Ausgangssignal. Diese fallende Flanke wird an einem digitalen Eingang des μC erfasst. Die Höhe des Spannungsabfalls ist vom Reflexionsgrad der Oberfläche und der Markierung sowie vom Abstand des Sensors zum Messobjekt abhängig.

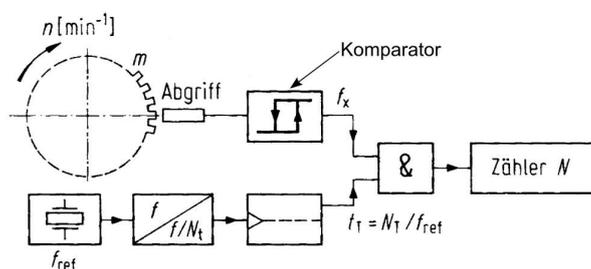


Abb. 7.13: Digitale Drehzahlerfassung [62]

Das mit einem Oszilloskop aufgezeichnete Spannungssignal mit kurzzeitigen Spannungsabfall bei jeder vollen Umdrehung des Sensors mit Markierung ist in den Abb. 9.14 und 9.15 dargestellt. Für längere versuchsstandsunabhängige Tests des Programms während der Entwicklung wurde ein Frequenzgenerator des Typs Agilent 33220A verwendet. Um auch die Drehrichtung zu erfassen, wäre ein zweiter Sensor oder aber eine zweite Markierung mit unterschiedlicher Breite im Vergleich mit der ersten Markierung notwendig. Im Fall einer zweiten Markierung müsste auch die unterschiedliche Pulsbreite bestimmt werden. Für die Frequenzmessung wurde das Enhanced Capture/Compare/PWM Modul in Verbindung mit dem Timer1-Modul verwendet.

8 Rotorsensor-Prüfstand

Im diesem Kapitel soll der konstruierte Rotorsensor-Prüfstand vorgestellt werden.

8.1 Anforderungen

Der Rotorsensor-Prüfstand dient dazu, verschiedene Abstandssensoren in einem definiertem Abstand x zu einem möglichst spielfrei mit der Winkelgeschwindigkeit ω laufenden Rotor/Schwungrad aufzunehmen, um so Vergleichsmessungen vorzunehmen. Ein ebenfalls gestelltes Ziel ist das Erreichen einer möglichst hohen Drehzahl n_{max} . Der Rotorsensor-Prüfstand soll schlussendlich mit seinem einfachen Versuchsaufbau, praxisgerechte Tests an Sensoren im Arbeitsdrehzahlbereich eines Schwungrades, wie es zur Energiespeicherung eingesetzt werden kann, ermöglichen.

8.2 Rotorform

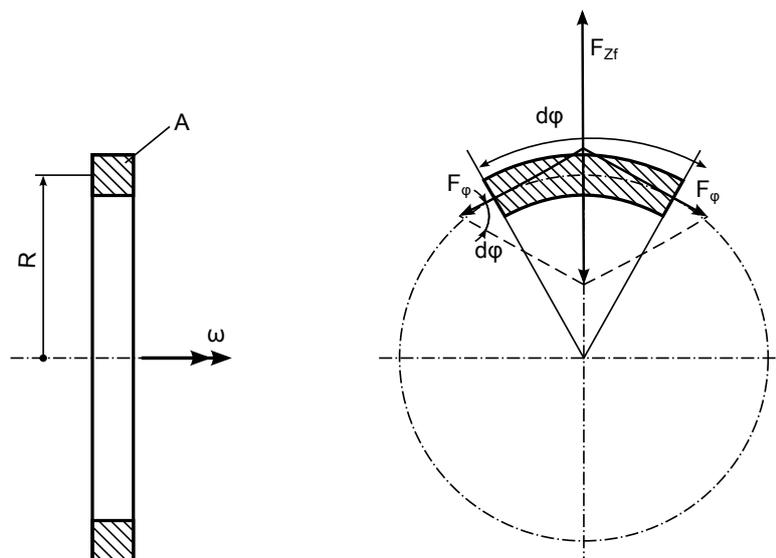


Abb. 8.1: Rotierender Kreisring mit Kräftegleichgewicht

Der Prüfstand muss aus einem definiert gelagerten, rotierenden Körper bestehen, also liegt es nahe, ein Schwungrad mit entsprechender Messfläche zu konstruieren. Da die Welle des magnetgelagerten Schwungrades zur Energiespeicherung einen Messdurchmesser von etwa 200 mm besitzt und das Schwungrad des Prüfstandes eventuell für spätere Materialtests dienen soll, wurde der Außendurchmesser entsprechend gewählt. Da die Aluminium-Knetlegierung EN AW-AlCu4PbMgMn (Werkstoffnummer EN AW-2007, kalt ausgehärtet) als Werkstoff auch im Long-Term-Storage Flywheel des Instituts für Mechanik und Mechatronik verwendet wurde und sehr gute Zerspannungseigenschaften neben guten Festigkeitswerten

Bezeichnung	Werkstoff-Nr.	ρ	σ_e	v_{max}
		in kg/m^3	in N/mm^2	in m/s
Aluminium-Knetlegierung	EN AW-2007	2850	240	290
unlegierter Baustahl	E295	7850	295	193
Vergütungsstahl	36NiCrMo16	7800	1050	365

Tab. 8.1: Kenndaten unterschiedlicher Schwungradwerkstoffe [30], [40]

aufweist, wurde dieser Werkstoff auch für das Schwungrad des Rotorsensor-Prüfstandes gewählt. Ein weiteres Kriterium für die Form der Schwungradscheibe ist die notwendige radiale Messfläche, also die Kranzbreite der Schwungradscheibe. Diese ergibt sich durch die Art des Sensors aufgrund der Größe des Messpunktes, bzw. dem notwendigen seitlichen Mindestabstand zweier Sensoren, um gegenseitige Beeinflussung zu verhindern. Während die Größe des Messpunktes des optischen Sensors linear mit der Distanz zum Messobjekt gemäß Abb. 3.12 ansteigt, ist im Datenblatt über das Wirbelstromsensormodul *eddyNCDT3010* [37] (Micro-Epsilon), eine Messfläche proportional zum dreifachen Sensordurchmesser für ungeschirmte Sensoren und dem eineinhalbfachen Sensordurchmesser für geschirmte Typen vorgegeben. Geplant ist, dass zwei Sensoren nebeneinander für Vergleichsmessungen auf dem selben radialen Teilbereich des Schwungrades angeordnet sein können. Legt man den bereits am Institut zur Verfügung stehenden geschirmten Wirbelstromsensor der Type *IC12-02* von (WayCon) mit M12 Gewinde zugrunde, ergibt sich somit eine Mindestmessfläche mit einem Durchmesser von 18 mm pro Sensor. Zur Sicherheit wurde eine Messfläche mit einem Durchmesser von 24 mm (zweifacher Sensordurchmesser) vorausgesetzt, weshalb für 2 Sensoren die Kranzbreite des Schwungrades zu 50 mm gewählt wurde. Um höhere Drehzahlen zu erreichen, ohne die Festigkeit zu gefährden, wurde für die Schwungradscheibe ein voller ungeteilter Scheibenquerschnitt gewählt, wie in Abb. 8.2 vereinfacht dargestellt.

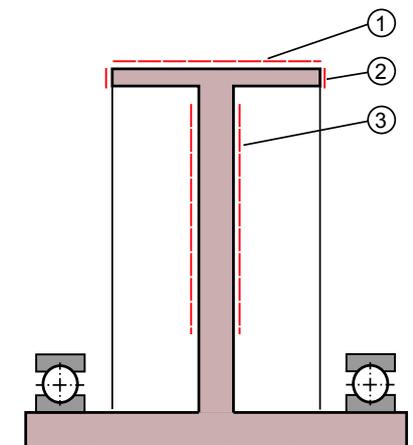


Abb. 8.2: Querschnittsform des Rotorsensor-Schwungrades

Gleichzeitig kann man in Abb. 8.2 die in rot gekennzeichneten, für Abstandsmessungen vorgesehenen, Messflächen erkennen:

- (1) die radiale Kranzfläche,
- (2) die kleinen axialen Stirnflächen des Kranzes,
- (3) sowie die großen axialen Stirnflächen am Steg der Schwungscheibe.

Dadurch ist die Querschnittsform des Rotors bereits weitgehend festgelegt.

8.3 Festigkeitsberechnung

8.3.1 Trägheitskräfte

Um den Spannungszustand im Querschnitt des Rotors zu bestimmen und die Kontur des Rotors anzupassen, wurde ein FE-Simulationsmodell mit dem FE-Programm *COMSOL- Multiphysics* erstellt. Aufgrund der Symmetrie des Rotors wurde ein 2-dimensionales axialsymmetrisches Modell aufgebaut. Für die Vernetzung wurden Dreieckselemente mit linearer Ansatzfunktion verwendet. Die Verschiebung der auf der Rotationsachse liegenden Knotenpunkte in radialer Richtung wurde gesperrt. Um den Rotor vollständig zu bestimmen, wurde ein Knotenpunkt in axialer Richtung gesperrt. In Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω des Rotors wirken Trägheitskräfte auf den Rotor. Das verwendete unstrukturierte FE-Netz wurde durch automatische Netzgenerierung erstellt. Die maximale Verformung tritt, wie in Abb. 8.3 gezeigt, an den äußersten Punkten des Kranzes auf, da sich dieser durch die Fliehkraft nach außen wölbt. Der Punkt der maximalen Belastung tritt, wie in Abb. 8.4 dargestellt, am Übergang von der Welle zum schmalen Steg auf. Aufgrund dieses Ergebnisses wurde der Übergang zwischen der Welle und dem Steg mit einer Rundung versehen. In den beiden Darstellungen Abb. 8.3 und Abb. 8.4 wurde der Rotor im deformierten Zustand, sowie die Silhouette der unverformten Struktur dargestellt. In Abb. 8.5 und Abb. 8.6 ist der erwartete quadratische Verlauf von maximaler Verformung und maximaler Vergleichsspannung nach von Mises erkennbar. Die Elastizitätsgrenze von EN AW-2007, die bei $\sigma_e = 240 \text{ N/mm}^2$ liegt, wird mit einer Winkelgeschwindigkeit von $\omega_{max} = 1964 \text{ rad/s}$ erreicht.

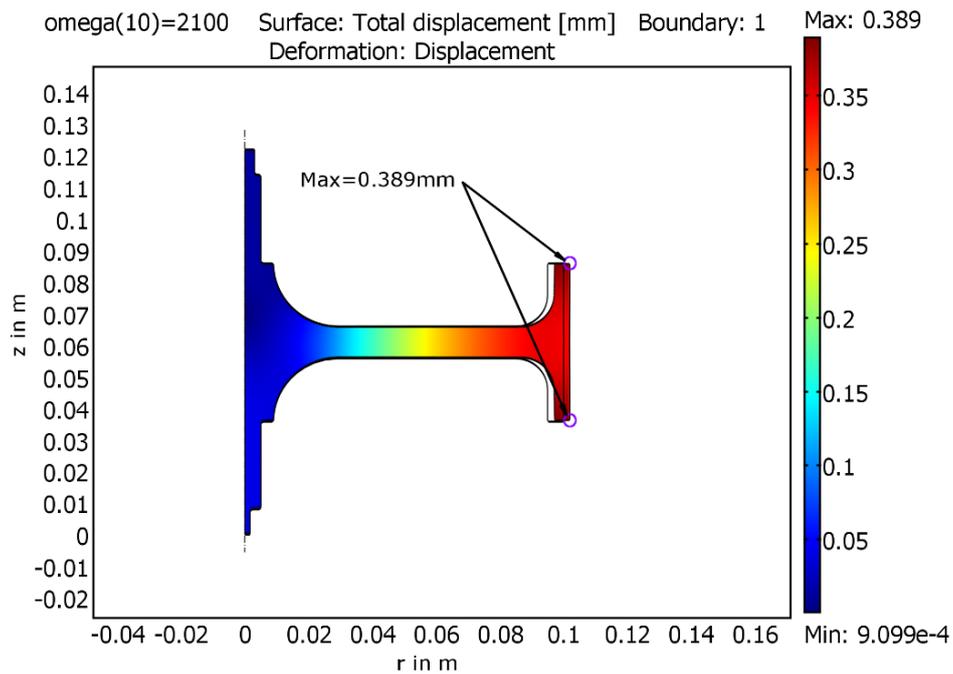


Abb. 8.3: Verformung des axialsymmetrischen Rotor-Modells für $\omega = 2100$ rad/s

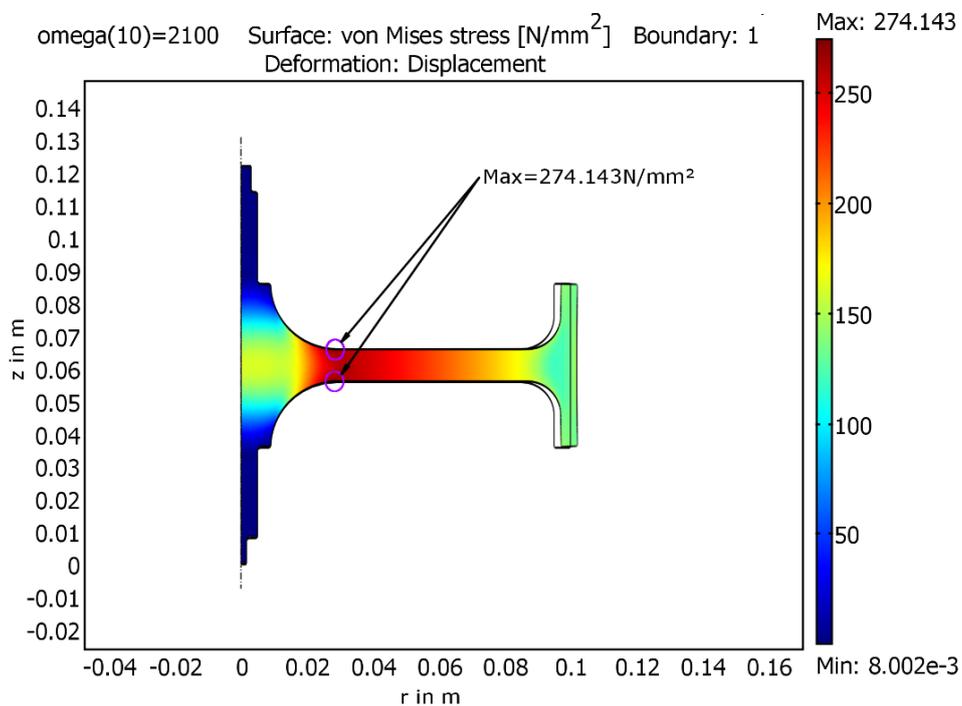


Abb. 8.4: Von-Mises-Vergleichsspannung des axialsymmetrischen Rotor-Modells für $\omega = 2100$ rad/s

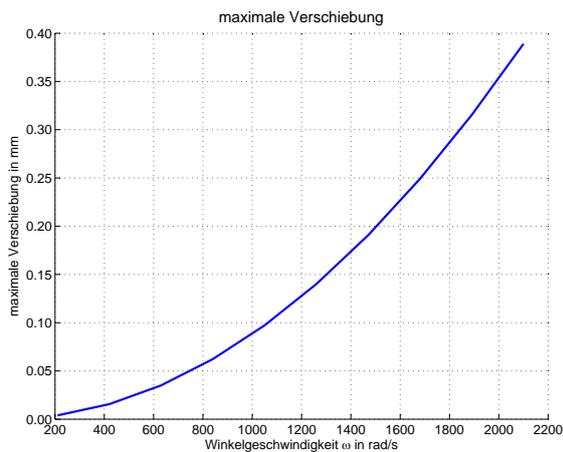


Abb. 8.5: Maximale Verformung des Rotors in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω

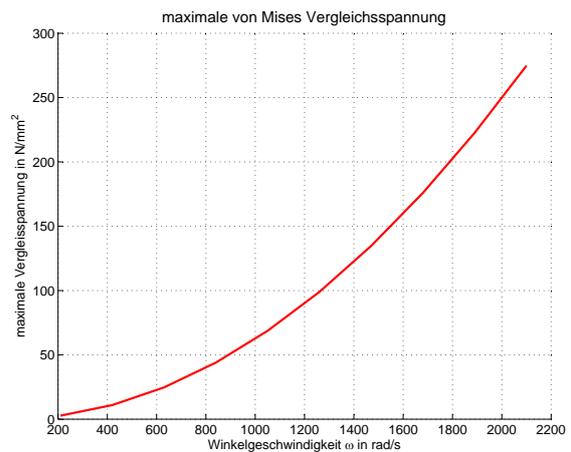


Abb. 8.6: Maximale von-Mises-Vergleichsspannung des Rotors in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit ω

8.3.2 Antrieb

Als Antrieb für den Prüfstand wurde hinsichtlich einer einfachen Ansteuerung ein Gleichstrommotor mit Bürsten aus dem Modellbaubereich (Type *Launcher Motor 8x2T*, Ansmann) gewählt. Zur Speisung des Gleichstrommotors wurde das Labornetzteil *CPX400A* der Fa. Powerflex genutzt. Um den Motor mit dem Schwungrad zu verbinden, wurde eine flexible Beamkupplung, Serie *P*, der Type *PCR8-2-2A* mit 4 spiralförmigen Einschnitten und Klemmnabenausführung von Fa. Ruland verwendet.



Abb. 8.7: Gleichstrommotor [3]



Abb. 8.8: Kupplungen

8.3.3 Lagerung

Zur Lagerung des Schwungrades wurden auf Lebensdauer fettgefüllte Hybrid-Rillenkugellager der Type *6000-2RSLTN9/HC5C3WT* (SKF) mit beidseitigen, reibungsarmen Dichtscheiben verwendet. Hybridkugellager besitzen im Allgemeinen eine höhere Referenz- und Grenzdrehzahl als vergleichbare Standardtypen und zeichnen sich durch hohe Verschleißfestigkeit aus, bei ca. 5- bis 10-fach höheren Kosten. Die Ringe von Hybridlagern sind aus Wälzlagerstahl

Gleichstrommotor 540er Launcher Motor 8x2T - Fa. Ansmann			
Nennspannung	7,2 – 7,4 V	Wellen-Ø	3,175 mm
Abgabeleistung	180 W	Wellenlänge	11,00 mm
Leerlaufdrehzahl	43000 U/min	Abmessungen	Ø36 mm x 35 mm
Wicklung	8x2	Gewicht	170 g

Tab. 8.2: Daten des Gleichstrommotors

und die Wälzkörper aus Silizium Nitrid (Si3N4) gefertigt.

Ausgangspunkt zur Ermittlung der radialen Lagerlast F_{RL} , ist das in Abb. 8.9 dargestellte Modell eines Lavalläufers mit einer symmetrisch um den Rotor angeordneten spielfreien Fest-/Loslageranordnung. Die radiale Lagerlast setzt sich aus der vergleichsweise geringen halben Eigengewichtskraft $\frac{m}{2} \cdot g$, der Fliehkraft aufgrund der statisch vorhandenen Exzentrizität e des Rotors, sowie der dynamischen Auslenkung der Welle y_S bei Rotation mit Winkelgeschwindigkeit ω zusammen.

$$F_{RL} = \frac{m}{2} \left[g + e \cdot \omega^2 \left(1 + \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2} \right) \right] \quad (8.1)$$

Die Unwucht eines Rotors U ist definiert als

$$U = m \cdot e = m \cdot \frac{v}{\omega} \quad (8.2)$$

Gemäß Glg. (8.1) steigt die Lagerbelastung F_R infolge der Fliehkraft eines starren Rotors linear mit der Unwucht und quadratisch mit der Drehzahl an. Beim elastischen Rotor kommt zusätzlich der Anteil durch die elastische Auslenkung der Welle hinzu. Die zulässige Exzentrizität e_{zul} wird über die Auswuchtgütestufe gemäß DIN ISO 1940 definiert. Die Gütestufe beschreibt dabei das Produkt $v_{zul} = e_{zul} \cdot \omega$ und wird in der Einheit $[v_{zul}] = \text{mm/s}$ angegeben.

$$F_{RL} = \frac{m}{2} \left[g + v_{zul} \cdot \frac{n_{\omega} \cdot \pi}{30} \left(1 + \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2} \right) \right] \quad (8.3)$$

Welche Restunwucht U ein Rotor tatsächlich besitzt, kann nur durch eine entsprechende Messung, z.B. mit Hilfe einer Wuchtbank, ermittelt werden. Da die Lagerlast, speziell bei einem gut ausgewuchteten Rotor und niedrigen Drehzahlen unterhalb der Mindestlast des Lagers liegen kann, muss durch zusätzliche konstruktive Mittel, das Abrollen der einzelnen Lagerkugeln sichergestellt werden, damit es zu keinen schädlichen Gleitbewegungen im Lager kommt. Dazu wurden die Lager mit Lager-Tellerfedern vorgespannt. Durch das geringe Eigengewicht des

Rotors trägt die stets vorhandene Belastung ohne Fliehkraft aufgrund von Exzentrizitäten nur

$$\frac{m}{2} \cdot g = \frac{1,330 \text{ kg}}{2} \cdot 9,81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} = 6,512 \text{ N.} \quad (8.4)$$

Die Berechnung der notwendigen Mindestlast F_{Rmin} erfolgt nach den Angaben auf der SKF-Webseite [57] gemäß folgender Zahlenwertgleichung.

$$F_{Rmin} = k_r \cdot \left(\frac{\nu \cdot n_\omega}{1000} \right)^{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{d_m}{100} \right)^2, \quad [F_{Rmin}] = \text{kN} \quad (8.5)$$

Prinzipiell steigt die notwendige Mindestlast mit der Drehzahl n_ω , der Viskosität ν des verwendeten Schmierfettes, dem mittleren Lagerdurchmesser d_m und dem Minimallastfaktor k_r an.

8.3.4 Biegeeigenfrequenz

Die Biegeeigenfrequenz des Rotors wurde anhand des in Abb. 8.9 dargestellten vereinfachten Modells berechnet, wobei die Auslegung als unterkritischer Läufer mit entsprechend hoher Steifigkeit der Wellen erfolgte, da es nicht angedacht ist die biegekritische Drehzahl des Prüfstands zu durchfahren. Aufgrund der symmetrischen Position der Scheibe des Schwungrades, die zusätzlich auch den Großteil der Masse des Rotors ausmacht, war es naheliegend den Rotor als symmetrischen Einscheiben-Laval-Läufer mit masseloser Welle mit einem Freiheitsgrad zu betrachten. Die Welle wird entsprechend des Schwerpunktsatzes von der Trägheitskraft F_S vom exzentrisch gelegenen Schwerpunkt aus (Exzentrizität e) um y_S nach außen ausgelenkt. Gleichzeitig wirkt auf die Welle die Rückstellkraft F_R infolge der Wellensteifigkeit k_W .

$$F_S = m \cdot (y_S + e) \cdot \omega^2 \quad (8.6)$$

$$F_R = k_W \cdot y_S \quad (8.7)$$

Durch Bildung des Kräftegleichgewichts ergibt sich die in Abb. 8.10 dargestellte, bekannte Form zur Angabe der bezogenen Wellenauslenkung $\frac{y_S}{e}$ in Abhängigkeit des Drehfrequenzverhältnisses $\frac{\omega}{\omega_k}$.

$$\frac{y_S}{e} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_k} \right)^2} \quad (8.8)$$

Die erste biegekritische Kreisfrequenz des Rotors für dieses Modell ist

$$\omega_k = \sqrt{\frac{k_W}{m}}. \quad (8.9)$$

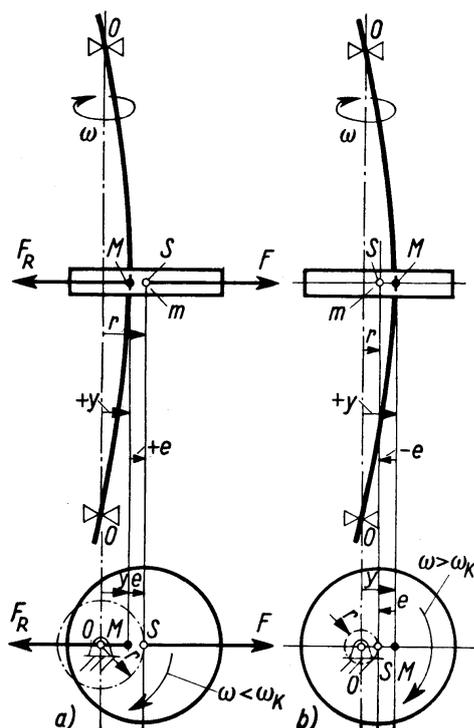


Abb. 8.9: Biegeschwingungsmodell [49] ($F \triangleq F_S$)

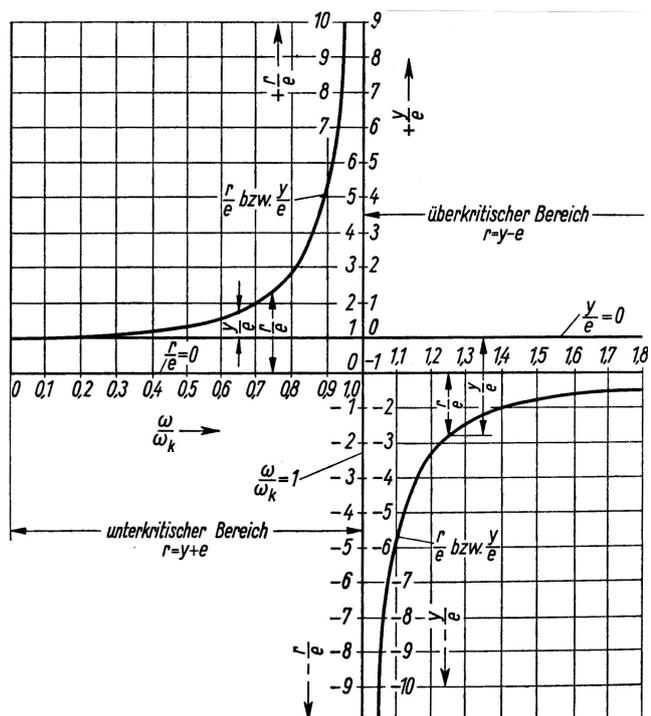


Abb. 8.10: Resonanzkurve des Lavalläufers [49]

Dies führt zur Problemstellung, die Biegelinie bzw. die einzelne Auslenkung im Schwerpunkt y_S zu berechnen. Die Ermittlung der Auslenkung y_S kann bekannterweise dadurch erfolgen, dass auf diese Problemstellung das Mohrsche Verfahren, wie in [31] gezeigt, angewendet wird. Für eine symmetrische Welle mit einer Stufe und zentraler Einzellast F_S ergibt sich folgende Form der Auslenkung y_{S2} :

$$y_{S2} = \frac{F_S}{6} \cdot \left[\frac{l_1^3}{E \cdot J_1} + \frac{L_W^3 - l_1^3}{E \cdot J_2} \right]. \quad (8.10)$$

Setzt man diesen Gedanken für eine Welle mit beliebiger Anzahl von Absätzen fort, wie man leicht aus den in [11] angegebenen Gleichungen schlussfolgern kann, so erhält man für die Durchbiegung y_{Sn} eben dieser n Absätze

$$y_{Sn} = \frac{F_S}{6} \cdot \left[\frac{l_1^3}{E \cdot J_1} + \frac{l_2^3 - l_1^3}{E \cdot J_2} + \frac{l_3^3 - l_2^3}{E \cdot J_3} + \dots + \frac{l_{n-1}^3 - l_{n-2}^3}{E \cdot J_{n-1}} + \frac{L_W^3 - l_{n-1}^3}{E \cdot J_n} \right]. \quad (8.11)$$

Durch Einsetzen von Glg. (8.11) in Glg. (8.7) erhält man schließlich die Steifigkeit k_W der Welle am Ort des Rotorschwerpunktes zu

$$k_{Wn} = \frac{6}{\left[\frac{l_1^3}{E \cdot J_1} + \frac{l_2^3 - l_1^3}{E \cdot J_2} + \frac{l_3^3 - l_2^3}{E \cdot J_3} + \dots + \frac{l_{n-1}^3 - l_{n-2}^3}{E \cdot J_{n-1}} + \frac{L_W^3 - l_{n-1}^3}{E \cdot J_n} \right]}, \quad J_n = \frac{d_n^4 \cdot \pi}{64}. \quad (8.12)$$

Die Masse der konstruierten Schwungradgeometrie wurde über das CAD-Programm *Inventor* mit der in der Datenbank abgespeicherten Dichte von Aluminium $\rho_{Alu} = 2,71 \text{ kg/dm}^3$ zu $m = 1,330 \text{ kg}$ berechnet. Die Schwungradgeometrie wurde als gestufte Welle mit den entsprechenden Durchmessern definiert und damit die Biegesteifigkeit sowie die erste biegekritische Drehzahl berechnet.

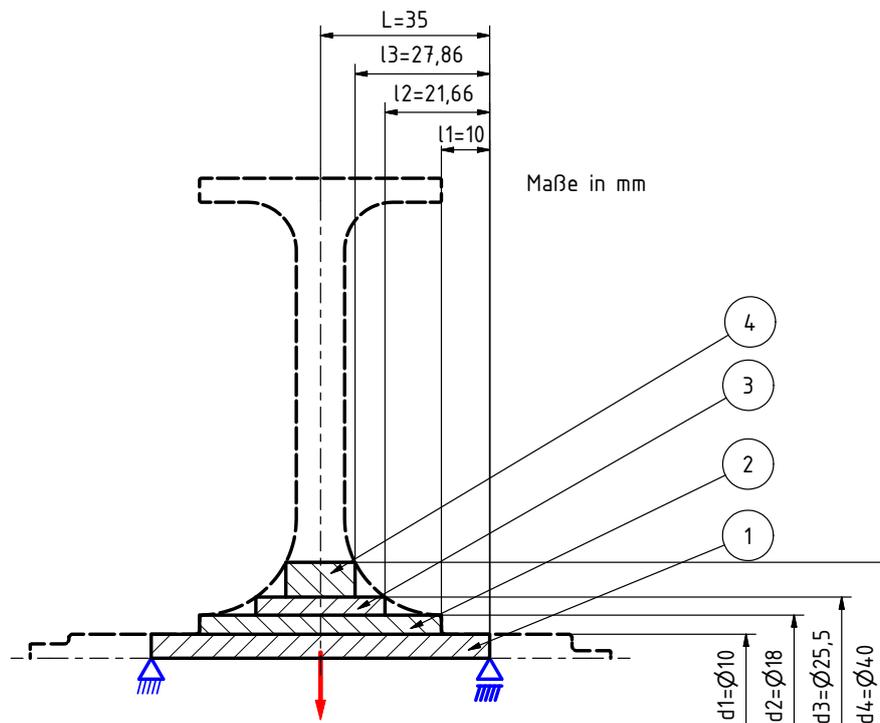


Abb. 8.11: Vordefinierte Querschnittsform zur analytischen Berechnung der ersten biegekritischen Eigenfrequenz mit ein bis vier Wellenabsätzen

$m_S = 1,330 \text{ kg};$	$\rho_{Alu} = 2,71 \text{ kg/dm}^3;$	$E_{Alu} = 70000 \text{ N/mm}^2$	
$l_1 = 10,00 \text{ mm};$	$d_1 = 10,00 \text{ mm};$	\Rightarrow	$J_1 = 490,87 \text{ mm}^4$
$l_2 = 21,66 \text{ mm};$	$d_2 = 18,00 \text{ mm};$	\Rightarrow	$J_2 = 5153,00 \text{ mm}^4$
$l_3 = 27,86 \text{ mm};$	$d_3 = 25,50 \text{ mm};$	\Rightarrow	$J_3 = 20755,38 \text{ mm}^4$
$L = 35,00 \text{ mm};$	$d_4 = 40,00 \text{ mm};$	\Rightarrow	$J_4 = 125663,71 \text{ mm}^4 \quad (8.13)$

Mit einer höheren Anzahl an Absätzen, wird die reale Form genauer abgebildet und die Lösung der Berechnung strebt gegen das exakte Ergebnis. Der äußere Bereich des Schwungrades trägt jedoch nicht zur Biegesteifigkeit bei, da der Spannungsverlauf infolge Biegung nicht über diesen Bereich verläuft. Zu erwähnen ist, dass die Rotormasse m zentral und nicht verteilt angenommen wurde. Somit muss bei einem solchen analytischen Modell stets mit Unge-

nauigkeiten aufgrund von Modellvereinfachungen gerechnet werden. Die Ergebnisse entsprechend Abb. 8.11 für eine Diskretisierung mit bis zu 4 Absätze sind zum Vergleich in Tab. 8.3 zusammengefasst. Die errechnete Wellensteifigkeit des Rotors kommt mit einer Diskretisie-

Modell	k_W	ω_k	n_K
2 Wellenabsätze	41324,26 N/mm	5574,13 rad/s	53229 U/min
3 Wellenabsätze	77903,49 N/mm	7653,37 rad/s	73084 U/min
4 Wellenabsätze	92581,74 N/mm	8343,28 rad/s	79672 U/min

Tab. 8.3: Ergebnisse für die analytische Berechnung der Biegesteifigkeit und den kritischen Drehzahlen für eine Diskretisierung mit zwei bis vier Absätzen

rung von 4 Absätzen, mit einem Wert von $k_{W4} = 92581,74$ N/mm in einen Bereich, indem auch die Lagersteifigkeit eine Rolle spielt. Die zwei parallel liegenden isotropen Lagersteifigkeiten k_L können wie in [58] beschrieben ebenfalls ins Modell miteingebracht werden, indem sie einfach mit der Biegesteifigkeit k_W der Welle in Serie geschaltet werden.

$$k_R = \frac{1}{\frac{1}{2 \cdot k_L} + \frac{1}{k_W}} \quad (8.14)$$

Die Steifigkeit der Wälzlageraufnahme (*Lagerplatte links und rechts*) wurde nicht näher modelliert. Da k_L für das verwendete Lager nicht verfügbar ist, wurde für die Lagersteifigkeit der Wert $k_L = 112500$ N/mm für ein SKF Rillenkugellager des Typs *SKF 6201* aus [27] übernommen. Dieses Lager besitzt eine ähnliche Baugröße wie das verwendete Rillenkugellager, sowie die gleiche Anzahl an Wälzkörpern. Der Werkstoff, sowie die Anzahl der Wälzkörper beeinflussen, neben einigen anderen Parametern, stark die Steifigkeit eines Wälzlagers. Die veränderten Ergebnisse aufgrund dieser Annahmen sind in Tab. 8.4 zusammengefasst. Der

Modell	k_W	ω_k	n_K
2 Wellenabsätze	34912,17 N/mm	5123,45 rad/s	48925 U/min
3 Wellenabsätze	57867,56 N/mm	6596,17 rad/s	62988 U/min
4 Wellenabsätze	64682,13 N/mm	6973,75 rad/s	66594 U/min

Tab. 8.4: Ergebnisse für die analytische Berechnung der Biegesteifigkeit und den kritischen Drehzahlen für eine Diskretisierung mit zwei bis vier Absätzen unter Einbeziehung der isotropen Lagersteifigkeit k_L

Vergleich der Ergebnisse in Tab. 8.3 und 8.4 zeigt, dass die Einbeziehung der isotropen Lagersteifigkeit k_L in die Berechnung, die resultierende Biegesteifigkeit k_R sowie die Eigenfrequenz herabsetzt. Der Einfluss der Lagersteifigkeit k_L auf das Ergebnis wird umso größer, je steifer der Rotor im Vergleich zur Lagerung wird.

8.3.5 Torsionseigenfrequenz

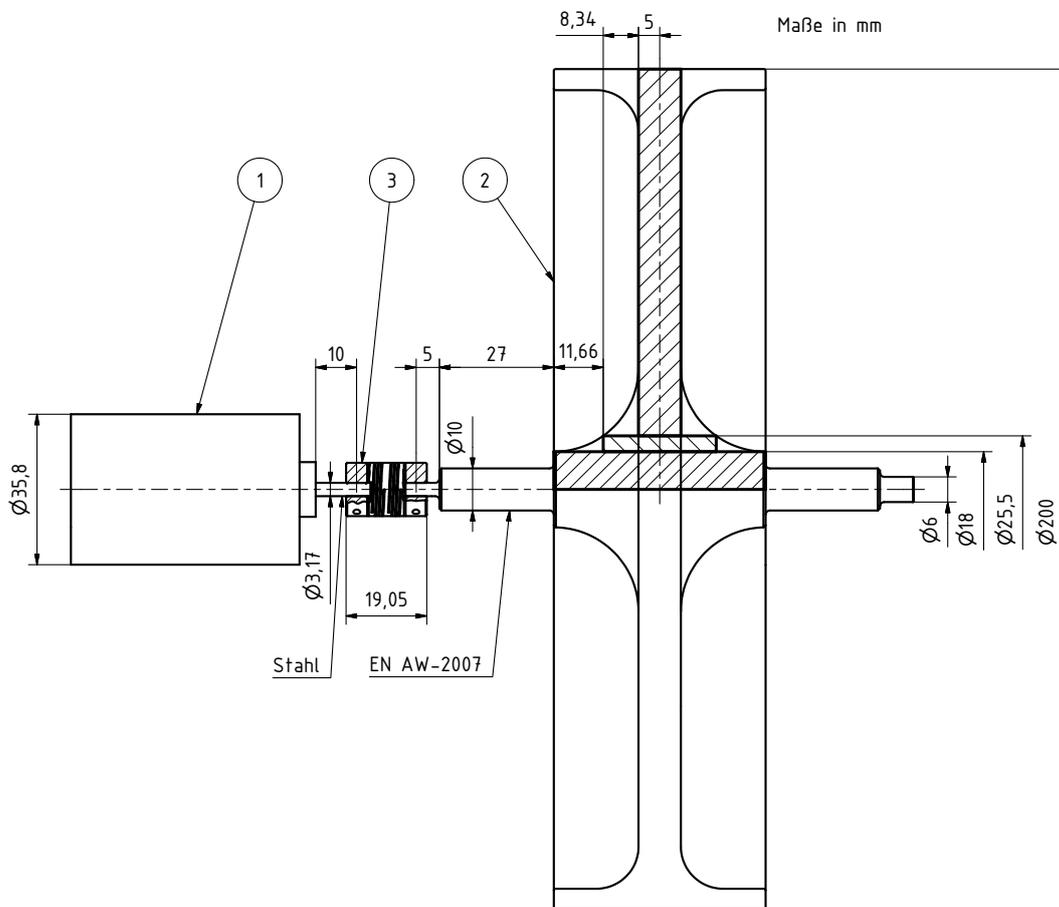


Abb. 8.12: Geometrie der relevanten Bauteile des Prüfstandes für das Torsionsmodell: (1) Gleichstrommotor, (2) flexible Beamkupplung, (3) Schwungrad

Um die Torsionseigenfrequenz und somit eine zu vermeidende Betriebsdrehzahl analytisch zu bestimmen, wurde ein dämpfungsreiches 2 Massen-Drehschwinger-Modell ohne Wandfesselung benutzt. Zur Berechnung der Drehsteifigkeit des Wellenstummels des Gleichstrommotors k_{TM} wurde die frei sichtbare Länge der Motorwelle bis zur Mitte der entsprechenden Klemmnabe der Kupplung herangezogen. Analog dazu wurde der Antriebszapfen des Schwungrades betrachtet. Die gesamte Drehsteifigkeit des Schwungrades k_{TS} wurde ermittelt, indem die Drehfedersteifigkeiten aller Absätze vom Antriebszapfen bis zur Schwungrad-Mittelebene in Serie geschaltet wurden. Dabei gilt zu erwähnen, dass die gesamte Drehsteifigkeit des Schwungrades k_{TS} vor allem vom relativ kleinen Antriebszapfen bestimmt wird. Gemeinsam mit der vom Hersteller der Kupplung (Ruland) angegebenen Steifigkeit der Kupplung k_{TK} konnte so die resultierende Drehfedersteifigkeit k_T zwischen den beiden Drehfreiheitsgraden φ_1 und φ_2 bestimmt werden. Betrachtet man die in Tab. 8.5 zusammengefassten Torsions-

steifigkeiten, so wird deutlich, dass die resultierende Torsionssteifigkeit k_T des 2-Massen-Drehschwingermodells vor allem durch die Steifigkeit der Kupplung bestimmt wird.

$$k_T = \left(\frac{1}{k_{TM}} + \frac{1}{k_{TK}} + \frac{1}{k_{TS}} \right) = 6,928 \text{ Nm/rad} \quad (8.15)$$

Drehschwingermodell - Ersatzsystem

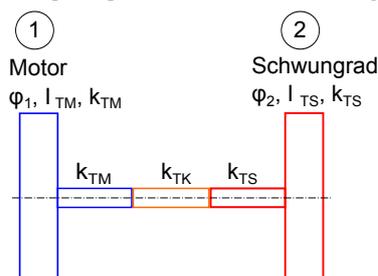


Abb. 8.13: Dämpfungsfreies, ungefesselttes 2-Massen-Drehschwingermodell des Rotorsensorprüfstandes

Komponente	MTRM	Torsionssteifigkeit
Motor	$I_{TM} = 2,5 \dots 10,0 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$k_{TM} = 113,020 \text{ Nm/rad}$
Kupplung	$I_{TK} = 0,117 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$k_{TK} = 8,631 \text{ Nm/rad}$
Schwungrad	$I_{TS} = 8007,522 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	$k_{TS} = 50,942 \text{ Nm/rad}$

Tab. 8.5: Massenträgheiten und Steifigkeiten der Komponenten

Zur Bildung der Massenmatrix kann auf das exakte Trägheitsmoment des Schwungrades I_{TS} aus dem CAD-System, sowie auf die Herstellerangaben für das Kupplungsträgheitsmoment I_{TK} zurückgegriffen werden. Lediglich für den Gleichstrommotor sind keine Herstellerdaten des Massenträgheitsmoments vorhanden, weshalb nur eine Abschätzung gemäß Motoren ähnlicher Baugröße anderer Hersteller wie Fa. Maxxon Motor oder Fa. Dunkermotor gemacht werden konnte. Für Gleichstrommotoren mit Kohlebürsten, einer Abgabeleistung $< 200 \text{ W}$ und einer Baugröße $\varnothing 35,8 \text{ mm} \times 35 \text{ mm}$ findet man bei den zuvor genannten beiden Herstellern einen Wertebereich für das Massenträgheitsmoment des Motors I_{TM} von $2,5 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 < I_{TM} < 10,0 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. Daher wurde die Torsionseigenfrequenz für verschiedene Werte dieses Bereiches berechnet. Die Massen- und Steifigkeitsmatrix \mathbf{M} und \mathbf{K} für das beschriebene System lauten

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} I_{TM} + \frac{I_{TK}}{3} & \frac{I_{TK}}{6} \\ \frac{I_{TK}}{6} & I_{TS} + \frac{I_{TK}}{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 20,039 & 19,5 \cdot 10^{-3} \\ 19,5 \cdot 10^{-3} & 8007,561 \end{bmatrix} \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (8.16)$$

bzw.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_T & -k_T \\ -k_T & k_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.928 & -6.928 \\ -6.928 & 6.928 \end{bmatrix} \text{ Nm/rad.} \quad (8.17)$$

Das Massenträgheitsmoment der Kupplung I_{TK} wurde konsistent auf beide Knotenmassen, wie in [58] näher erläutert, aufgeteilt. Aufgrund des sehr geringen MTRM der Kupplung im Vergleich zum Schwungrad und Motor, wäre natürlich auch eine ingenieurmäßige Aufteilung durchaus sinnvoll. Zur Berechnung der ungedämpften Torsionseigenfrequenz im Rotorsensorprüfstand, wurde - wie in [18] erläutert - vom konservativen System, beschrieben durch folgende Gleichung, ausgegangen.

$$\mathbf{M} \frac{d^2 \mathbf{q}}{dt^2} + \mathbf{K} \mathbf{q} = \mathbf{0} \quad (8.18)$$

Die Verwendung eines harmonischen Ansatzes für den Lagevektor \mathbf{q} führt auf das bekannte Eigenwertproblem.

$$(\mathbf{K} - \omega^2 \mathbf{M}) \cdot \phi = \mathbf{0}, \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{K} \cdot \phi = \omega^2 \mathbf{M} \cdot \phi \quad (8.19)$$

Da die Massenmatrix \mathbf{M} in der Nebendiagonale durch das MTRM der Kupplung besetzt ist, besitzt die Lösung ($\omega_{TK} \neq 0$) des charakteristischen Polynoms für die ungedämpfte Torsions-Eigenfrequenz ω_{TK} folgende Form:

$$\omega_{TK}^2 = \frac{k_T \cdot (I_{TM} + I_{TS} + \frac{I_{TK}}{3})}{\left[I_{TM} \cdot I_{TS} + \frac{I_{TK}}{3} \cdot (I_{TM} + I_{TS}) + \frac{I_{TK}^2}{12} \right]}. \quad (8.20)$$

Die in Abb. 8.14 dargestellte Eigenform und die Energieanteile der Komponenten zeigen deutlich, dass der Motor nahe der ersten Eigenfrequenz Drehschwingungen ausführt, während die Schwungscheibe konstant rotiert. Das relativ große MTRM der Schwungscheibe im Vergleich zum Motor-MTRM wirkt für den Motor nahezu wie eine Wandfesselung.

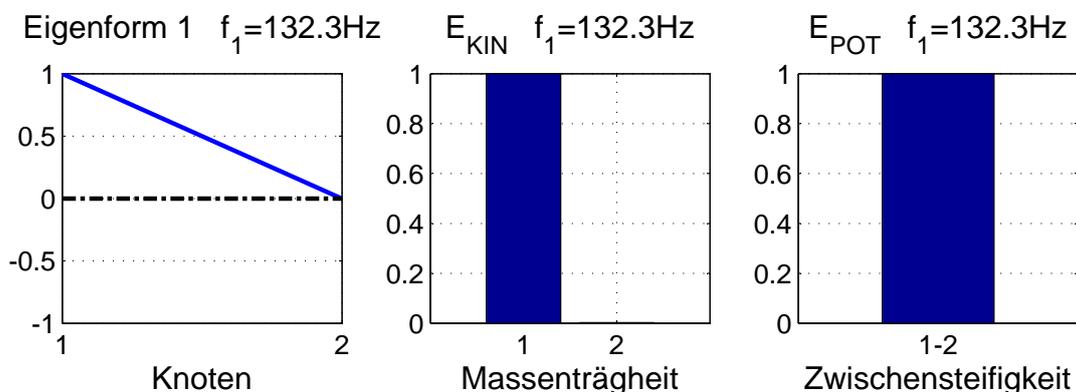


Abb. 8.14: Eigenform, kinetischer Energieanteil E_{KIN} und potentieller Energieanteil E_{POT} der ersten Torsionseigenfrequenz (Berechnung nach [18])

Nr.	Motor-MTRM I_{TM}	Eigenfrequenz f_{TK1}	krit. Drehzahl n_{TK1}
1	$2,5 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	262,95 Hz	15777,0 U/min
2	$5,0 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	186,68 Hz	11200,9 U/min
3	$10,0 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	132,30 Hz	7938,1 U/min

Tab. 8.6: Erste Torsionseigenfrequenz bei Variation des Motor-MTRM I_{TM}

8.4 Wuchten

Da Exzentrizitäten bei der Fertigung des Schwungrades trotz größter Sorgfalt unvermeidbar sind, sollte bei den gewünschten hohen Betriebsdrehzahlen unbedingt eine Wuchtung des Rotors erfolgen. Die verfügbare Wuchtmaschine wies keine entsprechende Aufnahme für das Schwungrad auf. Daher wurden die in Abb. 8.15 sichtbaren Nuten in die beiden Lagerplatten eingefräst, damit piezoelektrische Beschleunigungssensoren zum Betriebswuchten aufgenommen werden können. Da das Wuchten im Rahmen dieser Arbeit nicht erfolgte, wurde der Prüfstand bis zum Abschluss dieser Arbeit aus Sicherheitsgründen nur bis zu einer Drehzahl von $n_{\omega} = 2000 \text{ U/min}$ betrieben.

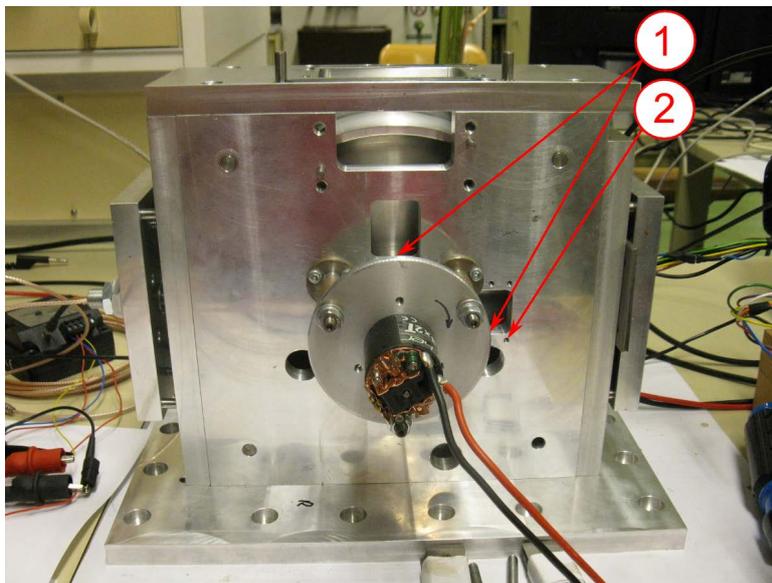


Abb. 8.15: Aufnahmemöglichkeiten für Beschleunigungssensoren: (1) Nuten für piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer, (2) Gewindebohrungen für Platine mit MEMS-basiertem Beschleunigungssensor

9 Messergebnisse

In diesem Kapitel werden die experimentell ermittelten statischen und dynamischen Abstandskennlinien sowie die dazu notwendigen Versuchsaufbauten mit dem eigens dafür konstruierten Rotorsensor-Prüfstand dargestellt.

9.1 Statische Sensorkennlinie

Zur Aufnahme der statischen Sensorkennlinie wurden die analogen Ausgangssignale des optischen Abstandssensors U_{A1} und U_{A2} im stationären Zustand des Systems aufgenommen. Abb. 9.1 zeigt den Versuchsaufbau, der für die Ermittlung der statischen Abstandskennlinie des optischen Sensors verwendet wurde.

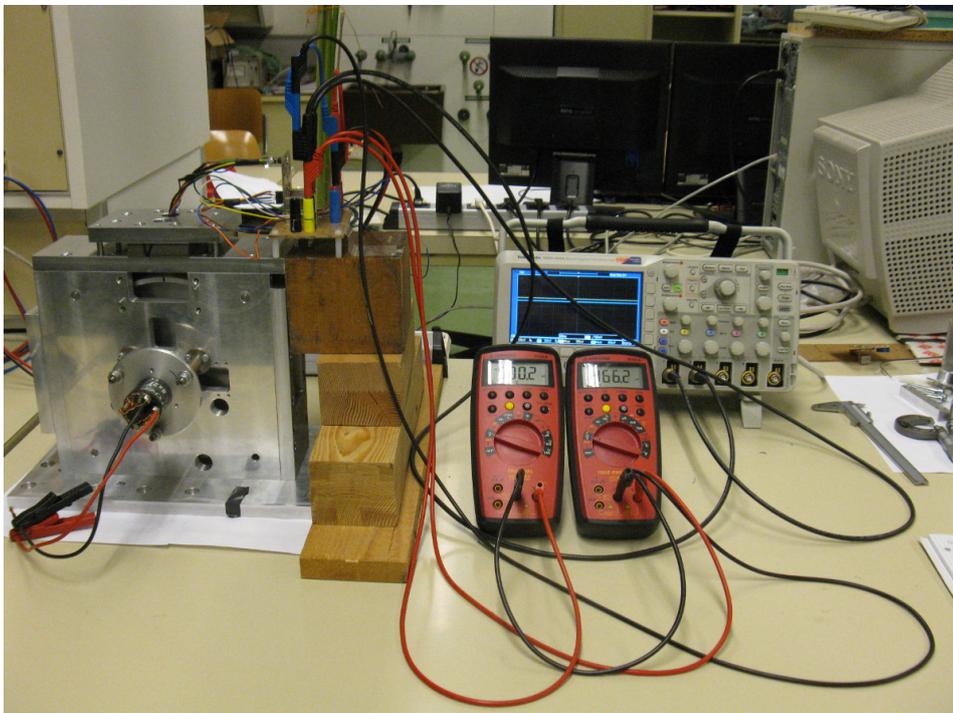


Abb. 9.1: Messaufbau zur Ermittlung des statischen Sensorverhaltens

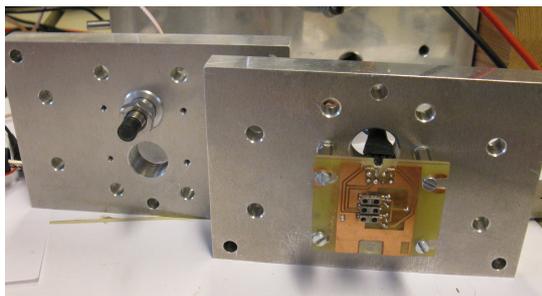
Um den Abstand zum Rotor zu variieren, wurden auf die seitlichen Gehäuseplatten zwischen die Sensorabdeckung und die Deckelplatte Distanzbleche gelegt. Die Kennlinie wurde mit bis zu 41 Abstandsblechen (entsprechend 42 Messpunkten) im Abstand von 0,355 mm im Messbereich von 0 mm bis 14,3 mm ermittelt. Die Ausgangsspannungen des optischen Abstandssensors U_{A1} , U_{A2} wurden dabei mit zwei Multimetern erfasst und zusätzlich die beiden Signale mit dem Oszilloskop Tektronix MSO 2024 kontrolliert. In Abb. 9.5 sind die aufgenommenen Abstandskennlinien der beiden Fotodioden des optischen Sensors dargestellt. Dabei wurde von der Ausgangsspannung $U_{A\text{ DIFF}}$ des Differenzverstärkers über dessen Verstär-

kung v_{Diff} und den Rückkopplungswiderstand R_F des Transimpedanzverstärkers der Sperrstrom der Fotodioden gemäß Glg. 9.1 berechnet, wobei die Widerstandswerte aus Tab. 9.1 entnommen wurden.

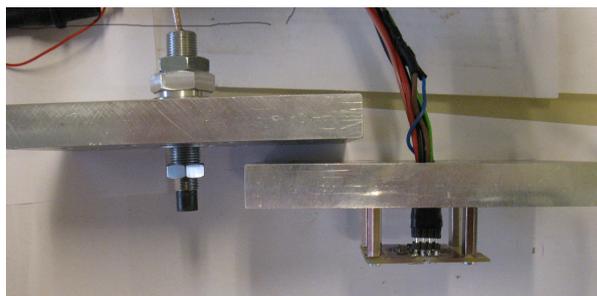
$$I_{S,i} = \frac{U_{A,i Diff}}{R_{F,i}} \cdot \frac{R_{E,i}}{R_{K,i}} \quad (9.1)$$

Empfänger	R_F	R_E	R_K	$v_{Diff} = \frac{R_K}{R_E}$
Fotodiode 1	2,2120 M Ω	6,768 k Ω	9,910k Ω	1,464
Fotodiode 2	2,2023 M Ω	6,760 k Ω	9,962k Ω	1,474
Sperrspannung 1		6,768 k Ω	9,959 k Ω	1,471
Sperrspannung 2		6,768 k Ω	9,953 k Ω	1,471

Tab. 9.1: Messwerte für Rückkopplungswiderstand R_F , Verstärkerwiderstände R_E und R_K der Differenzverstärkerstufe



(a) optischer Sensor sowie Wirbelstromsensor montiert (Front)



(b) optischer Sensor sowie Wirbelstromsensor montiert (Seite)

Abb. 9.2: Auf Sensorabdeckplatte montierte Sensoren



(a) Messspalt optischer Sensor



(b) Messspalt Wirbelstromsensor

Abb. 9.3: Messspalt zum Schwungrad

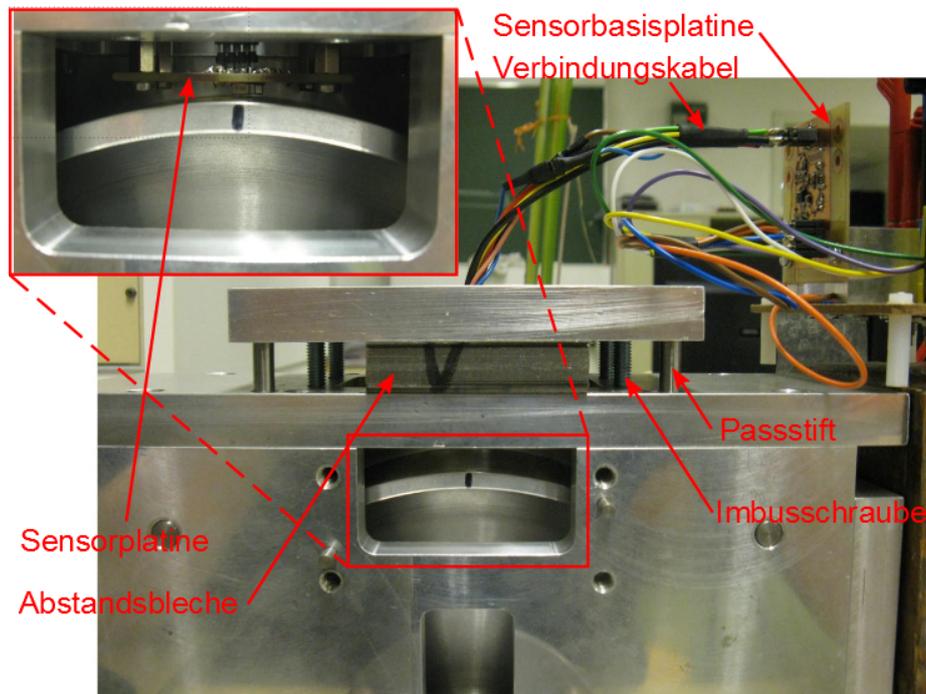


Abb. 9.4: Positionierung des Sensors am Rotorsensorprüfstand

Die Kennlinien wurden für einen konstanten Durchlassstrom der LED von $I_F = 4,982 \text{ mA}$ ermittelt. Die Zwischenwerte der Kennlinien Abb. 9.5 bis 9.10 wurden durch kubische Spline-Interpolation berechnet. In den Abbildungen 9.5 bis 9.10 ist erkennbar, dass die Kennlinien im Fernbereich mit steigendem Abstand immer flacher werden und der Sensor bei Abständen $x > 15 \text{ mm}$ für den geplanten Anwendungsfall eine ungenügende Empfindlichkeit aufweist. Die Divisionskennlinie wurde gebildet, indem der Sperrstrom der verschobenen Fotodiodenkennlinie 2 (I_{S2}) durch den Sperrstrom der direkt auf der Platine fixierten Fotodiode 1 (I_{S1}) dividiert wurde. Auch die Divisionskennlinien weisen zwei Messbereiche auf, die durch ein Maximum getrennt sind. Um den Signalabfall im Falle einer Drehzahlmarkierung mit schwarzem Lackstift direkt auf dem Aluminium-Rotor zu bestimmen, wurde auch für mit Lackstift schwarz lackiertes Aluminium eine Abstandskennlinie aufgenommen. Bei gleichbleibendem Abstand x fällt im Vergleich zu einer Messung auf blankem Aluminium das Sensorsignal an der Stelle der Markierung auf ein Viertel des Ausgangssignals ab. Das Divisionsignal (Abb. 9.8) kann aufgrund des un stetigen Verlaufs nicht für Messungen herangezogen werden. Da Aluminium keine homogenen Reflexionseigenschaften mit konstantem ρ über den gesamten Umfang aufweist und auch zum Teil gerichtet reflektiert, wurde auch eine Abstandskennlinie für ein auf dem Aluminiumrotor aufgespanntes weißes Blatt Papier mit einem Flächengewicht von 90 g/m^2 aufgenommen. Papier reflektiert ähnlich einem perfekten diffusen Lambert'schen Strahler. Während das Signal beim optische Maximum etwas geringer ausfällt als bei Aluminium, weist die Kennlinie, aufgrund der sehr gleichmäßigen Reflexionseigenschaften einen stetigeren Verlauf auf, wie in Abb. 9.9 und Abb. 9.10 erkennbar ist.

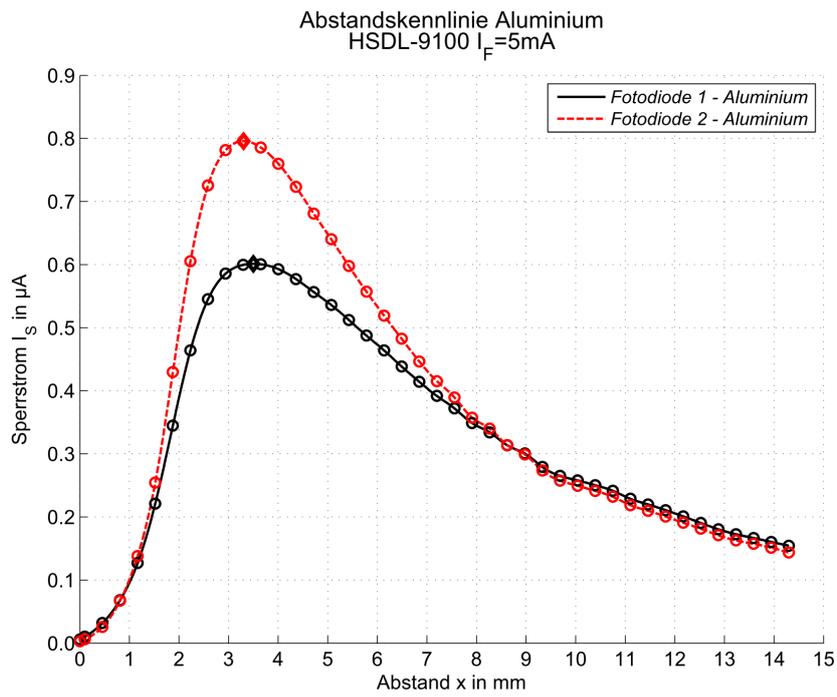


Abb. 9.5: Abstandskennlinie, Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

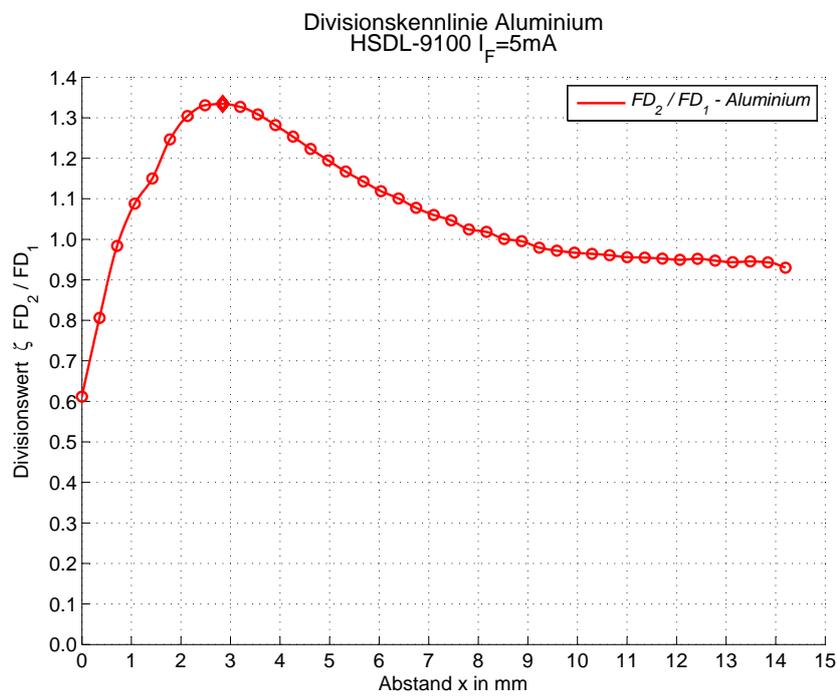


Abb. 9.6: Divisionskennlinie, Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

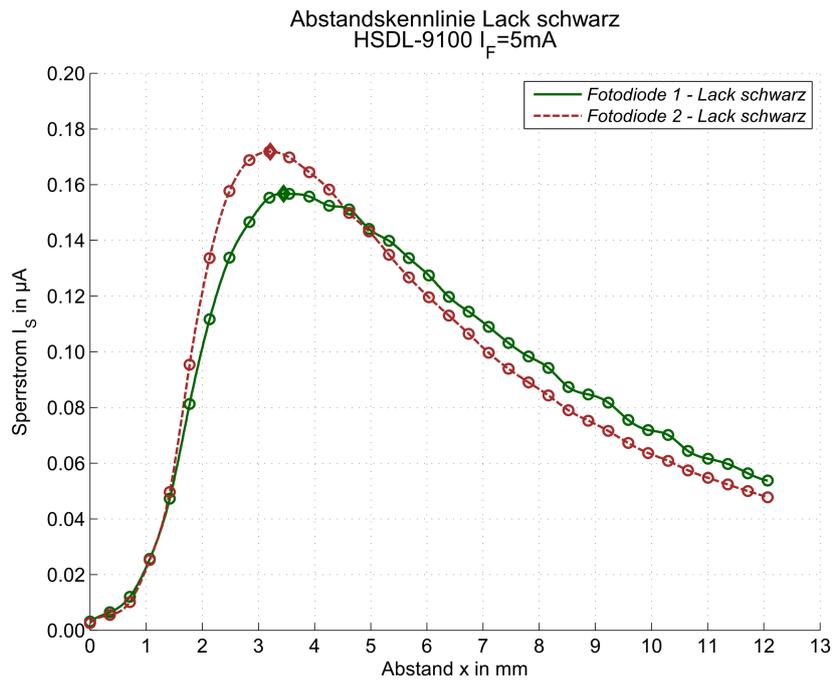


Abb. 9.7: Abstandskennlinie, schwarze Lackmarkierung auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

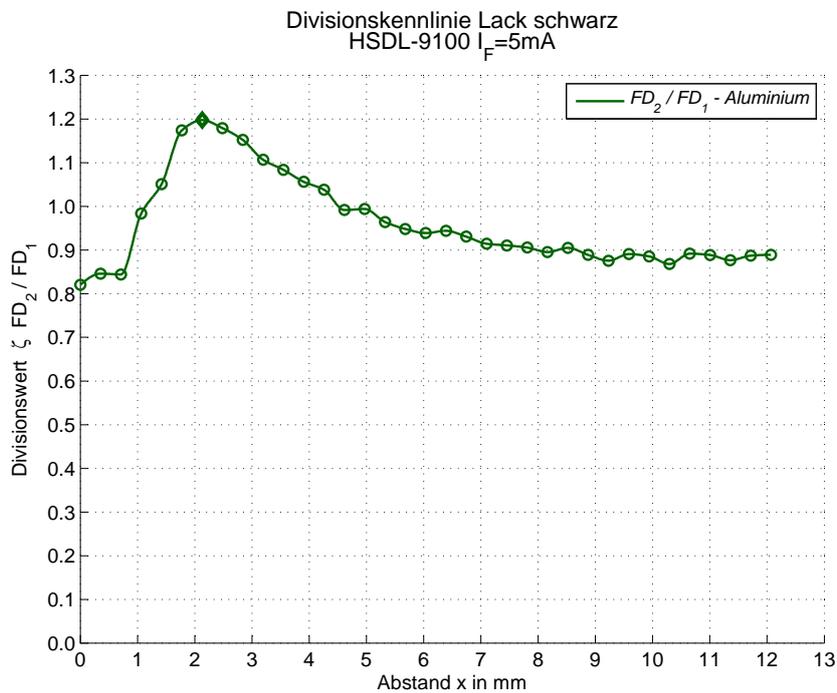


Abb. 9.8: Divisionskennlinie, schwarze Lackmarkierung auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

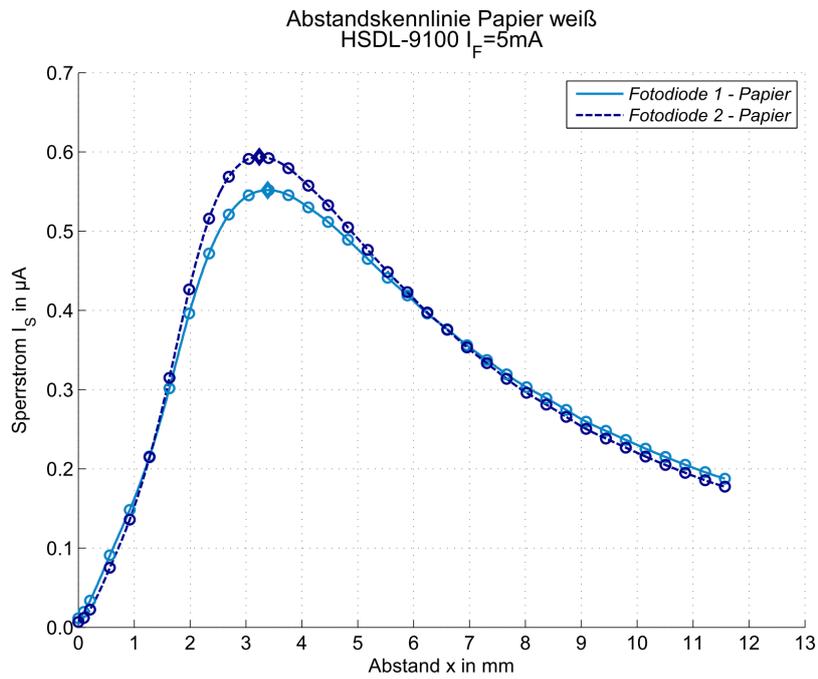


Abb. 9.9: Abstandskennlinie, weißes Papier (90 g/m^2) auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

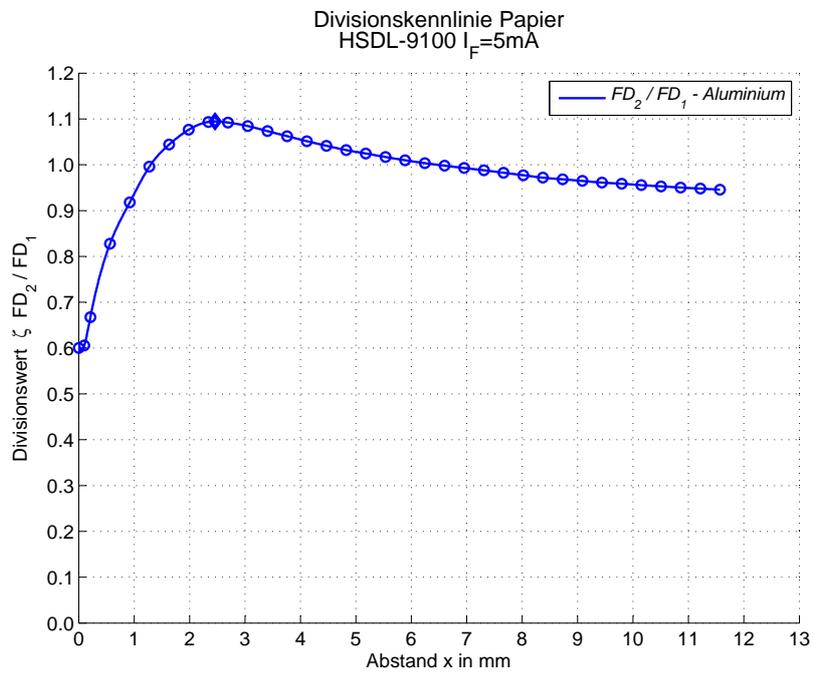


Abb. 9.10: Divisionskennlinie, weißes Papier (90 g/m^2) auf Aluminiumrotor, $I_F = 5 \text{ mA}$

Aluminium					
Anfangswert		Maximum		Endwert	
Fotodiode 1					
$x_{1\ st}$	$I_{S1\ st}$	$x_{1\ max}$	$I_{S1\ max}$	$x_{1\ end}$	$I_{S1\ end}$
0,000 mm	0,010 μA	3,550 mm	0,601 μA	11,000 mm	0,229 μA
Fotodiode 2					
$x_{2\ st}$	$I_{S2\ st}$	$x_{2\ max}$	$I_{S2\ max}$	$x_{2\ end}$	$I_{S2\ end}$
0,000 mm	0,006 μA	3,200 mm	0,796 μA	11,000 mm	0,219 μA
Division					
$x_{div\ st}$	ξ_{st}	$x_{div\ max}$	ξ_{max}	$x_{div\ end}$	ξ_{end}
0,000 mm	0,612	2,840 mm	1,334	11,000 mm	0,956
Papier					
Anfangswert		Maximum		Endwert	
Fotodiode 1					
$x_{1\ st}$	$I_{S1\ st}$	$x_{1\ max}$	$I_{S1\ max}$	$x_{1\ end}$	$I_{S1\ end}$
0,000 mm	0,011 μA	3,390 mm	0,552 μA	11,000 mm	0,201 μA
Fotodiode 2					
$x_{2\ st}$	$I_{S2\ st}$	$x_{2\ max}$	$I_{S2\ max}$	$x_{2\ end}$	$I_{S2\ end}$
0,000 mm	0,007 μA	3,240 mm	0,594 μA	11,000 mm	0,191 μA
Division					
$x_{div\ st}$	ξ_{st}	$x_{div\ max}$	ξ_{max}	$x_{div\ end}$	ξ_{end}
0,000 mm	0,600	2,460 mm	1,094	11,000 mm	0,949
Lack - schwarz					
Anfangswert		Maximum		Endwert	
Fotodiode 1					
$x_{1\ st}$	$I_{S1\ st}$	$x_{1\ max}$	$I_{S1\ max}$	$x_{1\ end}$	$I_{S1\ end}$
0,000 mm	0,003 μA	3,550 mm	0,157 μA	11,000 mm	0,062 μA
Fotodiode 2					
$x_{2\ st}$	$I_{S2\ st}$	$x_{2\ max}$	$I_{S2\ max}$	$x_{2\ end}$	$I_{S2\ end}$
0,000 mm	0,003 μA	3,200 mm	0,172 μA	11,000 mm	0,055 μA
Division					
$x_{div\ st}$	ξ_{st}	$x_{div\ max}$	ξ_{max}	$x_{div\ end}$	ξ_{end}
0,000 mm	0,820	2,130 mm	1,197	11,000 mm	0,889

Tab. 9.2: Charakteristische Kennwerte der aufgenommenen statischen Abstandskennlinien des optischen Abstandssensors

Zum Vergleich mit dem entwickelten optischen Sensor wurde auch die Kennlinie Abb. 9.11 des käuflichen Wirbelstromsensors CMS S668 der Fa. SKF aufgenommen. Dieser Sensor benötigt eine negative Versorgungsspannung von $U_V = -24V$ und gibt ein negatives Sensorsignal aus.

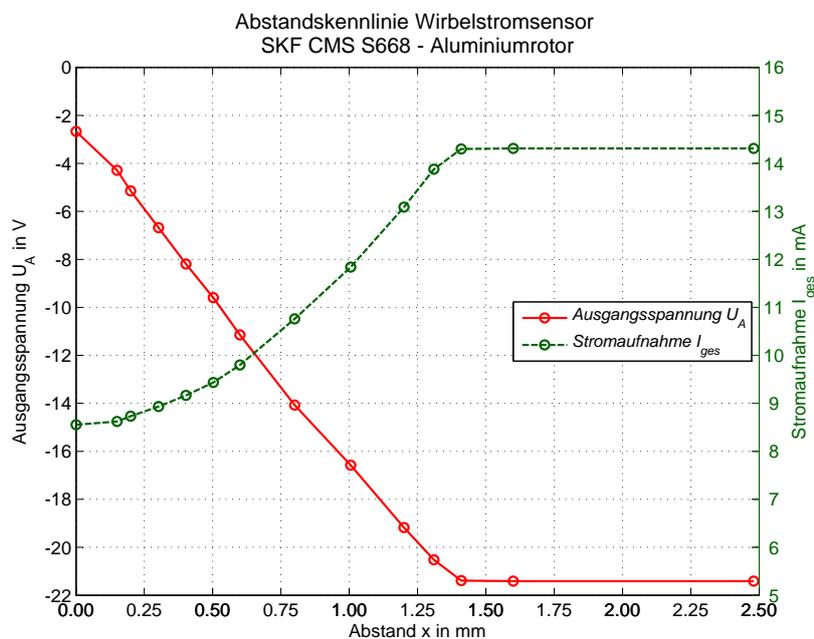


Abb. 9.11: Abstandskennlinie, Wirbelstromsensor SKF CMS S668 auf Aluminiumrotor sowie Verlauf der Stromaufnahme

9.2 Leistungsaufnahme

Neben der einwandfreien Funktionstüchtigkeit des Sensors ist es für die geplante Sensoranwendung in einem hocheffizienten, magnetgelagerten Schwungrad zur Energiespeicherung von entscheidender Bedeutung, dass der verwendete Sensor samt Auswerteeinheit selbst möglichst wenig Energiebedarf aufweist. Daher wurde der Strombedarf und die Versorgungsspannung im Betrieb mittels Multimetern gemessen. Aufgrund des hohen Innenwiderstandes vom Spannungseingang gegenüber dem Sensor wurde in spannungsrichtigem Messaufbau gemessen. Verglichen wurde bei dieser Messung der reflexionskompensierte optische Sensor mit zwei Fotodioden mit dem bisher am Institut eingesetzten Wirbelstromsensor Typ CMS S668 der (SKF). Die Ergebnisse sind in Tab. 9.3 zusammengefasst. Es zeigt sich, dass der entwickelte optische Abstands- und Drehzahlsensor ein großes Potential zur Energieeinsparung besitzt und zwar um beinahe einem Faktor 9. Der Strombedarf schwankt beim optischen Sensor nur geringfügig im Bereich von 7,880 mA bis 7,919 mA, während dieser beim Wirbelstromsensor quadratisch mit dem Abstand von 8,554 mA auf 14,310 mA ansteigt (siehe auch Abb. 9.11).

Messung	optischer Sensor		Wirbelstromsensor	
max. Gesamtstrombedarf I_{ges}	7,919	mA	14,310	mA
Versorgungsspannung U_V	4,997	V	-23,990	V
Verlustleistung P_V	0,0396	W	0,3433	W

Tab. 9.3: Vergleich der Verlustleistung zwischen reflexionskompensiertem optischen Sensor und Wirbelstromsensor CMS S668 (SKF)

9.3 Sensorverhalten bei Rotation des Messobjektes

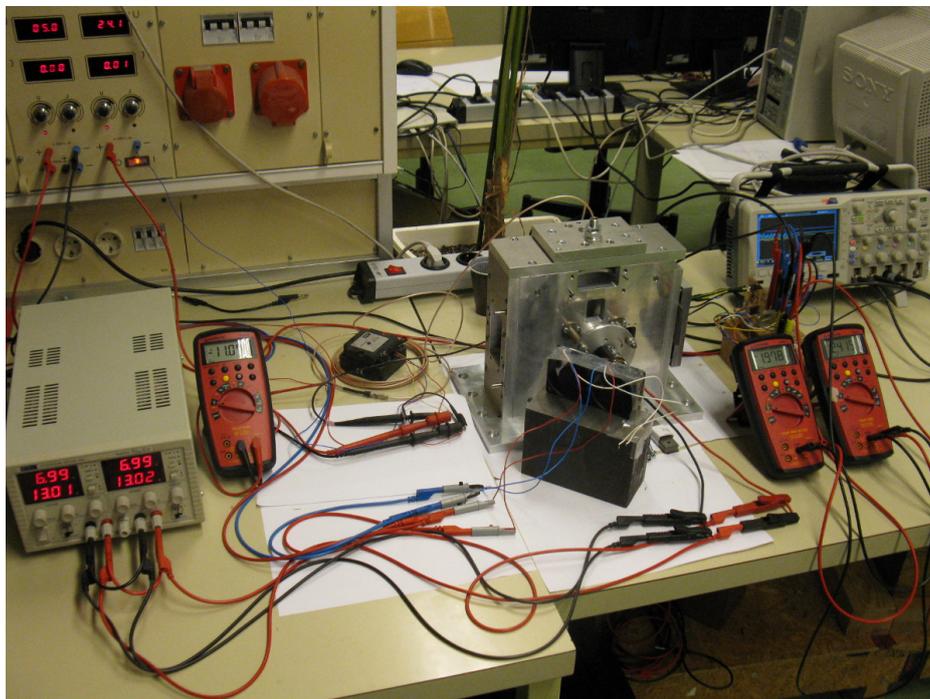
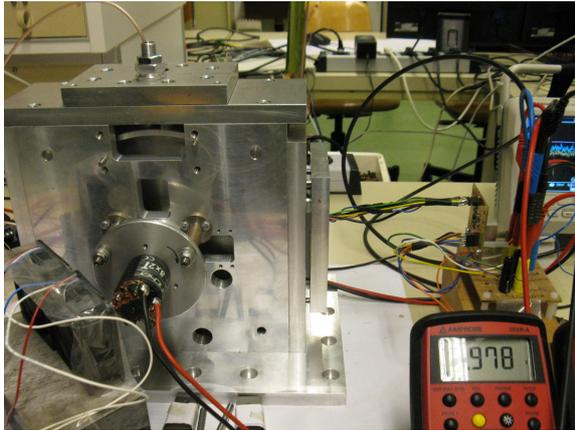
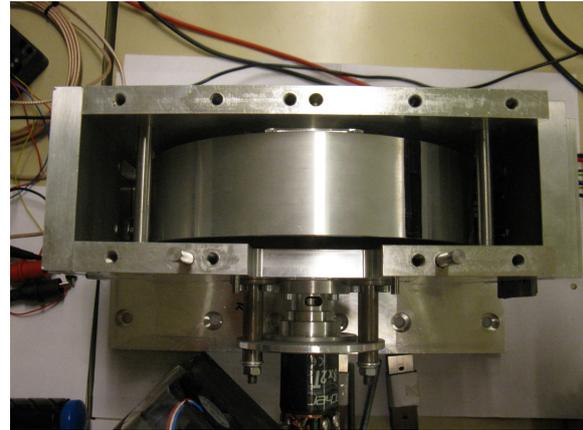


Abb. 9.12: Messaufbau bei rotierendem Schwungrad

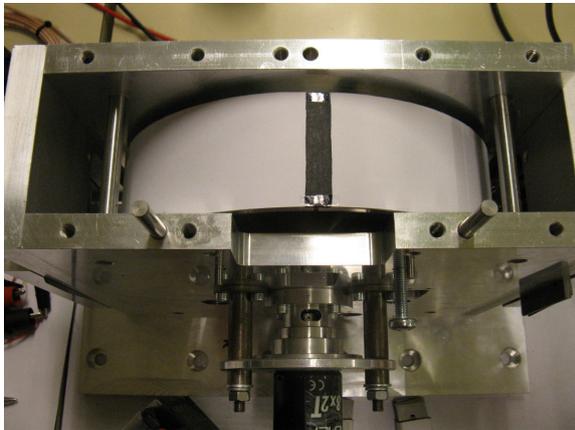
Um das Verhalten bei rotierendem Messobjekt zu testen, wurde sowohl der selbst entwickelte reflexionskompensierte optische Sensor als auch der Wirbelstromsensor mit den Sensorabdeckplatten auf dem Prüfstand befestigt. Der Wirbelstromsensor dient hierbei als Referenzsensor, um eventuell vorhandene Rundlauffehler der Aluminium-Schwungscheibe zu erfassen. Mit Hilfe der zuvor aufgenommenen Abstandskennlinien kann aus den Sensorausgangssignalen, der Verlauf des Spaltmaßes zwischen Sensor und Rotor über eine Umdrehung ermittelt werden. Während der Messung wurde gleichzeitig auch der Divisionswert der beiden Sensorsignale gebildet, um so die Funktion der Reflexionskompensation zu testen. Eine 1cm breite Markierung mit schwarzem Lackstift auf der Rotorfläche dient als Drehzahlmarke, die jeweils eine volle Umdrehung kennzeichnet.



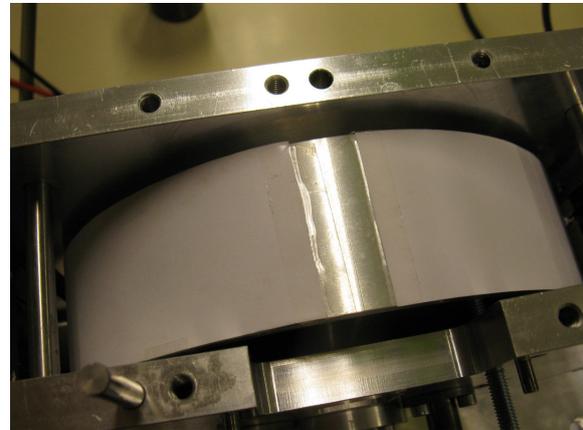
(a) Wirbelstromsensor oben, optischer Sensor rechts



(b) feingedrehte Aluminiumfläche



(c) aufgespannter Papierstreifen



(d) Klebestelle des aufgespannten Papierstreifens

Abb. 9.13: Messung bei rotierendem Messobjekt, Rotorfläche mit Drehzahlmarkierung und Klebestelle

Die aufgenommen Sensorausgangssignale zeigen sowohl bei Aluminium als auch mit Papier umspannten Rotor einen periodischen Verlauf über eine Umdrehung. Dies bedeutet der Reflexionsgrad ändert sich, wie erwartet, periodisch über eine Umdrehung. Eine weitere Möglichkeit den Abstand über eine Umdrehung trotz dieser Schwankungen im Signalverlauf zu erfassen besteht darin, dass der Verlauf des Reflexionsgrades über eine Umdrehung zunächst zwischengespeichert wird. Dabei muss jedoch zusätzlich der aktuelle Drehwinkel des zu messenden rotierenden Objektes bekannt sein, um die Abstandskennlinie für einen Bezugs-Drehwinkel, über die zuvor gespeicherten Verlauf des Reflexionsgrades, für alle anderen Drehwinkel zu korrigieren. Somit wird für jeden Drehwinkel die Referenz-Abstandskennlinie errechnet und mit dieser der tatsächliche Abstand bestimmt. Die aufgenommen Verläufe der Sensorausgangssignale über wenige Umdrehungen der Schwungscheibe werden nun mit den zuvor gemessenen statischen Abstandskennlinien in Abstandswerte umgerechnet, um die tatsächlichen Verläufe der gemessenen Abstandswerte zu erhalten.

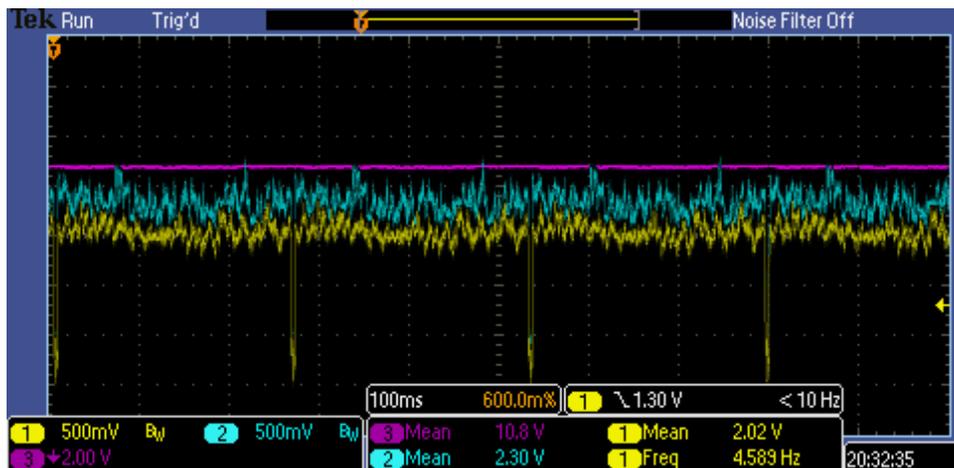


Abb. 9.14: Oszilloskop-Aufzeichnung der Sensorsignale bei direkter Messung auf dem Aluminium-Schwungrad im optischen Maximum

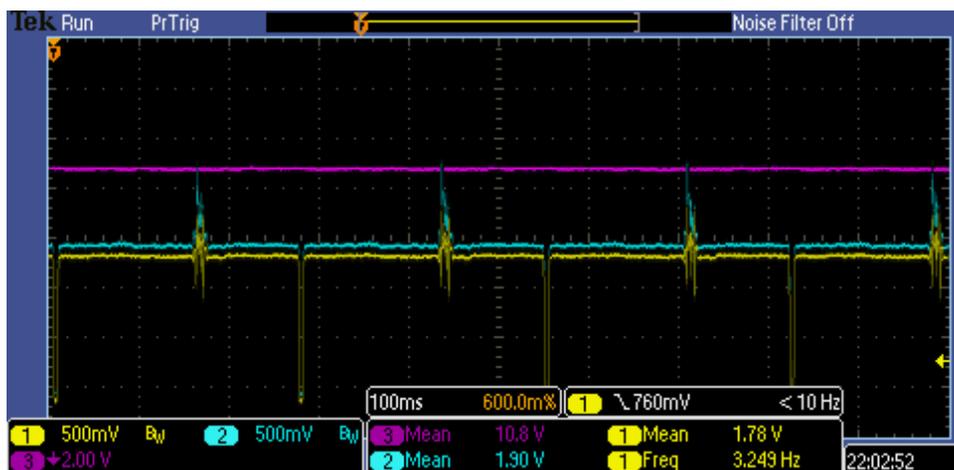


Abb. 9.15: Oszilloskop-Aufzeichnung der Sensorsignale bei Messung auf mit weißem Papier bespanntem Schwungrad im optischen Maximum

Da 125.000 diskrete Sensorwerte über wenige Umdrehungen aufgenommen wurden und das Oszilloskop nur über eine vertikale Auflösung von 8 Bit (255 diskrete Werte) verfügt, wurden die Messwerte nachträglich gemittelt. Hierbei wurden je 16 Werte zur Berechnung eines mittleren Messwertes herangezogen. In Abb. 9.16 ist das Sensorsignal des optischen Sensors und des Wirbelstromsensors bei direkter Messung auf dem feingedrehten Außendurchmesser der rotierenden Aluminiumschwungscheibe zu sehen. Der abfallende Spannungsimpuls kennzeichnet, die mit schwarzem Lackstift aufgetragene Drehzahlmarkierung, also jeweils eine volle Umdrehung.

9.3.1 Messung bei rotierendem Messobjekt auf Aluminiumoberfläche

In Abb. 9.17 sind die Ausgangsspannungsverläufe des optischen Sensors über jeweils eine volle Rotorumdrehung vergrößert dargestellt. Die Periodizität der Signale ist sehr gut erkennbar. Die jeweilige Änderung der Spannung hängt vom Reflexionsgrad der Aluminiumoberfläche des aktuellen Messpunktes ab. Für den optischen Sensor wurde in einem Abstand von $x = 1,775 \text{ mm}$ und für den Wirbelstromsensor wurde in einem Abstand von $x = 0,60 \text{ mm}$ gemessen. Somit ist man der Mitte des gewählten Messbereichs des jeweiligen Sensors. Das gleichzeitig gebildete Divisionsignal durch Division der Ausgangsspannung des Verstärkers von Fotodiode 2 durch die Ausgangsspannung von Fotodiode 1, welches in Abb. 9.18 dargestellt ist, zeigt ebenfalls starke Schwankungen. Grund dafür ist, dass die Helligkeitsschwankungen, durch die Änderung des Reflexionsgrades über den Umfang des Schwungrades, nicht gleichmäßig auf beide Fotodioden übertragen wird. Für ein konstantes Divisionsignal müsste eine erhöhter Reflexionsgrad gleichzeitig zu einer Erhöhung des Sperrstroms auf Fotodiode 2 und Fotodiode 1 führen.

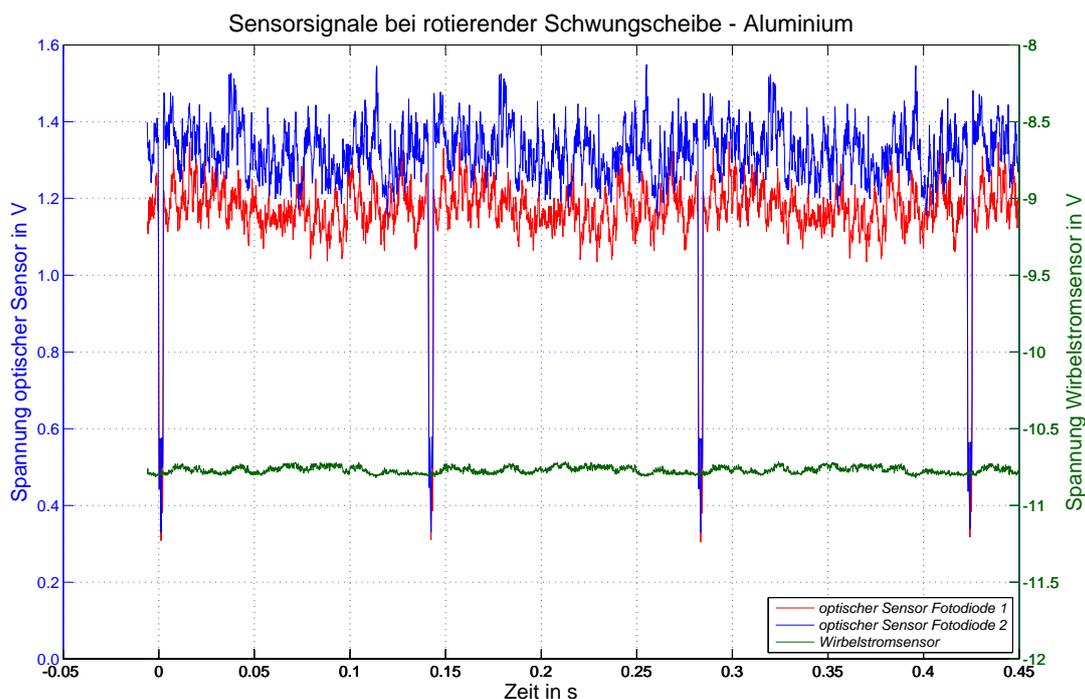


Abb. 9.16: Sensorsignale bei rotierender Schwungscheibe direkt auf der gedrehten Aluminiumoberfläche gemessen

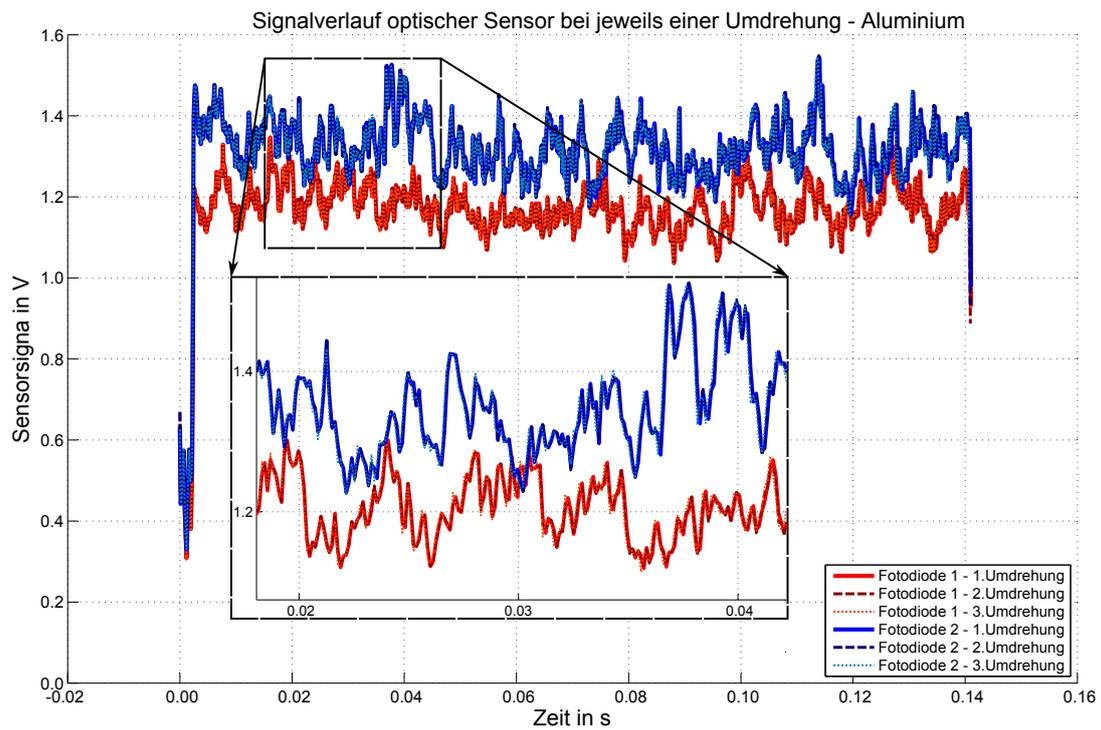


Abb. 9.17: Vergleich der Signale des optischen Sensors von drei Umdrehungen - Periodizität der Signale

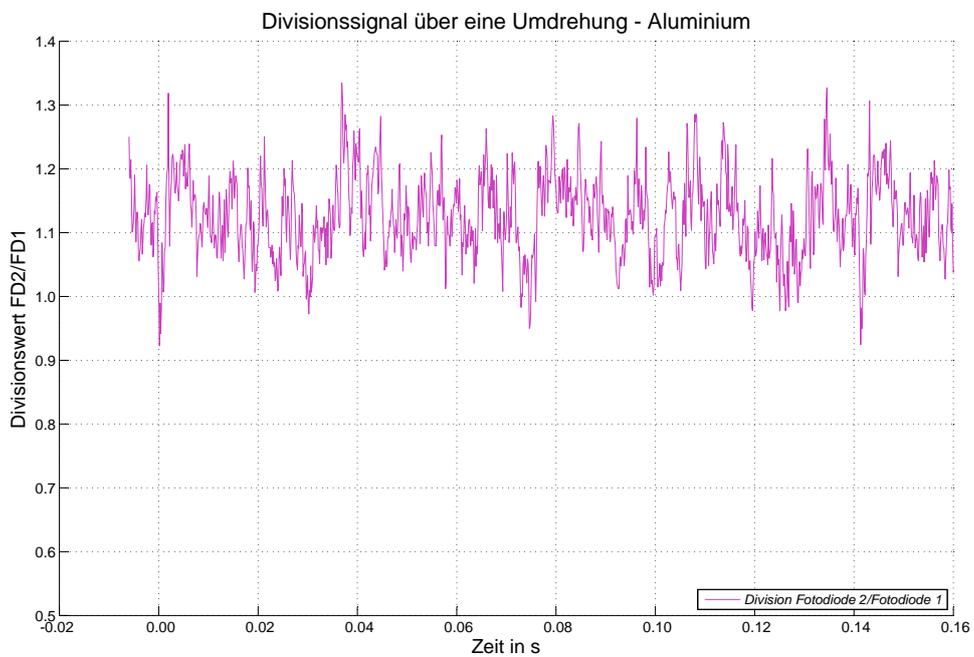


Abb. 9.18: Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 für eine Umdrehung bei rotierender Schwungscheibe direkt auf der gedrehten Aluminiumoberfläche gemessen

Um die aufgenommenen Spannungswerte in Abstandswerte zu wandeln müssen die zuvor in Kap. 9.1 aufgenommenen Abstandskennlinien invertiert werden. Da die Spannungswerte nach den Differenzverstärkern $U_{A\ DIFF1}$, $U_{A\ DIFF2}$ und nicht die Sperrströme I_{S1} , I_{S2} erfasst werden, wird die invertierte Abstandskennlinie direkt mit dem Spannungswert gebildet, welcher den Verstärkungsfaktor des Differenzverstärkers und den Rückkopplungswiderstand des Transimpedanzverstärkers inkludiert. Da die invertierte Abbildung über Nah- und Fernbereich nicht eindeutig ist, darf die Umkehrfunktion nur bis zum optischen Maximum verlaufen. Zwischenpunkte wurden über Splineinterpolation bzw. über Interpolation mit hermiteschen Polynomen gebildet, welche bei unstetigeren Verläufen nicht zu Schwingungen neigen. Die somit ermittelten, vorab errechneten, Abstandswerte werden, wie in Kap. 7.3.2 bereits beschrieben, im verwendeten Mikrocontroller für die jeweilige Messoberfläche als Lookup-Tabelle gespeichert. Mit der invertierten Divisionskennlinie kann auch für das Divisionsverfahren der Abstandswert ermittelt werden.

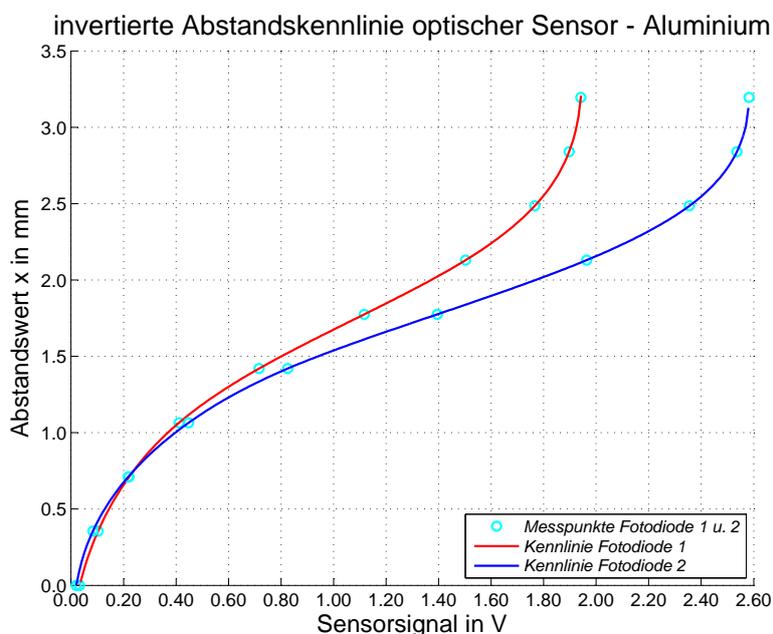


Abb. 9.19: Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf gedrehtem Aluminium

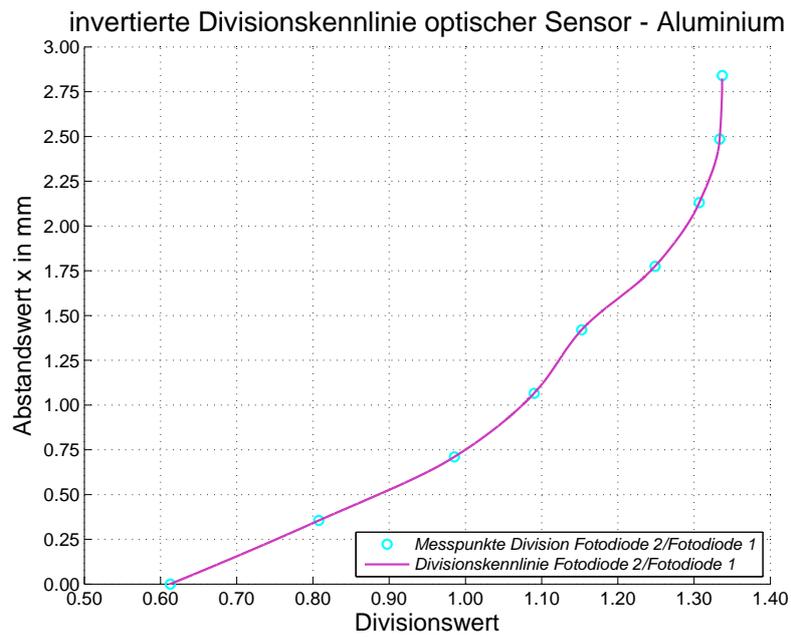


Abb. 9.20: Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf gedrehtem Aluminium

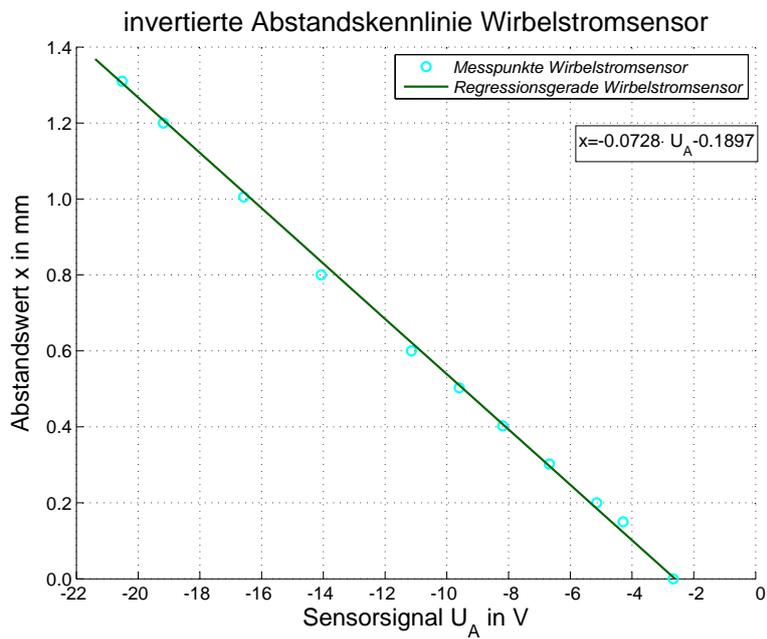


Abb. 9.21: Invertierte Abstandskennlinie des Wirbelstromsensors auf Aluminium

Aufgrund des sehr linearen Verlauf der Messwerte des Wirbelstromsensors wurde mit der Methode der kleinsten Abstandsquadrate die in Abb. 9.21 dargestellte Regressionsgerade als invertierte Abstandskennlinie berechnet. Damit können nun die Verläufe der gemessenen Abstandswerte angegeben werden. In Abb. 9.22 ist erkennbar, dass die Abstandswerte aufgrund des wechselnden Reflexionsgrades mit ca. $\pm 0,1$ mm stark um ihren Mittelwert schwanken. Gleichzeitig zeigt Fotodiode 1 einen größeren Abstandswert als Fotodiode 2 an. Dieser Unterschied kommt dadurch zustande, da die Abstandskennlinie für einen beliebigen, nicht bekannten Punkt am Umfang des Rotors bestimmt wurde. Der Abstandswert stimmt zwar lokal für diesen Punkt für beide Fotodioden überein, für alle anderen Messpunkte gilt dies hingegen nicht. Durch die Markierung mit schwarzem Lackstift für die Drehzahlbestimmung und dem daraus resultierenden schlechten Reflexionsgrad kommt es zu einem scheinbaren starken Abfall des Abstandswertes bei der Markierung. Der Wirbelstromsensor bleibt von der Lackmarkierung aufgrund seiner Funktionsweise völlig unbeeinflusst und zeigt einen sehr konstanten Wert über die volle Umdrehung an. Durch das Divionsverfahren sollten eigentlich die Reflexionsänderung entlang des Umfangs des Schwungrades ausgeglichen werden. Dies gelingt, wie in Abb. 9.23 erkennbar, jedoch nicht. Die Abweichungen des Abstandswertes werden sogar verstärkt. Gleichzeitig weicht auch der Mittelwert stark vom tatsächlichen Abstandswert mit 1,78 mm ab.

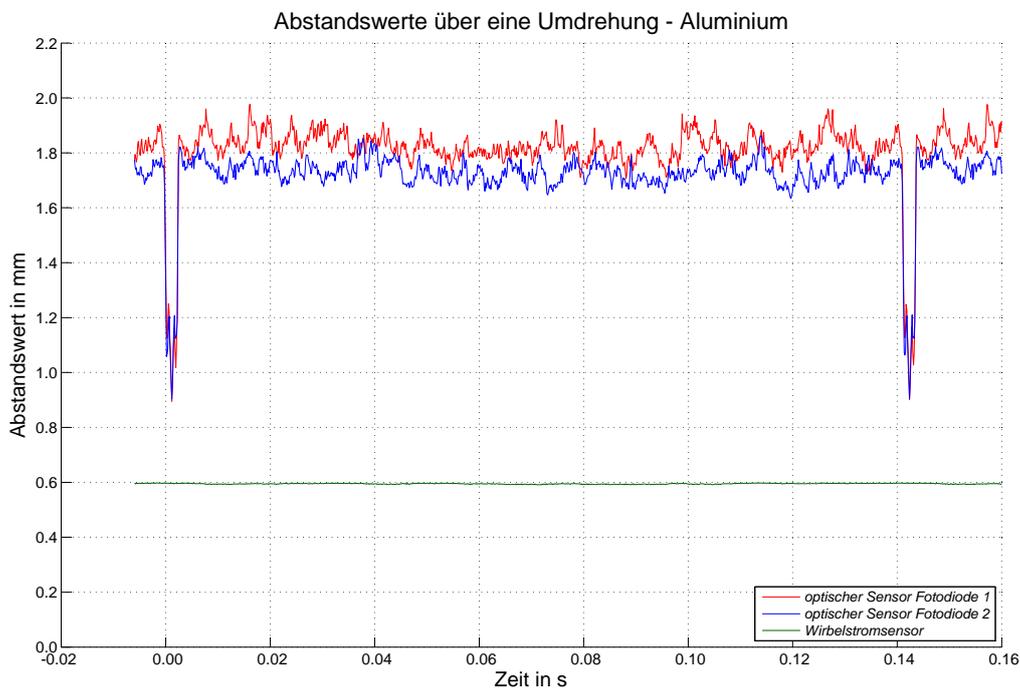


Abb. 9.22: Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Aluminium über eine Umdrehung für die beiden Kanäle des optischen und des Wirbelstromsensors

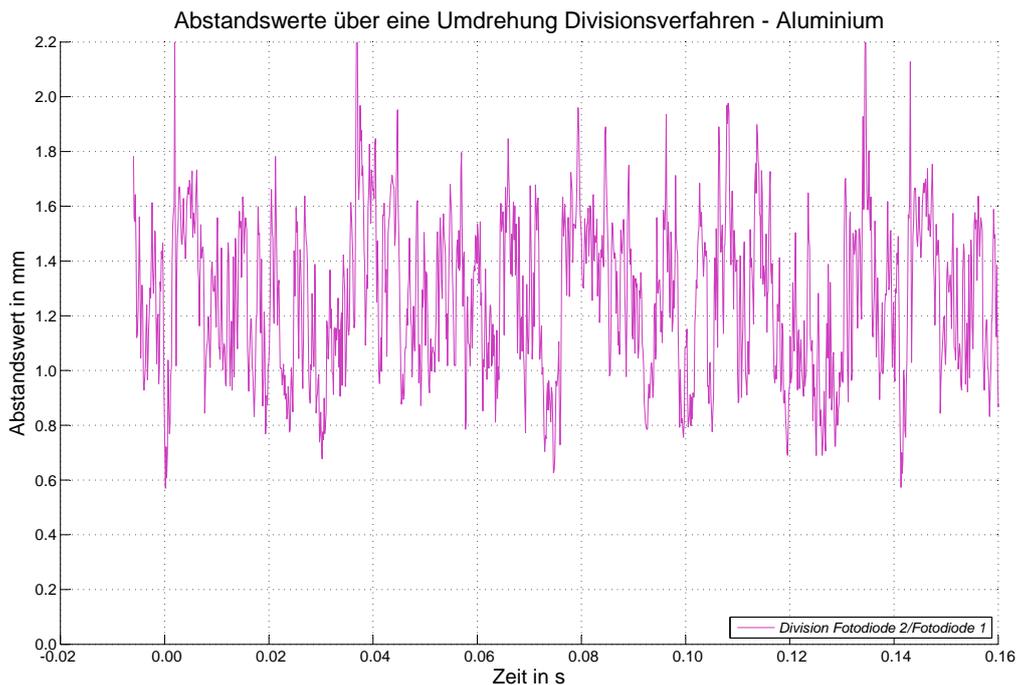


Abb. 9.23: Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Aluminium über eine Umdrehung für das Divisionsverfahren

9.3.2 Messung bei rotierendem Messobjekt auf Papieroberfläche

Für die folgenden Messungen wurde auf dem Schwungrad weißes Papier mit einem Flächen­gewicht von 90 g/m^2 gespannt, da dieses wie zuvor beschrieben gleichmäßigere Reflexions­eigenschaften als Aluminium besitzt und vor allem ein diffuses Reflexionsverhalten aufweist. Die Messabstände sind gleich geblieben, wobei sich durch die Stärke des Papiers ein um $0,145 \text{ mm}$ geringerer Abstand des Sensors auf $x = 1,635 \text{ mm}$ zum Messobjekt einstellt. Da Papier keinen Einfluss auf den Wirbelstromsensor hat, bleibt der Messabstand zur Aluminiumoberfläche für den Wirbelstromsensor konstant auf $x = 0,60 \text{ mm}$. In Abb. 9.25 sind die Spannungssignale des optischen Sensors bei Messung auf Papier über jeweils eine volle Umdrehung vergrößert dargestellt und man erkennt auch hier sehr gut die Periodizität der Signale. Wie bereits bei der Aluminiumoberfläche hängt auch bei Papier die Änderung der Spannung vom Reflexionsgrad der Papieroberfläche des aktuellen Messpunktes ab. Sehr deutlich kann man in Abb. 9.24 das Drehzahlsignal sowie die Klebestelle mit Klebeband erkennen. Das Spannungssignal fällt an der Stelle der Drehzahlmarkierung an der das Papier mit einem 1 cm breiten schwarzen Lackstift versehen ist, aufgrund des viel geringeren Reflexionsgrades, stark ab. Durch das transparente Klebeband scheint die Aluminiumoberfläche an den Nahtstellen des Papiers durch, wodurch der Reflexionsgrad kurz nach einer halben Umdrehung sehr stark schwankt. Die Drehzahlmarkierung sowie die Klebestelle sind auch im Divisionssignal (Abb. 9.26) deutlich erkennbar.

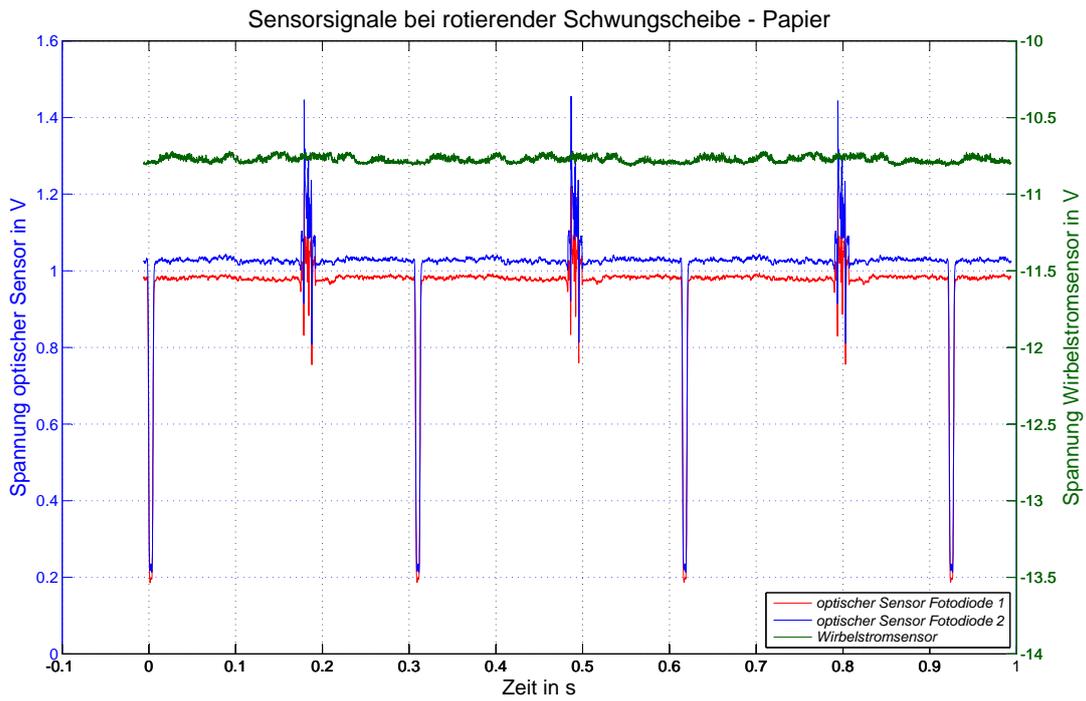


Abb. 9.24: Sensorsignale bei rotierender Schwungscheibe auf Papier gemessen

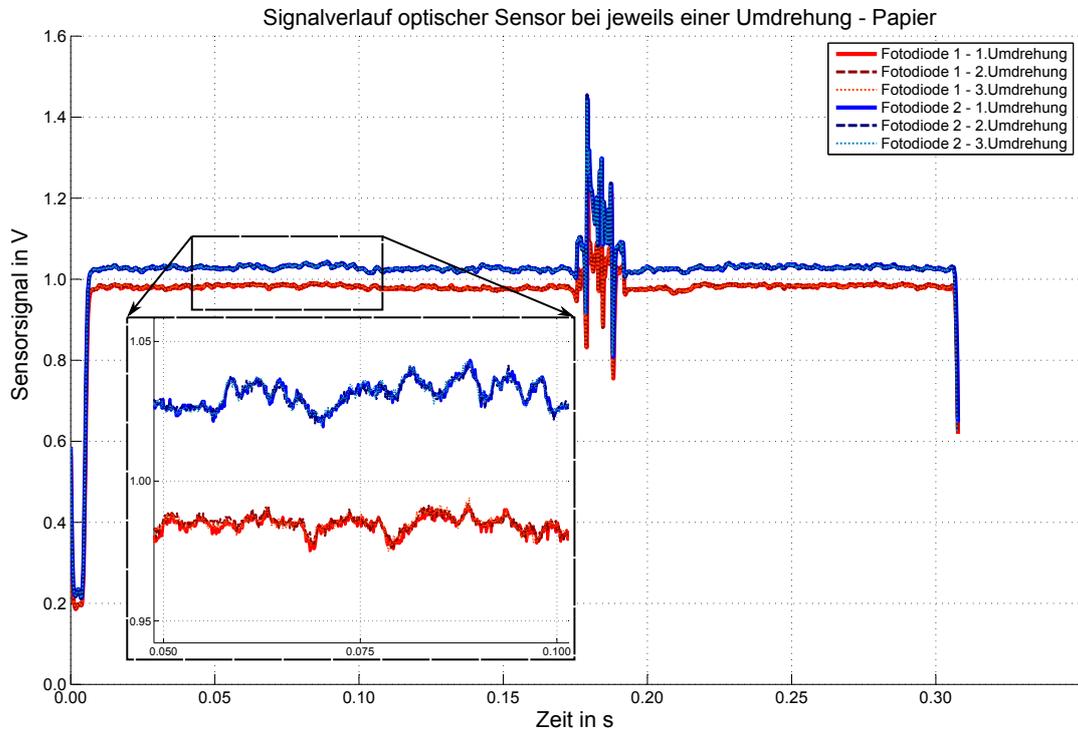


Abb. 9.25: Vergleich der Signale des optischen Sensors von drei Umdrehungen auf Papier gemessen, Messung der Periodizität der Signale

Das gleichzeitige gebildete Divisionsignal durch Division der Ausgangsspannung des Verstärkers von Fotodiode 2 durch die Ausgangsspannung von Fotodiode 1, welches in Abb. 9.26 dargestellt ist, zeigt geringere Schwankungen als zuvor. Grund dafür ist, dass der Reflexionsgrad über den Umfang homogener ist und durch die diffuse Reflexion gleichmäßiger auf beide Fotodioden übertragen wird. Ideal wäre ein Reflexionsverhalten an der Grenzfläche gemäß einem Lambert'schen Strahler. Auch für die Messungen auf Papier müssen die zuvor auf Papier aufgenommenen Abstandskennlinien wiederum invertiert werden.

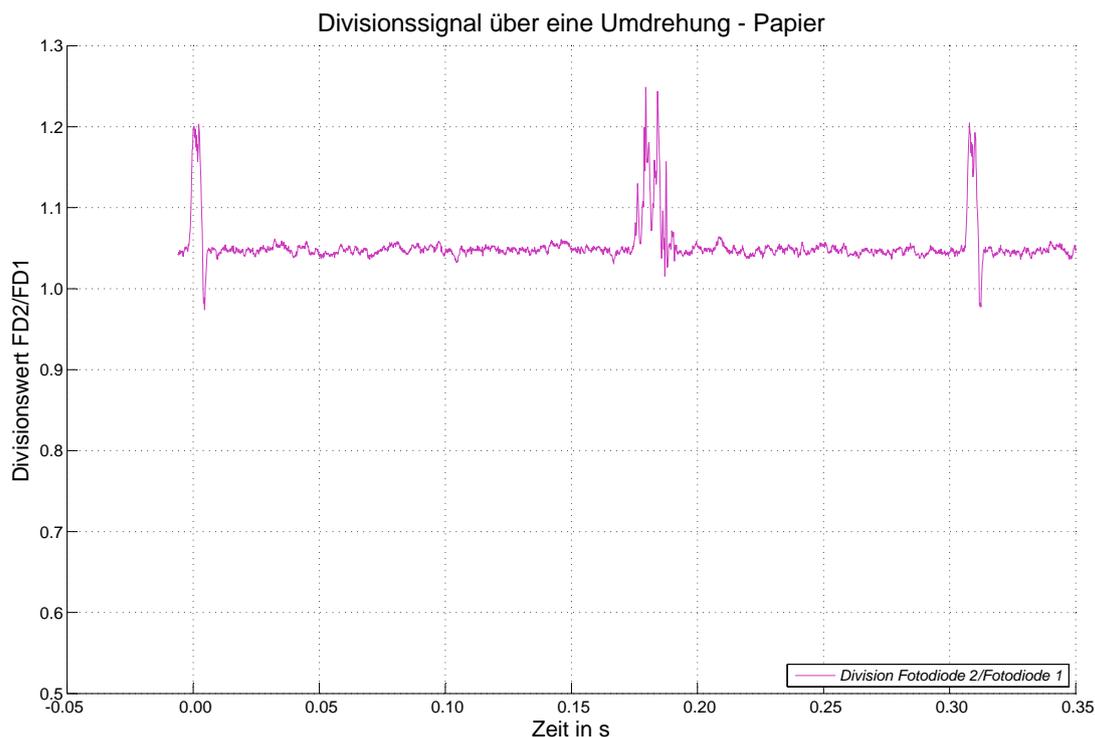


Abb. 9.26: Divisionsignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei rotierender Schwungscheibe auf Papier gemessen

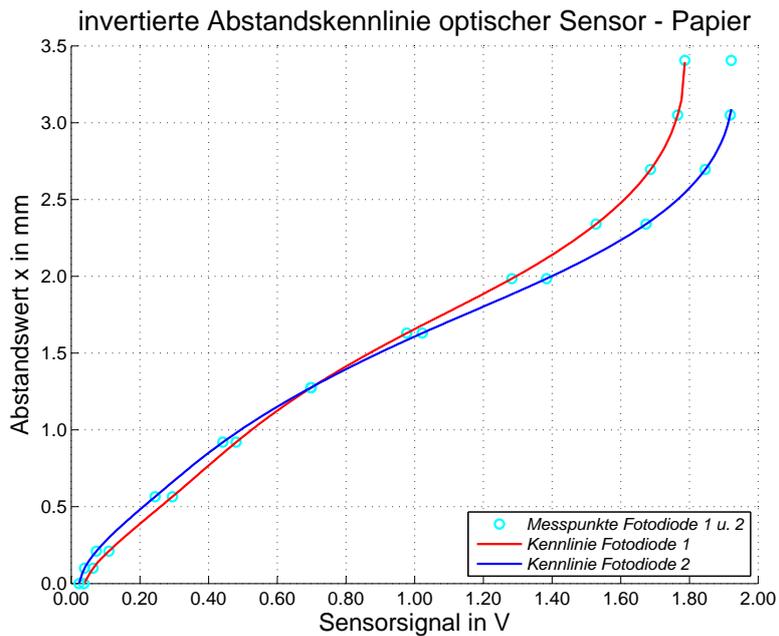


Abb. 9.27: Invertierte Abstandskennlinie der beiden Fotodioden auf Papier

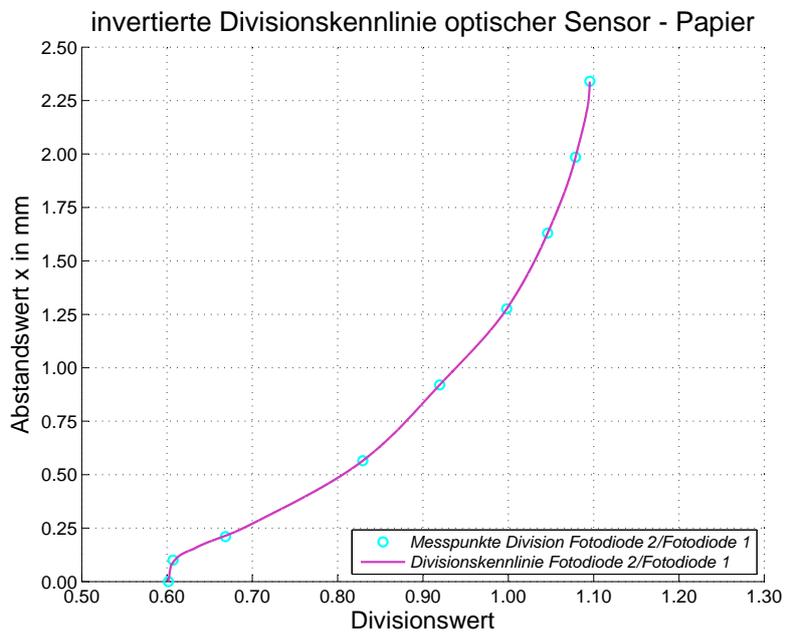


Abb. 9.28: Invertierte Abstandskennlinie für das Divisionsverfahren gemessen auf Papier

Wie in Abb. 9.29 ersichtlich, liegen die Schwankungen der Abstandswerte aufgrund des wechselnden Reflexionsgrades im Bereich von wenigen 0,01 mm und sind somit wesentlich geringer als bei Aluminium. Die Mittelwerte von Fotodiode 1 und Fotodiode 2 sind nahezu identisch mit dem tatsächlichen Abstandswert von 1,635 mm. Für diesen stimmt zwar punktuell der Ab-

standwert für beide Fotodioden überein, für alle anderen Messpunkte gilt dies hingegen nicht. Durch das Divisionsverfahren werden die Abweichungen des Abstandswertes der beiden Kanäle verstärkt, sie sind jedoch deutlich geringer als bei der Messung auf Aluminium. Der Mittelwert stimmt ebenfalls sehr gut mit dem tatsächlichen Wert überein. Dennoch verschlechtert das Divisionsverfahren auch hier die Abstandsinformation, die durch eine der beiden Fotodioden alleine gewonnen werden kann. Eine mögliche Ursache ist eventuell die Tatsache, dass die beiden Fotodioden nicht auf den selben Reflexionspunkt gerichtet sind. Eine mögliche Verbesserung bringt es, wie bereits in Kap. 5.1.2 beschrieben, die beiden Fotodioden so zu neigen, dass deren Hauptachsen die Hauptachse der LED im selben Punkt schneiden. Es hat sich auch gezeigt, dass die Abstandsinformation, die durch eine Fotodiode alleine gewonnen werden kann, bereits sehr gut zur Abstandsmessung an einem rotierenden Messobjekt geeignet ist, wenn die Oberfläche des Messobjektes einen entsprechenden gleichmäßigen Reflexionsgrad besitzt. Eine weitere Verbesserung würde daher eine Lackierung des Messobjektes mit speziellen weißen, diffus reflektierenden optischen Lacken bringen. Diese beinhalten als wichtigen Hauptbestandteil Bariumsulfat $BaSO_4$. Bariumsulfat besitzt einen konstanten hohen diffusen Reflexionsgrad über einen weiten Wellenlängenbereich und wird unter anderem auch für optische Messungen in Ulbrichtkugeln angewendet.

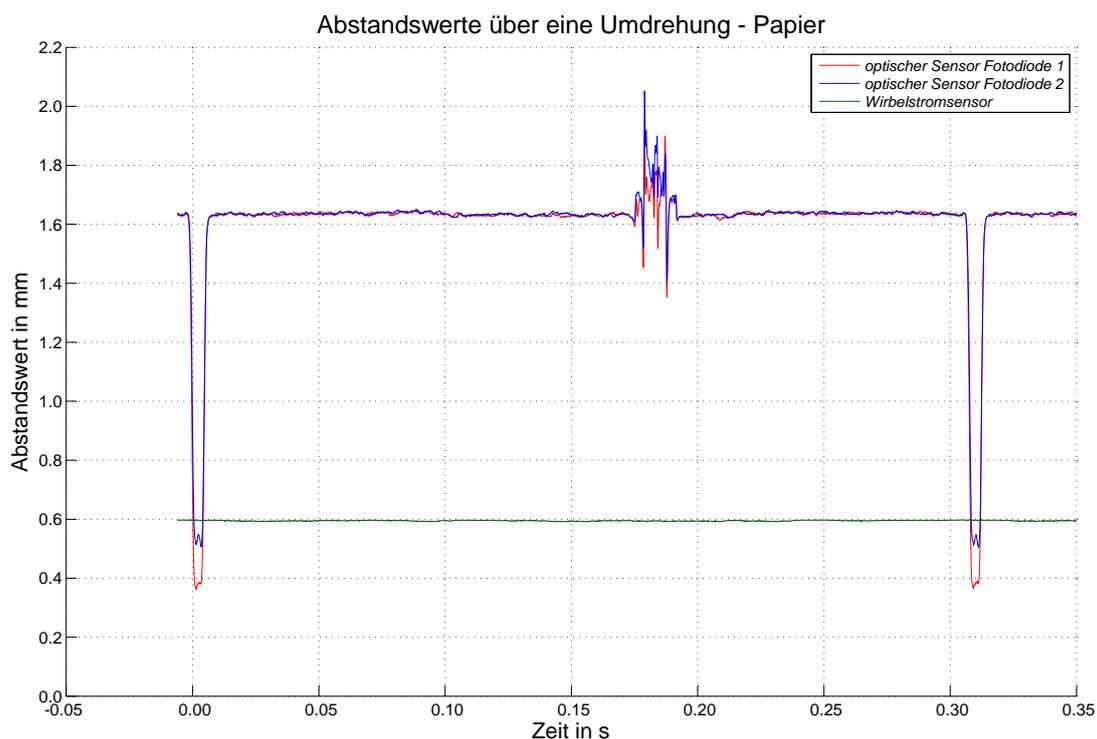


Abb. 9.29: Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier über eine Umdrehung für die beiden Kanäle des optischen Sensors sowie den Wirbelstromsensor

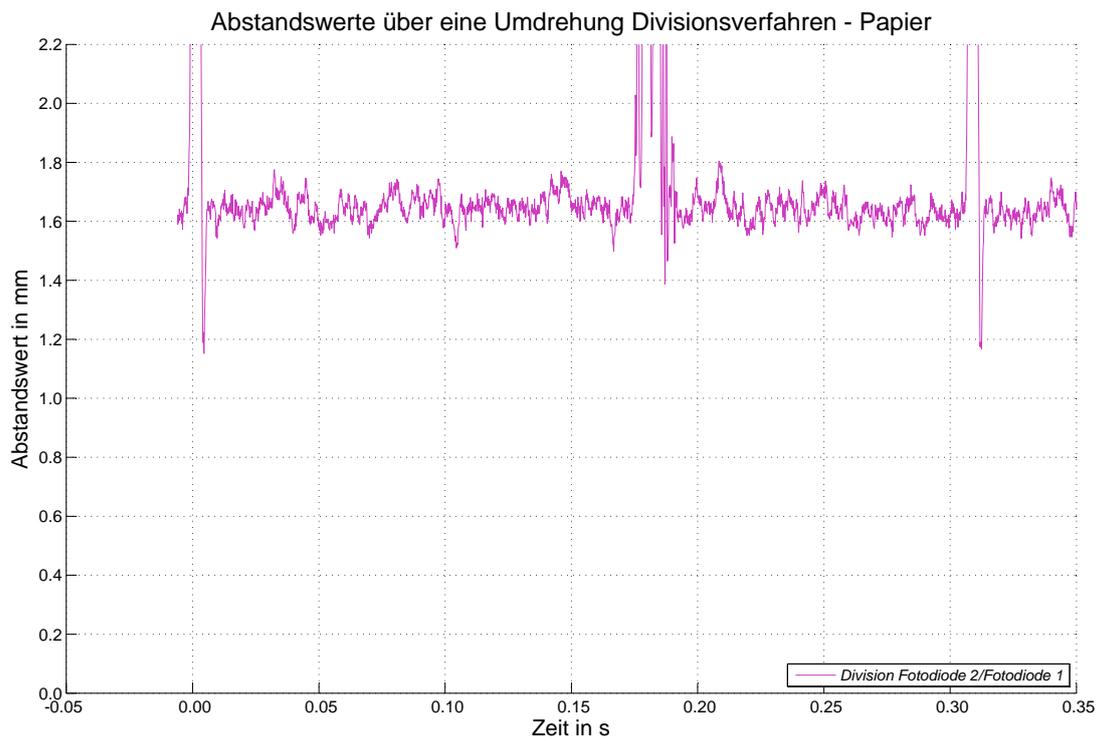


Abb. 9.30: Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier über eine Umdrehung für das Divisionsverfahren

9.3.3 Messung bei Modulation der LED-Intensität und stillstehendem Schwungrad

Die nun angeführte Messvariante zeigt, dass das Divisionsverfahren prinzipiell funktioniert. Dazu wurde die Flussspannung der LED und somit deren Durchlassstrom mit einem harmonischen Signal, das eine Frequenz von 1 kHz besitzt, moduliert, bei gleichzeitig stillstehendem Schwungrad. Als Messoberfläche wurde Papier gewählt und wie zuvor bei einem fixen Abstand von 1,635 mm gemessen. Es wird somit die Strahlungsleistung der LED sinusförmig moduliert und ein Objekt simuliert, welches den Abstand zum Sensor sinusförmig variiert. Durch die gleichbleibende Reflexionsfläche ist sichergestellt, dass die Reflexionscharakteristik konstant bleibt und sich somit nur der Betrag der reflektierten Strahlung ändert. Das aufgenommenen Sensorsignal beider Fotodioden, sowie das mitgemessene Modulationssignal des Frequenzgenerators sind in Abb. 9.31 dargestellt. Bereits beim Divisionssignal in Abb. 9.32 erkennt man, dass dieses nahezu konstant bleibt und die Sinusschwingung nur mehr bei starker Vergrößerung des Amplitudenmaßstabs zu erkennen ist. Über die Abstandskennlinie für Papier (Abb. 9.27) bzw. die Divisionskennlinie für Papier (Abb. 9.28) kann wie zuvor, der Verlauf des gemessenen Abstandswertes gewonnen werden. Das selbe Ergebnis ist auch für das durch Divisionsverfahren gebildete Abstandssignal in Abb. 9.34 erkennbar. Somit konnte gezeigt werden, dass das Divisionsverfahren unter der Bedingung einer gleichbleibenden

Form der Reflexionscharakteristik bei Änderung der Reflexionsamplitude funktioniert. Währenddessen ändert sich das rein über eine Fotodiode gewonnene Abstandssignal scheinbar sinusförmig, wie in Abb. 9.33 dargestellt. Durch die Division wirken sich die Störsignalanteile auf das Ergebnis verstärkt aus, falls nun gerade eine punktuellen Maximum (Rausch-Spitze) durch eine Minimum dividiert wird. Dieser Effekt kann abgesehen durch Mittelung verringert werden, indem die Signalwerte der beiden Fotodioden einen größeren Abstand zueinander besitzen, wodurch der Fehler durch Rauschen im Vergleich zum eigentlich Divisionswert vernachlässigbar wird. Dazu muss Abstandsdifferenz b einer der beiden Fotodioden zur Platine vergrößert werden.

Die wichtigsten charakteristischen Messwerte für die dargestellten drei Messungen sind in Tab. 9.4 - 9.6 zusammengefasst. Für die Mittelwertbildung wurden die aufgenommen Messwerte um den Abfall durch das Drehzahlssignal bzw. den schwankenden Teil durch die Klebestreifen bereinigt.

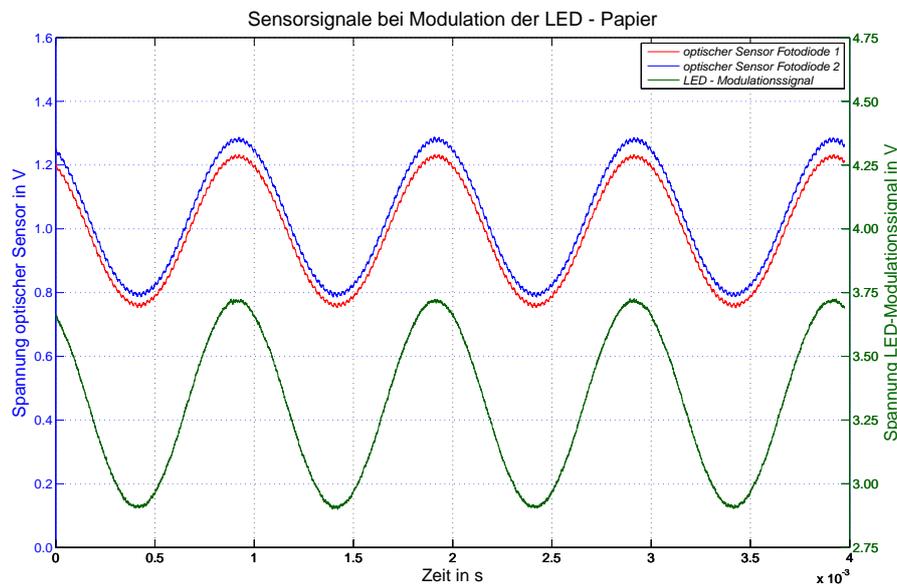


Abb. 9.31: Sensorsignale der beiden Fotodioden mit Verstärkerstufen bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen, sowie Modulationssignal der LED-Intensität

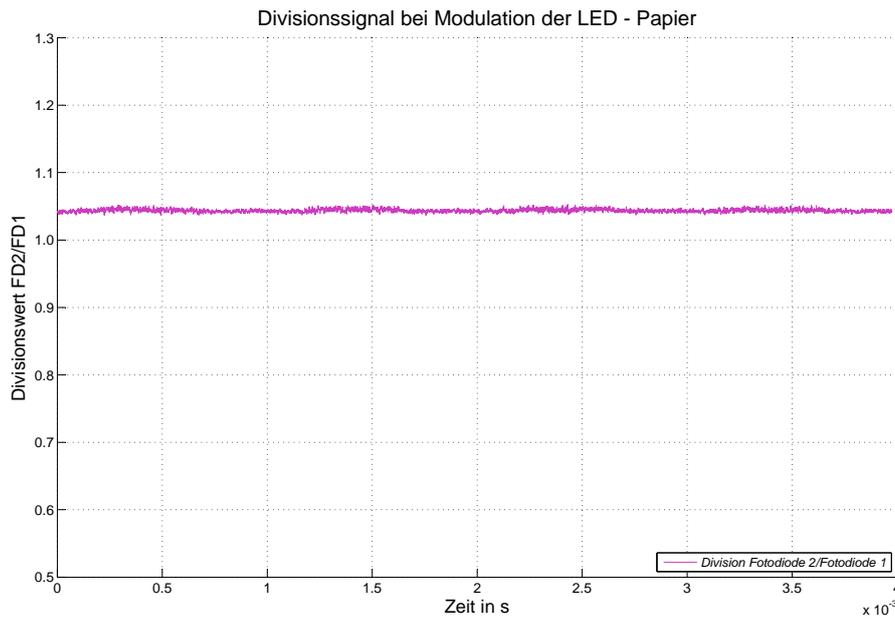


Abb. 9.32: Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen

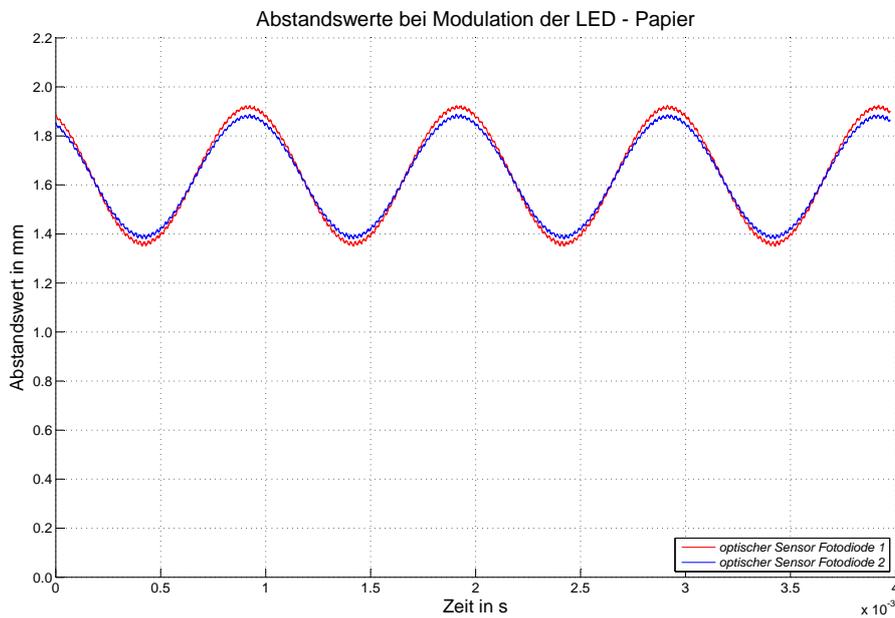


Abb. 9.33: Gemessene Verläufe der Abstandswerte auf Papier bei Modulation der LED-Intensität auf Papier gemessen

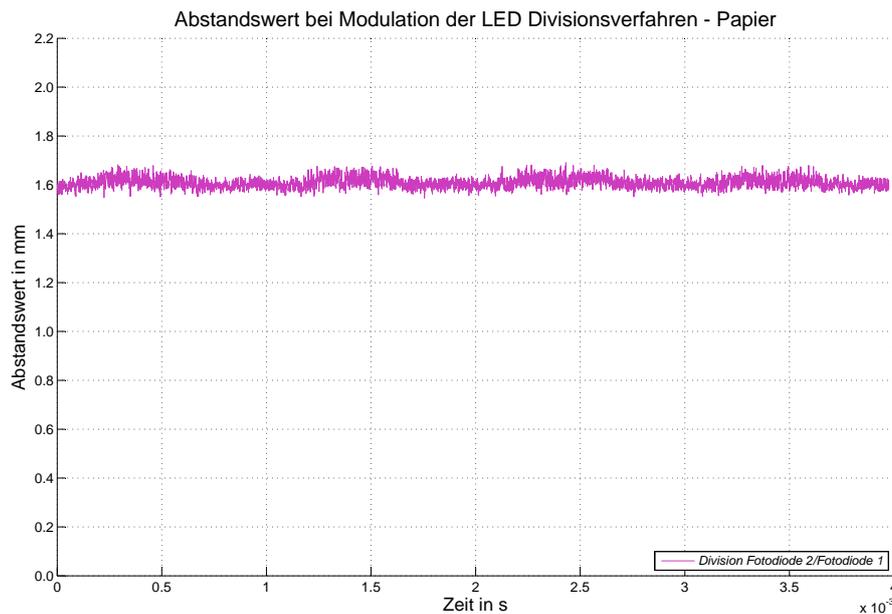


Abb. 9.34: Divisionssignal Fotodiode 2/Fotodiode 1 bei Modulation der LED-Intensität auf Aluminium gemessen

Messung 1 - Oberfläche Aluminium - rotierendes Schwungrad								
Anzahl der Messpunkte: 7500								
Nr.	Drehfrequenz				Drehzahl			
1. Umdrehung	7,083 Hz				424,98 U/min			
2. Umdrehung	7,089 Hz				425,36 U/min			
3. Umdrehung	7,102 Hz				426,14 U/min			
Eigenschaften	Fotodiode 1		Fotodiode 2		Divisionssignal	Wirbelstroms.		
Signal - Mittelwert	1,176	V	1,322	V	1,126	-10,770	V	
Signal - Maximum	1,348	V	1,564	V	1,335	-10,715	V	
Signal - Minimum	1,034	V	1,155	V	0,944	-10,820	V	
Abstand - Referenzwert			1,775	mm		0,600	mm	
Abstand - Mittelwert	1,826	mm	1,732	mm	1,126	mm	0,595	mm
pos. Abweichung $+\Delta x_{max}$	+0,152	mm	+0,142	mm	+1,323	mm	+0,004	mm
neg. Abweichung $-\Delta x_{min}$	-0,122	mm	-0,098	mm	-0,648	mm	-0,004	mm
Standardabweichung s	0,0443	mm	0,0381	mm	0,2874	mm	0,0016	mm

Tab. 9.4: Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem rotierendem Aluminiumschwungrad, Oberfläche Aluminium

Messung 2 - Oberfläche Papier - rotierendes Schwungrad
Anzahl der Messpunkte: 6659

Nr.	Drehfrequenz				Drehzahl			
1. Umdrehung	3,248 Hz				194,91 U/min			
2. Umdrehung	3,251 Hz				195,07 U/min			
3. Umdrehung	3,254 Hz				195,23 U/min			
Eigenschaften	Fotodiode 1		Fotodiode 2		Divisionssignal		Wirbelstroms.	
Signal - Mittelwert	0,982	V	1,028	V	1,047		-10,773	V
Signal - Maximum	0,994	V	1,043	V	1,065		-10,720	V
Signal - Minimum	0,964	V	1,015	V	1,031		-10,820	V
Abstand - Referenzwert			1,630	mm			0,600	mm
Abstand - Mittelwert	1,635	mm	1,636	mm	1,126	mm	0,595	mm
pos. Abweichung $+\Delta x_{max}$	+0,015	mm	+0,015	mm	+0,170	mm	+0,003	mm
neg. Abweichung $-\Delta x_{min}$	-0,020	mm	-0,013	mm	-0,142	mm	-0,004	mm
Standardabweichung s	0,0052	mm	0,0046	mm	0,0424	mm	0,0015	mm

Tab. 9.5: Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem mit Papier bespannten Schwungrad, Oberfläche Papier

Messung 3 - LED-Modulation - Oberfläche Papier - stillstehendes Schwungrad

Anzahl der Messpunkte: 7812

Signalfrequenz: 1 kHz

Eigenschaften	Fotodiode 1		Fotodiode 2		Divisionssignal		Modulation	
Signal - Mittelwert	0,990	V	1,033	V	1,044		3,314	V
Signal - Maximum	1,234	V	1,288	V	1,053		3,726	V
Signal - Minimum	0,752	V	0,786	V	1,036		2,899	V
Abstand - Referenzwert			1,630	mm			0,600	mm
Abstand - Mittelwert	1,635	mm	1,636	mm	1,126	mm		
pos. Abweichung $+\Delta x_{max}$	+0,285	mm	+0,252	mm	+0,081	mm		
neg. Abweichung $-\Delta x_{min}$	-0,291	mm	-0,257	mm	-0,064	mm		
Standardabweichung s	0,1966	mm	0,1734	mm	0,0212	mm		

Tab. 9.6: Vergleich der unterschiedlichen Methoden zur Abstandsbestimmung auf dem mit Papier bespannten stillstehenden Schwungrad, bei Modulation der LED-Intensität

9.4 Dynamisches Sensorverhalten

Zur Ermittlung des dynamischen Verhaltens des Sensors sind zwei Methoden zur experimentellen Ermittlung gut realisierbar:

- Direkte Modulation des Messobjektabstandes x und somit Modulation der empfangenen Strahlungsleistung mit einem elektrodynamischen Schwingerreger,
- Modulation des LED-Durchlassstroms I_F .

Anstatt der direkte Modulation des Messobjektabstandes mit einem Schwingerreger (Shaker), wie er zur Vermessung eines am Institut entwickelten Wirbelstromsensors in [56] näher beschrieben ist, wurde die bereits in [16] angewandte Methode der Modulation des LED-Durchlassstroms I_F gewählt.

Mit dem LED-Durchlassstrom wird nach Glg. (3.1) die Strahlungsleistung der LED Φ_{LED} moduliert. Dies wird durch Ansteuerung mittels Überlagerung einer Gleichspannung mit einem harmonischen Signalanteil mit dem Funktionsgenerator Agilent 33200A erreicht. Der LED-Durchlassstrom wird direkt aus dem Funktionsgenerator gespeist. Aufgrund des Innenwiderstands des Funktionsgenerators entspricht der eingestellte Gleichanteil und die Amplitude nicht der tatsächlichen Spannung U_{FG} . Deshalb wird die Funktionsgeneratorspannung U_{FG} während der Messung mit dem Oszilloskop erfasst und bei Bedarf nachjustiert.

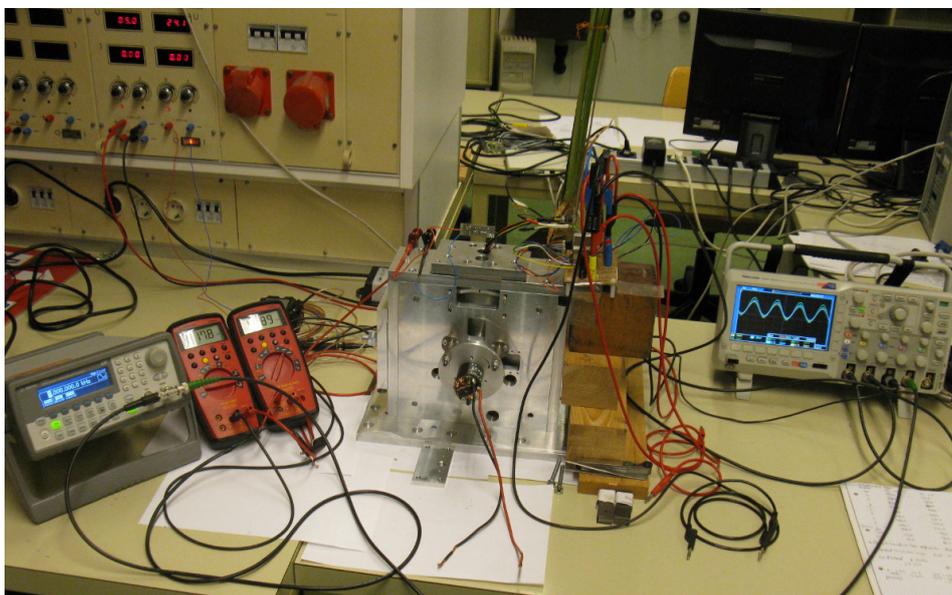


Abb. 9.35: Messaufbau zur Erfassung des Frequenzganges des optischen Abstandssensors

Die Durchlassstrommodulation ist jedoch nur möglich, da die Grenzfrequenz der LED wie in [16] berechnet, mehrere Größenordnungen über der erwarteten Grenzfrequenz der Fotodiode mit nachgeschalteten Verstärkern liegt und in etwa $f_{gLED} = 7$ MHz beträgt. Auch in [47] wird die Auffassung bestätigt, dass das Frequenzverhalten eines Reflexkopplers praktisch nur vom

Empfänger bestimmt wird. Die Kapazität der Fotodiode C_{FD} nimmt im optischen Maximum aufgrund des größten Sperrstroms $I_{S\ max}$ ihren maximalen Wert an, sodass für diesen Abstand x_{max} die niedrigste Grenzfrequenz auftritt. Zur Ermittlung des Frequenzganges wurde daher im optischen Maximum $x_{max} = 3,55$ mm gemessen. Der gemessene Frequenzgang des Sensors für die beiden untersuchten Widerstandswerte $R_F = 2M\Omega$ und $R_F = 3M\Omega$ für den Rückkopplungswiderstand ist in Abb. 9.38 bis Abb. 9.41 dargestellt. Es wurde dabei der Frequenzgang mit und ohne Differenzverstärker bestimmt. Als Differenzverstärker wurden zwei Dual-OPVs getestet, MAX4163 (Maxim) und OP291 (Analog Devices). Wie aus Abb. 9.36 und Abb. 9.37 erkennbar ist, kommt es bei beiden OPVs bei Signalfrequenzen von $f = 10$ kHz zu Verzerrungen des Signals. Während diese beim OP291 bei $f = 10$ kHz nur geringfügig auftreten, sind diese beim MAX4163 bereits deutlich ausgeprägt. Grund dafür ist das weit höhere GBW des OP291 von $GBW_{OP291} = 3$ MHz im Vergleich zum $GBW_{MAX4163} = 200$ kHz des MAX4163, weshalb für den Differenzverstärker schlussendlich der OPV OP291 gewählt wurde. Die Messungen wurden bis zu einer Frequenz von $f = 100$ kHz durchgeführt. Die analytisch und durch Simulation ermittelte Grenzfrequenz wurde hierbei nicht erreicht (siehe Tab. 9.7). Erkennbar ist auch, dass der Frequenzgang bereits ab ca. 4 kHz einen flachen Abfall aufweist. Grund hierfür ist, dass die parasitären Kapazitäten im Empfangspfad und Rückkopplungszweig das dynamische Verhalten bestimmen, da sie unter anderem den optimalen Wert für die Rückkopplungskapazität C_F übersteigen und auch die Quellkapazität C_S erhöhen. Möglichkeiten zur Erhöhung der Grenzfrequenz sind die in Kap. 4.3.2 und Kap. 6.2 analysierten Schaltungen.

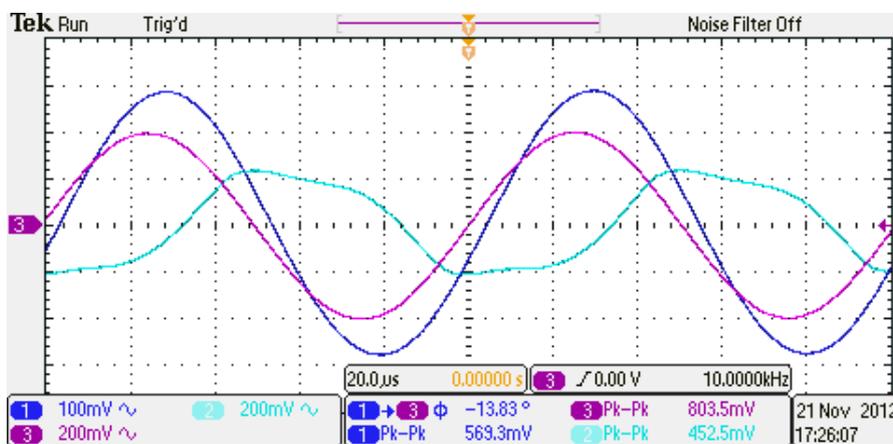


Abb. 9.36: Signalverläufe bei Verwendung des OPV MAX4163, (1) Ausgangsspannung Funktionsgenerator U_{FG} , (2) Ausgangsspannung der Differenzverstärkerstufe $U_{A\ DIFF}$, (3) Ausgangsspannung der Transimpedanzverstärkerstufe $U_{A\ TIA}$

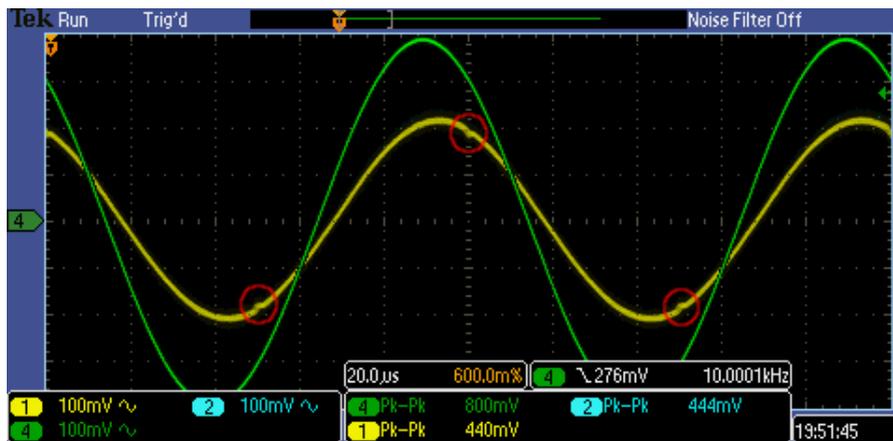


Abb. 9.37: Signalverläufe bei Verwendung des OPV OP291, (1) Ausgangsspannung Funktionsgenerator U_{FG} , (4) Ausgangsspannung der Differenzverstärkerstufe $U_{A\ DIFF}$

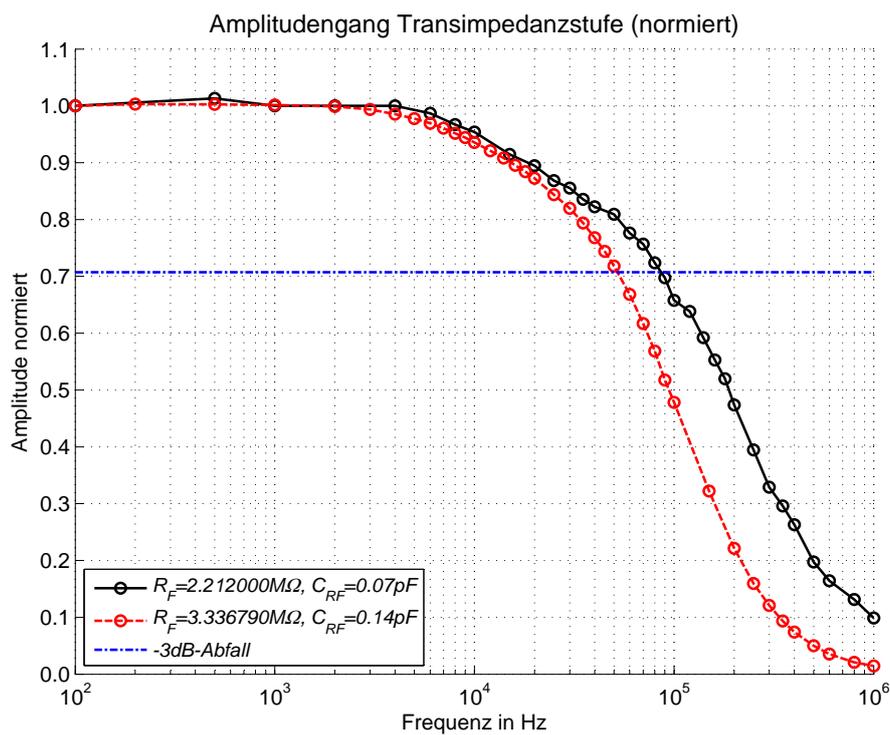


Abb. 9.38: Amplitudengang des TIA, normiert

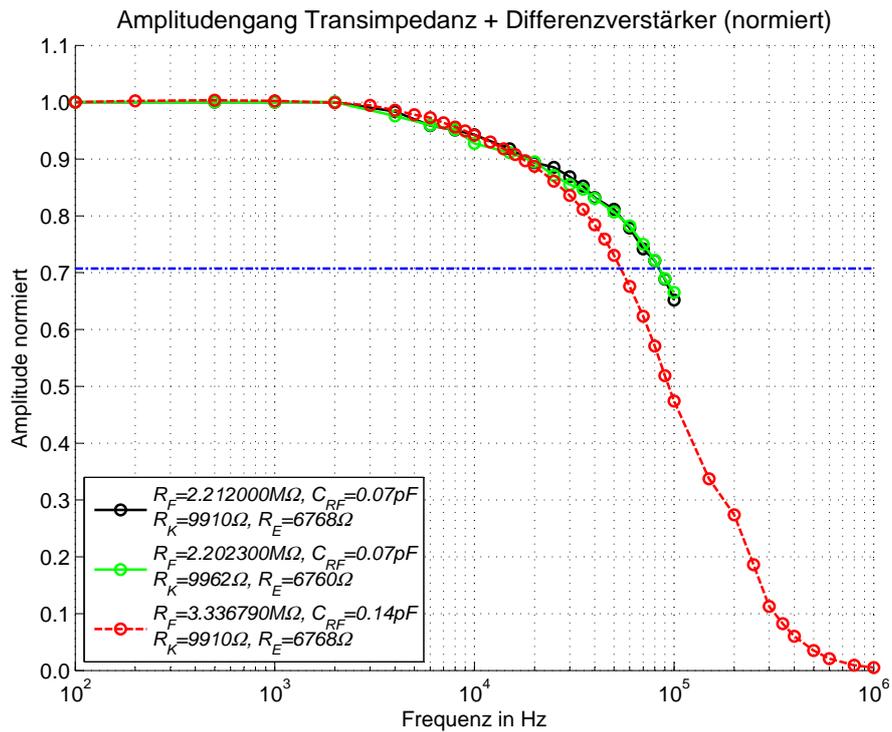


Abb. 9.39: Amplitudengang vom TIA und Differenzverstärker, normiert

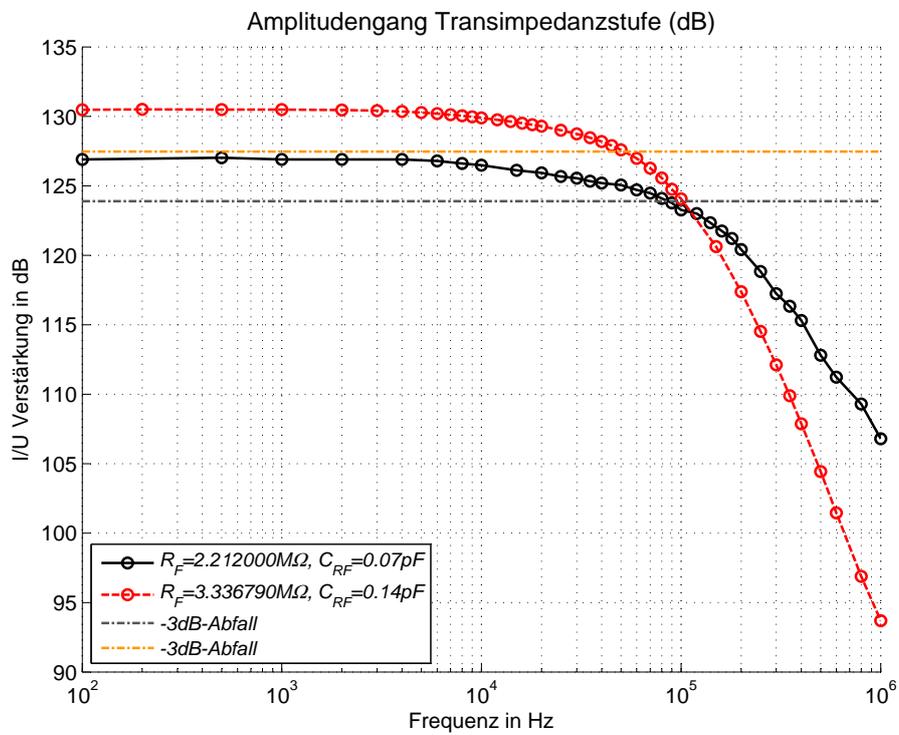


Abb. 9.40: Strom/ Spannungs -Verstärkung des TIA in dB

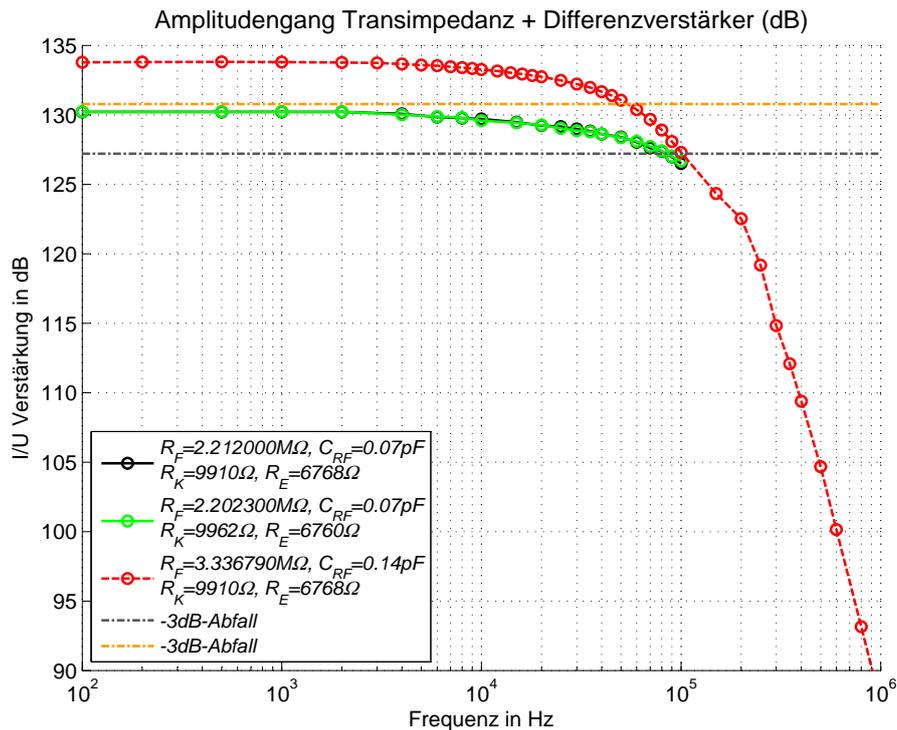


Abb. 9.41: Strom/ Spannungs -Verstärkung vom TIA und Differenzverstärker in dB

TIA ohne Diff.-Verstärker f_{3dB}			
R_F	Messung	analytisch	PSpice
3,33 M Ω	52,040 kHz	282,299 kHz	277,848 kHz
2,20 M Ω	86,100 kHz	343,068 kHz	—
TIA mit Diff.-Verstärker f_{3dB}			
R_F	Messung	analytisch	PSpice
3,33 M Ω	53,990 kHz	—	277,848 kHz
2,20 M Ω	84,410 kHz	—	—
2,21 M Ω	84,180 kHz	—	—

Tab. 9.7: Vergleich der gemessenen -3dB-Grenzfrequenz mit den analytisch bzw. per Simulation errechneten Ergebnissen

9.5 Betrachtung der Störungen der analogen Sensorausgangssignale

Um die Signalqualität zu bewerten, wurde das analoge Sensorausgangssignal des optischen Sensors mit dem des Wirbelstromsensor verglichen. Die Störungen der Sensorausgangssignale wurden mit dem Oszilloskop des Typs Tektronix MSO 2024 erfasst. Für den optischen

Sensor wurde ein Messabstand von $x = 1,755$ mm bei direkter Messung auf Aluminium gewählt und für den Wirbelstromsensor wurde ein Abstand von $x = 0,600$ mm eingestellt.

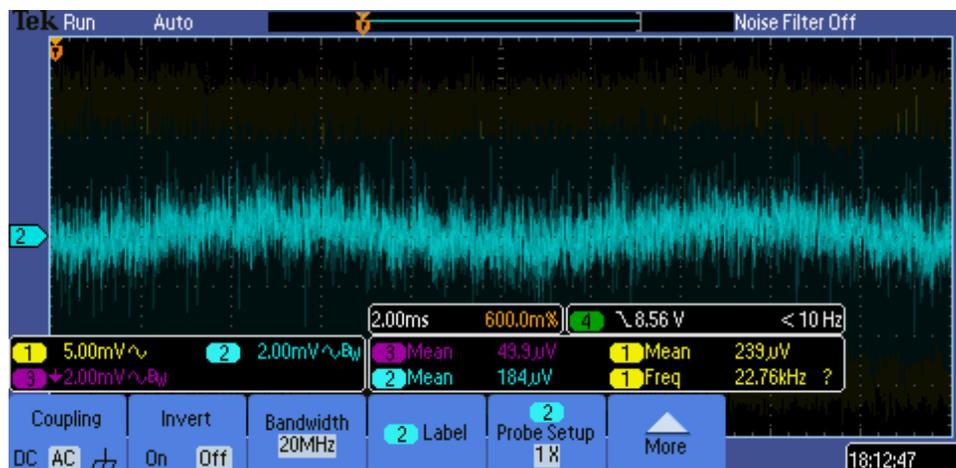


Abb. 9.42: Rauschen des analogen Ausgangssignals des optischen Sensors mit $R_F = 2,21$ M Ω (gemessen nach dem Tiefpassfilter 1.Ordnung)

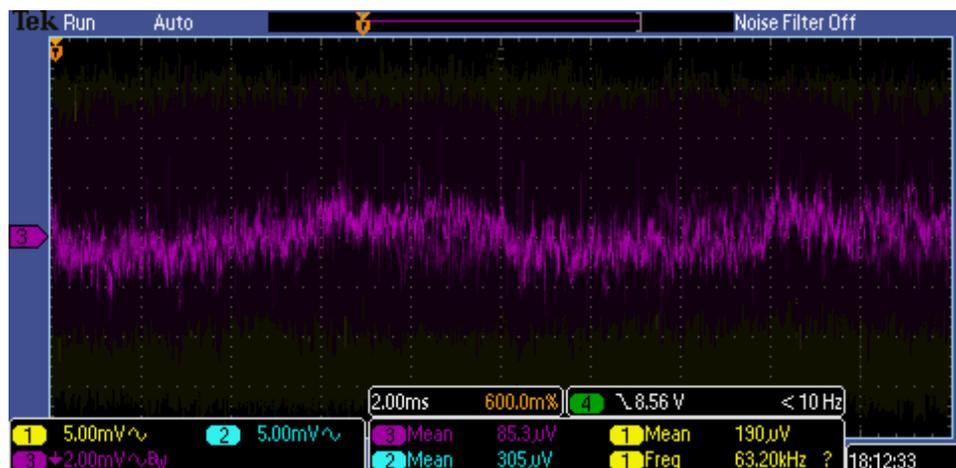


Abb. 9.43: Rauschen des analogen Ausgangssignals des Wirbelstromsensors

Bei Betrachtung des Signals des optischen Sensors, wie auch des Wirbelstromsensors ist eine 50 Hz-Netzstörung erkennbar. Das Rauschsignal des optischen Sensors hat einen maximalen Spitze-Spitze-Wert von 6 mV, das des Wirbelstromsensors einen Wert von 5 mV Spitze-Spitze. Dabei muss man gleichzeitig beachten, dass der Messbereich des Wirbelstromsensors mit 21 V, wesentlich größer ist als der des optischen Sensors mit 3,3 V. Ein direkter Vergleich ist mit dieser Methode jedoch nur qualitativ möglich, da über das Oszilloskop selbst auch Störungen eingekoppelt werden.

10 Zusammenfassung - Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein kostengünstiger und energieeffizienter optischer Sensor entwickelt. Neben analytischen Modellen sowohl für den optischen Teil des Sensors, wie auch den Transimpedanzverstärker wurden weitere notwendige Grundlagen erarbeitet. Zusätzlich zur herkömmlichen direkten Auswertung eines einzelnen Abstandssignals einer Fotodiode wurde auch ein Konzept zur Reflexionskompensation des optischen Signals durch Verwendung einer zweiten Fotodiode erarbeitet und realisiert. Das analytische Modell zur statischen und dynamischen Beschreibung des Transimpedanzverstärkers wurde mit dem Simulationssoftwarepaket PSpice simuliert und mit Messungen verifiziert. Bei der Entwicklung wurde ein großes Augenmerk darauf gelegt, die Herstellungskosten niedrig zu halten. Dies wurde dadurch erreicht, dass nur leicht verfügbare kostengünstige Standard-Elektronikkomponenten eingesetzt wurden. Der eingesetzte Mikrocontroller bietet, wie in Kap. 7 geschildert, die Möglichkeit, das Abstandssignal digital über CAN-Bus zu übertragen. Ein im Zuge dieser Diplomarbeit konstruierter Rotorsensor-Prüfstand ermöglicht es, verschiedene Sensoren auf Funktion bei Rotation des Messobjektes zu testen.

Die Messungen der statischen Kennlinien (Kap. 9.1) haben verdeutlicht, dass der entwickelte Sensor je nach Aufgabenstellung in zwei Messbereichen, welche durch das optische Maximum getrennt sind, eingesetzt werden kann. Für eine höhere Auflösung kann der Sensor im Nahbereich ($x = 0 \dots 3,5 \text{ mm}$) verwendet werden, während der Sensor im Fernbereich ($x = 3,5 \dots 14 \text{ mm}$) einen größeren Messbereich bei etwas geringerer Auflösung abdeckt. Ein Vergleich zwischen den aufgenommenen statischen Kennlinien und den analytischen Funktionen für das optische Verhalten zeigt, dass diese qualitativ sehr gut übereinstimmen und durch die analytischen Funktionen bereits sehr gut der Einfluss verschiedener optischer Parameter geklärt werden kann. Mit dem Messaufbau zur Reflexionskompensation konnten keine zufriedenstellenden Ergebnisse bei der Messung gegen ein rotierendes Objekt erzielt werden. Durch die in Kap. 9.3.3 erläuterte Messung konnte jedoch belegt werden, dass das verwendete Konzept zur Reflexionskompensation dennoch realisierbar ist. Eine Lösung für dieses Problem zeigt die in Abb. 5.5b dargestellte Überarbeitung der Sensorplatine. Alternativ dazu haben die Messungen auch gute Ergebnisse bei Verwendung des einfachen Aufbaus mit nur einer Fotodiode gezeigt, falls das rotierende Objekt eine gleichmäßige diffus reflektierende Oberfläche an der Messstelle aufweist. Ein weiteres, in dieser Arbeit erprobtes, Einsatzgebiet für den optischen Sensor ist die Drehzahlerfassung. Der entwickelte Prototyp weist eine um den Faktor 9 geringere Verlustleistung im Betrieb auf, als ein vergleichbarer Wirbelstromsensor, was besonders im Einsatz als Positionssensor für ein hocheffizientes, magnetgelagertes Schwungrad zur Energiespeicherung einen großen Vorteil darstellt.

Bei Verwendung der einfachen Sensorvariante mit nur einer Fotodiode kann in Zukunft ein optischer Lack verwendet werden, der z.B. mit Bariumsulfat $BaSO_4$ versetzt ist. Ein anderer Weg, der bei einer eventuellen Weiterentwicklung gegangen werden kann, ist die Verwendung von Glasfasern. Diese müssten separat von Fotodiode und LED zum Messobjekt geführt werden,

wodurch sich Vorteile wie eine höhere Unempfindlichkeit gegenüber Temperaturschwankungen bieten und auch kleinere Geometrien und alternative Methoden [67] zur Reflexionskompensation möglich sind. Natürlich kann der aktuelle Prototyp auch noch hinsichtlich seiner minimalen Baugröße weiter optimiert werden.

Literatur

- [1] ALUMATTER: *Aluminium - Optische Eigenschaften: Überblick*. Homepage, Stand vom Jänner 2014. <http://aluminium.matter.org.uk/content/html/ger/default.asp?catid=105&pageid=2144416139>. 29
- [2] ANALOG-DEVICES: *ADXL325 - Small, Low Power, 3-Axis 5g Accelerometer*. Datenblatt, 2009. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL325.pdf.
- [3] ANSMANN-RACING: *Elektromotoren mit Bürsten*. Homepage, Stand vom Juni 2014. <http://www.ansmann-racing.de/cms/de/motoren/elektro-brushed-motoren.html>. xiii, 85
- [4] ARDIZZONI, J.: *A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout*. Firmenschrift, Stand vom November 2013. <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-09/layout.pdf>. 49
- [5] AUTOMATION TECHNOLOGY: *Das Messprinzip des 3D-Lichtschnittverfahrens*. Homepage, Stand vom August 2013. <http://www.automationtechnology.de/cms/3d-bildverarbeitung/3d-technologie/das-lichtschnittverfahren.html>. x, 3
- [6] AVAGO-TECHNOLOGIES: *HSDL-9100, Surface-Mount Proximity Sensor*. Datenblatt, Stand vom Oktober 2010. x, xi, 16, 24, 25
- [7] BÜRGI, L., R. PFEIFFER und M. MÜCKLICH: *Optical Proximity and touch sensors based on monolithically integrated polymer photodiodes and polymer LEDs*. *Organic Electronic* 7 (2006) 114-120, 2006. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1566119905000960>. 20
- [8] BURR BROWN: *SBOA035 - Photodiode Monitoring with Op Amps*. Firmenschrift, Jänner 1995. <http://www.ti.com/lit/an/sboa035/sboa035.pdf>. 48
- [9] CZARSKE, J.: *Vorlesung - Optoelektronische Sensortechnik*. Präsentation, TU Dresden, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik, Lehrstuhl Mess- und Prüftechnik, Stand vom Juli 2013. <http://tu-dresden.de/et/pmp>. x, 4
- [10] CZICHOS, H.: *Mechatronik - Grundlagen und Anwendungen technischer Systeme*. Verlag Vieweg + Teubner, 2. Auflage, 2008. 1
- [11] DECKER, K.-H.: *Decker Maschinenelement - Gestaltung und Berechnung*. Hanser, 9. Auflage, 1985. 88

- [12] FIEGL, B.: *Leica DISTO Messverfahren*. Firmenschrift, Stand vom Juli 2013. http://ptd.leica-geosystems.com/media/new/product_solution/Messprinzip_de.pdf. x, 9
- [13] GASCH, R., R. NORDMANN und H. PFÜTZNER: *Rotordynamik*. Springer, 2. Auflage, 2006.
- [14] GRAEME, J.: *Photodiode Amplifiers*. Verlag McGraw-Hill, 1. Auflage, 1996. 45, 48
- [15] GROTE, K.-H. und J. FELDHUSEN: *Dubbel - Taschenbuch für den Maschinenbau*. Verlag Springer, 22. Auflage, 2007. 35
- [16] HAMETER, M.: *Entwicklung eines hochgenauen und kostengünstigen optischen Abstandsensors zur Rotorpositionserfassung in einem aktiven Magnetlager*. Bachelorarbeit, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, 2010. v, xi, 2, 16, 34, 35, 36, 39, 40, 41, 121
- [17] HAMETER, M.: *Optischer Triangulationssensor*. Seminararbeit, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, 2013. x, 2, 4
- [18] HAMETER, M.: *Modellierung von Antriebssträngen zur Untersuchung von Torsionsschwingungen*. Projektarbeit, Jänner 2014. xiii, 93
- [19] HERING, E. und R. MARTIN: *Photonik*. Verlag Vieweg + Teubner, 1. Auflage, 2012. 12, 16
- [20] HERING, E. und G. SCHÖNFELDER: *Sensoren in Wissenschaft und Technik*. Verlag Vieweg + Teubner, 1. Auflage, 2012. x, 8, 16, 17
- [21] HOCHSCHULE HEILBRONN: *Rotationssymmetrischer Triangulationssensor (RTS) für hochpräzise und robuste Distanzmessung*. Homepage, Stand vom August 2013. <https://www.hs-heilbronn.de/3389093/ProInno>. x, 5
- [22] INSTITUT FÜR TECHNISCHEÖPTIK und ET AL.: *Abschlussbericht zum BMBF Verbundprojekt - HymoSens*. Abschlussbericht, Stand vom August 2013. <https://www.imt.kit.edu/downloads/HymoSens.pdf>. x, 6
- [23] INTERSIL: *Proximity Sensors, Application Note AN1436.0*. Datenblatt, März 2009. <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an14/an1436.pdf>. 22, 23
- [24] JANSEN, D.: *Optoelektronik*. Verlag Vieweg Braunschweig/Wiesbaden, 1. Auflage, 1993. 35
- [25] JOHNSON, M.: *Photodetection and Measurement*. Verlag McGraw-Hill, 1. Auflage, 2003. 49

- [26] KAMMER, C.: *Aluminium-Taschenbuch*. Verlag Beuth, 16. Auflage, 2002. xi, 29
- [27] KANG, Y. und ET AL.: *A modification of the Jones-Harris method for deep-groove ball bearings*. *Tribology International* 39 (2006) 1413-1420, Februar 2006. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301679X0600003X>. 90
- [28] KUNKEL, R.: *Modelle von Photodioden auf der Basis experimenteller Daten für den Entwurf von optischen Empfängerschaltungen*. Dissertation, TU Cottbus, Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen, 2002.
- [29] LAP LASER: *Laser Messtechnik Produktkatalog - Lasersensoren zur Kontrolle von Abmessungen in Industrie und Handwerk*. Firmenschrift, Stand vom Juni 2014. <http://www.lap-laser.com>. x, 12
- [30] LIU, H. und J. JIANG: *Flywheel energy storage - An upswing technology for energy sustainability*. *Energy and Buildings* 39 (2007) 599-604, 2007. <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378778806002350>. xvi, 82
- [31] LUGNER, P.: *Mechanik 1*. Vorlesungsmanuskript, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, Wintersemester 2006/2007. 88
- [32] LUPHOS GMBH: *LUPHOSmart*. Homepage, Stand vom Juli 2013. <http://www.luphos.de/fileadmin/Redakteure/PDF/LuphoSmart.pdf>. x, 9
- [33] MAHR GMBH: *Neue Sensorkopf-Linie für die bewährten CHRocodile M4-Controller*. Fachbericht in *Glasingenieur* Heft 5/2011. <http://www.precitec.de>. x, 6
- [34] MAIER, C.: *Data Busses - Seminararbeit Mess- u. Interfacetechnik*. Seminararbeit, Juli 2012. xvi, 72
- [35] MAIER, C. und M. HAMETER: *Sensor handling with the use of the CAN bus protocol*. Projektarbeit, April 2013. xvi, 74, 75, 76
- [36] MICRO-EPSILON: *Laser-Wegsensoren (Triangulation)*. Firmenschrift, Stand vom Oktober 2010. <http://www.micro-epsilon.de/download/products/cat--optoNCDT--de.pdf>. 2
- [37] MICRO-EPSILON: *Sensors & Systems - Eddy current displacement sensors*. Firmenschrift, Stand vom August 2013. <http://www.micro-epsilon.de/download/products/dat--eddyNCDT-3010--de.pdf>. 82
- [38] MICROCHIP: *PICKIT 2 - PIC18F46K20 Starter Kit - C18 Lessons*. Firmenschrift, 2007. http://www.sonoma.edu/users/f/farahman/sonoma/courses/es310/labs/18f46k20/pic18f46k20_c18_lessons.pdf. 79

- [39] MICROCHIP: *PIC18F66K80 Family - 28/40/44/64-Pin, Enhanced Flash Microcontrollers with ECAN and nanoWatt XLP Technology*. Datenblatt, August 2010. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39977c.pdf>. xiii, 77, 78
- [40] MUHS, D., H. WITTEL, D. JANNASCH und J. VOSSIEK: *Roloff/Matek - Maschinenelemente*. Verlag Vieweg, 18. Auflage, 2007. xvi, 82
- [41] NISE, N.: *Control Systems Engineering*. Verlag McGraw-Hill, 6. Auflage, 2010.
- [42] NOBACH, H.: *Optische Messtechnik*. Verlag Edition Winterwork, 1. Auflage, 2012. x, 7
- [43] NXP-PHILIPS: *PSSI2021SAY - Constant current source in SOT353 package*. Datenblatt, August 2009. http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PSSI2021SAY.pdf. xii, 56
- [44] P. RICHARDS MICROCHIP: *AN228 - A CAN Physical Layer Discussion*. Firmenschrift, Oktober 2002. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00228a.pdf>. xiii, 73, 74
- [45] PARTHIER, R.: *Messtechnik - Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik für alle technischen Fachrichtungen und Wirtschaftsingenieure*. Verlag Vieweg, 4. Auflage, 2008. xiii, 73
- [46] PATZELT, R. und H. SCHWEINZER: *Elektrische Messtechnik*. Verlag Springer, 2. Auflage, 1996. xi, 49, 50
- [47] PAUL, R.: *Optoelektronische Halbleiterbauelemente*. Teubner, 1. Auflage, 1985. 121
- [48] PAUL, S.: *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 1 - Gleichstromnetzwerke und ihre Anwendungen*. Verlag Springer, 4. Auflage, 2010. 16
- [49] POKORNY, J.: *Köhler/Rögnitz Maschinenteile Teil 2*. Verlag Teubner, 5. Auflage, 1976. xiii, 88
- [50] REISCH, M.: *Elektronische Bauelemente*. Verlag Springer, 2. Auflage, 2007. 40
- [51] ROBERT BOSCH GMBH: *CAN Specification*. Firmenschrift, 1991. http://www.bosch-semiconductors.de/media/pdf_1/canliteratur/can2spec.pdf. 74
- [52] S. CORRIGAN TEXAS INSTRUMENTS: *SLLA270 - Controller Area Network Physical Layer Requirements*. Firmenschrift, Januar 2008. <http://www.ti.com/lit/an/s11a270/s11a270.pdf>. xiii, 76
- [53] SALZBERGER, J.: *Optische Verfahren zum Messen geometrischer Größen: Weg, Abstand, Position, Dimension (1D/2D,3D)*. Präsentation, MICRO-EPSILON Messtechnik 94496 Ortenburg, Oktober 2008. http://www.mechatronik-ev.de/media/files/06_OptischesMessen_Salzberger.pdf. x, 12

- [54] SICK: *DME5000-211*. Homepage, Stand vom August 2013. <http://sensorstrade.com/mpn/dme5000-211/>. 7
- [55] SICK: *ColorRanger E 3D-Kamera - Mit Ranger MultiScan die Echtfarben entdecken*. Firmenschrift, Stand vom Juli 2014. <http://http://www.schall-virtuell.de/sixcms/media.php/388/ColorRanger.pdf>. x, 5
- [56] SIMA, H.: *Entwicklung eines hochgenauen und kostengünstigen Abstandssensors*. Diplomarbeit, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, 2009. 121
- [57] SKF: *Mindestbelastung*. Homepage, Stand vom Juni 2014. http://www.skf.com/at/products/bearings-units-housings/ball-bearings/deep-groove-ball-bearings/single-row-deep-groove-ball-bearings/minimum-load/index.html?WT.oss=Kugellager_oss_rank=1. 87
- [58] SPRINGER, H.: *Skriptum zur Vorlesung Maschinendynamik*. Vorlesungsmanuskript, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, Oktober 2007. 90, 93
- [59] SPRINGER, H. und J. WASSERMANN: *Skriptum zur Vorlesung Mess- und Schwingungstechnik*. Vorlesungsmanuskript, TU Wien, Institut für Mechanik und Mechatronik, Oktober 2007. 44
- [60] TEXAS INSTRUMENTS: *AN-1803 - Design Considerations for a Transimpedance Amplifier*. Firmenschrift, Stand vom November 2013. <http://www.ti.com/lit/an/snoa515a/snoa515a.pdf>. 35
- [61] TIETZE, U. und C. SCHENK: *Halbleiterschaltungstechnik*. Verlag Springer, 12. Auflage, April 2002.
- [62] TRÄNKLER, H.-R. und G. FISCHERAUER: *Kap.H Messtechnik aus Hütte - Das Ingenieurwissen*. Verlag Springer, 34. Auflage, 2012. xiii, 80
- [63] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik I*. Verlag Vieweg + Teubner, 15. Auflage, 2008. 44
- [64] VEES, G., K. SCHULMEISTER, E. KITZ und H. BRUSL: *Projekt SAFE-LED, Gesundheitsrisiken durch neuartige Hochleistungs-Leuchtdioden (LED)*. Endbericht, Seibersdorf Labor GmbH, Laser und Optische Strahlung, AUVA - Allgemeine Unfallversicherungsanstalt, Abt. HUB, August 2010. <https://www.sozialversicherung.at/portal27/portal/auvaportal/content/contentWindow?&contentid=10008.544743&action=b&cacheability=PAGE>. 24, 25
- [65] VOGEL, H.: *Gerthsen Physik*. Verlag Springer, 18. Auflage, 1995. 16
- [66] WALTER, M. und S. TAPPERTZHOFEN: *Das MSP430 Mikrocontroller Buch*. Verlag Elektor, 1. Auflage, 2011. 77

- [67] WEGO, A. und G. GESKE: *Reflexionskompensierter faseroptischer Abstandssensor*. Fachmagazin-Artikel Photonik 5/2012, Mai 2012. http://www.wegothek.de/MyPapers/Reflexionskompensierter_faseroptischer_Abstandssensor_Photonik_5_2012.pdf. xii, 53, 54, 128
- [68] WIKIPEDIA: *Abstandsgesetz*. Homepage, Stand vom Oktober 2013. <http://de.wikipedia.org/wiki/Abstandsgesetz>. x, 19
- [69] WIKIPEDIA: *Raumwinkel*. Homepage, Stand vom Dezember 2013. <http://de.wikipedia.org/wiki/Raumwinkel>. x, 19