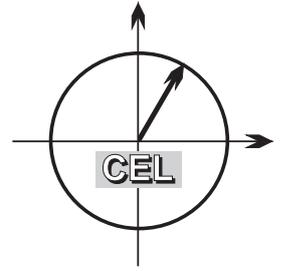


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Maximilian Hauske

■ **Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren**

■ Band 28

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik (CEL)
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
2012

Druck: Frick Digitaldruck
Brühlstraße 6
86381 Krumbach

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von
Satellitenübertragungstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und
quadratische Verfahren sowie vergleichende
Untersuchungen zur Klassifikation von Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct
Sequence Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
**Parametergesteuertes Software Radio
für Mobilfunksysteme**
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle
Musteranalysen mit Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion
Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei
hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
**Air Interface Identification for
Software Radio Systems**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 11 Fatih Çapar
**Dynamische Spektrumverwaltung und
elektronische Echtzeitvermarktung von
Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12 Ihan Martoyo
Frequency Domain Equalization in CDMA Detection
- Band 13 Timo Weiß
OFDM-basiertes Spectrum Pooling
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
**MIMO-Demonstrator basierend
auf GSM-Komponenten**
- Band 15 Piotr Rykaczewski
**Quadratureempfänger für Software Defined Radios:
Kompensation von Gleichlauf Fehlern**
- Band 16 Michael Eisenacher
Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)
- Band 17 Clemens Klöck
Auction-based Medium Access Control
- Band 18 Martin Henkel
**Architektur eines DRM-Empfängers
und Basisbandalgorithmen zur Frequenzakquisition
und Kanalschätzung**
- Band 19 Stefan Edinger
**Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver
Modulation zur unterbrechungsfreien
Datenübertragung in Störfällen**
- Band 20 Volker Blaschke
Multiband Cognitive Radio-Systeme

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 21 Ulrich Berthold
**Dynamic Spectrum Access using OFDM-based
Overlay Systems**
- Band 22 Sinja Brandes
**Suppression of Mutual Interference in
OFDM-based Overlay Systems**
- Band 23 Christian Körner
**Cognitive Radio – Kanalsegmentierung und
Schätzung von Periodizitäten**
- Band 24 Tobias Renk
**Cooperative Communications: Network Design and
Incremental Relaying**
- Band 25 Dennis Burgkhardt
**Dynamische Reallokation von spektralen Ressourcen
in einem hierarchischen Auktionssystem**
- Band 26 Stefan Nagel
**Portable Waveform Development
for Software Defined Radios**
- Band 27 Hanns-Ulrich Dehner
**Interferenzuntersuchungen für inkohärente Multiband
Ultra-Breitband (UWB) Übertragung**
- Band 28 Maximilian Hauske
**Signalverarbeitung für
optoelektronische Sensoren**

Vorwort des Herausgebers

Optische Sensoren, zu denen insbesondere die in der vorliegenden Dissertation hauptsächlich behandelten Einweglichtschranken gehören, spielen in der Automatisierungstechnik, z.B. zur Steuerung von Produktions-, Abfüll- und Verteilungsprozessen, oder zum Objektschutz eine herausragende Rolle. Einweglichtschranken sind preiswert und vielseitig einsetzbar.

Die Frage, wie Einweglichtschranken unempfindlich gegenüber gegenseitigen Störungen und gegenüber Streulicht gemacht werden können, stand am Anfang der hier vorgestellten Untersuchungen. Bei dem Versuch, diese Frage mit Mitteln der Nachrichtentechnik – die Lichtschranke besteht aus einem **Sender** und einem **Empfänger**, zwischen denen das Lichtsignal nicht nur vom zu detektierenden Objekt unterbrochen sondern auch durch vielfältige Einflüsse des optoelektronischen **Kanals** beeinflusst wird – stellte sich sehr schnell heraus, dass eine grundlegend neue technisch-wissenschaftliche Modellbildung erforderlich ist, die sowohl existierende als auch in der Zukunft zu erwartende Störungen optoelektronischer Kanäle, die etwa von energieeffizienten Lumineszenzdioden mit Pulsweitenmodulation, dynamischen zeit- und anwesenheitsabhängigen Beleuchtungslösungen oder einer Nachrichtenübertragung über die Raumbeleuchtung (Visible Light Communications) ausgehen, umfasst. Darüber hinaus wurde deutlich, dass auch als klassisch angesehene optische Störer, z.B. Glühlampen, in ihrer Wirkung auf die optoelektronische Übertragung nicht ausreichend charakterisiert waren.

Eine weitere Herausforderung war darin zu erkennen, dass Lichtschranken, weil die Auswertung, im Anschluss an eine optisch-elektronische Wandlung des Signals, elektronisch erfolgt, auch elektroni-

schen Störungen ausgesetzt sind. Dabei unterscheidet sich das Verhalten optoelektronischer Systeme im Hinblick auf das Signal-zu-Rausch Verhältnis (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*) fundamental von (elektronischen) Hochfrequenzsystemen: Mit einem gepulsten Signal mit Intensitäts-Modulation bei direkter Detektion (*Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD*) lässt sich bei optischer Übertragung gegenüber einem nicht gepulsten Signal ein mit fallendem Duty-Cycle wachsender SNR-Gewinn realisieren.

Die von Maximilian Hauske vorgelegte Dissertation *Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren* nimmt sich der beschriebenen Aufgabenstellung an, indem sie, ausgehend von analytischen Betrachtungen, zunächst Signal- und Störmodelle für die optoelektronische Übertragung bereitstellt und danach diese Modelle in realitätsnahe Simulationen typischer Übertragungsszenarien einbringt. Die experimentelle Überprüfung der gefundenen Ergebnisse erfolgt anhand des prototypischen Aufbaus des Labormusters einer Einweglichtschranke mit echtzeitfähiger, flexibel anpassbarer, digitaler Signalverarbeitung auf einem leistungsfähigen Prozessorboard. Den Abschluss der Arbeit bilden Überlegungen zur kostengünstigen, für die industrielle Massenproduktion geeigneten Realisierung des Labormusters.

Karlsruhe, im Mai 2012
Friedrich Jondral

Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie
genehmigte

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Maximilian Hauske

geb. in
Hannover

Tag der mündlichen Prüfung:

15. Mai 2012

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral

Korreferenten:

Prof. Dr. rer. nat. Uli Lemmer

Prof. Dr.-Ing. Marc Ihle

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie. Mein besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral für seine hervorragende Betreuung und die Übernahme des Hauptreferats. Neben seiner wertvollen fachlichen Unterstützung gab er mir viel von seiner Erfahrung mit auf den Weg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Marc Ihle von der Fakultät für Elektro- und Informationstechnik der Hochschule Karlsruhe danke ich besonders für seine fortlaufende Unterstützung, die wertvollen Anregungen sowie die Übernahme des Korreferats. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. Uli Lemmer, Leiter des Lichttechnischen Instituts des Karlsruher Instituts für Technologie, für sein Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Mein Dank gilt auch allen Mitarbeitern und Kollegen am Institut für Nachrichtentechnik. Ganz besonders möchte ich Dr.-Ing. Holger Jäkel, Ralph Tanbourgi und Jens Elsner für die zahlreichen konstruktiven Diskussionen danken. Ferner möchte ich allen an dieser Arbeit beteiligten Studenten danken, die mit ihren Arbeiten zum Gelingen dieser Promotion beigetragen haben. Besonders erwähnen möchte ich Thomas Bächle, Christian Ehrmann und Björn Denz. Des Weiteren danke ich Reiner Linnenkohl, Peter Hertrich und Kurt David für Hilfe bei technischen Problemen, unseren Sekretärinnen Brigitte Single und Beate Mast sowie unserer Grafikerin Angelika Olbrich.

Ein besonderer Dank geht an meine Frau Dr. med. Sibylle Hauske für die liebevolle Unterstützung während meiner Arbeit.

Zusammenfassung

Optoelektronische Sensoren sind in der Automatisierungstechnik allgegenwärtig. Sie werden dort zum Detektieren, Positionieren und Zählen von Objekten sowie zum Absichern von Bereichen eingesetzt. In ihrem industriellen Einsatzgebiet sind die Sensoren zahlreichen optischen und elektromagnetischen Störeinflüssen unterworfen. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Signalverarbeitung von Einweg- und Reflexionslichtschranken. Das Ziel ist die Erhöhung der Leistungsfähigkeit und der Robustheit sowie die Entwicklung von Konzepten für eine digitale Verarbeitung der Signale. Die Arbeit umfasst die System- und Signalmodellierung, theoretische Analysen und Simulationen sowie die Implementierung der Verfahren auf einem echtzeitfähigen Labormuster.

Die Sensoren verwenden eine intensitätsmodulierte Lumineszenzdiode als Sender und eine Fotodiode mit direkter Detektion als Empfänger. Optoelektronische Sensoren weisen deutliche Unterschiede zu Systemen aus dem Gebiet der Hochfrequenztechnik auf. Dies zeigt sich besonders deutlich beim Signal-zu-Rauschverhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*, SNR) und beim Effekt des SNR-Gewinns pulsförmiger Sendesignale: Durch eine Verringerung des Duty-Cycles kann ein höheres SNR erzielt werden. Die endliche Pulsbelastbarkeit einer Lumineszenzdiode begrenzt den in der Praxis erzielbaren SNR-Gewinn.

Eine der wichtigsten Störquellen optoelektronischer Sensoren ist die künstliche Beleuchtung von Innenräumen. Die optische Störlandschaft wird sich in nächster Zeit drastisch verändern: Konventionelle Quellen wie Glüh- und Leuchtstofflampen verlieren an Bedeutung; kompakte Energiesparlampen mit elektronischen Vorschaltgeräten sowie Lumineszenzdioden mit Pulsweitenmodulationsdimmung finden immer

mehr Verbreitung. Verschiedene Standards begrenzen zwar die elektromagnetischen Emissionen von Beleuchtungsmitteln; der inkohärente optische Kanal selbst unterliegt jedoch keiner direkten Regulierung. Dieser Freiraum führt zu einer Vielzahl optischer Störungen mit unterschiedlichen Eigenschaften. In dieser Arbeit werden relevante optische Störungen systematisch vermessen und analysiert. Die Messungen bilden die Grundlage der in den späteren Simulationen verwendeten Störmodelle.

Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Untersuchung von pseudozufälligen Sendesignalen für die Objektdetektion. Hierbei werden Maximalfolgen und Gold-Sequenzen betrachtet. Es zeigt sich, dass pseudozufällige Sendesignale bei geeigneter Auswertung eine besonders präzise Reproduktion des Schaltzeitpunkts erlauben, wohingegen pulsförmige Signale mit einem geringen Duty Cycle den erzielbaren SNR-Gewinn maximieren. Durch hybride Ansätze lassen sich beide Ansätze bis zu einem gewissen Grad verbinden.

Im Empfänger spielt das korrekte Zusammenwirken des Analog-Front-Ends und des Analog/Digital-Wandlers (A/D) eine wichtige Rolle, da die begrenzte Dynamik des A/D-Wandlers eine intelligente analoge Vorverarbeitung zur Reduzierung des Dynamikbereichs erfordert. Die nachfolgende digitale Störunterdrückung besteht aus einem Soft-Limiter zur Begrenzung der Amplitude breitbandiger, pulsförmiger Störungen und aus einem adaptiven Transversalfilter, um schmalbandige Störungen zu unterdrücken. Bei der Korrelation und Detektion wird auf die speziellen Gegebenheiten und Anforderungen der Objektdetektion eingegangen: Hierbei erlaubt eine kontinuierliche Korrelationsauswertung der pseudozufälligen Sendesignale eine besonders präzise Reproduktion des Schaltzeitpunkts.

Die Robustheit der pseudozufälligen Verfahren gegenüber verschiedenen Störeinflüssen wird durch Simulationen untersucht. Anschließend werden die resultierenden Fehlerraten zur Übersicht in einer farbcodierten Fehlerebene dargestellt, mit der sich kritische Frequenzbereiche leicht identifizieren lassen. Aus den simulierten Fehlerraten abgeleitete Diagramme dienen zur Bewertung von Störfestigkeit und SNR. Diese Diagramme verdeutlichen die Wechselwirkung zwischen Signalform, Störfestigkeit und SNR-Gewinn der hier betrachteten Systeme.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die hier vorgeschlagene Störunterdrückung auch bei realitätsnahen Störungen wirksam ist, und erlauben die Auswahl einer geeigneten Filterordnung.

Zur Analyse der in dieser Arbeit untersuchten Verfahren wird ein echtzeitfähiges Labormuster aufgebaut. Neben der Implementierung dient das Labormuster auch zur Erprobung neuer Entwicklungsmethoden, zur engeren Verzahnung von Simulation und Code-Generierung sowie zur Abschätzung des Realisierungsaufwands. Der Rechenaufwand der Algorithmen wird durch die Anzahl der erforderlichen mathematischen Operationen abgeschätzt. Die Dimensionierung des A/D-Wandlers erfolgt anhand eines praxisnahen Anforderungsprofils, das die minimalen und maximalen Pegel der Nutz- und Störsignale definiert, die der Sensor verarbeiten soll. Den Abschluss bilden mehrere Messreihen, die mit dem Labormuster durchgeführt werden, um die Funktions- und Leistungsfähigkeit des Systems zu demonstrieren.

Die Verschärfung der Störproblematik durch neuartige Beleuchtungsquellen stellt eine große Herausforderung für optoelektronische Sensoren dar. Lösungsansätze lassen sich im Bereich der digitalen Signalverarbeitung finden. Dort gibt es zahlreiche leistungsfähige Algorithmen zur Störunterdrückung, mit denen die Robustheit der Sensoren gesteigert werden kann. Es zeigt sich, dass digitale Einweg- und Reflexionslichtschranken mit realistischem Aufwand auf einem Signalprozessor implementiert werden können. Die Ergebnisse dieser Arbeit bilden die Grundlage für den Aufbau eines Funktionsmusters und zeigen neue Wege für die Entwicklung optoelektronischer Sensoren als Antwort auf zukünftige Herausforderungen.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Modellbildung	4
2.1	Systemmodell	4
2.2	Signalmodell und Normierung	8
2.3	Signal-zu-Rauschverhältnis	12
2.4	Ohmsche Verluste	16
2.5	Kanalmodell	22
3	Optische Störungen	26
3.1	Messung und Analyse optischer Störer	26
3.2	Störmodelle	40
4	Signalformen für die Objektdetektion	42
4.1	Grundlagen	42
4.1.1	Dauerstrich-Signale	43
4.1.2	Impulsförmige Signale	44
4.1.3	Pseudozufällige Signale	44
4.2	Pseudo-Noise-Sequenzen	46
4.2.1	Maximalfolgen	47
4.2.2	Gold-Sequenzen	48
4.3	Pulsvorcodierung	51
5	Empfang und Störunterdrückung	53
5.1	Aufbau des Empfängers	54
5.2	Analog-Front-End	54
5.3	Störunterdrückung	57
5.3.1	Soft-Limiter	58

5.3.2	Adaptives FIR-Filter	59
5.4	Korrelation	60
5.5	Detektion	64
5.6	Schaltzeitpunkt	68
6	Simulationsergebnisse	73
6.1	Grundlagen	73
6.1.1	Kontinuierliche Signale	74
6.1.2	Diskrete Signale	75
6.1.3	Berechnung von Fehlerwahrscheinlichkeiten	77
6.2	Simulationsaufbau	79
6.3	Systemparameter	83
6.4	Simulationsergebnisse	87
6.4.1	Sinus-Störer	87
6.4.2	Chirp-Störer	90
6.4.3	Rechteck-Störer	92
6.4.4	Kompakt-Leuchtstofflampen-Störer	96
7	Realisierungsaspekte	98
7.1	Labormuster	98
7.2	Realisierungsaufwand	102
7.2.1	Analog/Digital-Wandlung	102
7.2.2	Rechenaufwand	107
7.3	Messreihen	109
7.3.1	Störunterdrückung	109
7.3.2	Schaltgeschwindigkeit	111
7.3.3	Reichweite	112
8	Schlussfolgerungen	115
	Abkürzungsverzeichnis	117
	Literaturverzeichnis	121
	Studentische Arbeiten	125
	Index	128

1 Einleitung

Optoelektronische Sensoren wie Lichtschranken und Lichttaster finden in der Automatisierungstechnik ein breites Anwendungsfeld. Beispiele sind die Überwachung von Zugängen, das Erfassen von Füllständen oder die Anwesenheitsdetektion bzw. Positionierung von Objekten. Dabei werden hohe Anforderungen an die Leistungsfähigkeit der Sensoren in Bezug auf ihre Reichweite, Funktionsreserve, Empfindlichkeit, Ansprechzeit und Robustheit gegenüber Störeinflüssen gestellt. Die in dieser Arbeit betrachteten Sensoren sind im unteren Preissegment angesiedelt. Sie besitzen mitunter eine sehr geringe Baugröße und müssen gleichzeitig eine hohe thermische und mechanische Belastbarkeit aufweisen. Sie werden in einem rauen industriellen Umfeld eingesetzt, in dem sie zahlreichen optischen und elektromagnetischen Störeinflüssen unterworfen sind.

Drei Faktoren machen die Detektionsaufgabe optoelektronischer Sensoren anspruchsvoll. Der erste Faktor ist die Unbestimmtheit des optischen Kanals mit seiner hohen Variabilität verschiedener Störeinflüsse zusammen mit dem großen Dynamikbereich des Nutz- und des Störsignals und dem Problem der gegenseitigen Beeinflussung mehrerer Sensoren. Der zweite Faktor ist die Unbestimmtheit der zu detektierenden Objekte, die kontinuierlich in den Überwachungsbereich des Sensors ein- und ausfahren und unterschiedliche Formen und Materialeigenschaften besitzen können. Die menschliche visuelle Wahrnehmung kann meist sicher entscheiden, ob ein Objekt vorhanden ist oder nicht, und vermittelt so, ähnlich wie bei der Zeichenerkennung, den Eindruck einer subjektiv simplen Aufgabe. Dieser Eindruck kann jedoch nicht direkt auf den Sensor übertragen werden. Der dritte Faktor ist die Unbestimmtheit, die aus dem Begriff der Robustheit selbst folgt, da dieser

1 Einleitung

zahlreiche immanente Freiheitsgrade besitzt. Die Freiheitsgrade beziehen sich auf die Relevanz der verschiedenen Störeinflüsse zusammen mit der Gewichtung und Kombination der verschiedenen Gütemaße des Sensors. Konkreter: Mit welcher Fehlerrate, Reichweite und Ansprechzeit muss ein Sensor bei welcher Stärke und Kombination verschiedener Störeinflüsse arbeiten? In welchem Maße dürfen die Kriterien gegeneinander abgewogen werden? Darf ein Sensor unter Störeinfluss mit geringerer Schaltgeschwindigkeit arbeiten? Wird die maximale Reichweite nur unter idealen Bedingungen erreicht? Müssen die Anforderungen an die maximale Reichweite und die minimale Verzögerungszeit gleichzeitig erfüllt werden? Hinzu kommt, dass sich für diese Fragen nur schwer allgemeingültige Aussagen finden lassen, da die Anforderungen meist anwender- und applikationsspezifisch sind.

Heutige Systeme nutzen meist kurze Lichtimpulse mit hoher Intensität. Diese werden primär analog verarbeitet und detektiert. Nach der Detektion folgt eine digitale Logikschaltung geringer Komplexität zur Verknüpfung mehrerer Teilergebnisse. Eine Erweiterung bilden Sensoren, die ein kurzes Pulsmuster mit verschiedenen analogen Filtern zur Störunterdrückung verwenden. Die rasanten Fortschritte der Halbleitertechnologie und der stetig steigende Funktionsumfang optoelektronischer Sensoren motivieren die Grundlagenentwicklung von Algorithmen und Konzepten der digitalen Signalverarbeitung. Dieses Ziel wird anhand der Untersuchung und Bewertung neuer Signalformen und Detektionsverfahren umgesetzt.

Zentraler Ansatzpunkt dieser Arbeit ist die Untersuchung von pseudozufälligen Sequenzen als neue Signalform zusammen mit adaptiven Filtern zur Schätzung und Unterdrückung von Störeinflüssen. Daneben werden die Verfahren auf einem leistungsstarken echtzeitfähigen Labormuster analysiert und erprobt. Durch den begrenzten Eingangsdynamikbereich kostengünstiger Analog/Digital-Wandler stellt ein digitaler optoelektronischer Sensor immer ein Zusammenspiel von analoger Vorverarbeitung zur Reduzierung des Dynamikbereichs und einer nachgelagerten digitalen Verarbeitung, mit der eine hohe Flexibilität erreicht wird, dar. Die zentrale Fragestellung ist dabei immer, an welcher Stelle der Signalverarbeitungskette geeignete Schnittpunkte zwischen analoger und digitaler Verarbeitung liegen, um den Anforderungen an das System gerecht zu werden.

Der oben beschriebenen Aufgabenstellung immanent ist die Frage der relativen Leistungsfähigkeit heutiger und in dieser Arbeit untersuchter Signalformen und Auswerteverfahren sowie deren Verortung anhand geeigneter Gütekriterien. Diese Aufgabe erfordert ein breites Systemverständnis, das von den speziellen Applikationsanforderungen optoelektronischer Sensoren über Algorithmen und Methoden der Signalverarbeitung bis hin zur Programmierung und Optimierung verschiedener digitaler Echtzeit-Plattformen reicht.

Die Signalverarbeitung optoelektronischer Sensoren ist eine vielschichtige und praxisnahe Thematik, was eine Vielzahl verschiedener Einflüsse und Freiheitsgrade mit sich bringt. Diese Arbeit nähert sich den einzelnen Facetten dieses Themas von drei verschiedenen Richtungen an: Das Signal- und Systemmodell bildet das theoretische Fundament, das den weiteren Überlegungen zugrunde liegt. Die Leistungsfähigkeit der Systeme wird durch Simulationen untersucht. Den Abschluss bilden Aufbau und Implementierung eines Labormusters zur Untersuchung verschiedener Realisierungsaspekte.

Die weiteren Kapitel gliedern sich im Einzelnen wie folgt: Der Schwerpunkt von Kapitel 2 liegt auf der grundlegenden Modellbildung optoelektronischer Systeme. Spezielles Augenmerk liegt dabei auf den Besonderheiten im Hinblick auf die Abhängigkeit zwischen dem Signal-zu-Rauschverhältnis und der Signalform. In Kapitel 3 werden die Ergebnisse der Messung und Modellierung optischer Störungen vorgestellt und es wird ein Ausblick auf die zukünftige Entwicklung der optischen Störlandschaft gegeben. Kapitel 4 beschäftigt sich ausgehend von pseudozufälligen Sequenzen mit den Eigenschaften verschiedener Signalformen. In Kapitel 5 werden mehrere Detektionsalgorithmen speziell im Hinblick auf die präzise Reproduzierbarkeit des Schaltzeitpunkts untersucht. Daneben werden Verfahren zur Unterdrückung schmalbandiger und breitbandiger gepulster Störungen vorgeschlagen. In Kapitel 6 wird die Leistungsfähigkeit der Systeme anhand von Simulationen miteinander verglichen und bewertet. Kapitel 7 geht auf verschiedene Realisierungsaspekte wie die erforderliche Dynamik der Analog/Digital-Wandlung und den Rechenaufwand der Verfahren ein. Kapitel 8 fasst die Schlussfolgerungen der Arbeit zusammen.

2 Modellbildung

Diese Arbeit untersucht die Signalverarbeitung optoelektronischer Sensoren, die zur Objektdetektion in der Automatisierungstechnik eingesetzt werden. Zu diesem anwendungsorientierten Thema findet sich nur wenig direkte Grundlagenliteratur [40, 42]. Indirekte Quellen sind die benachbarten Disziplinen der optischen Mess- und Nachrichtentechnik wie z. B. [19, 21, 22], aus denen sich einzelne Aspekte des Themas ableiten lassen.

Die Modellbildung stellt einen wichtigen Teil dieser Arbeit dar. Im Zentrum dieses Kapitels steht die Einführung eines geschlossenen System- und Signalmodells als Grundlage der weiteren Überlegungen sowie die Beschreibung des Signal-zu-Rauschverhältnisses und der Normierung optoelektronischer Signale. Speziell bei der Frage der Normierung und der Wechselwirkung zwischen Signal-zu-Rauschverhältnis und Signalform zeigen sich deutliche Unterschiede zu Übertragungssystemen in der Hochfrequenztechnik, die Einfluss auf das gesamte spätere Systemdesign haben.

2.1 Systemmodell

In dieser Arbeit werden einkanalige optoelektronische Systeme mit genau einer Sende- und einer Empfangsdiode betrachtet. Diese Systeme teilen sich auf in Reflexionslichtschranken, die eine integrierte Sende-Empfangseinheit sowie einen Reflektor besitzen und in Einweglichtschranken, die mit einer getrennten Sende- und Empfangseinheit [9, S. 33] arbeiten. Beide Typen sind in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Sensoren benutzen Intensitätsmodulation mit direkter Detektion (IM/DD).

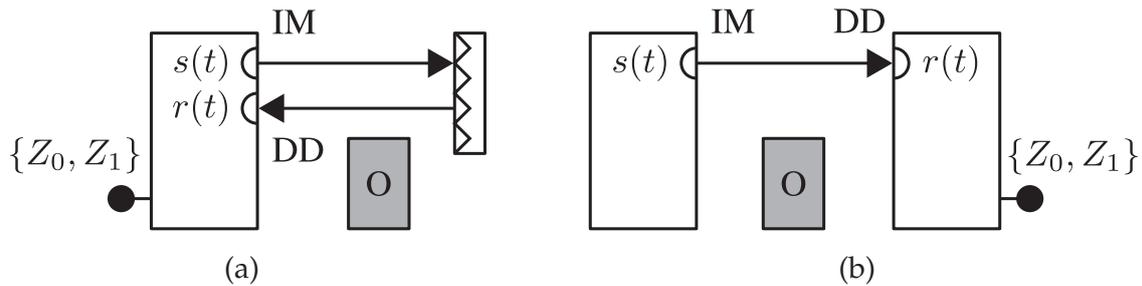


Abb. 2.1: Optoelektronische Sensoren zur Objektdetektion: (a) Reflexionslichtschranke mit Retroreflektor und (b) Einweglichtschranke mit getrennter Sende- und Empfangseinheit

Als Sender wird eine Lumineszenzdiode (engl. *light emitting diode*, LED) oder eine Laserdiode eingesetzt. Die Intensität der abgestrahlten optischen Leistung wird durch das Sendesignal moduliert (engl. *intensity modulation*, IM). Im Empfänger wandelt eine Fotodiode die empfangene optische Leistung in einen Empfangsstrom um (engl. *direct detection*, DD). Bei Einweglichtschranken wird ein Synchronisationsverfahren benötigt, da Sende- und Empfangseinheit räumlich voneinander getrennt sind. Bei Reflexionslichtschranken ist die Synchronisation konstruktionsbedingt (bis auf eine konstante Verzögerung) gegeben, da sich Sender und Empfänger in derselben Einheit befinden.

Die Aufgabe einer Lichtschranke besteht darin, die Anwesenheit eines Objektes (O) zu detektieren, das sich im Lichtstrahl befindet und das Sendesignal $s(t)$ abschwächt oder blockiert. Der Empfänger muss sich auf Grundlage des Empfangssignals $r(t)$ zwischen den beiden Hypothesen

- H_0 : „Objekt vorhanden“ und
- H_1 : „Kein Objekt vorhanden“

entscheiden. Die jeweilige Entscheidung des Sensors wird dabei an dessen Schaltausgang durch die entsprechenden Zustände Z_0 : „Objekt“ und Z_1 : „Kein Objekt“ angezeigt. Diese binäre Entscheidung soll dabei in einer für den Anwender intuitiven Weise erfolgen. Dies bedeutet zum einen, dass Zustandswechsel schnell und ohne Hin- und Herschalten erfolgen sollen. Daneben sollen bei statischen, unbewegten Objekten die Zustände des Schaltausgangs stabil gehalten werden. Dieses

2 Modellbildung

Verhalten ist nicht trivial, da beispielsweise bei halb eingefahren, unsicheren Objekten durch die Messunsicherheit (z. B. Rauschen) zufällige Zustandswechsel auftreten können. Diese zufälligen Zustandswechsel bei unsicher eingefahrenen Objekten werden in der Praxis als Fehlschalten bezeichnet. Dieses eben beschriebene Schaltverhalten ist je nach Objektbeschaffenheit und Geschwindigkeit keine triviale Aufgabe. Es impliziert gewisse Grundannahmen an die Objektdynamik, da das Ein- und Ausfahren des Objekts an sich ein kontinuierlicher Vorgang ist, der auf die beiden diskreten Zustände Z_0 und Z_1 abgebildet wird. Bei dieser binären Zuordnung ergibt sich ein nicht eindeutiger Unsicherheitsbereich („halb eingefahren“), der durch eine geeignete Nachverarbeitung abgefangen werden muss.

An optoelektronische Sensoren werden zahlreiche Anforderungen gestellt. Ein wichtiger Faktor ist der Preis: Verglichen zu anderen Sensoren wie z. B. Laserscannern oder Kamerasystemen befinden sich Lichtschranken eher im unteren Preissegment, wobei auch hier zwischen Low-Cost-Sensoren für den Massenmarkt und hochpreisigen Sensoren für spezielle Anwendungen unterschieden wird. Daneben spielt die Miniaturisierung eine wichtige Rolle: Die typische Bauform eines Miniaturgehäuses beträgt z. B. lediglich $7,6 \text{ mm} \times 20,6 \text{ mm} \times 12,5 \text{ mm}$. Ein wichtiger Parameter ist die Funktionsreserve [18, S. 74]. Sie gibt an, wie viel mehr optische Strahlungsleistung dem Sensor zur Verfügung steht, als er zur korrekten Funktion mindestens benötigt. Ein möglicher Mehrwert einer hohen Funktionsreserve für den Anwender ist z. B. die höhere Toleranz gegenüber Verschmutzungen der Linsen oder des Reflektors. Je höher die Funktionsreserve eines Sensors ist, desto seltener ist eine Reinigung erforderlich. Die Funktionsreserve ist darüber hinaus ein Maß für die maximale Reichweite, mit der der Sensor betrieben werden kann.

Neben der Funktionsreserve ist die Schaltgeschwindigkeit ein wichtiger Parameter. Sie gibt an, wie schnell der Sensor Zustandswechsel detektieren kann. Für viele Anwendungen ist dabei weniger die Schaltgeschwindigkeit selbst, als vielmehr eine geringe Ansprechzeit und ein kleiner Jitter ausschlaggebend. Als Jitter wird die relative Abweichung des Zeitpunktes aufeinanderfolgender Schaltvorgänge bezeichnet. Diese Eigenschaft benötigt man zur präzisen Reproduktion des Schaltzeitpunktes bei Sensor-Aktor-Anordnungen, wenn z. B. ein Verpackungs-

stück auf einem Förderband immer an derselben Stelle abgeschnitten oder bedruckt werden soll. Ein weiteres wichtiges Themengebiet ist die Robustheit des Sensors. Robustheit bezeichnet die Fähigkeit eines Systems, seine korrekte Funktion auch unter wechselnden Umgebungsbedingungen aufrechtzuerhalten. Die Sensoren sollen zum einen robust im Hinblick auf mechanische Belastungen wie z. B. Vibrationen und Temperatur sein (z. B. typische Betriebstemperatur -40 °C bis $+60\text{ °C}$), zum anderen aber auch gegenüber äußeren Störeinflüssen: In einem industriellen Betriebsumfeld sind die Sensoren einer Vielzahl an elektromagnetischen (Elektromagnetische Verträglichkeit, EMV) und optischen Störungen ausgesetzt.

Im Bereich der elektromagnetischen Störer gibt es durch Normen und Regularien klar bestimmte Anforderungen wie z. B. die 61000er Normen-Familie der International Electrotechnical Commission (IEC). Problematischer sind optische Störungen. Zum einen lassen sich diese bei optischen Sensoren prinzipbedingt nicht beliebig abschirmen, zum anderen haben Anwender häufig diffuse und individuell sehr verschiedene Anforderungen an die Störfestigkeit einer Lichtschranke. Da das optische Spektrum selbst keiner Regulierung im Sinne des Funkspektrums unterliegt, führt dies zu einer komplexen Störumgebung hoher Variabilität. Weiterhin spielen optische Störungen durch benachbarte Lichtschranken und Taster eine wichtige Rolle, da zum Teil zahlreiche Sensoren dicht beieinander installiert werden. Zur Vermeidung gegenseitiger Störungen werden wirksame Mehrfachzugriffsverfahren benötigt, wobei man i. A. nicht von einer gegebenen Kooperation oder Kommunikation der beteiligten Geräte untereinander ausgehen kann.

Lichtschranken unterliegen verschiedenen Begrenzungen, die sich aus den physikalischen Eigenschaften der Bauteile sowie aus zu erfüllenden Normen und Grenzwerten ergeben. Die Limitierungen lassen sich grob in Begrenzungen der mittleren Sendeleistung sowie in Begrenzungen der Spitzenleistung bzw. der Anstiegsrate (engl. *slew rate*) aufteilen. Begrenzungen der mittleren Sendeleistung entstehen durch die Gleichstrombelastbarkeit der LED und die Verlustleistung (thermische Belastung) z. B. durch einen Spannungsregler. Die Spitzenleistung des Signals wird durch Linearität und Pulsbelastbarkeit der LED begrenzt. Grenzwerte zum Thema Augensicherheit, wie der IEC 62471 Standard (*photobiological safety of lamps and lamp systems*) für LEDs oder der IEC

60825 Standard (*safety of laser products*) für Laserdioden, begrenzen sowohl die mittlere Leistung als auch die Spitzenleistung. Daneben begrenzt die Bandbreite von LED und Fotodiode die mögliche Signaldynamik.

2.2 Signalmodell und Normierung

Die im Folgenden betrachteten Ersatzschaltbilder dienen der physikalischen Motivierung der in dieser Arbeit verwendeten theoretischen Signalmodelle. Zu diesem Zweck werden die Zusammenhänge zwischen den real existierenden, elektrischen Größen optoelektronischer Systeme (Ampere, Volt und Watt) und den abstrakten Signalen und Normen zur Modellierung, Berechnung und Simulation der Systeme betrachtet. Hierbei treten sowohl elektrische als auch optische Signale bzw. sowohl Strom-Spannungs-Kennlinien von ohmschen Widerständen als auch von p-n-Übergängen auf. Je nach Betrachtungsweise kann die Stärke (Norm) eines Signals entweder über die quadratische oder über die betragsmäßige Gewichtung der Amplitude berechnet werden. Zunächst werden die Unterschiede von Hochfrequenz-Systemen und optoelektronischen Systemen näher betrachtet.

Hochfrequenztechnik (HF)

Bei HF-Systemen kann eine Antenne als ohmsche Last betrachtet werden. Durch die lineare Strom-Spannungs-Kennlinie ohmscher Verbraucher gemäß des Ohmsches Gesetzes [33]

$$U = RI \quad (2.1)$$

folgt direkt ein quadratischer Zusammenhang zwischen der Signalamplitude (Strom I oder Spannung U) und der an einem Widerstand R auftretenden elektrischen Leistung P

$$P = UI = \frac{U^2}{R} = RI^2. \quad (2.2)$$

Bei leistungsbegrenzten HF-Systemen (Akkulaufzeit, Frequenzmasken) folgt für ein Signal $s(t)$ (Strom oder Spannung) eine Begrenzung der

quadratisch gewichteten Signalamplitude $s(t)$ der Form

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s^2(t) dt \leq P. \quad (2.3)$$

Optoelektronische Systeme

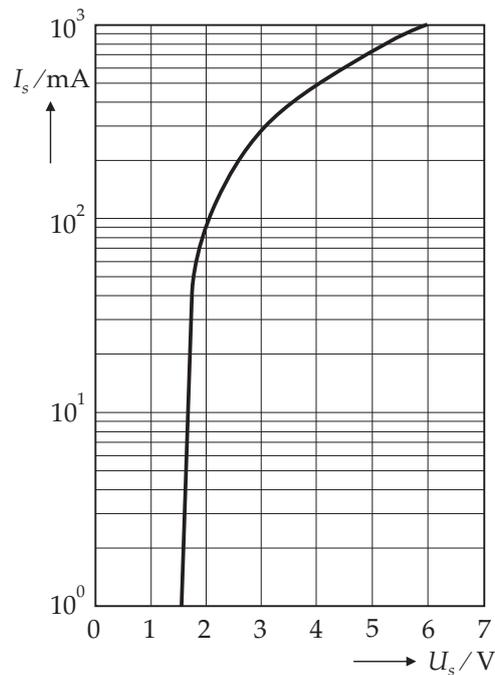


Abb. 2.2: Strom-Spannungs-Kennlinie der roten Lumineszenzdiode Osram SFH 4273 nach [36]

Lumineszenzdioden besitzen eine für Halbleiterbauelemente typische stark exponentielle Strom-Spannungs-Kennlinie. Dies wird besonders deutlich bei einer typischen Sende-LED für optoelektronische Sensoren wie z. B. der in Abbildung 2.2 dargestellten Kennlinie der roten Lumineszenzdiode Osram SFH 4273. Die Durchlassspannung U_s variiert nur um etwa den Faktor drei bei einer Dynamik des Durchlassstroms I_s von drei Zehnerpotenzen. Hierdurch ergibt sich eine nahezu direkte Proportionalität zwischen der Signalamplitude (Strom) und der umgesetzten Leistung, da der Spannungsabfall über dem p-n-Übergang (positiv (p) bzw. negativ (n) dotierter Halbleiter) über große Bereiche nahezu konstant ist.

2 Modellbildung

Die in Abbildung 2.3 dargestellten Ersatzschaltbilder zeigen den Sender und Empfänger einer idealen IM/DD-Übertragungsstrecke zur Beschreibung des statischen Signalmodells. Die Sende-LED wird mit dem

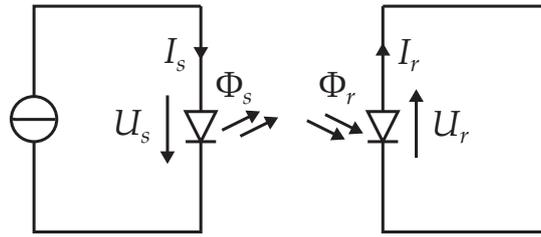


Abb. 2.3: Statisches ideales IM/DD-Signalmodell

Durchlassstrom I_s in Ampere (A) betrieben und es liegt die Durchlassspannung U_s in Volt (V) an. Die LED emittiert die optische Strahlungsleistung Φ_s in Watt (W). Die gesamte an der LED umgesetzte Leistung in Watt beträgt

$$P_s = U_s I_s. \quad (2.4)$$

Diese setzt sich aus der emittierten optischen Leistung Φ_s und der thermischen Verlustleistung P_{th} zusammen. Die LED wandelt elektrische Leistung in optische Leistung mit dem Wirkungsgrad η_s

$$\Phi_s = \eta_s U_s I_s. \quad (2.5)$$

Typische Wirkungsgrade liegen bei bis zu 30%. Da die Durchlassspannung U_s wie in Abbildung 2.2 gezeigt über große Bereiche nahezu konstant ist, gilt eine fast direkte Proportionalität zwischen Signalamplitude I_s (Strom) und der emittierten optischen Leistung. Für die mittlere thermische Verlustleistung bei gepulstem Betrieb mit Duty-Cycle D gilt

$$P_{th} = (1 - \eta_s) U_s I_s. \quad (2.6)$$

Gemäß (2.4), (2.5) und (2.6) sind sowohl die abgestrahlte optische Leistung als auch die umgesetzte elektrische Leistung proportional zum Sendestrom. Für leistungsbegrenzte optoelektronische Systeme (Akkulaufzeit, Augensicherheit, Verlustleistung) ergibt sich eine Begrenzung der linear gewichteten Signalamplitude $s(t)$ der Form

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) dt \leq P \quad (2.7)$$

wobei $s(t) \geq 0$. Literaturbelege hierzu sind speziell [22] und [5, S. 111] sowie, daran anlehnend, [41, S. 20] und [50, Kapitel 31 S. 1046]. Allgemein kann bei einer optischen IM/DD-Übertragung keine Phaseninformation übertragen werden, da das Sendesignal unipolar ist.

Im einfachsten Fall besteht der Kanal unter Hypothese H_1 aus einem direkten Pfad mit konstanter Dämpfung $0 \leq G_h \leq 1$. Dann ist die Strahlungsleistung am Empfänger

$$\Phi_r = G_h \Phi_s. \quad (2.8)$$

Im Empfänger wandelt eine Fotodiode mit der Empfindlichkeit (engl. *responsivity*) \mathcal{R} [19, S. 95] die einfallende Strahlungsleistung in einen Empfangsstrom um, wobei $[\mathcal{R}] = \text{A/W}$

$$I_r = \mathcal{R} \Phi_r. \quad (2.9)$$

Nach [17, S. 272] gilt der durch (2.9) beschriebene lineare Zusammenhang über einen Dynamikbereich von mehr als acht Zehnerpotenzen. Wie im Ersatzschaltbild des idealen Empfängers in Abbildung 2.3 gezeigt, ist der Empfangsstrom I_r der Kurzschlussstrom der Fotodiode. Analog zu (2.9) basiert das Ersatzschaltbild einer Fotodiode auf einer idealen Stromquelle, deren Strom proportional zur einfallenden optischen Leistung Φ_r ist [21, S. 12]. In einem realen Empfänger-Front-End wird der Strom der Fotodiode mit einer geeigneten Operationsverstärkerschaltung (Transimpedanzverstärker), die einen sehr geringen Eingangswiderstand besitzt, in eine Spannung gewandelt und weiter verarbeitet.

Aufgrund ihrer zentralen Bedeutung fasst Abbildung 2.4 die für das Systemdesign relevanten Größen optoelektronischer Systeme in einem Diagramm zusammen. Speziell bei Miniatursensoren wird die zulässige Betriebstemperatur nach oben durch die thermischen Verluste im Sender limitiert. Die Verlustleistung der Sende-LED hängt linear vom Sendestrom bzw. von der abgestrahlten optischen Leistung ab. Die in Abschnitt 2.1 erwähnten Regularien zur Augensicherheit begrenzen sowohl den Mittel- als auch den Spitzenwert der abgestrahlten optischen Leistung auf dem Kanal. Die Fotodiode des Empfängers wird als eine zur empfangenen optischen Leistung proportionale Stromquelle modelliert. Die Empfangsleistung am Lastwiderstand R_L ist dann

$$P_r = R_L I_r^2 \quad (2.10)$$

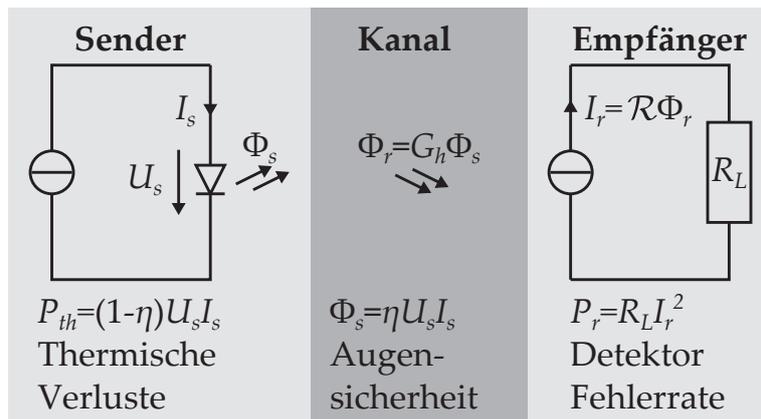


Abb. 2.4: Thermische Verlustleistung am Sender, optische Strahlungsleistung auf dem Kanal und Empfangsleistung am Detektor für das Signalmodell einer idealen IM/DD-Übertragung

und hängt vom Quadrat des Empfangsstroms und damit vom Quadrat der optischen Leistung ab. Daher werden Fotodioden auch als *square law* Bauteile bezeichnet. Dieser Umstand begründet das unterschiedliche Verhalten des Signal-zu-Rauschverhältnisses (engl. *signal-to-noise ratio*, SNR) bei HF- und bei optoelektronischen Systemen.

2.3 Signal-zu-Rauschverhältnis

Ausgangspunkt zur Herleitung des SNRs ist das in Abbildung 2.5 gezeigte Signalmodell mit dem Sendesignal $s(t)$, dem Empfangssignal $r(t)$ und Rauschen $n(t)$. Alle Zeitsignale besitzen die Einheit Ampere. Das Rauschsignal wird im Folgenden als additives weißes Gaußrauschen (engl. *additive white gaussian noise*, AWGN) modelliert, das die einseitige Rauschstrom-Leistungsdichte N_0 in A^2/Hz [21, S. 46] bzw.

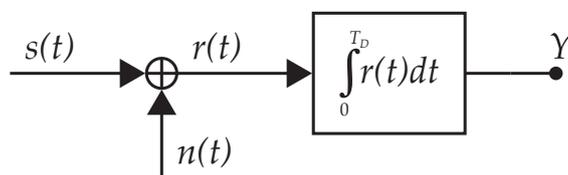


Abb. 2.5: Signalmodell und Empfangsfilter

modelliert, das die einseitige Rauschstrom-Leistungsdichte N_0 in A^2/Hz [21, S. 46] bzw.

den auf die Bandbreite normierten Effektivwert (engl. *root mean square*, RMS) des Rauschstromquadrats [30, S. 21] n_0 in $A/\sqrt{\text{Hz}}$ besitzt. Das Sendesignal ist ein wie in Abbildung 2.6 dargestelltes Rechteck mit dem Duty-Cycle D , der Amplitude S_D und der Zeitdauer T_D . Der Duty-Cycle ist

$$D = T_D/T_1. \quad (2.11)$$

Als Referenz dient eine kontinuierliche Übertragung mit Duty-Cycle $D = 1$, mit der Signaldauer T_1 und der Amplitude S_1 . Das Empfangsfilter ist ein Integrator. Dieser stellt für $s(t)$ ein Matched-Filter dar.

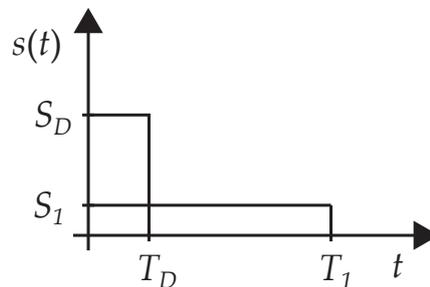


Abb. 2.6: Rechteckförmige Sendesignale mit Duty-Cycle D

Im Folgenden werden Sendesignale mit unterschiedlichem Duty-Cycle anhand des resultierenden SNRs am Detektor miteinander verglichen, wobei jeweils der mittlere Sendestrom konstant gehalten wird. Gemäß dem Modell aus Abbildung 2.4 entspricht dies einer konstanten mittleren thermischen Verlustleistung \bar{P}_{th} im Sender bzw. einer konstanten mittleren optischen Strahlungsleistung $\bar{\Phi}_s$ auf dem Kanal. Damit gilt für die resultierende Sendeamplitude in Abhängigkeit des Duty-Cycles:

$$S_D = \frac{S_1}{D}. \quad (2.12)$$

Dieses Verhalten deckt sich auch mit den in [47, S. 12 und S. 54] ausgeführten Überlegungen zum thermischen Verhalten von Dioden und Bipolartransistoren.

Für die Statistik des Detektorausgangs $Y \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ gemäß Abbil-

2 Modellbildung

dung 2.5 folgt mit (2.11) und (2.12) in Abhängigkeit des Duty-Cycles:

$$\mu(D) = S_D T_D = \frac{S_1}{D} T_1 D = \underbrace{S_1 T_1}_{\mu(1)} \quad (2.13)$$

$$\sigma(D) = \sqrt{N_0 T_D} = n_0 \sqrt{T_D} = \sqrt{D} \underbrace{n_0 \sqrt{T_1}}_{\sigma(1)} \quad (2.14)$$

wobei $[\mu(D)] = \text{As}$ und $[\sigma(D)] = \text{As}$.

Betrachtet man nun das Signal-zu-Rauschverhältnis am Detektorausgang, so folgt:

$$\text{SNR}(D) = \left(\frac{\mu(D)}{\sigma(D)} \right)^2 = \frac{1}{D} \text{SNR}(1). \quad (2.15)$$

Damit ergibt sich ein SNR-Gewinn einer gepulsten idealen IM/DD-Übertragung mit Duty-Cycle $D < 1$ gegenüber einer nicht gepulsten Referenz-Übertragung mit $D = 1$ in Dezibel (dB):

$$\Delta_{\text{SNR}}(D) = 10 \log_{10} \frac{1}{D}. \quad (2.16)$$

Damit (2.16) ohne Einschränkungen gilt, müssen folgende Voraussetzungen gelten:

- Lineare LED und Fotodiode,
- Unbegrenzte Pulsbelastbarkeit und
- AWGN.

Da sich das Verhalten optoelektronischer Systeme im Hinblick auf die Abhängigkeit von SNR und Signalform so fundamental von HF-Systemen unterscheiden und diese Thematik so zentral für diese Arbeit ist, werden hier zwei besonders relevante Literaturstellen im Wortlaut wiedergegeben:

Zum SNR-Gewinn optoelektronischer Systeme durch gepulste Signale heißt es in [19, S. 138]: „*The signal-to-noise ratio of a detection scheme can also be improved by concentrating the signal into a shorter time, as in a pulsed measurement with a gated detection. Assuming the average optical power*

remains constant, as the duty cycle d decreases the electrical SNR improves as $1/d$, because the average electrical signal power goes as $1/d$, and the average noise power is constant, because the noise bandwidth goes as d^{-1} but the detection time goes as d . The limit to this is when the shot noise of the signal is reached.“

Und zu den Besonderheiten des SNRs optoelektronischer Systeme heißt es in [19, S. 92] weiter: *„There is a significant amount of confusion in the electro-optical field about how to calculate and quote signal-to-noise ratios, and power ratios in general. This arises from the fact that detectors are square-law devices; the electrical power emerging from the detector subsystems is proportional to the sum of the square of the optical power incident.“* und weiter *„One way to look at this is that a photon of a given frequency ν carries an energy equal to $h\nu$, so that the optical power is proportional to the number of photons incident on the detector. In a quantum detector, each photon gives rise to an electron-hole pair, so that the electrical current is proportional to the photon flux, Electrical power is proportional to i^2 , however, so the electrical power goes as the square of the optical power. Since signal-to-noise ratio (SNR) is defined in terms of power, rather than amplitude, the signal-to-noise ratio on the electronic side is the square of that on the optical side.“*

Die Lebensdauer der Sende-LED wird gemäß [7, S. 206] bei kontrolliertem Pulsbetrieb im Vergleich zum Betrieb mit einem geringeren Gleichstrom nicht negativ beeinträchtigt.

Bei optoelektronischen Systemen ist es hilfreich, zwischen zwei Konzepten zu unterscheiden: Das Erste ist die physikalische Leistung in Watt (optisch als Strahlung oder elektrisch als Produkt aus Strom und Spannung). Diese bestimmt die thermische Belastung und die Augensicherheit und wird daher meist als faires Vergleichskriterium herangezogen. Das Zweite ist die abstrakte signaltheoretische Norm zur Bewertung der Signalstärke, d. h. die lineare (L_1) oder quadratische (L_2) Gewichtung der Signalamplitude (unabhängig von der zugrunde liegenden Physik).

Nach allgemein üblicher Konvention wird das SNR über die L_2 -Norm (Leistung bzw. Energie) der Signale bestimmt. Bei AWGN und Matched-Filterung hängt dann die Fehlerrate nur vom SNR am Detektor ab.

2 Modellbildung

Zwei verschiedene Signale mit demselben SNR besitzen dieselbe Fehlerrate. Würde man eine andere Norm verwenden, so könnte man zwar immer noch aus dem (neuen) SNR' die resultierende Fehlerrate bestimmen, der Zusammenhang, dass zwei verschiedene Signalformen mit demselben SNR' dieselbe Fehlerrate besitzen, würde aber nicht mehr zwingend gelten.

Das Verhalten optoelektronischer Systeme lässt sich am Beispiel optischer Störungen auf dem Kanal verdeutlichen. Das Licht einer Lampe erzeugt am Empfänger einen Störstrom und man erhält einen bestimmten Störpegel. Fügt man nun eine zweite Lampe derselben Intensität und Entfernung dazu, so ist die Störampplitude (optische Leistung) auf dem Kanal doppelt so groß, d. h., die beiden intensitätsmodulierten optischen Leistungen addieren sich auf dem Kanal. Da die Strahlungsleistung durch die Fotodiode in einen dazu proportionalen Strom umgewandelt wird, ist die elektrische Störampplitude (Ampere) ebenfalls doppelt so groß. An einer ohmschen Last (Detektor) ist die quadratische Norm jedoch viermal so groß, d. h. das (elektrische, ohmsche) Signal-zu-Störverhältnis (engl. *signal-to-interference ratio*, SIR) am Detektor wird um 6 dB schlechter.

2.4 Ohmsche Verluste

Abbildung 2.7 zeigt die Erweiterung des idealen IM/DD-Systemmodells um zusätzliche ohmsche Verluste, die z. B. durch Zuleitungen und Kontakte verursacht werden können. Die mittlere thermische Verlust-

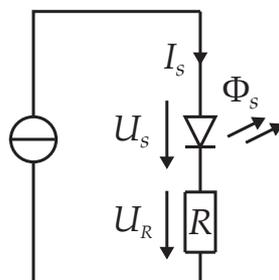


Abb. 2.7: IM/DD-Modell mit ohmschen Verlusten

leistung bei gepulstem Betrieb mit Duty-Cycle D

$$\bar{P}_{th} = \underbrace{(1 - \eta_s)U_s D I_s}_{\text{p-n-Übergang}} + \underbrace{R D I_s^2}_{\text{Ohmsche Verluste}} \quad (2.17)$$

setzt sich aus Verlusten am p-n-Übergang und ohmschen Verlusten zusammen. Für kleine Durchlassströme dominiert die Verlustkomponente des p-n-Übergangs, für große Durchlassströme dominieren die ohmschen Verluste. Setzt man konstante thermische Verluste als Vergleichskriterium an, so folgt für einen idealen p-n-Übergang

$$I_s(D) = \frac{I_s(1)}{D} \quad (2.18)$$

und für reine ohmsche Verluste

$$I_s(D) = \frac{I_s(1)}{\sqrt{D}}. \quad (2.19)$$

Mit der Superposition beider Einflüsse lassen sich die im Folgenden untersuchten Grenzen des SNR-Gewinns bei gepulstem Betrieb gemäß (2.16) erklären.

Abbildung 2.8(a) zeigt die normierte Strahlungsintensität I_e über dem Durchlassstrom I_s . Die Strahlungsintensität ist eng verwandt mit der für das IM/DD-Signalmodell verwendeten optischen Strahlungsleistung Φ_s : Sie ist der Quotient von der in einer bestimmten Entfernung gemessenen Strahlungsleistung und dem dabei durchstrahlten Raumwinkel [17, S. 241]. Mithilfe der Strahlungsintensität lässt sich die Abstrahlcharakteristik der LED beschreiben. Die hier dargestellte Strahlungsintensität I_e ist auf die Strahlungsintensität bei einem Durchlassstrom von $I_s = 50 \text{ mA}$ normiert, was durch den Index $I_{e, 50 \text{ mA}}$ kenntlich gemacht wird. Der Durchlassstrom $I_s = 50 \text{ mA}$ entspricht dem maximal zulässigen DC-Durchlassstrom ($D = 1$). Man erkennt deutlich den weitgehend linearen Zusammenhang zwischen I_s und I_e , der allerdings für größere Ströme ab etwa 200 mA in eine leichte Sättigung läuft. Nach [17] wird die Abnahme der Strahlungsintensität mit steigender Temperatur durch die Zunahme nicht strahlender Rekombinationsprozesse verursacht. Diese Nichtlinearität der LED beschränkt den erzielbaren SNR-Gewinn für große Durchlassströme.

2 Modellbildung

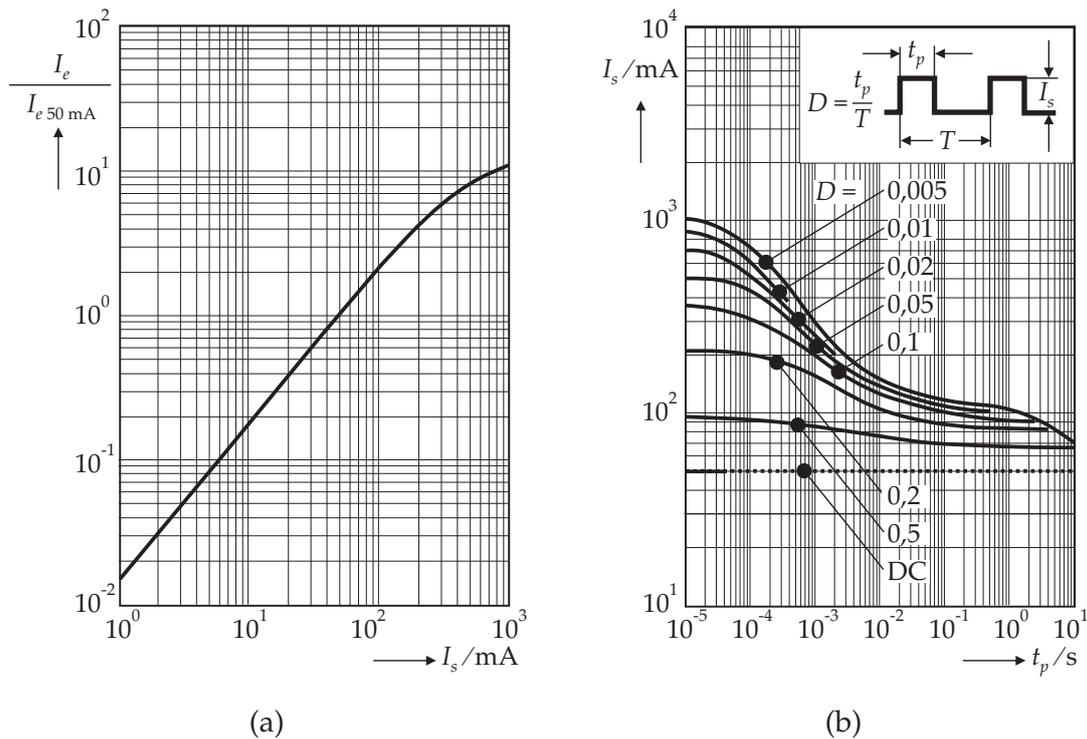


Abb. 2.8: Kennlinien der LED Osram SFH 4273 (nach [36]) (a) Normierte Strahlungsintensität in Abhängigkeit des Durchlasstroms (b) Pulsbelastbarkeit

Abbildung 2.8(b) zeigt die Pulsbelastbarkeit der roten LED Osram SFH 4273. Die Pulsbelastbarkeit gibt den maximal zulässigen Sendestrom $I_s(D)$ einer gepulsten LED mit Duty-Cycle D und Pulsdauer t_p an. Sie richtet sich nach der thermischen Belastbarkeit des Bauteils. Die Gleichstrombelastbarkeit (engl. *direct current*, DC) der LED bei einem Duty-Cycle von $D = 1$ ist $I_s(1) = 50 \text{ mA}$. Für kleinere Duty-Cycle lässt sich der momentane Durchlasstrom steigern und dies umso mehr, je kürzer die Pulse sind. Für sehr große Pulsdauern fallen alle Kurven wieder mit dem maximalen DC-Durchlasstrom der LED zusammen. Die Erwärmung des Bauteils hängt nach [47, S. 54] vom Zusammenspiel der Parameter Pulsdauer, Duty-Cycle und thermische Zeitkonstante ab. Für kurze Pulsdauern ($t_p < 10 \text{ ms}$) ergeben sich nach Abbildung 2.8(b) die in Tabelle 2.1 dargestellten zulässigen Sendeströme $I_s(D)$.

Der funktionale Zusammenhang zwischen dem in Tabelle 2.1 dargestellten maximal zulässigen Durchlasstrom und dem Duty-Cycle kann

D	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,005
I_s(D) in mA	50	100	200	350	400	700	900	1000

Tab. 2.1: Zulässige Sendeströme Osram SFH 4273 für Pulsdauern $t_p < 10$ ms

durch eine lineare¹ Regression mit nichtpolynomiellen Termen approximiert werden:

$$I_s(D) = \left(a_0 + a_1 \frac{1}{D} + a_2 \frac{1}{\sqrt{D}} \right) I_s(1). \quad (2.20)$$

Folgendes Listing zeigt den Matlab-Code zur Implementierung der Regression:

```

1 % OSRAM LED SFH 4273 Pulsbelastbarkeit
2 D = [1 0.5 0.2 0.1 0.05 0.02 0.01 0.005]'; % Duty Cycle
3 Is = [50 100 200 350 400 700 900 1000]'; % Durchlassstrom (mA)
4
5 % Lineare Regression mit nichtpolynomiellen Termen
6 X = [ones(size(D)) 1./D 1./sqrt(D)];
7 % Berechnung der Koeffizienten
8 a = X\Is;

```

Motiviert wird die Form der Regression durch das in (2.17) beschriebene Zusammenspiel von ohmschen und linearen Verlusten. Hierbei sind die Koeffizienten zur Vereinfachung auf den zulässigen Gleichstrom $I_s(D)$ normiert. Die Regression lässt sich numerisch leicht lösen und es folgen die Koeffizienten $a_0 = -1.8966$, $a_1 = -0.0938$ und $a_2 = 2.8868$ bei $I_s(1) = 50$ mA.

Abbildung 2.9(a) zeigt den maximal zulässigen Durchlassstrom der Osram SFH 4273 LED aus Tabelle 2.1 sowie die Regression der Zwischenwerte gemäß (2.20). Der Durchlassstrom ist auf die Gleichstrombelastbarkeit $I_s(1)$ normiert. Daneben zeigt das Diagramm zwei Referenzkurven. Die obere Kurve entspricht einem konstanten mittleren Sendestrom \bar{I}_s gemäß (2.18). Nach den Überlegungen aus Abbildung 2.4 entspricht dies konstanten thermischen Verlusten einer idealen IM/DD-Übertragung sowie einer konstanten Strahlungsleistung auf dem Kanal. Die untere Kurve entspricht einer konstanten mittleren elektrischen

¹Linear in Bezug auf die Modellparameter a_i .

2 Modellbildung

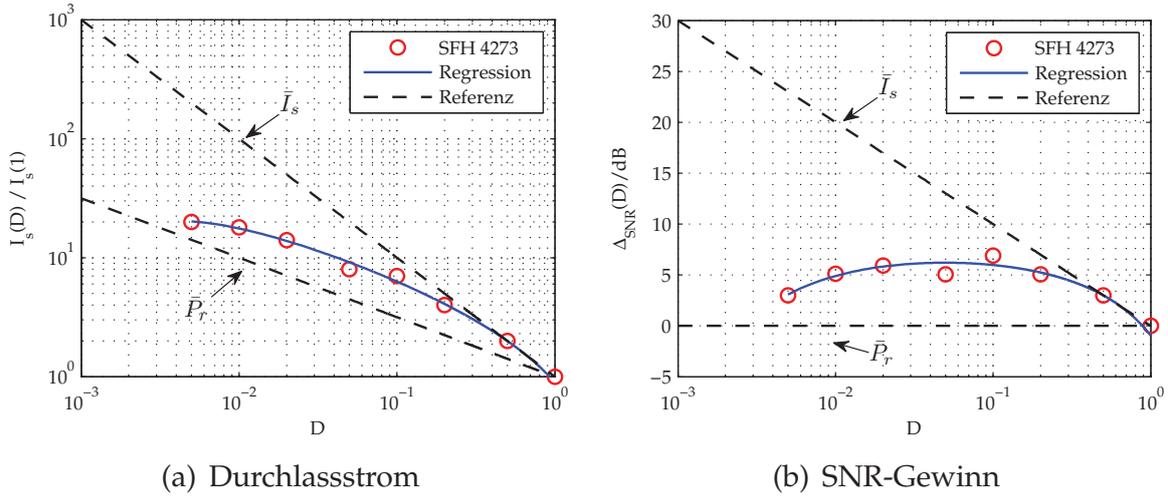


Abb. 2.9: Regression der Pulsbelastbarkeit der LED Osram SFH 4273 für Pulsdauern $t_p < 10$ ms (a) Durchlassstrom (b) SNR-Gewinn

Leistung \bar{P}_r gemäß (2.19). Hierbei wird die Verlustleistung am ohmschen Widerstand aus (2.17) bzw. die Leistung am Detektor konstant gehalten.

Am Verlauf der Regressionskurve aus Abbildung 2.9(a) erkennt man deutlich, dass diese für große Duty-Cycle $D > 0,5$ zunächst der oberen Referenzkurve folgt. Die Verlustleistung des p-n-Übergangs aus (2.17) überwiegt die ohmschen Verluste und der Durchlassstrom kann linear erhöht werden, z. B. von 50 mA bei $D = 1$ auf 100 mA bei $D = 0,5$. Für kleinere $D < 0,5$ flacht die Kurve immer weiter ab und nähert sich der unteren Referenzkurve an. Der Einfluss der ohmschen Verluste nimmt immer weiter zu, eine lineare Steigerung des Durchlassstroms ist nicht mehr möglich.

Der in (2.16) berechnete SNR-Gewinn für ideale IM/DD-Systeme kann leicht auf beliebige Durchlassströme erweitert werden. Dann gilt:

$$\Delta_{\text{SNR}}(D, I_s) = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{I_s(D)}{I_s(1)} \right)^2 D \right] \quad (\text{dB}). \quad (2.21)$$

Damit lassen sich die Kurven aus Abbildung 2.9(a) auf den resultierenden SNR-Gewinn umrechnen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.9(b) dargestellt. Die obere Referenzkurve entspricht dem SNR-Gewinn eines idealen IM/DD-Systems aus (2.16). Für ein ideales IM/DD-Modell

ohne ohmsche Verluste kann der SNR-Gewinn für kleine Duty-Cycle sehr groß werden: Bei $D = 0,01$ beträgt er bereits 20 dB. Für die untere Referenzkurve beträgt der SNR-Gewinn stets 0 dB, da die Leistung am Detektor immer konstant und das SNR am Detektor bei dem hier vorliegenden Empfang durch ein Matched-Filter von der Signalform (und damit vom Duty-Cycle) unabhängig ist. Für die hier betrachtete LED ergibt sich ein maximaler SNR-Gewinn von etwa 6 dB bei einem Duty-Cycle von etwa 0,1. Der maximal erzielbare SNR-Gewinn wird durch die Eigenschaften der realen Bauteile und den Systemaufbau begrenzt.

In [19, S. 497] findet sich eine umfassende Diskussion zu den Vor- und Nachteilen gepulster optoelektronischer Messungen. Demnach ist es durch den SNR-Gewinn gepulster Signale möglich, bei kritischen Fotostromen im Bereich von $I_r = 1 \text{ pA}$ bis $I_r = 1 \text{ }\mu\text{A}$ Verbesserung gegenüber dem thermischen Rauschen zu erzielen. Dabei ergeben sich allerdings verschiedene Schwierigkeiten im Bereich des Systemeigenrauschens, der Linearität des Fotodetektors und bei Störungen durch die Stromversorgung oder durch Schaltvorgänge bei der Pulserzeugung. Daher wird der Einsatz pulsförmiger Signale nur für Anwendungen empfohlen, bei denen nicht zu vermeidende Störungen wie z. B. starkes Schrotrauschen durch helle Hintergründe auftreten. Solch ein Szenario trifft auf die in dieser Arbeit betrachteten industriellen Sensoren zu, da diese auch bei starker direkter Sonneneinstrahlung nicht gestört werden dürfen.

Die Stromversorgung trägt einen nicht zu vernachlässigenden Teil zur thermischen Verlustleistung bei. Zur Vermeidung von EMV-Problemen bei optoelektronischen Sensoren wird oft ein Linearregler eingesetzt, dessen Verlustleistung nach [47, S. 928] mit

$$P_v = I_a(U_e - U_a) \quad (2.22)$$

berechnet werden kann. Die Eingangsspannung des Linearreglers ist U_e , die Ausgangsspannung U_a und der Ausgangsstrom I_a . Bei hoher Differenz von Ein- und Ausgangsspannung besitzen Linearregler einen schlechten Wirkungsgrad. Typische Eingangsspannungen liegen zwischen 10 V und 36 V. Typische Versorgungsspannungen gängiger ASICs (engl. *application specific integrated circuit*) liegen bei 3,5 V. Hierbei ergibt

2 Modellbildung

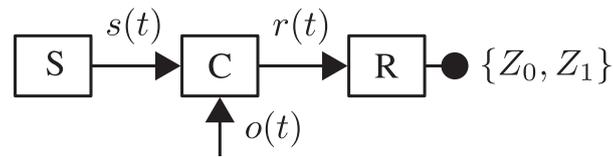


Abb. 2.10: Dynamisches IM/DD-Signalmodell zur Objektdetektion mit einer Lichtschranke

sich im schlechtesten Fall ein Wirkungsgrad von lediglich

$$\eta = \frac{U_a}{U_e} = \frac{3,5 \text{ V}}{36 \text{ V}} = 9,7\%, \quad (2.23)$$

wobei die Verlustleistung linear vom Ausgangsstrom I_a abhängt. Wenn man ein System betrachtet, das durch die Verlustleistung eines Linearreglers thermisch limitiert wird, dann muss man für einen fairen Vergleich zweier Signalformen den mittleren Sendestrom der Signale konstant halten, denn dann tritt bei beiden Signalformen dieselbe mittlere Verlustleistung auf.

Moderne Schaltregler besitzen einen wesentlich höheren Wirkungsgrad von bis zu über 90%. Gegenüber einem Linearregler ist die Verlustleistung eines Schaltreglers vernachlässigbar klein. Hier sind die Lebensdauer und die Pulsbelastbarkeit der LED selbst die limitierenden Faktoren. Die Signalamplitude könnte damit gemäß Abbildung 2.9(a) gewählt werden. Schaltregler besitzen allerdings hochfrequente Störkomponenten bei der verwendeten Schaltfrequenz und bei harmonischen Vielfachen, die zusätzliche Maßnahmen zur Störkompensation erforderlich machen.

2.5 Kanalmodell

Das statische IM/DD-Signalmodell aus Abbildung 2.3 lässt sich um einen Arbeitspunkt zu dem in Abbildung 2.10 gezeigten dynamischen Signalmodell erweitern. Dieses Modell beschreibt die Objektdetektion auf nachrichtentechnische Weise mit einem Sender S, dem Sendestrom $s(t) \geq 0$, dem Kanal C, dem Empfänger R sowie dem Empfangsstrom $r(t)$. Im Gegensatz zur Datenübertragung ist die Quelle der Information

nicht ein Alphabet gegebener Sendesymbole, sondern die Einwirkung des Objekts auf dem Kanal in Form der Dämpfung des Sendesignals durch das zeitliche Ein- und Ausfahren des Objekts. Dieser Einfluss wird durch die Funktion $o(t) : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ modelliert. Begrenzt wird die Gültigkeit dieses Modells durch die Linearität und die Bandbreite von LED und Fotodiode.

Das Kanalmodell für optoelektronische Sensoren zur Objektdetektion lässt sich durch

$$r(t) = G_h \cdot d(t) \cdot o(t) \cdot s(t) + n(t) + i(t) \quad (2.24)$$

beschreiben. Für spezielle Objekte wie z. B. Glasflaschen wäre durch Linseneffekte prinzipiell auch $o(t) > 1$ möglich. Da Glaslichtschranken eine eigene Produktkategorie bilden, werden sie in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet. Um Objekte einer bestimmten Geschwindigkeit und Größe erkennen zu können, darf sich $o(t)$ im Verhältnis zur Signaldauer T hinreichend langsam verändern. Dazu muss die Signaldauer T passend zu den Anforderungen dimensioniert werden. Offensichtlich können nur Objekte erkannt werden, die durch die zeitliche Abtastung des optischen Kanals auch aufgelöst werden können. Typische Werte sind $T < 1$ ms. Die graduelle Verschmutzung von Optik und Reflektor wird durch $d(t) : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ beschrieben. Im industriellen Umfeld beeinträchtigen Staub und Schmutz, die sich über die Zeit am Sensor anlagern, die optische Übertragung. Dabei ist $d(t)$ typischerweise ein sehr langsamer Prozess mit einer Dynamik im Bereich von mehreren Stunden, Tagen oder Wochen, der mehrere Größenordnungen langsamer abläuft als die Signaldauer T . In $G_h \in [0, 1]$ sind alle optischen Ausbreitungseffekte zusammengefasst wie z. B. die entfernungsabhängige Freiraumdämpfung zwischen Sender und Empfänger bzw. zwischen Sender, Reflektor und Empfänger, die spezifische Optik, die Größe des Reflektors sowie die Ausrichtung der Geräte. Für einen gegebenen Aufbau ist G_h konstant. Weitere Einflüsse wie Alterung oder Temperaturdrift werden vorerst nicht weiter betrachtet.

Auf dem Kanal wird das Sendesignal $s(t)$ durch additives Rauschen $n(t)$ gestört. Thermisches (Johnson) Rauschen lässt sich durch AWGN mit der einseitigen Rauschleistungsdichte N_0 beschreiben. Ein Widerstand R zeigt durch die thermische Bewegung der Ladungsträger mit-

2 Modellbildung

telwertfreie Spannungs- bzw. Stromfluktuationen. Innerhalb der Bandbreite B können diese in einen Effektivwert umgerechnet werden. Dabei wird der Rauschstrom als ideale Stromquelle an einem Innenwiderstand R modelliert. Der effektive Kurzschlussstrom in Ampere ist dann durch die Nyquist-Formel gegeben [21, S. 50]:

$$I_n = \sqrt{\frac{4k_B T_a B}{R}}. \quad (2.25)$$

Hierbei ist k_B die Boltzmann-Konstante, T_a die absolute Temperatur und B die einseitige² Bandbreite von $[0, B]$. Bei Leistungsanpassung ist die Leistung, die von der Rauschquelle maximal abgegeben werden kann, unabhängig vom Widerstand:

$$P_n = k_B T_a B. \quad (2.26)$$

Bezogen auf die Bandbreite folgt für die einseitige thermische Rauschleistungsdichte:

$$N_0 = k_B T_a, \quad (2.27)$$

wobei $[N_0] = \text{W/Hz}$. Eine in der Praxis gängige Angabe ist der auf die Bandbreite normierte effektive Kurzschlussstrom [21, S. 50 (3.7a)]:

$$n_B = \sqrt{4k_B T_a / R} \quad (2.28)$$

mit $[n_B] = \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Neben thermischem Rauschen spielt Schrotrauschen (engl. *shot noise*) in optischen Systemen eine wichtige Rolle. Ein konstanter Fotostrom I_r weist gemäß der Schottky-Formel [21] einen auf die Bandbreite B normierten effektiven Rauschstrom

$$n_B = \sqrt{2eI_r} \quad (2.29)$$

mit der Elementarladung e auf, wobei $[n_B] = \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Im Gegensatz zu AWGN ist Schrotrauschen multiplikatives Rauschen, da es von der Nutzsignalamplitude abhängt. Das Empfangssignal besteht aus dem Nutzsignal $s(t)$ sowie einem dem Nutzsignal überlagerten Gleichanteil, der durch Umgebungslicht wie z. B. Sonneneinstrahlung hervorgerufen wird. Der Gleichanteil des Empfangssignals wird zwar typischerweise durch AC-Kopplung (engl. *alternating current*, AC) in Form eines DC-Reglers oder Hochpassfilters abgetrennt, das induzierte Schrotrauschen

²Im Gegensatz zur zweiseitigen Bandbreite von $[-B, B]$

selbst kann jedoch nicht entfernt werden. Unter der Annahme, dass das Umgebungslicht deutlich stärker ist als das Nutzsignal, dominiert das Schrotrauschen des Umgebungslichts das Schrotrauschen des Nutzsignals. Damit lässt sich das Schrotrauschen näherungsweise als ein vom Sendesignal unabhängiges additives Rauschen mit einer von der Intensität des Umgebungslichts abhängigen Varianz modellieren [22]. Eine ausführliche Darstellung aller Rauscheinflüsse optoelektronischer Systeme findet sich in [30, S. 169 ff.].

Die optischen und elektromagnetischen Störeinflüsse auf dem Kanal können allgemein durch

$$i(t) = i_{\text{dc}}(t) + i_{\text{nb}}(t) + i_{\text{wb}}(t) \quad (2.30)$$

beschrieben werden und teilen sich in eine DC-Komponente $i_{\text{dc}}(t)$, eine schmalbandige (engl. *narrow-band*) Komponente $i_{\text{nb}}(t)$ und eine breitbandige (engl. *wide-band*) Komponente $i_{\text{wb}}(t)$. Es gibt eine Vielzahl an möglichen Störquellen. Beispiele sind Sonneneinstrahlung, künstliche Beleuchtung oder verschiedene Arten von leitungs- und feldgebundenen Störungen. Die Aufteilung der Störungen nach (2.30) in drei verschiedenen Klassen folgt dabei den unterschiedlichen Strategien des Empfängers bei der Unterdrückung der Störungen, die in Kapitel 5 erläutert werden.

Elektromagnetische Störungen lassen sich durch zusätzliche Abschirmung und geeignete Maßnahmen beim Schaltungsentwurf wirksam begrenzen. Optische Störungen können zum Teil durch optische Filter begrenzt werden, sofern die Störungen in einem anderen Wellenlängenbereich als das Nutzsignal liegen. Da Anwender jedoch aus Gründen einer einfachen, visuellen Ausrichtung von Sender und Empfänger bzw. Reflektor einen sichtbaren Lichtfleck bevorzugen, gibt es nur begrenzten Spielraum bei der Wahl alternativer Wellenlängen. Somit ist künstliche Beleuchtung ein fundamentales Problem für optoelektronische Sensoren, das durch geeignete Signalverarbeitungsmaßnahmen abgefangen werden muss. Daneben spielen natürlich Störungen durch benachbarte Lichtschranken eine wichtige Rolle.

3 Optische Störungen

Optoelektronische Sensoren sind in einem industriellen Umfeld einer Vielzahl unterschiedlicher Störeinflüsse ausgesetzt. Speziell zu intensitätsmodulierten optischen Störungen finden sich in der Literatur nur wenige Angaben. Meist beschränken sich diese auf die exemplarische Angabe gestörter Frequenzbereiche, ohne eine systematische Darstellung der relevanten Störeinflüsse zu geben. Beispiele sind [18, S. 67],[21, S. 147] und [40, S. 33]. Ein wichtiges Thema dieser Arbeit ist daher die systematische Beschreibung und Analyse typischer Störeinflüsse. Dies liefert die Grundlage aussagekräftiger Störmodelle, gerade im Hinblick auf die rasanten Entwicklungen der Halbleiterbeleuchtungstechnik.

Eine der wichtigsten Störquellen optoelektronischer Sensoren ist die künstliche Beleuchtung von Innenräumen. Auf dem Gebiet optischer Störungen gibt es verschiedene Vorarbeiten im Zusammenhang drahtloser Infrarot-Kommunikation [31] und Infrarot-Fernbedienungen. In [14] und [11] wurden optische Störungen im Kontext drahtloser optischer Kommunikationssysteme untersucht. Für diese Arbeit wurden umfangreiche Messungen an relevanten optischen Störquellen durchgeführt. Die im Folgenden vorgestellten Ergebnisse stellen eine neuartige Analyse der optischen Störumgebung im Hinblick auf die Zeit-Frequenz-Eigenschaften der Störer und die Charakterisierung neuartiger Beleuchtungsquellen dar.

3.1 Messung und Analyse optischer Störer

Die optische Störlandschaft wird sich, bedingt durch Entwicklungen hin zu energieeffizienter und intelligenter Beleuchtung, drastisch ver-

ändern. Konventionelle Beleuchtungsquellen wie Glühlampen (100 Hz-Störer) oder Leuchtstofflampen mit konventionellen Vorschaltgeräten, die Störungen im Bereich weniger Kilohertz verursachen, spielen heute kaum noch eine Rolle. Wesentliche heutige Störquellen sind gemäß [45] Leuchtstofflampen mit elektronischen Vorschaltgeräten (engl. *electronic control gear*, ECG), die 65 % des erzeugten Lichts und 43 % der verbrauchten Leistung ausmachen, und Hochdruckentladungslampen (engl. *high intensity discharge*, HID), auf die etwa 30 % des erzeugten Lichts und 25 % der verbrauchten Leistung entfallen.

Eine neue Entwicklung bei der Beleuchtungstechnik sind dimmbare Leuchtstofflampen vom Typ T5 mit hoch-effizienten ECGs mit einer Betriebsfrequenz zwischen 40 kHz und 120 kHz, die optisch als doppelte Frequenzen bei 80 kHz bis 240 kHz zuzüglich Harmonischer sichtbar werden [35].

Eine weitere Entwicklung sind LED-Beleuchtungen, die durch Pulsweitenmodulation (PWM) gedimmt werden können. Beleuchtungs-LEDs besitzen eine Bandbreite von mehreren Megahertz, sodass sehr kurze Anstiegs- und Abfallzeiten im Bereich weniger Mikrosekunden auftreten können. Einerseits sind Hersteller an hohen Frequenzen interessiert, da damit kleine Kapazitäten und Induktivitäten verwendet werden können, andererseits ist die EMV-Problematik bei hohen Frequenzen kritischer. Darüber hinaus gibt es erste marktreife organische Leuchtdioden (engl. *organic light emitting diode*, OLED), die flächige, beliebig geformte Beleuchtungen ermöglichen. Im Bereich Visible Light Communication (VLC) wird daran geforscht, Beleuchtungs-LEDs gleichzeitig zur Datenkommunikation zu nutzen [32], was zu zusätzlichen hochfrequenten Signalanteilen führt. Auf dem Gebiet der intelligenten Lichtsteuerung gibt es Ansätze, Anwesenheits- und Helligkeitssensoren mit dimmbaren Lampen zu kombinieren, um auf eine konstante Raumhelligkeit zu regeln. Dies würde in einem dynamischen Störszenario mit zeitlich variablen Schalt- und PWM-Frequenzen resultieren.

Verschiedene korrespondierende Standards begrenzen die EMV-Emissionen von Beleuchtungsmitteln. Dies sind der internationale Standard des *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques* (CISPR) 15 [1], die Europäische Norm EN 55015 [2] sowie die deutsche Norm des *Verbands der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik* VDE

3 Optische Störungen

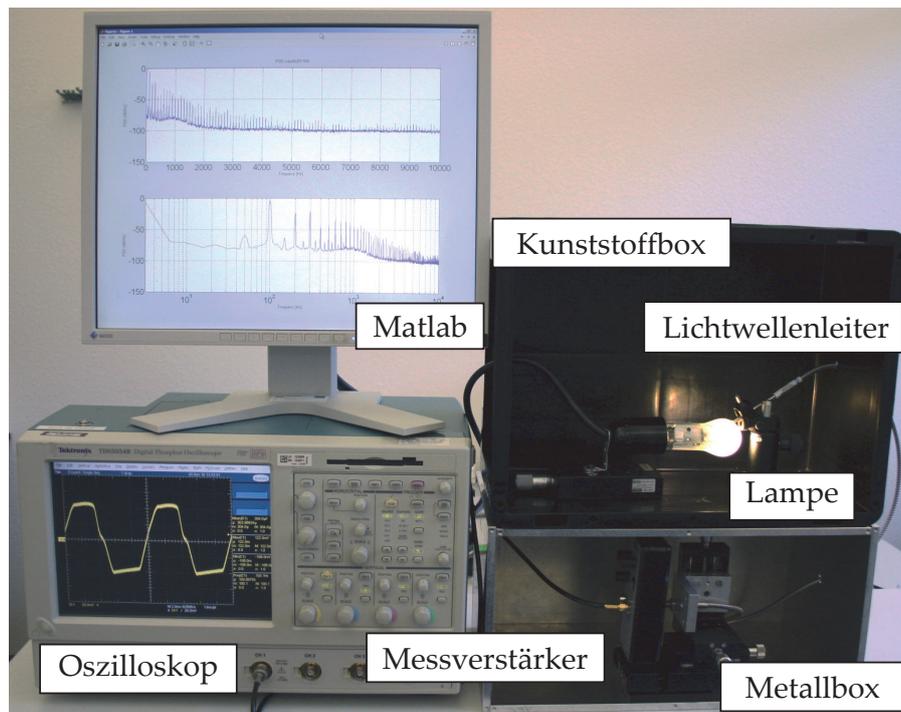


Abb. 3.1: Geöffneter Versuchsaufbau zur Vermessung optischer Störungen durch künstliche Beleuchtungsquellen

0875 Teil 15-1 [3]. Der inkohärente optische Kanal selbst unterliegt jedoch keiner direkten Regulierung, d. h. abgesehen von physiologischen Aspekten wie hörbaren Störgeräuschen oder sichtbarem Flackern bzw. Stroboskop-Effekten bei der Arbeit an bewegten Maschinen unterliegt die Intensität der abgestrahlten optischen Leistung keiner weiteren Beschränkung. Dieser Freiraum führt zu einer unspezifischen Störumgebung hoher Variabilität.

Der in Abbildung 3.1 dargestellte Versuchsaufbau zur Vermessung der optischen Störungen besteht aus der zu vermessenden Lampe, die sich in einer lichtundurchlässigen schwarzen Kunststoffbox befindetet, um Einflüsse durch Umgebungslicht auszuschließen. Das Licht des Messobjekts wird mit einem Kunststoff-Wellenleiter an einen Messempfänger weitergeleitet. Dieser befindet sich in einer abgeschirmten und geerdeten Metallbox, um EMV-Störungen auszuschließen. Das Ausgangssignal des Messempfängers wird mit einem Datenerfassungssystem digitalisiert und anschließend in Mathworks Matlab weiter verarbeitet.

Der Messempfänger *New Focus Photoreceiver 2051-FS* besitzt eine Sili-

zium-Fotodiode, die mit einem Wellenlängenbereich von 300–1050 nm den Bereich des sichtbaren Lichts abdeckt. Es wird kein optisches Filter verwendet. Der Messempfänger besitzt eine mittlere Empfindlichkeit von $\mathcal{R} = 0,4 \text{ A/W}$ und eine Transimpedanzverstärkung von $\mathcal{G} = 100 \Omega$. Damit gilt für die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der empfangenen optischen Leistung:

$$U_r = \underbrace{\Phi_r \mathcal{R}}_{I_r} \mathcal{G}. \quad (3.1)$$

Mit diesem Zusammenhang kann man von der gemessenen Ausgangsspannung auf den Eingangsstrom des Messverstärkers zurückrechnen. Alle Messungen werden bei einer Netzspannung von 230 V bei 50 Hz in thermischem Gleichgewicht durchgeführt. Langzeitmessungen zeigen Veränderungen der Zeit-Frequenz-Eigenschaften während der ersten zehn Minuten nach Einschalten der Lampen.

Zur Datenerfassung dient ein digitales Speicheroszilloskop (Tektronix TDS5054B). Aufgrund des begrenzten Dynamikbereichs der Analog/-Digital-Wandlung (A/D) von 8 Bit Auflösung werden je zwei Messungen pro Lampe durchgeführt. In einer ersten Messung wird der DC-Anteil bei geringer Verstärkung und DC-Kopplung bestimmt. Anschließend wird eine Messung bei AC-Kopplung durchgeführt, durch die sich der Dynamikbereich des Eingangssignals wesentlich reduziert. Dadurch kann die Verstärkung erhöht werden, um auch kleine Signalanteile sichtbar zu machen. Später werde beide Messungen numerisch kombiniert, indem der separat bestimmte Gleichanteil zu der zweiten AC-Messung addiert wird.

Die Zeit-Frequenz-Eigenschaften der gemessenen Signale werden mit der Welch-Methode [49] zur Schätzung der spektralen Leistungsdichte und mit dem auf der Kurzzeit-Fourier-Transformation (engl. *short-time Fourier transform*, STFT) basierenden Spektrogramm untersucht. Daneben wird die Amplitudenverteilung der Signale berechnet.

Bei der Welch-Methode wird das diskrete Zeitsignal $x[k]$ in L überlappende Segmente $x_l[k]$ der Länge K zerlegt und mit einer Fensterfunktio-

3 Optische Störungen

on $w[k]$ gewichtet:

$$\hat{S}^w[n] = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{1}{K} \left| \sum_{k=0}^{K-1} x_l[k] w[k] \exp \left[-j2\pi \frac{kn}{K} \right] \right|^2. \quad (3.2)$$

Hier wird ein Hamming-Fenster mit 50 % Überlappung eingesetzt. Mit den quadrierten Beträgen der diskreten Fourier-Transformation wird das Periodogramm der einzelnen Signalsegmente berechnet. Anschließend werden die resultierenden Periodogramme gemittelt. Durch die Unterteilung des ursprünglichen Signals in L Segmente sinkt die spektrale Auflösung, d. h. die Anzahl der spektralen Stützstellen. Durch die Mittelung wird jedoch die Varianz der Spektralschätzung verringert.

Bei zeitveränderlichen Frequenzen kommt es bei der Welch-Methode wie bei der Fourier-Transformation zu Mittelungseffekten, die sich darin äußern, dass die variablen Anteile im Frequenzbereich breiter dargestellt werden.

Folgendes Listing demonstriert die Matlab Umsetzung mithilfe der Signal Processing Toolbox:

```
1 % x : Zeitsignal; Fs : Abtastrate
2 % L : Segmentlänge; 50 : 50%-Überlappung ;
3
4 % Welch-Methode
5 Hsw = spectrum.welch('Hamming', L, 50);
6 % Leistungsdichtespektrum
7 Sw = psd(Hsw, x, 'NFFT', L, 'Fs', Fs);
```

Zur Berechnung des Spektrogramms wird das diskrete Zeitsignal $x[k]$ in L überlappende Segmente der Länge K zerlegt und mit einer Fensterfunktion $w[k]$ gewichtet:

$$\hat{S}[l, n] = \frac{1}{K} \left| \sum_{k=0}^{K-1} x_l[k] w[k] \exp \left[-j2\pi \frac{kn}{K} \right] \right|^2. \quad (3.3)$$

Hierbei wird ein Hamming-Fenster mit 75 % Überlappung eingesetzt. Danach wird das Periodogramm jedes Segments berechnet. Die resultierende Sequenz aus L zeitversetzten Kurzzeit-Spektren lässt sich in einer Zeit-Frequenz-Ebene $\hat{S}[l, n]$ darstellen.

Das folgende Listing demonstriert die Matlab-Umsetzung des Spektrogramms mithilfe der Signal Processing Toolbox:

```

1 % S : Spektrogramm; F : Frequenzvektor; T : Zeitvektor
2 % x : Zeitsignal; Fs : Abtastrate
3 % no : Anzahl Samples Überlappung
4 % nw : Fensterlänge; nfft : FFT-Länge
5
6 % Spektrogramm
7 [S,F,T] = spectrogram(x,nw,no,nfft,Fs);
8 % Zeit-Frequenz-Ebene
9 contourf(F,T,P,'LineColor','none')

```

Prinzipiell eignen sich verschiedene Fensterfunktionen für die Spektralschätzung. Das Rechteck-Fenster besitzt die schmalste Hauptkeule und damit auch die höchste Frequenzauflösung, jedoch tritt hierbei ein starker Leckeffekt auf. Das Hamming-Fenster ist ein Kompromiss zwischen verbreiteter Hauptkeule und Leckeffekt. Beim Einsatz eines Hamming-Fensters erhalten die Signalanteile an den Rändern nur ein sehr geringes Gewicht. Durch Überlappung der einzelnen Segmente geht die Information an den Rändern des Signals dennoch in die Spektralschätzung ein. Ein weiterer Effekt ist eine geglättete Darstellung des zeitlichen Spektralverlaufs.

Aufgrund des großen Dynamikbereichs wird der Signalpegel L_i der gemessenen Signale mit der Amplitude A_i in Ampere als Absolutwert in einem logarithmischen Maßstab mit der Einheit $[L_i] = \text{dBmA}$ angegeben [51, S.6]:

$$L_i = 10 \log_{10} \left(\frac{A_i}{1 \text{ mA}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_i}{1 \text{ mA}} \right). \quad (3.4)$$

Für typische Störpegel gilt demnach: $-60 \text{ dBmA} = 1 \mu\text{A}$, $0 \text{ dBmA} = 1 \text{ mA}$ und $60 \text{ dBmA} = 1 \text{ A}$. Die Quadrierung der Amplituden in (3.4) bzw. der daraus folgende Vorfaktor 20 dient dem für Dezibel geforderten Bezug auf Leistungsgrößen. Das Strom-Leistungsdichtespektrum (engl. *current power spectral density*, CPSD) besitzt die Einheit A^2/Hz [21, S. 46] [19, S. 133] bzw. in logarithmischem Maßstab dBmA/Hz .

Die Modulationstiefe \mathcal{M} eines diskreten unipolaren Signals $x[k] \geq 0$ ist die Differenz zwischen der maximalen und minimalen Signalamplitude

3 Optische Störungen

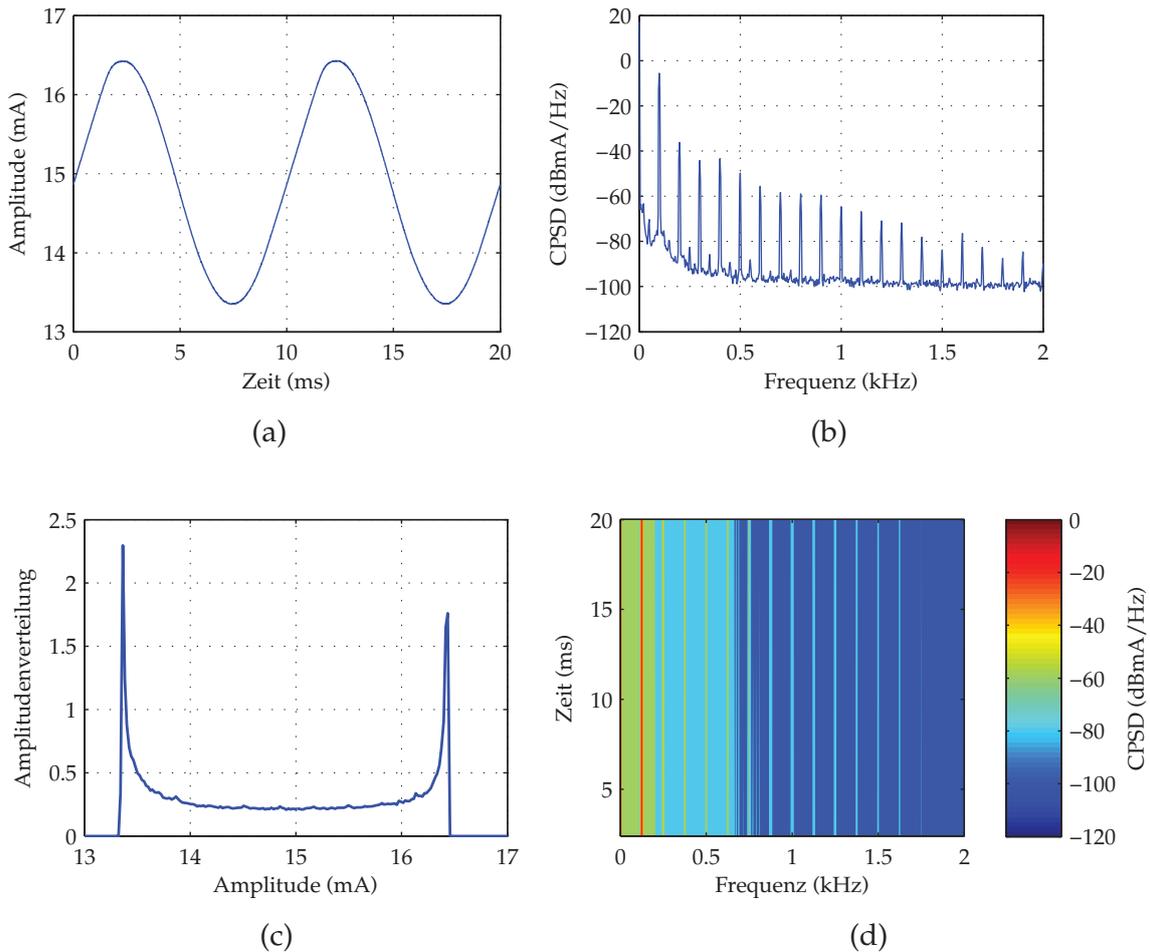


Abb. 3.2: Glühlampe Osram Soft White 60 W (a) Zeitsignal (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

im Verhältnis zur mittleren Signalamplitude

$$\mathcal{M} = \frac{\max x[k] - \min x[k]}{2\bar{x}[k]}, \quad (3.5)$$

wobei $\bar{x}[k]$ das arithmetische Mittel von $x[k]$ bezeichnet. Die Modulationstiefe einer Lampe gibt ein Maß für das Verhältnis der nichtmodulierten optische Strahlungsleistung (Gleichlicht) zur modulierten Strahlungsleistung. Für ein konstantes DC-Signal ist $\mathcal{M} = 0$, für eine harmonische Schwingung mit Offset liegt \mathcal{M} im Bereich $0 \leq \mathcal{M} \leq 1$ je nach Amplitude der Modulation. Bei einer voll durchmodulierten Schwingung ist $\mathcal{M} = 1$.

Es wurden mehrere Glühlampen mit unterschiedlichen Leistungen und von verschiedenen Herstellern vermessen, die alle ein sehr ähnliches Verhalten in Zeit- und Frequenzbereich aufweisen. Die Messergebnisse decken sich mit den Ergebnissen aus [31]. Abbildung 3.2 zeigt die Messergebnisse der 60 W-Lampe Osram Soft White. Das Zeitsignal ist eine harmonische 100 Hz-Schwingung. Die Glühlampe besitzt eine Modulationstiefe von $\mathcal{M} = 0,105$, der Gleichanteil beträgt 14,85 mA. Das CPSD zeigt einen Peak bei 100 Hz mit mehreren Harmonischen, die mit etwa 60 dB pro Dekade abfallen. Betrachtet man die Netzfrequenz von $f_n = 50$ Hz, so könnte man von einem zu $|\sin(2\pi f_n t)|$ proportionalen Intensitätsverlauf der Strahlungsleistung ausgehen. Das Nachglühen des Wolframdrahtes der Glühlampe hat jedoch einen glättenden Einfluss. Dies wird auch im Spektrum sichtbar. Die Fourier-Reihe

$$|\sin(2\pi f_n t)| = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(4\pi k f_n t)}{(2k)^2 - 1} \quad (3.6)$$

besitzt nur geradzahlige Vielfache der 50 Hz-Grundschiwingung mit einem Abfall der Harmonischen von 40 dB pro Dekade. Die gemessenen 60 dB pro Dekade lassen sich durch das Nachglühen des Drahtes erklären. Die Amplitudenverteilung zeigt den für harmonische Schwingungen charakteristischen badewannenförmigen Verlauf. Das Spektrogramm zeigt keinerlei Zeitabhängigkeit der auftretenden Frequenzen. Glühlampen spielen heute als Störquellen nur eine untergeordnete Rolle. Dies liegt zum einen an den niedrigen Frequenzen von wenigen Hundert Hertz, zum anderen am schrittweisen Herstellungs- und Vertriebsverbot von Lampen geringer Energieeffizienz gemäß der Richtlinie 2005/32/EG der Europäischen Union, die seit Ende 2009 greift.

Leuchtstofflampen besitzen gegenüber Glühlampen eine höhere Lichtausbeute sowie eine längere Lebensdauer. Sie benötigen zum Betrieb ein Vorschaltgerät zur Begrenzung des Eingangsstroms. Dabei unterscheidet man zwischen konventionellen Vorschaltgeräten (engl. *conventional control gear*, CCG), die aus einer Drossel und einem Starter bestehen, und modernen elektronischen Vorschaltgeräten (ECG), die mit Schaltreglern arbeiten und einen höheren Wirkungsgrad besitzen.

Abbildung 3.3 zeigt die Messergebnisse der 18 W Leuchtstofflampe Philips Master TL-D Super 80, die mit dem CCG Tridonic Atco EC 18 C501

3 Optische Störungen

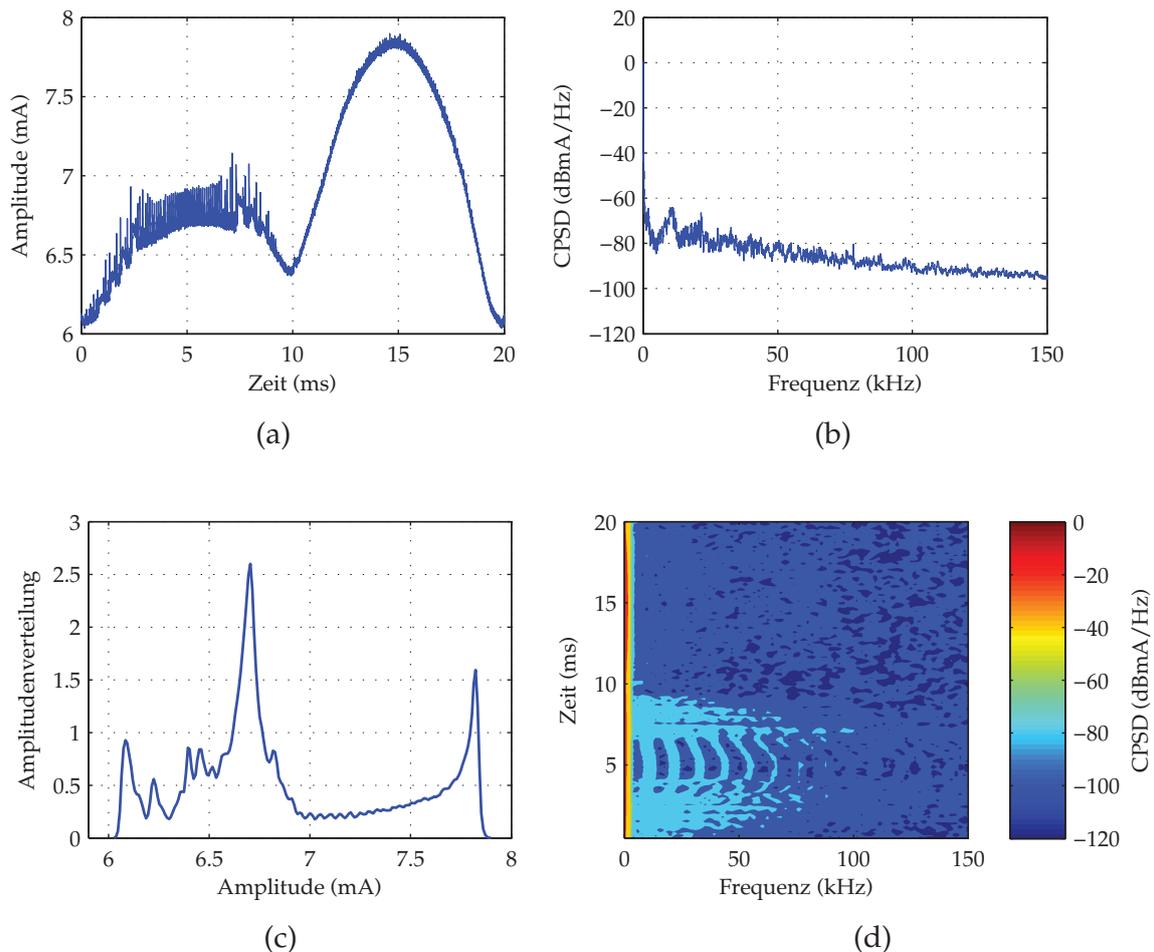


Abb. 3.3: Leuchtstofflampe Philips Master TL-D Super 80 18W/840 mit konventionellem Vorschaltgerät Tridonic Atco EC 18 C501 K (a) Zeitsignal Anoden Oszillation (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

K betrieben wird. Die gemessene optische Strahlung wird direkt über den Elektroden abgegriffen. Im Bereich der Elektroden einer mit einem CCG betriebenen Leuchtstofflampe können hochfrequente Oszillationen beobachtet werden [25]. Dieses Phänomen wird Anoden-Oszillation genannt [48]. Durch den Wechselstrombetrieb dient jede Elektrode für je eine Halbwelle einmal als Anode und einmal als Kathode. Abbildung 3.3(a) zeigt deutlich die Anoden-Oszillationen während der Anoden-Halbwelle während der ersten 10 ms. Die Leuchtstofflampe besitzt eine Modulationstiefe von $M = 0,137$, der Gleichanteil beträgt 6,89 mA. Das CPSD ist über einen Bereich von mehreren kHz erhöht und klingt erst ab etwa 100 kHz auf das Grundrauschen ab. Im Spek-

trogramm werden die erhöhten Spektralkomponenten bis etwa 100 kHz während der Anoden-Halbwellen deutlich.

Verglichen zum DC-Peak liegen die störenden HF-Komponenten zwar mehr als 60 dB tiefer, dies heißt jedoch nicht, dass diese keinen Einfluss mehr haben. Dies liegt daran, dass bei optoelektronischen Systemen die Dynamik zwischen dem zu messenden Nutzsignal und dem störenden DC-Hintergrund sehr groß werden kann. Nach [10, S.111] kann dieses Verhältnis leicht bis zu 1:10 000 betragen, was sehr plastisch damit veranschaulicht wird, dass dies dem Vorhaben entspräche, die Höhe von Gras zu messen, das auf dem Dach des Empire State Building wächst. Dieser große DC-Anteil lässt sich verhältnismäßig leicht durch AC-Kopplung abtrennen, sodass danach die Störkomponenten höherer Frequenz in den Vordergrund treten. Die Amplitudenverteilung der Leuchtstofflampe spiegelt die Überlagerung der harmonischen Grundwelle (Badewannenkurve) mit den Anoden-Oszillationen wider, die eine Häufung der Amplituden um 6,7 mA herum hervorrufen.

Kompakt-Leuchtstofflampen sind weit verbreitet und werden üblicherweise mit einem elektronischen Vorschaltgerät (ECG) betrieben, von denen es zahlreiche verschiedene Varianten gibt. Heutige Vorschaltgeräte arbeiten zwischen 30 und 100 kHz, um Flackern und hörbare Störgeräusche zu vermeiden. Nach [4] sind Betriebsfrequenzen bis zu 500 kHz möglich. Abbildung 3.4 zeigt die Messergebnisse der Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL. Am Zeitverlauf erkennt man deutlich die gleichgerichtete 50 Hz-Grundwelle, die von höherfrequenten Schwingungen des Vorschaltgerätes überlagert ist. Diese grundlegende Charakteristik ist für alle gemessenen ECG-Leuchtstofflampen gleich, die genauen Zeit-Frequenz-Eigenschaften zeigen jedoch Variationen in Abhängigkeit von dem jeweils verwendeten Vorschaltgerät. Die Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL besitzt eine Modulationstiefe von $M = 0,206$, der Gleichanteil beträgt 6,97 mA. Die CPSD zeigt neben dem DC-Peak ausgeprägte Bereiche bei höheren Frequenzen bis zu mehreren Hundert kHz. Die Frequenzanteile besitzen eine Bandbreite von mehreren kHz und befinden sich bei Vielfachen von 50 kHz, wobei die geradzahligen Vielfachen stärker ausfallen als die ungeraden. Die stärksten Komponenten befinden sich bei etwa 100–120 kHz und 200–240 kHz. Aus dem Spektrogramm erkennt man, dass diese Komponenten aus je einer modulierten harmonischen Schwin-

3 Optische Störungen

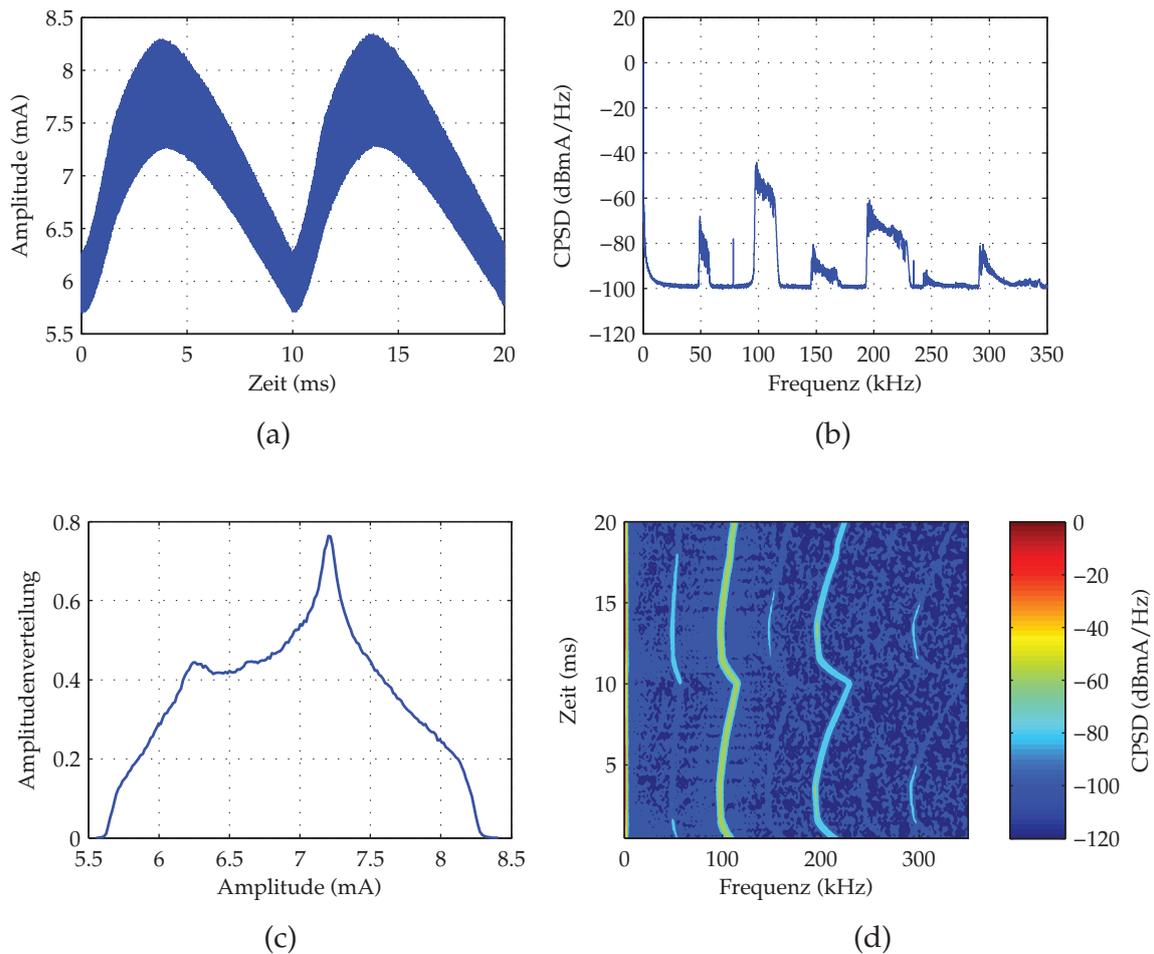


Abb. 3.4: Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL (a) Zeitsignal (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

gung bestehen, die eine Periode von 10 ms besitzt. Die Modulationsbandbreite steigt mit der Startfrequenz, wobei die Periode von 50 ms genau der Grundperiode des Zeitsignals entspricht. Die Amplitudenverteilung zeigt in der Mitte den Verlauf einer halben Badewannenkurve, die der gleichgerichteten Grundwelle entspricht. Dies wird durch die Komponenten der höherfrequenten Schwingungen des Vorschaltgeräts überlagert.

In den letzten Jahren werden zur Beleuchtung auch verstärkt LEDs eingesetzt. Stetige Fortschritte der Halbleiter-Technologie zusammen mit dem Bedarf an energieeffizienter Beleuchtungstechnik ermöglichen diesen Trend. Speziell Industrieanwendungen profitieren von der lan-

3.1 Messung und Analyse optischer Störer

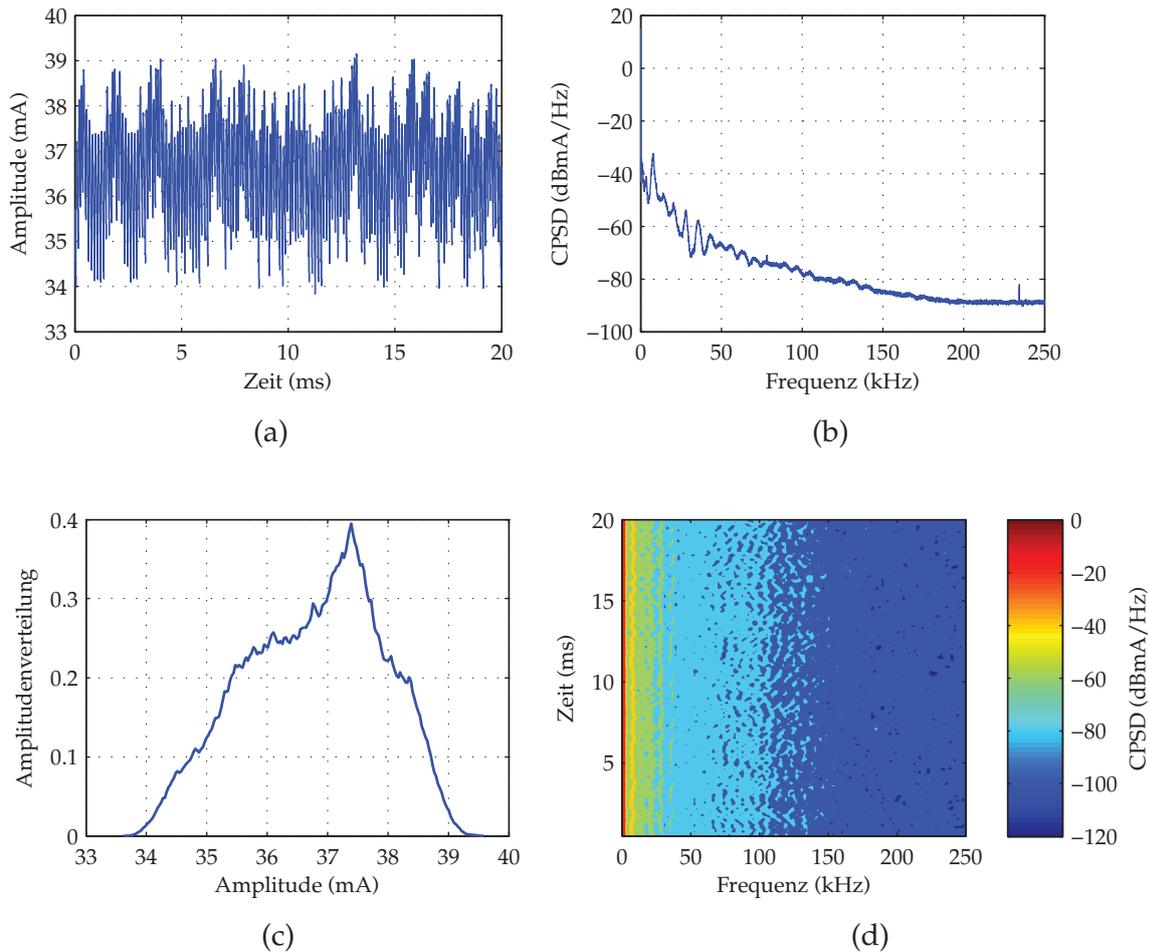


Abb. 3.5: LED-Beleuchtung Osram SubstiTUBE ST8-SD4 (a) Zeitsignal (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

gen Lebensdauer sowie der hohen Robustheit gegenüber mechanischen Vibrationen. Beleuchtungs-LEDs werden mit Treiber-Bausteinen betrieben, die meist durch Schaltregler die konstanten Ströme zum Betrieb der LEDs bereitstellen. Hinzu kommt die Möglichkeit, die Lichtintensität durch PWM zu dimmen. Da Beleuchtungs-LEDs meist eine analoge Bandbreite im Bereich mehrerer MHz besitzen, sind Anstiegs- und Abfallzeiten von wenigen μs möglich. Typische PWM-Frequenzen liegen im Bereich über 20 kHz, um Störgeräusche zu vermeiden [53].

Abbildung 3.5 zeigt die Messergebnisse der LED-Beleuchtung Osram SubstiTUBE ST8-SD4, die dafür ausgelegt ist, ohne Umrüstung der Vorschaltgeräte Leuchtstofflampen mit T8-Sockel zu ersetzen. Im Zeitsi-

3 Optische Störungen

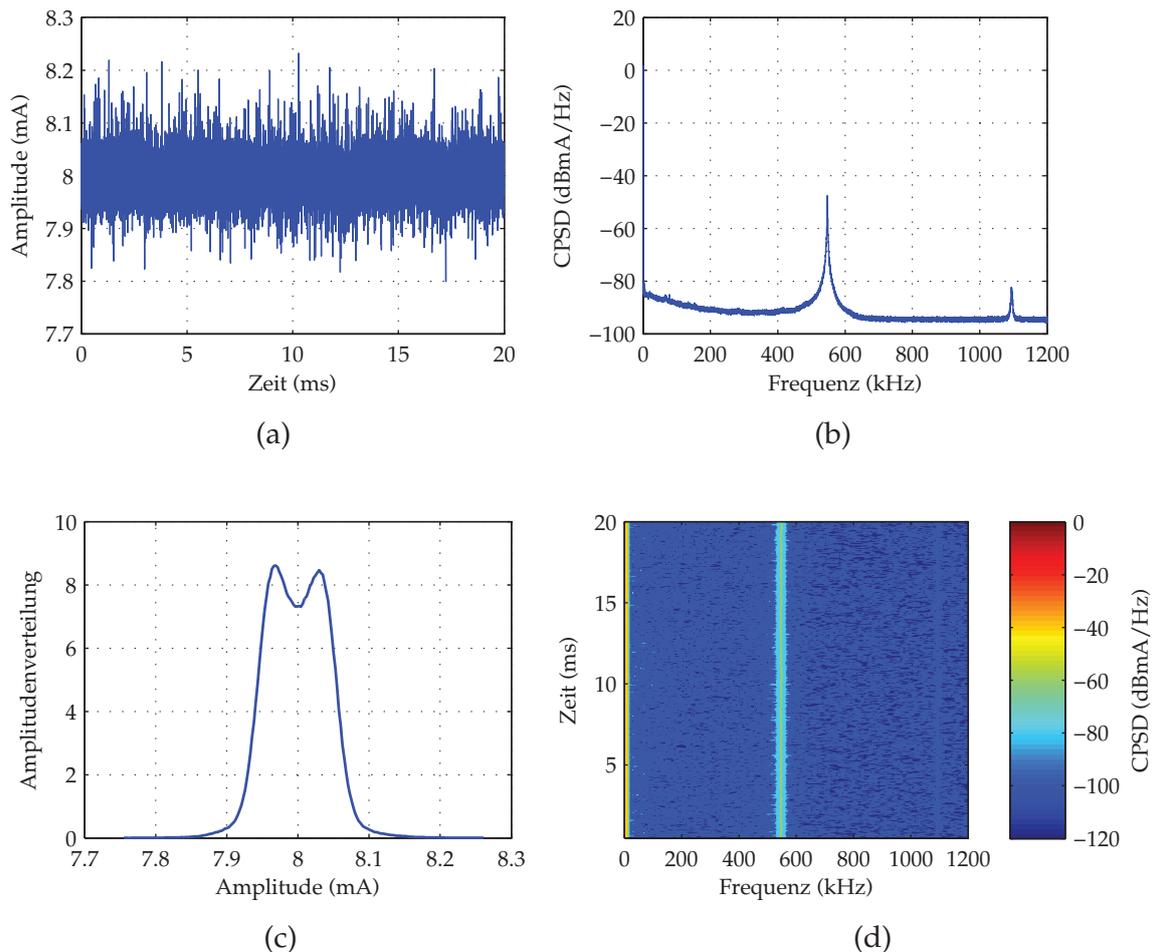


Abb. 3.6: LED-Beleuchtung Luxeon Star White LXHL-MW1D mit LED-Treiber LUMOtech LEDlight 1-20W L05016i ohne PWM (a) Zeitsignal (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

gnal fällt zunächst der hohe DC-Anteil von 36,8 mA auf, die Modulationstiefe beträgt lediglich $\mathcal{M} = 0,0815$. Das Zeitsignal zeigt keine klar erkennbaren Strukturen. Das CPSD besitzt keine diskreten, deutlich abgegrenzten Frequenzanteile, sondern klingt zu höheren Frequenzen hin gleichmäßig ab. Neben dem großen DC-Anteil befindet sich ein kleinerer Peak bei etwa 7,9 kHz. Das Spektrum erreicht den Grundrauschlevel bei etwa 200 kHz. Dieses Verhalten spiegelt sich auch im Spektrogramm wider, das keine zeitabhängigen Spektralkomponenten aufweist. Die Amplitudenverteilung ist fast dreieckförmig und ähnelt ansonsten der Verteilung aus Abbildung 3.4(c).

Abbildung 3.6 zeigt die Ergebnisse der LED-Beleuchtung Luxeon Star White LXHL-MW1D mit dem LED-Treiber LUMOtech LEDlight 1-20W L05016i ohne PWM. Der Gleichanteil des Zeitsignals beträgt 8 mA und ist wesentlich größer als die überlagerten Oszillationen des LED-Treibers. Diese bestehen im Wesentlichen nur aus einer einzigen harmonischen Schwingung bei 547 kHz und einer schwachen Harmonischen bei der doppelten Frequenz. Die Modulationstiefe beträgt $\mathcal{M} = 0,0570$. Das CPSD zeigt neben dem starken DC-Peak nur eine diskrete Spektrallinie bei 547 kHz sowie die Harmonische bei der doppelten Frequenz. Das Spektrogramm bestätigt die konstanten Frequenzen. Die Amplitudenverteilung zeigt die typische Badewannenkurve der harmonischen Schwingung.

Abbildung 3.7 zeigt ebenfalls die LED-Beleuchtung Luxeon Star White LXHL-MW1D mit dem LED-Treiber LUMOtech LEDlight L05016i, wobei nun die mittlere Helligkeit mit einer PWM mit dem Duty-Cycle 0,5 um die Hälfte reduziert ist. Die PWM-Periode beträgt 4,5 ms. Die Anstiegszeit beträgt 210 μs und die Abfallzeit 220 μs . Durch den großen Amplitudenhub der PWM wird das Zeitsignal bei AC-Kopplung des Oszilloskops leicht verzerrt. Das Einschwingen des steilflankigen AC-Hochpasses sorgt für eine lange Schleppe der Impulsantwort, die sich den rechteckförmigen Sprüngen der PWM überlagert. Die Folge sind Über- bzw. Unterschwingen an den Stellen der Flankenwechsel. Zwar wird der Gleichanteil, wie eingangs erklärt, nachträglich hinzuaddiert, um ein unipolares Signal mit höherer Dynamik zu erhalten, die Verzerrung durch den AC-Hochpass des Oszilloskops bleibt jedoch bestehen. Daher ist die Modulationstiefe $\mathcal{M} = 1,11$ etwas größer als Eins. Das CPSD zeigt die Verbreiterung der 547 kHz-Spektrallinie zusammen mit zusätzlichen Komponenten bei tiefen Frequenzen durch die periodische PWM. Spektrogramm und Amplitudenverteilung verdeutlichen die Auswirkungen der PWM auf das Signal im Vergleich zu Abbildung 3.6.

Die LED-Beleuchtung ermöglicht zukünftige Sekundäranwendungen wie optische Datenkommunikation im Bereich der Visible Light Communication. Dabei werden LEDs gleichzeitig zur Beleuchtung oder Signalisierung (z. B. Ampeln) und zur Broadcast-Übertragung digitaler Daten verwendet. Durch die Fortschritte der Halbleiter-Beleuchtungstechnik und den steigenden Bedarf an HF-Spektrum zur Datenkommuni-

3 Optische Störungen

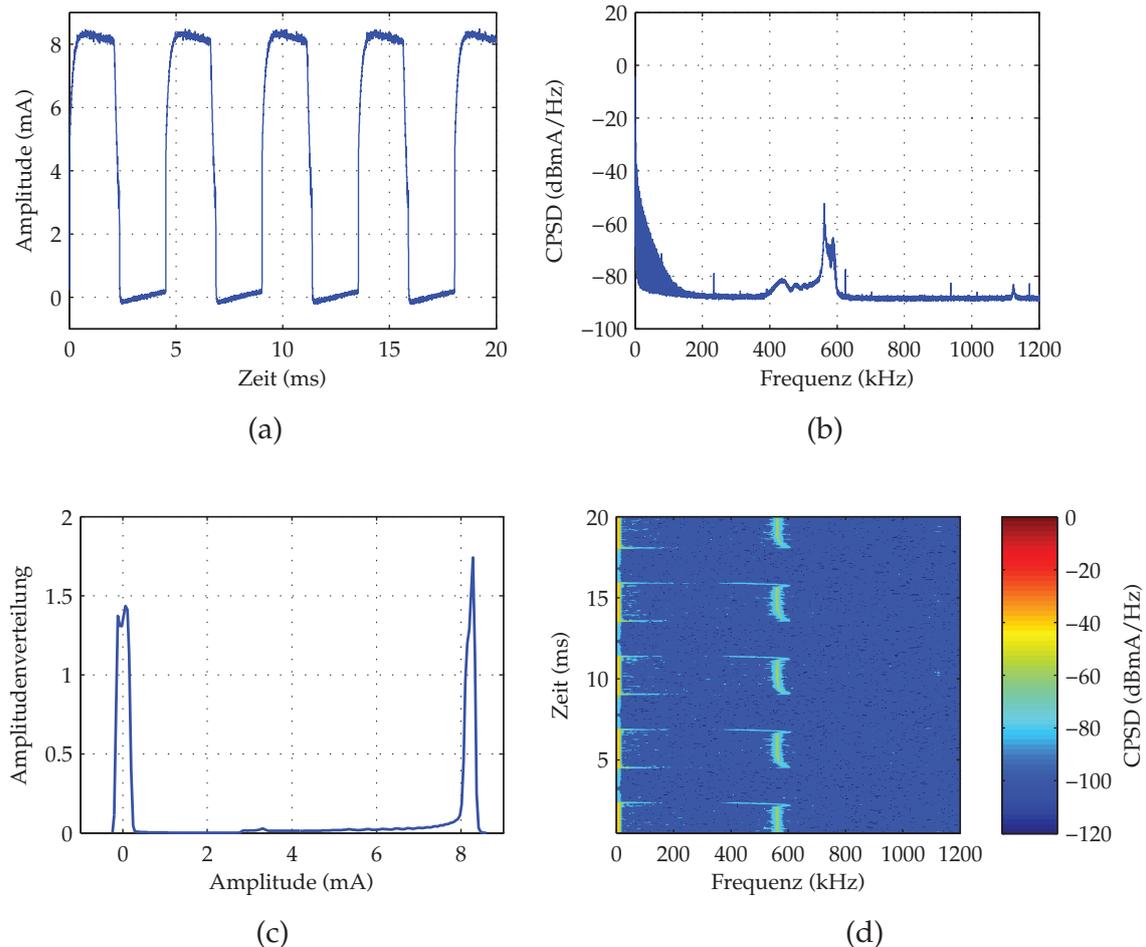


Abb. 3.7: LED-Beleuchtung Luxeon Star White LXHL-MW1D mit LED-Treiber LUMOtech LEDlight 1-20W L05016i mit PWM Duty-Cycle 0,5 (a) Zeitsignal (b) einseitiges Strom-Leistungsdichtespektrum (c) Amplitudenverteilung (d) Spektrogramm

nikation wird Visible Light Communication für die Zukunft als vielversprechende Ergänzung zur Funkkommunikation angesehen [23, S. 8].

3.2 Störmodelle

Auf Basis der im vorangegangenen Abschnitt 3.1 gemessenen optischen Störer lassen sich drei Störmodelle angeben, die die wesentlichen Charakteristika der realen Störer in Zeit- und Frequenzbereich beinhalten. Das Kanalmodell (2.24) mit dem Interferenzterm $i(t)$ kann nun erwei-

tert werden. Glüh- und Leuchtstofflampen besitzen eine niederfrequente Grundschwingung zusammen mit mehreren Harmonischen. Diese lassen sich durch die Summe mehrerer Sinustöne mit der Amplitude A_m in Ampere, der Frequenz f_m und dem Phasen-Offset ϕ modellieren:

$$i_{\text{sin}}(t) = \sum_{m=1}^M A_m \sin(2\pi f_m t + \phi). \quad (3.7)$$

Die höherfrequenten Störanteile mit zeitvariablem Frequenzverhalten, die bei (Kompakt-)Leuchtstofflampen von ECGs hervorgerufen werden, lassen sich durch mehrere Chirp-Signale mit der Amplitude A_m , der zeitabhängigen Frequenz $f_m(t)$ und dem Phasen-Offset ϕ nachbilden. Für die Simulationen wird ein lineares, bidirektionales Chirp-Signal verwendet:

$$i_{\text{chi}}(t) = \sum_{m=1}^M A_m \sin(2\pi f_m(t)t + \phi). \quad (3.8)$$

Die rechteckförmige Signalform einer LED mit PWM-Dimmung der Pulsdauer T mit Duty-Cycle D und Amplitude A in Ampere lässt sich durch

$$i_{\text{rec}}(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}_T \left(t - \frac{k}{D}T + \tau \right) \quad (3.9)$$

ausdrücken. Dabei stellt τ einen konstanten Zeit-Offset dar.

Die hier beschriebenen Störmodelle werden für die in Kapitel 6 vorgestellten Simulationen verwendet, um die Leistungsfähigkeit der hier untersuchten Verfahren und Algorithmen zu bewerten.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Störungen wirken auf dem Kanal auf das Sendesignal des Sensors ein und verfälschen es. Die Auswahl einer geeigneten Signalform zusammen mit geeigneten Methoden zur Störunterdrückung im Empfänger sind daher von zentraler Bedeutung für die Leistungsfähigkeit des Sensors. Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit den Vor- und Nachteilen verschiedener Signalformen zur Objektdetektion. Der Aufbau des Empfängers wird zusammen mit der Störunterdrückung in Kapitel 5 beschrieben.

4 Signalformen für die Objektdetektion

Dieses Kapitel beginnt mit einigen grundsätzlichen Überlegungen zu Signalformen für die Objektdetektion und geht auf die Rahmenbedingungen ein, die sich aus dem System und der Aufgabenstellung ergeben. Es folgt eine kurze Darstellung möglicher Signalformen sowie eine Diskussion der jeweiligen Vor- und Nachteile, die sich aus den Signaleigenschaften ergeben. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Untersuchung von pseudozufälligen Signalen. Das Kapitel schließt mit einer einführenden Darstellung der im Weiteren benötigten Grundlagen dieses Gebiets. Für eine umfassende Darstellung des Themas sei auf die entsprechende Literatur wie z. B. [20] und [27] verwiesen. Die Verwendung von pseudozufälligen Signalen bei optoelektronischen Sensoren wurde im Rahmen dieser Arbeit als Gebrauchsmuster beim Deutschen Patent- und Markenamt eingetragen [16].

4.1 Grundlagen

Die spezifische Signalform, d. h. die Art und Weise wie die Signalenergie zeitlich und spektral verteilt ist, bestimmt maßgeblich die Eigenschaften und die Leistungsfähigkeit eines Sensors. In Abbildung 4.1 sind die verschiedenen Signalklassen für die zur Objektdetektion eingesetzten optoelektronischen Sensoren in der Zeitdauer-Bandbreite-Ebene dargestellt.

Der Bereich realisierbarer, sinnvoller Signale wird durch drei grundlegende Schranken in den Dimensionen Zeitdauer T und Bandbreite B

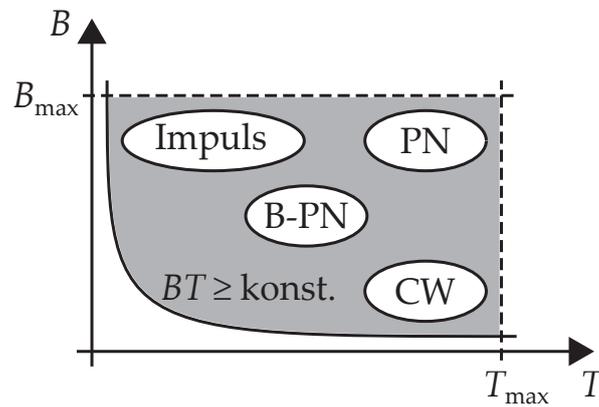


Abb. 4.1: Zeitdauer-Bandbreite-Ebene mit verschiedenen Signalklassen für optoelektronische Sensoren zur Objektdetektion

begrenzt. Die erste Schranke ist die maximale Systembandbreite B_{\max} , die sich aus der minimalen Bandbreite der analogen Bauteile LED, Fotodiode und Transimpedanzverstärker ergibt. Die zweite Schranke ist die maximale Signaldauer T_{\max} . Diese richtet sich nach der geforderten Schaltgeschwindigkeit, mit der Objekte detektiert werden sollen. Die dritte Schranke ist das Zeitdauer-Bandbreite-Produkt (ZBP) [24], nach dem Signale endlicher Dauer nicht beliebig schmalbandig sein können. Innerhalb des beschränkten Bereichs sind mehrere Systeme mit ganz unterschiedlichen Eigenschaften und Freiheitsgraden denkbar, die im Folgenden kurz aufgezeigt werden, um die in dieser Arbeit untersuchten Ansätze zu motivieren.

4.1.1 Dauerstrich-Signale

Ein Dauerstrich-Signal (engl. *continuous wave*, CW) ist eine harmonische Schwingung mit konstanter Amplitude und Frequenz. Das Signal erstreckt sich über die gesamte Signaldauer T und besitzt dabei eine geringe Bandbreite. Durch ein entsprechend schmalbandiges Empfangsfilter können Störungen außerhalb der Signalbandbreite unterdrückt werden. Mit einem CW-Signal ist es prinzipiell möglich, schmalbandigen Störungen auszuweichen, indem das Signal in ungestörten Frequenzbereichen gesendet wird. Solch eine Frequenzbereichs-Orthogonalisierung setzt allerdings die Annahme frequenzinvarianter Störungen voraus. Besonders kritisch wäre beispielsweise ein Chirp-Störer,

4 Signalformen für die Objektdetektion

der einen großen Frequenzbereich durchläuft.

Verschiedene Nutzer können durch Frequenzmultiplex (engl. *frequency division multiple access*, FDMA) getrennt werden, um Störungen durch benachbarte Sensoren zu verhindern. Frequenzsprung-Verfahren (engl. *frequency hopping*, FH) sind speziell in dynamischen Szenarien robuster als eine statische Frequenzbelegung. Bei FH-Verfahren werden verschiedene Nutzer durch unterschiedliche Sprungsequenzen getrennt. Zusätzlich wird der Einfluss schmalbandiger Störungen reduziert, da das Nutzsignal eine größere Frequenzdiversität besitzt.

4.1.2 Impulsförmige Signale

Impulsförmige Signale stellen die meist verbreitete Signalform heutiger optoelektronischer Sensoren dar. Sie verfolgen eine im Vergleich zu CW-Systemen entgegengesetzte Strategie: Durch Konzentration der Signalenergie auf ein möglichst kurzes Zeitintervall versuchen sie den SNR-Gewinn auszunutzen (vgl. Abschnitte 2.3 und 2.4). Typische Pulsdauern liegen im Bereich weniger Mikrosekunden bei einer Periodendauer kleiner einer Millisekunde. Dieser geringe Duty-Cycle ermöglicht prinzipiell eine zeitliche Synchronisation auf periodische Störungen, um diesen auszuweichen. Diese Zeitbereichs-Synchronisation erfordert jedoch zeitinvariante Störungen.

Verschiedene Nutzer können durch Zeitmultiplex (engl. *time division multiple access*, TDMA) getrennt werden. Durch ein Zeitsprung-Verfahren (engl. *time hopping*, TH) lässt sich die Robustheit gegenüber dynamischen Störeinflüssen erhöhen. Durch ein TH-Verfahren werden diskrete Spektrallinien vermieden, die sich ansonsten aus den periodischen Wiederholungen des Nutzsignals ergeben würden. Durch unterschiedliche Hopping-Sequenzen können mehrere Nutzer getrennt werden.

4.1.3 Pseudozufällige Signale

Pseudo-Noise-Sequenzen (PN) besitzen sowohl eine gleichmäßige Ausdehnung über die gesamte Signaldauer T als auch ein nahezu konstantes Leistungsdichtespektrum (engl. *power spectral density*, PSD). Dieses

wird durch pseudozufällige Signale erreicht, die z. B. über rückgekoppelte Schieberegister erzeugt werden können und die einen zufällig erscheinenden, rauschartigen Charakter ohne periodische Anteile besitzen. Hierdurch werden kritische Frequenzbereiche vermieden, d. h. das System bietet eine gleichmäßige Robustheit gegenüber Störungen mit unterschiedlichen Frequenzen. Durch den Prozessgewinn bei der Korrelation sind PN-Sequenzen besonders robust gegenüber schmalbandigen Störungen. Anzahl, Frequenz und Phase der Störungen spielen, im Gegensatz zur zeitlichen Orthogonalisierung bei Impulssignalen, keine Rolle. Die gleichmäßige zeitliche Ausdehnung der Signale erlaubt eine präzise Auswertung des Schaltzeitpunkts (vgl. Kapitel 5). Jedoch kann durch die große zeitliche Ausdehnung nicht derselbe SNR-Gewinn wie bei impulsförmigen Signalen erzielt werden.

Verschiedene Nutzer lassen sich mittels Codemultiplex (engl. *code division multiple access*, CDMA) durch unterschiedliche Sequenzen trennen. Dies erfolgt bei gegebener Synchronisation störungsfrei durch orthogonale Sequenzen oder ohne Synchronisation störungsarm durch geeignete quasiorthogonale Sequenzen mit geringer Kreuzkorrelation. Die Grenzen der Nutzertrennung durch quasiorthogonale Sequenzen ist durch die Near-Far-Problematik gegeben, da die Kreuzkorrelation der verschiedenen Sequenzen größer als Null ist: Es kann zu Störungen kommen, wenn das Signal eines benachbarten Sensors wesentlich stärker ist als das eigentliche Nutzsignal. Daneben ermöglichen PN-Sequenzen weitere Verfahren zur Störunterdrückung, wie etwa die in Abschnitt 3 beschriebenen adaptiven Filter. Einführungen zum Thema Pseudo-Noise finden sich in [24, 38] oder [43]. Korrelationssignale werden ausführlich in [27] besprochen, der Einsatz von Pseudo-Noise-Signalen im Bereich drahtloser optischer Kommunikation wird in [52] beschrieben.

Neben den drei bisher beschriebenen Verfahren, die im Randbereich von Abbildung 4.1 liegen, sind hybride Ansätze denkbar, die die Vorteile verschiedener Verfahren miteinander kombinieren. Ein solcher Ansatz ist Burst-PN (B-PN). Hierbei wird versucht, durch eine kürzere PN-Sequenz, die als gepulstes Paket mit geringem Duty-Cycle gesendet wird, den SNR-Gewinn gepulster Signale mit der breiten Robustheit von PN-Sequenzen zu kombinieren.

Die weitere Arbeit konzentriert sich auf die Untersuchung der PN- und B-PN-Signalformen, da sich diese Verfahren neben den bisher erläuterten Vorteilen auch sehr flexibel an Aufgabenstellungen mit verschiedenen Anforderungen anpassen lassen. Durch die Variation der Periodendauer und des Duty-Cycles stehen entweder der SNR-Gewinn oder die besonders präzise Bestimmung des Schaltzeitpunkts im Vordergrund.

4.2 Pseudo-Noise-Sequenzen

Der Sender benutzt eine diskrete, periodische, bipolare PN-Sequenz $\{c[k]\}$ mit $c[k] \in \{\pm 1\}$ mit der Periode L . Mit der zeitkontinuierlichen Pulsform $g(t) \geq 0$ eines Chips mit Chipdauer T_c und der diskreten Sequenz $\{c[k]\}$ im Takt $1/T_c$ ergibt sich das zeitkontinuierliche unipolare Sendesignal:

$$s(t) = \sum_k \left(\underbrace{c[k]g(t - kT_c)}_{\text{Nutzanteil}} + \underbrace{1}_{\text{Offset}} \right). \quad (4.1)$$

Für rechteckförmige Chips ist beispielsweise $g(t) = \text{rect}_{T_c}(t)$. Das Sendesignal teilt sich in einen bipolaren Nutzanteil und einen Offset auf. Der Offset dient zur Umwandlung der bipolaren PN-Sequenz in ein unipolares Sendesignal für eine IM/DD-Übertragung. Typischerweise wird bei drahtlosen optischen Systemen der Gleichanteil des Empfangssignals gleich zu Beginn abgetrennt, da dieser stark vom Umgebungslicht wie z. B. Sonneneinstrahlung beeinträchtigt wird. Daher ist es sinnvoll, die Aufteilung des Sendesignals in einen bipolaren Nutzanteil und einen unipolaren Offset bereits im Signalmodell zu berücksichtigen.

Um die Robustheit gegenüber langsam veränderlichen Störungen zu erhöhen, werden ausgewogene (engl. *balanced*) PN-Sequenzen mit einer gleichen Anzahl an Einsen und Minus-Einsen verwendet. Die Grundlagen von PN-Sequenzen als robuste Signalformen optoelektronischer Systeme wurden in [46] untersucht.

Aufgrund ihrer für die Aufgabenstellung günstigen Eigenschaften werden im Folgenden Maximalfolgen und Gold-Sequenzen betrachtet: Eine hohe zeitliche Auflösung ermöglicht eine genaue Bestimmung des Schaltzeitpunkts; durch ein gleichmäßiges, weißes Spektrum können schmalbandige Störungen leichter erkannt werden. Darüber hinaus ermöglicht eine geringe Kreuzkorrelation den asynchronen Betrieb mehrerer Sensoren.

4.2.1 Maximalfolgen

Maximalfolgen (engl. *maximum-length sequences*, m-Sequenzen) können über linear rückgekoppelte Schieberegister (engl. *linear feedback shift register*, LFSR) generiert werden. Ein l -stufiges LFSR lässt sich durch ein primitives Polynom vom Grad l beschreiben und erzeugt eine Sequenz mit der maximal möglichen Periodenlänge $L = 2^l - 1$ [39]. Beispiele primitiver Polynome finden sich in [27]. Die binäre Schieberegisterlogik erzeugt zunächst eine Sequenz mit den Elementen $\{0, 1\}$, die dann auf eine bipolare Sequenz mit den Elementen $\{-1, 1\}$ übertragen wird. Eine m-Sequenz der Länge L ist bis auf ein Element ausgewogen, d. h. die Sequenz besitzt, bis auf ein Element wegen der ungerade Länge, gleich viele Einsen und Minus-Einsen. Die Zahl der Einsen bzw. Minus-Einsen beträgt 2^{l-1} und $2^{l-1} - 1$.

Die periodische Autokorrelationsfunktion (PAKF) einer m-Sequenz $u[k]$ der Länge L ist gemäß [20, S. 168]:

$$\varphi[m] = \sum_{k=0}^{L-1} u[k-m]u[k] = \begin{cases} L & m = 0 \\ -1 & m \neq 0. \end{cases} \quad (4.2)$$

Die periodische Kreuzkorrelationsfunktion (PKKF) zweier m-Sequenzen kann im Verhältnis zum PAKF-Maximum $\varphi[0]$ relativ große Spitzenwerte annehmen, was ein Problem bei der Nutzertrennung durch CDMA darstellen kann. Eine Übersichtstabelle typischer Werte für m-Sequenzen bis zu einer Länge von $L = 4095$ findet sich in [38]. Für eine Länge von $L = 511$ beträgt demnach der größte Spitzenwert der PKKF zweier beliebiger m-Sequenzen 22 % des PAKF-Maximums $\varphi[0]$. Eine Klasse von PN-Sequenzen mit deutlich günstigeren PKKF-Eigenschaften sind die im Folgenden beschriebenen Gold-Sequenzen.

4 Signalformen für die Objektdetektion

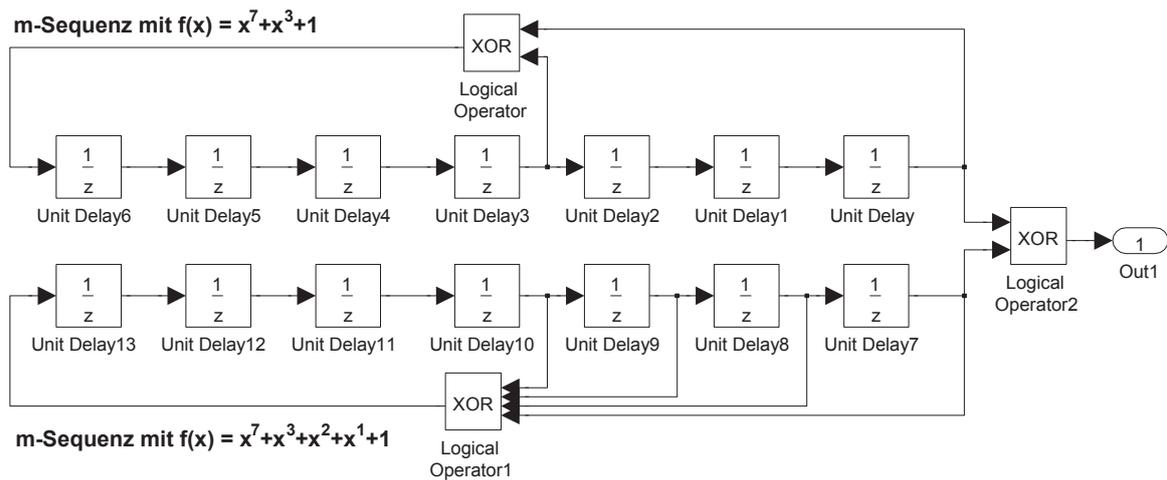


Abb. 4.2: Simulink-Modell zur Erzeugung einer Gold-Sequenz der Länge $L = 127$ aus einem bevorzugten Paar zweier m-Sequenzen mit Polynomen vom Grad $l = 7$

4.2.2 Gold-Sequenzen

Gold-Sequenzen basieren auf der Verknüpfung von bevorzugten Paaren (engl. *preferred pairs*) von m-Sequenzen der Länge L [20, S. 236], [27, S. 95]. Die Operationen zur Erzeugung einer Gold-Sequenz können, wie in Abbildung 4.2 gezeigt, effizient über zwei linear rückgekoppelte Schieberegister realisiert werden. Die binäre Schieberegisterlogik der beiden m-Sequenzen erzeugt zunächst eine Gold-Sequenz mit den Elementen $\{0, 1\}$, die dann auf eine bipolare Gold-Sequenz mit den Elementen $\{-1, 1\}$ übertragen wird. Es können $K = L + 2$ verschiedene Gold-Sequenzen erzeugt werden. Die in Abbildung 4.2 gezeigten Schieberegister mit Generatorpolynomen vom Grad $l = 7$ erzeugen eine Gold-Sequenz der Länge $L = 127$.

Gold-Sequenzen besitzen gute Kreuzkorrelationseigenschaften und ein konstantes Leistungsdichtespektrum. Die periodische Kreuzkorrelationsfunktion (PKKF) zweier beliebiger Gold-Sequenzen ist dreiwertig und nimmt nur die Werte $-p[m]$, -1 oder $p[m] - 2$ an, wobei gilt [20, S. 237]:

$$p[m] = \begin{cases} 1 + 2^{(l+1)/2} & \text{für } l \text{ gerade} \\ 1 + 2^{(l+2)/2} & \text{für } l \text{ ungerade.} \end{cases} \quad (4.3)$$

Die in [38] gegebene Übersichtstabelle für Gold-Sequenzen bis zu einer Länge von $L = 4095$ zeigt deutlich die günstigeren Kreuzkorrelationseigenschaften der Gold-Sequenzen im Gegensatz zu m-Sequenzen. Für eine Länge von $L = 511$ beträgt der größte Spitzenwert der PKKK zweier beliebiger Gold-Sequenzen 6 % des PAKF-Maximums $\varphi[0]$. Dies ist um mehr als ein Faktor drei besser als der Wert der m-Sequenz.

Die PAKF $\varphi[m]$ einer Gold-Sequenz ist, bis auf den Spitzenwert $\varphi[0]$, ebenfalls dreiwertig und nimmt nur die Werte $-p[m]$, -1 oder $p[m] - 2$ mit $p[m]$ gemäß (4.3) an [38].

In [8, S. 502] findet sich eine umfassende Tabelle mit geeigneten Paaren primitiver Polynome zur Erzeugung von Gold-Sequenzen. Die Simulationen und Realisierungen aus den Kapiteln 6 und 7 verwenden Polynome aus der Dokumentation der Mathworks Simulink-Blöcke „PN Sequence Generator“ bzw. „Gold Sequence Generator“.

Zur Unterdrückung schmalbandiger Störer ist es vorteilhaft, wenn die Gold-Sequenzen gleich viele¹ Einsen und Minus-Einsen besitzen. Dies ist, im Gegensatz zu m-Sequenzen, nur bei einer Untermenge von ausgewogenen (engl. *balanced*) Gold-Sequenzen der Fall. Für eine Länge von $L = 127$ sind beispielsweise nur 65 der insgesamt 129 möglichen Gold-Sequenzen ausgewogen.

Die PAKF und PKKF zweier PN-Sequenzen lassen sich mit Mathworks Matlab numerisch berechnen:

```

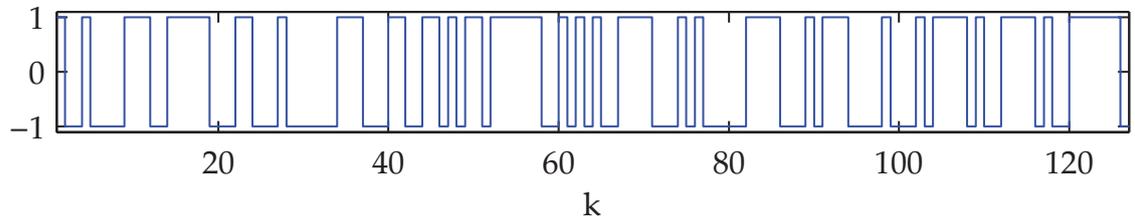
1 % Sequenzen u und v der Länge L
2 for m=1:L
3     phi_uu(m)=sum(u.*circshift(u,m)); % PAKF
4     phi_uv(m)=sum(u.*circshift(v,m)); % PKKF
5 end

```

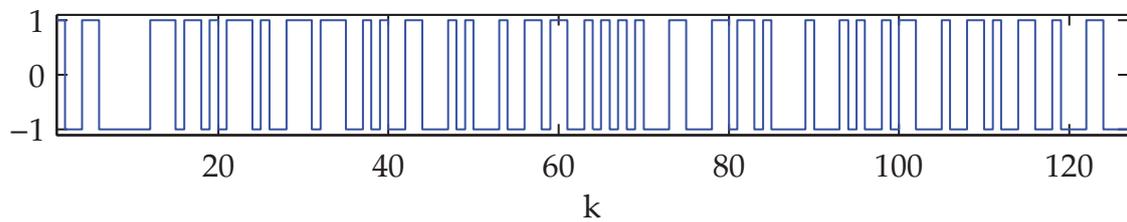
Abbildung 4.3 zeigt zwei Gold-Sequenzen der Länge $L = 127$, die PAKF der ersten Sequenz, die PKKF beider Sequenzen sowie die Betragsspektren. Man erkennt deutlich das scharf ausgeprägte Maximum der PAKF sowie die dreiwertige PKKF. Die weißen, rauschartigen Betragsspektren der Gold-Sequenzen verdeutlichen den pseudozufälligen Charakter der Folgen.

¹Bis auf ein Chip genau, wegen der ungeraden Länge der Sequenz.

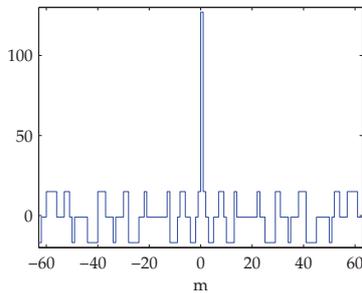
4 Signalformen für die Objektdetektion



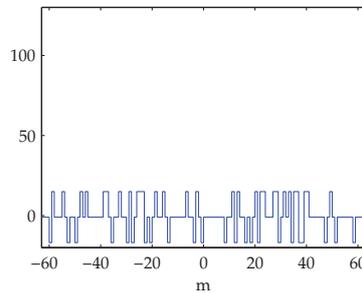
(a) Gold-Sequenz u



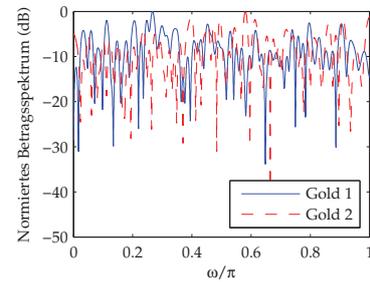
(b) Gold-Sequenz v



(c) PAKF von u



(d) PKKF von u und v



(e) PSDs von u und v

Abb. 4.3: Korrelationseigenschaften von Gold-Sequenzen am Beispiel zweier Sequenzen der Länge $L = 127$ (a) Gold-Sequenz u , (b) Gold-Sequenz v , (c) Periodische Autokorrelationsfunktion von u , (d) Periodische Kreuzkorrelationsfunktion von u und v , (e) auf 0 dB normierte Leistungsdichtespektren von u und v

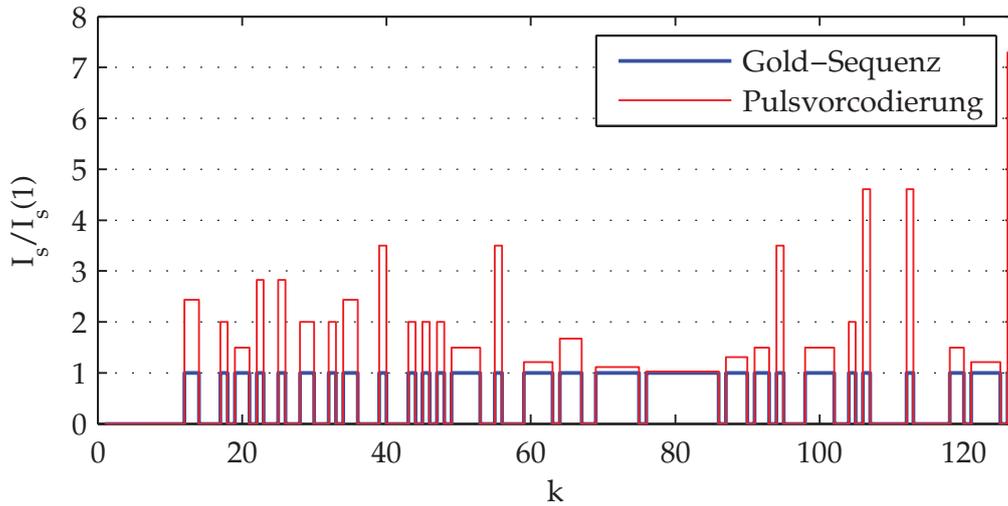


Abb. 4.4: Gold-Sequenz der Länge $L = 127$ und Pulsvorcodierung

Aus m -Sequenzen lassen sich verschiedene weitere Folgen ableiten, die eine kleine PKKF besitzen [20]. Allerdings besitzen diese Sequenzen nicht mehr unbedingt ein weißes Spektrum. Da dies der Forderung nach einer möglichst breiten Robustheit entgegensteht, werden sie für diese Arbeit nicht weiter betrachtet.

4.3 Pulsvorcodierung

Gemäß des Sendesignalmodells (4.1) wird die bipolare PN-Sequenz $c[k]$ durch Addition einer Konstanten und Pulsformung in das unipolare Sendesignal $s(t)$ überführt. Das unipolare Sendesignal besteht dann aus einer pseudozufälligen Abfolge logischer Nullen und Einsen. Bei der Intensitätsmodulation wird die Sende-LED mit einem zu $s(t)$ proportionalen Sendestrom I_s angesteuert. Der maximal zulässige Sendestrom einer LED wird durch die im Datenblatt gegebene Pulsbelastbarkeit (vgl. Abbildung 2.8(a)) beschrieben, die von der Pulsdauer und dem Duty Cycle des Sendesignals abhängt.

Die Begrenzung des Sendestroms der LED auf den maximal zulässigen Gleichstrom $I_s(1)$ ist eine einfache Methode, die thermische Überlastung der Sende-LED auszuschließen. Jedoch kann durch die im Folgenden beschriebene Pulsvorcodierung ein höherer mittlerer Sendestrom

4 Signalformen für die Objektdetektion

und damit ein verbessertes SNR erzielt werden, ohne die Pulsbelastbarkeit der LED zu überschreiten.

Die Pulsvorcodierung basiert auf der Analyse der inneren Struktur der verwendeten PN-Sequenzen. Innerhalb einer PN-Sequenz können mitunter lange Abschnitte aufeinanderfolgender Einsen bzw. Nullen auftreten. Das Verhältnis der Anzahl aufeinanderfolgender Einsen zur Anzahl der darauf folgenden Nullen ist der lokale Duty Cycle D_l . Folgen auf zwei Einsen beispielsweise acht Nullen, so beträgt der lokale Duty Cycle $D_l = 0,25$.

Gemäß der Pulsbelastbarkeit darf der maximal zulässige Sendestrom einer LED für ausreichend kurze Pulsdauern und Duty Cycle auch größer sein als der maximal zulässige Gleichstrom $I_s(1)$. Auf diesem Prinzip beruht die Pulsvorcodierung, bei der der momentane Sendestrom an die lokalen Duty Cycle der PN-Sequenz angepasst wird: Wenn auf eine Eins viele Nullen folgen, dann wird diese Eins mit einer größeren Signalamplitude gesendet.

Bei der Pulsvorcodierung werden zunächst die lokalen Duty Cycle D_l bestimmt, wobei von einer zyklischen Wiederholung der PN-Sequenz ausgegangen wird. Anschließend wird der Sendestrom für die Sendelede gemäß einer Regression der Form (2.20) an die im Datenblatt gegebene Pulsbelastbarkeit angepasst. Abbildung 4.4 zeigt das Beispiel einer Gold-Sequenz der Länge $L = 127$ und die Pulsvorcodierung für die LED Osram SFH 4273 mit der in Abbildung 2.8(a) dargestellten Pulsbelastbarkeit. Für diese Konfiguration kann eine SNR-Erhöhung von 6 dB erzielt werden. Jedoch werden bei der Pulsvorcodierung die Kreuzkorrelationseigenschaften der PN-Sequenzen verschlechtert. Daher stellt der Einsatz von Pulsvorcodierung einen Kompromiss zwischen Reichweite und Nutzertrennung dar.

Das hier beschriebene Verfahren zur Pulsvorcodierung bei optoelektronischen Sensoren wurden im Rahmen dieser Arbeit als Schutzrecht beim Europäischen Patentamt angemeldet [12].

5 Empfang und Störunterdrückung

Der Empfänger beinhaltet einen großen Teil der Komplexität des optoelektronischen Sensors, um die gewünschten Informationen aus dem Empfangssignal auch unter widrigen Störeinflüssen und Umgebungsbedingungen zuverlässig zu extrahieren. Dieses Kapitel beschreibt die einzelnen Funktionsblöcke des Empfängers, wobei besonders auf das Zusammenspiel des Analog-Front-Ends und des A/D-Wandlers eingegangen wird. Die begrenzte Dynamik des A/D-Wandlers stellt allgemein einen Flaschenhals dar, der eine intelligente analoge Vorverarbeitung erfordert. Dabei gilt hier: So viel analoge Vorverarbeitung wie nötig, um Übersteuern zu verhindern und so wenig wie möglich, um die hohe Flexibilität digitaler Verfahren zu erhalten.

Die Störunterdrückung besteht aus einer mehrstufigen Struktur zur Begrenzung der Eingangsamplitude zusammen mit einem adaptiven Filter. Bei der Korrelation und Detektion wird auf die speziellen Gegebenheiten und Anforderungen der Objektdetektion eingegangen, die sich deutlich von denen der Datenkommunikation unterscheiden. Dies äußert sich speziell bei der Betrachtung des Schaltzeitpunkts. Eine wesentliche Erkenntnis ist die Tatsache, dass der Schaltzeitpunkt mit zeitlich ausgedehnten PN-Sequenzen im Gegensatz zu zeitlich konzentrierten Pulsen besonders präzise bestimmt werden kann.

Die hier beschriebenen Methoden zur Störunterdrückung für optoelektronische Sensoren wurden im Rahmen dieser Arbeit als Schutzrecht beim Europäischen Patentamt angemeldet und erteilt [15] und im Anschluss auf das Gebiet drahtloser optischer Kommunikationssysteme übertragen [46].

5.1 Aufbau des Empfängers

Reflexions- und Einweglichtschranken arbeiten mit einem Sende- und einem Empfangskanal. Die Struktur eines digitalen Empfängers für ein-kanalige optoelektronische Sensoren ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Der Empfänger trifft auf Grundlage der Beobachtung des Empfangssignals $r(t)$ eine Entscheidung für eine der beiden Hypothesen H_0 : „Objekt“ oder H_1 : „Kein Objekt“ und zeigt diese Entscheidung am Ausgang durch das Schaltsignal $z[k]$ mit den entsprechenden Zuständen $\{Z_0, Z_1\}$ an.

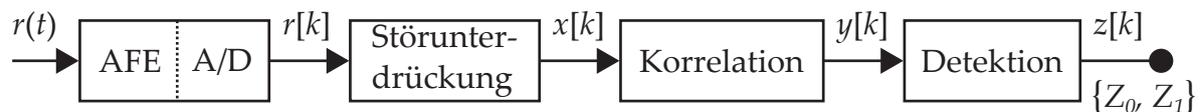


Abb. 5.1: Struktur des Empfängers

Der Empfänger besteht aus den Funktionsblöcken Analog-Front-End (AFE), A/D-Wandler, Störunterdrückung, Korrelation und Detektion. Die Störunterdrückung wird vor der Korrelation durchgeführt. Hierbei werden schmalbandige Störeinflüsse geschätzt und durch adaptive Filter entfernt. Daneben wird durch zwei Soft-Limiter die Amplitude pulsförmiger Störungen begrenzt. Der Block Korrelation dient zur Aufbereitung des Empfangssignals für die Detektion und der Schätzung der Objektdämpfungsfunktion $o(t)$. Auf Grundlage dieser Schätzung schließt der Detektor auf die An- bzw. Abwesenheit eines Objekts. Im Folgenden werden die einzelnen Blöcke im Detail erläutert.

5.2 Analog-Front-End

Besondere Bedeutung kommt dem Zusammenspiel von Analog-Front-End und A/D-Wandler zu, die das analoge Empfangssignal $r(t)$ in ein digitales Signal $r[k]$ im Takt $1/T_c$ (ein Sample pro Chip) überführen. Eine Grundproblematik ist der potenziell sehr große Dynamikbereich des Eingangssignals unter Störeinwirkung im Verhältnis zur begrenzten Dynamik des A/D-Wandlers. Die kleinsten Nutzsignale liegen typischerweise im Bereich weniger Nanoampere; die größten Störsignale

besitzen Spitzenamplituden im Milliampere-Bereich. Dies entspricht einer Dynamik von bis zu 120 dB, wohingegen beispielsweise ein 12 Bit-A/D-Wandler nur etwa 70 dB abdeckt.

Das Analog-Front-End hat die Aufgabe, den Dynamikbereich des Eingangssignals an den Dynamikbereich des A/D-Wandlers anzupassen, um eine Übersteuerung des A/D-Wandlers zu verhindern. Durch das Abschneiden (engl. *clipping*) von Signalanteilen bei einer Übersteuerung treten Informationsverlust und nichtlineare Verzerrungen auf, die die weitere digitale Verarbeitung erschweren oder im Extremfall von dauerhaftem Clipping sogar unmöglich machen.

Das Empfangssignal besteht aus dem Nutzsignal, das von einem Gemisch verschiedenartiger Störsignale überlagert sein kann (siehe hierzu Abschnitt 2.5 und Kapitel 3). Je nach Charakteristik der Störung gibt es verschiedene Strategien zur Reduzierung des Dynamikbereichs. Hierbei wirken sich die speziellen Zeit-Frequenz-Eigenschaften von PN-Signalen besonders günstig aus. PN-Signale besitzen ein weißes Spektrum und eine gleichmäßige Amplitude, d. h. sie sind gleichmäßig in Zeit- und Frequenzbereich ausgedehnt. Beide Eigenschaften erleichtern die Unterdrückung von Störungen, da sich Nutz- und Störsignal entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich voneinander unterscheiden lassen.

Schmalbandige Störungen lassen sich durch Filter unterdrücken. Hierdurch geht ein kleiner Teil Signalenergie verloren, d. h. das SIR wird wesentlich verbessert auf Kosten einer geringfügigen SNR-Verschlechterung. Durch das weiße Spektrum der PN-Sequenz ist die SNR-Verschlechterung jedoch unabhängig von der Mittenfrequenz der Störung. Andere Nutzsignale mit einem ausgeprägten Frequenzgang würden eine deutliche Abhängigkeit zwischen SNR-Verlust und Mittenfrequenz der Störung zeigen.

Breitbandige, pulsförmige Störungen können durch eine Begrenzung der Amplitude in Form eines Soft-Limiters unterdrückt werden. Durch die Amplitudenbegrenzung tritt zwar kurzzeitig Clipping auf, dies ist jedoch unproblematisch, solange die Dauer des Clippings im Verhältnis zur Signaldauer ausreichend klein ist.

5 Empfang und Störunterdrückung

Das Analog-Front-End wandelt das optische Empfangssignal durch direkte Detektion mit einer Fotodiode und anschließender Transimpedanzverstärkung in eine Spannung um. Die hier betrachteten PN-Sequenzen besitzen die Chipdauer $T_c = 1 \mu\text{s}$, d. h. die Systembandbreite beträgt 500 kHz. Diese Dimensionierung erleichtert den direkten Vergleich mit konventionellen Pulssystemen, die typische Pulsdauern im Mikrosekundenbereich besitzen.

Der Dynamikbereich des Eingangssignals wird durch das AFE in mehreren Stufen verringert, um eine Übersteuerung des A/D-Wandlers zu verhindern. Die in Kapitel 3 gezeigten Störmessungen zeigen, dass sich ein großer Teil der Störungen, wie z. B. Tageslicht, Glühlampen oder Fluoreszenzlampen, auf tiefe Frequenzen im Bereich weniger Kilohertz konzentrieren. Daher ist die Unterdrückung tiefer Frequenzen im AFE ein besonders wirksame Methode zur Reduzierung des Dynamikbereichs.

Die erste Stufe der Dynamikreduzierung besteht aus der Entfernung des Gleichanteils durch einen DC-Regler zusammen mit einem nachfolgenden Hochpassfilter zur Unterdrückung von Störungen in tiefen Frequenzbereichen. Der Sperrbereich des Hochpasses wird zu 5 kHz gewählt. Dies stellt einen sinnvollen Kompromiss aus Störunterdrückung und Signalenergieverlust dar. Die Signalenergie der PN-Sequenz ist gleichmäßig über die Systembandbreite verteilt. Der Energieverlust lässt sich daher leicht aus dem Sperrbereich des Hochpassfilters im Verhältnis zur Systembandbreite abschätzen: Bei einer Systembandbreite von 500 kHz und einem Sperrbereich von 5 kHz geht nur etwa ein Prozent Signalenergie verloren.

Die zweite Stufe der Dynamikreduzierung bildet der A/D-Wandler, der als analoge Amplitudenbegrenzung gegenüber kurzen, pulsförmigen Störungen fungiert. Voraussetzung hierfür ist ein Eingangsverstärker, der bei Übersteuerung innerhalb weniger Mikrosekunden in den eingeschwungenen Zustand zurückkehrt. Eine konkrete Dimensionierung des A/D-Wandlers wird in Abschnitt 7.2.1 anhand eines exemplarischen Anforderungsprofils durchgeführt.

Die letzte Möglichkeit zur Vermeidung einer Übersteuerung des A/D-Wandlers ist die Reduzierung der Verstärkung des AFE, wobei sich hierdurch auch die Empfindlichkeit des Sensors reduziert.

Das analog vorverarbeitete Signal wird mit der Abtastrate $F_s = m/T_c$ mit der m -fachen ($m \geq 1$) Chiprate gewandelt. Sinnvolle Werte für den Faktor m richten sich nach der Bandbreite der analogen Vorverarbeitung, dem Chip-Pulsformungsfilter, dem zulässigen Aliasing sowie dem verwendeten Verfahren zur Abtastratenanpassung und Chip-Synchronisation.

Die Synchronisation kann bei einer Reflexionslichtschranke statisch erfolgen, da Sender und Empfänger konstruktionsbedingt denselben Takt nutzen und nur die Verzögerung der Analogelektronik kompensiert werden muss. Bei einer Einweglichtschranke wäre eine geregelte Synchronisation notwendig, da Sender und Empfänger mit verschiedenen Takten arbeiten. Typische Werte für den Überabtastungsfaktor m , die für das Labormuster verwendet werden, liegen z. B. bei $m = 1$ für eine statisch kompensierte Reflexionslichtschranke und bei $m = 4$ für eine Einweglichtschranke. Eine Abschätzung der erforderlichen Auflösung des A/D-Wandlers und dessen Abtastrate findet sich Kapitel 7.

Nach der Chip-Synchronisation kann die Abtastrate für die weitere Verarbeitung (um dem Faktor m) auf $1/T_c$ herabgesetzt werden. Das Ergebnis ist das digitale Signal $r[k]$ im Takt $1/T_c$. Dieses bildet die Grundlage der im Folgenden beschriebenen digitalen Störunterdrückung.

5.3 Störunterdrückung

Die detaillierte Struktur der mehrstufigen Störunterdrückung ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Die erste Stufe bildet ein Soft-Limiter (SL) zur Begrenzung der Amplitude pulsformiger Störungen. Der Schwellwert $T_{h,1}$ wird durch einen Block RMS aus dem Signal $r_1[k]$ bestimmt. In der zweiten Stufe werden schmalbandige Störungen durch ein adaptives Transversalfilter mit endlicher Impulsantwort (engl. *finite impulse response*, FIR) unterdrückt. Die Filterkoeffizienten werden durch lineare Prädiktion (LP) aus dem Eingangssignal des Filters $r_2[k]$ bestimmt. Die dritte Stufe bildet ein zweiter Soft-Limiter mit dem Schwellwert $T_{h,2}$.

5 Empfang und Störunterdrückung

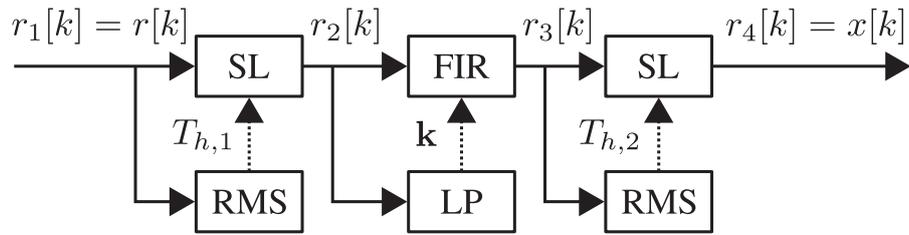


Abb. 5.2: Mehrstufige Struktur der Störunterdrückung

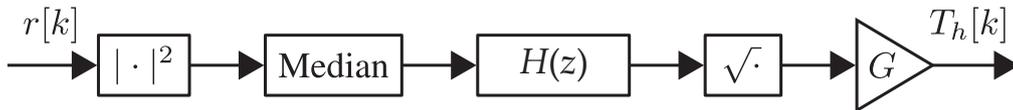


Abb. 5.3: Robuster RMS-Schätzer zur adaptiven Bestimmung des Soft-Limiter-Schwellwerts

5.3.1 Soft-Limiter

Ohne weitere Maßnahmen sind PN-Sequenzen empfindlich gegenüber pulsformigen Störungen. Zur Verbesserung der Robustheit gegenüber Puls-Störern wird in [37] eine nichtlineare Verzerrung vor der Entsprechung vorgeschlagen. Es werden mehrere Nichtlinearitäten betrachtet. Eine davon ist der Soft-Limiter, der bis zu einem Schwellwert linear ist und danach das Signal hart auf den Schwellwert begrenzt. Er besitzt die nichtlineare Charakteristik:

$$r_2[k] = \begin{cases} T_{h,1}[k] & \text{für } r_1[k] > T_{h,1}[k], \\ r_1[k] & \text{für } -T_{h,1}[k] \leq r_1[k] \leq T_{h,1}[k] \\ -T_{h,1}[k] & \text{für } r_1[k] < -T_{h,1}[k]. \end{cases} \quad (5.1)$$

Der Schwellwert $T_{h,1}[k]$ wird in jedem Schritt aus dem Empfangssignal $r_1[k]$ mit Hilfe des in Abbildung 5.3 dargestellten RMS-Schätzers angepasst. Als erstes wird das Signal quadriert, um die momentane Leistung zu erhalten. Danach werden mit einem Median-Filter Ausreißer entfernt. Anschließend wird das Signal mit dem Filter $H(z)$ geglättet. Über die Quadratwurzel wird der Effektivwert (engl. *root mean square*, RMS) berechnet und mit dem Faktor G gewichtet, um den Schwellwert des Soft-Limiters zu erhalten. Durch den Faktor G können die Schwellen skaliert werden. Hierbei bewegt man sich insbesondere in Kombination

mit schmalbandigen Störungen in einem Trade-Off zwischen Störunterdrückung und Signalqualität. Einerseits sollen pulsformige Störungen wirksam begrenzt werden, andererseits soll Clipping von schmalbandigen Komponenten bzw. Rauschen vermieden werden, um nicht zusätzliche breitbandige Störkomponenten zu erhalten.

Ein zweiter Soft-Limiter mit der Charakteristik

$$r_4[k] = \begin{cases} T_{h,2}[k] & \text{für } r_3[k] > T_{h,2}[k], \\ r_3[k] & \text{für } -T_{h,2}[k] \leq r_3[k] \leq T_{h,2}[k] \\ -T_{h,2}[k] & \text{für } r_3[k] < -T_{h,2}[k] \end{cases} \quad (5.2)$$

unterdrückt verbleibende pulsformige Störkomponenten, die vor dem FIR-Filter von Sinusschwingungen verdeckt waren.

5.3.2 Adaptives FIR-Filter

Der Einsatz eines adaptiven FIR-Filters zur Unterdrückung schmalbandiger Störungen wird in [26, 37] vorgeschlagen. Die Filterkoeffizienten werden dabei mit dem Burg-Algorithmus anhand eines autoregressiven Systemmodells bestimmt. Der Burg-Algorithmus arbeitet blockweise mit der Blocklänge N . Durch Verknüpfung des Vorwärtsprädiktionsfehlers $e[k]$ und des Rückwärtsprädiktionsfehlers $b[k]$ werden die Reflexionskoeffizienten k_i des adaptiven Filters der Ordnung r berechnet. Der Ablauf des Burg-Algorithmus gemäß [34, S. 950] wird durch die folgenden Zusammenhänge wiedergegeben:

- Initialisierung:

$$e^{(0)}[k] = b^{(0)}[k] = r_2[k] \quad (5.3)$$

- 1. Iterationsschritt:

$$k_1 = \frac{2 \sum_{k=1}^{N-1} r_2[k] r_2[k-1]}{\sum_{k=1}^{N-1} (|r_2[k]|^2 + |r_2[k-1]|^2)} \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned} e^{(1)}[k] &= e^{(0)}[k] - k_1 b^{(0)}[k-1] \\ &= r_2[k] - k_1 r_2[k-1]; \quad k = 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} b^{(1)}[k] &= b^{(0)}[k-1] - k_1 e^{(0)}[k] \\ &= r_2[k-1] - k_1 r_2[k]; \quad k = 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (5.6)$$

- r -ter Iterationsschritt:

$$k_r = \frac{2 \sum_{k=r}^{N-1} e^{(r-1)}[k] b^{(r-1)}[k-1]}{\sum_{k=r}^{N-1} (|e^{(r-1)}[k]|^2 + |b^{(r-1)}[k-1]|^2)} \quad (5.7)$$

$$e^{(r)}[k] = e^{(r-1)}[k] - k_r b^{(r-1)}[k-1]; \quad k = 1, \dots, N-1 \quad (5.8)$$

$$b^{(r)}[k] = b^{(r-1)}[k-1] - k_r e^{(r-1)}[k]; \quad k = 1, \dots, N-1. \quad (5.9)$$

Die Iterationsschritte werden hierbei mit einem hochgestellten Index in Klammern durchnummeriert. In der hier dargestellten Form arbeitet der Burg-Algorithmus blockweise. Eine rekursive Realisierung wird durch ein GAL-Filter (engl. *gradient adaptive lattice*) ermöglicht.

5.4 Korrelation

Nach der Störunterdrückung wird das Signal $x[k]$ mit der verwendeten PN-Sequenz $c[k]$ der Länge L und der Periodendauer T korreliert. Die Korrelation kann dabei auf verschiedene Arten realisiert und ausgewertet werden. Bei einer blockweisen Auswertung mit einem Matched-Filter mit anschließender Abtastung liegen die Ergebnisse immer im Takt T vor. Bei chipweiser Multiplikation von $x[k]$ und $c[k]$ und

anschließender Summation oder exponentieller Glättung können auch Zwischenwerte betrachtet werden. Die Vor- und Nachteile der verschiedenen Ansätze werden im Folgenden erläutert.

Ein Matched-Filter maximiert das SNR am Filterausgang für ein durch AWGN gestörtes Empfangssignal [38]. Für die gesendete PN-Sequenz $c[k]$ stellt ein FIR-Filter mit der Impulsantwort

$$h[\kappa] = c[L - \kappa] \quad (5.10)$$

ein Matched-Filter dar. Der Empfang mit einem Matched-Filter und die Korrelation sind zwar eng verwandte, aber nicht identische Operationen. Die Korrelation stellt ein mathematisches Maß für die Ähnlichkeit von Signalen dar. In [44, S. 90] wird gezeigt, dass der Ausgang eines Matched-Filters zum Zeitpunkt $t = T$ mit dem eines Korrelators übereinstimmt. Ein Filter liefert ein zeitveränderliches Signal, ein Korrelator jedoch einen einzelnen Zahlenwert. Für die hier gemachten Überlegungen kann ein Matched-Filter mit anschließender Abtastung als Korrelator interpretiert und implementiert werden.

Neue Ergebnisse der Korrelation liegen immer nur im Takt LT_c vor. Allgemein sind der Zeitpunkt, zu dem ein Zustandswechsel eines Objekts auftritt und der Zeitpunkt, an dem der Sensor den Kanal auswertet, voneinander unabhängig. Die Zustandswechsel des Objekts und die Detektionen des Sensors laufen asynchron zueinander. Durch die Differenz des Zeitpunktes des Ein- oder Ausfahrens eines Objekts bis zu dem Zeitpunkt, an dem der Sensor diesen Zustandswechsel detektiert, kann es zu erhöhten Verzögerungszeiten bei der Detektion kommen. Für eine PN-Sequenz der Länge L benötigt das Matched-Filter L Multiplikationen, $L - 1$ Additionen und $L - 1$ Speicher. Wenn die PN-Sequenz nur aus $\{+1, -1\}$ besteht, werden keine Multiplikationen benötigt, da in diesem Fall die Elemente nur addiert bzw. subtrahiert werden müssen.

Für die Objektdetektion ist es sinnvoller, die Korrelation nicht blockweise sondern in Form eines gleitenden Fensters (engl. *sliding window correlation*, SWC) auszuführen. Das eigentliche Ziel ist nicht die Detektion von Datenblöcken, sondern die (wertkontinuierliche) Rekonstruktion der Dämpfungsfunktion $o(t)$. Die Dämpfungsfunktion $o(t) : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ modelliert die Dämpfung der Lichtintensität durch das Ein- und

5 Empfang und Störunterdrückung

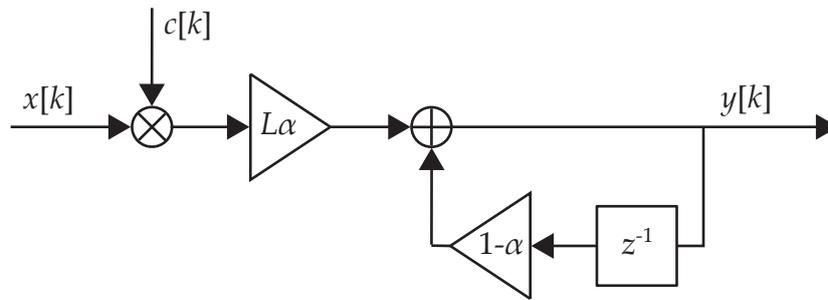


Abb. 5.4: Korrelation mit exponentieller Glättung (engl. *exponential smoothing correlation*, ESC)

Ausfahren von Objekten. Bei der Objektdetektion dient die PN-Sequenz nicht dem Zweck der Datenübertragung, sondern der Schätzung des optischen Kanals. Bei der Auswertung der Korrelation mit einem gleitenden Fenster erhält man zu allen Zeitpunkten k ein Korrelationsergebnis:

$$y[k] = \sum_{\kappa=0}^{L-1} c[k - \kappa]x[k - \kappa]. \quad (5.11)$$

Wichtig ist hierbei, dass die lokale PN-Sequenz am Korrelator synchron zur gesendeten PN-Sequenz läuft, um sicherzustellen, dass immer ein korrektes Korrelationsmaximum berechnet wird. Durch die gleitende Auswertung über die SWC wird eine Objektdetektion mit minimaler Verzögerung ermöglicht. Dies wird für den Fall eines sprungförmig ein-fahrenden Objektes in Abschnitt 5.6 gezeigt. Die SWC entspricht der Korrelation von $c[k]$ und $x[k]$ über ein Sample mit anschließender Summation durch ein Moving Average (MA) Transversalfilter der Länge L . Hierfür werden eine Multiplikationen, $L - 1$ Additionen und $L - 1$ Speicher benötigt.

Die in Abbildung 5.4 dargestellte Korrelation mit exponentieller Glättung (engl. *exponential smoothing correlation*, ESC) lässt sich durch eine rekursive Struktur realisieren. Durch die rekursive Glättung der Korrelationswerte kann der Speicherbedarf von $L - 1$ auf einen einzigen Speicher reduziert werden. Hierdurch wird der Realisierungsaufwand erheblich gesenkt. Die Wahl des Glättungsfaktors $\alpha \in [0, 1]$ richtet sich nach der Länge L der PN-Sequenz. Beide Parameter müssen an die durch die Aufgabenstellung geforderte Ansprechzeit des Sensors angepasst werden. Durch die exponentielle Glättung werden neuere Korre-

lationswerte stärker gewichtet als ältere Korrelationswerte. Dies wirkt sich günstig auf das Ansprechverhalten des Sensors aus.

Im Gegensatz zur blockweisen Auswertung der Korrelation durch ein abgetastetes Matched Filter erlauben die Verfahren SWC und ESC eine Auswertung der Korrelation zu jedem Zeitpunkt k . Mit welcher Gewichtung einzelne Korrelationssamples in das Gesamtergebnis eingehen, lässt sich durch die Impulsantworten der Glättungsfiler beschreiben.

Das Glättungsfiler des SWC-Ansatzes besitzt die endliche Impulsantwort:

$$h_{\text{SWC}}[\kappa] = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq \kappa \leq L - 1 \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.12)$$

Ausschließlich die letzten L Korrelationswerte gehen in das Gesamtergebnis ein und werden dabei alle gleich gewichtet.

Das rekursive ESC-Glättungsfiler besitzt die unendlich lange Impulsantwort (engl. *infinite impulse response*, IIR) mit $\kappa \geq 0$:

$$h_{\text{ESC}}[\kappa] = L\alpha(1 - \alpha)^\kappa. \quad (5.13)$$

Es gehen zwar unendlich viele Korrelationswerte in das Gesamtergebnis ein, die Gewichtung vergangener Samples nimmt aber immer weiter ab. Die Gleichspannungsverstärkung beider Filter beträgt:

$$\sum_{\kappa=0}^{L-1} h_{\text{SWC}}[\kappa] = \sum_{\kappa=0}^{\infty} h_{\text{ESC}}[\kappa] = L. \quad (5.14)$$

Das gemeinsame Gewicht der letzten L Korrelationssamples des ESC-Filters lässt sich mithilfe der geometrischen Reihe durch

$$S_{\text{ESC}} = \sum_{k=0}^{L-1} h_{\text{ESC}}[k] = L \left(1 - (1 - \alpha)^L \right) \quad (5.15)$$

bestimmen. Damit folgt für den Glättungsfaktor α :

$$\alpha = 1 - \sqrt[L]{1 - \frac{S_{\text{ESC}}}{L}}. \quad (5.16)$$

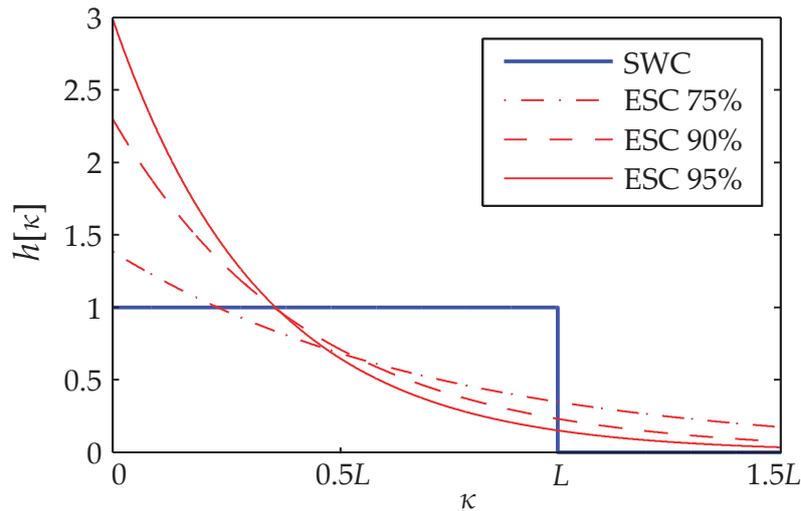


Abb. 5.5: Impulsantworten der SWC- und ESC-Glättungsfiler

Für eine PN-Sequenz der Länge $L = 511$ folgt z. B. für $S_{\text{ESC}} = 0,75 \cdot L$ der Glättungsfaktor $\alpha = 0,00271$, für $S_{\text{ESC}} = 0,9 \cdot L$ der Faktor $\alpha = 0,00450$ und für $S_{\text{ESC}} = 0,99 \cdot L$ der Faktor $\alpha = 0,00585$. Abbildung 5.5 zeigt die Impulsantworten der SWC- und ESC-Glättungsfiler im Vergleich.

5.5 Detektion

Die Statistik des Detektoreingangs lässt sich aus dem vereinfachten Signalmodell (2.24) der Sende- und Empfangsströme ohne Störungen $i(t)$ ableiten:

$$r(t) = o(t) \cdot s(t) + n(t), \quad (5.17)$$

wobei $r(t)$ das Empfangssignal, $s(t) \geq 0$ das unipolare Sendesignal der Dauer T , $o(t) : \mathbb{R} \rightarrow [0, 1]$ die Objektdämpfungsfunktion und $n(t)$ additives Gaußsches Rauschen sind. In diesem Fall wird der Ausgang des Korrelators durch die normalverteilte Zufallsvariable Y_k beschrieben. Für ein statisches Objekt, d. h. für ein Objekt mit konstanter Dämpfung $o(t) = C_o$ gilt:

$$Y_k \sim \mathcal{N}(\mu; \sigma^2). \quad (5.18)$$

Aus dem Signalmodell (5.17) ergeben sich für die beiden Fälle *Objekt vollständig eingefahren*: $o(t) = 0$ und *Objekt vollständig ausgefahren*: $o(t) =$

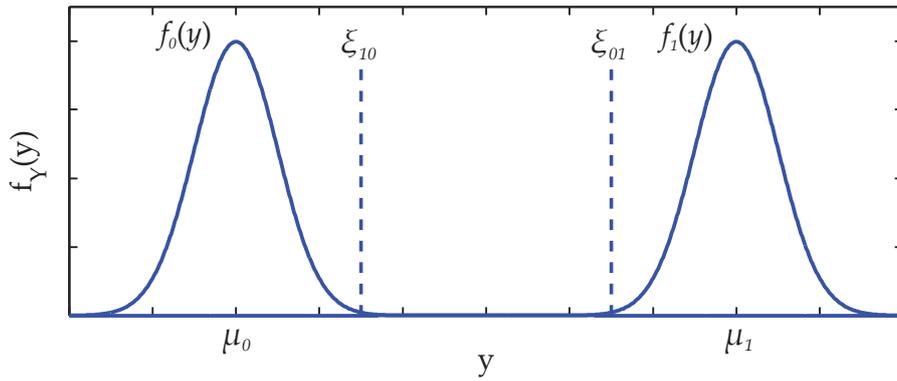


Abb. 5.6: Wahrscheinlichkeitsdichten am Detektor

1 die in Abbildung 5.6 dargestellten Wahrscheinlichkeitsdichten (engl. *probability density function*, PDF):

$$f_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{y - \mu_0}{\sigma}\right)^2\right) \quad (5.19)$$

$$f_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{y - \mu_1}{\sigma}\right)^2\right). \quad (5.20)$$

Der Sensor führt eine binäre Detektion mit den möglichen Zuständen Z_0 : *Objekt vorhanden* und Z_1 : *Objekt nicht vorhanden* aus. Hierfür soll der Sensor bei einem bestimmten Signallevel in Abhängigkeit von der Dämpfung durch das Objekt $o(t)$ ein- bzw. ausschalten. Der Erwartungswert der Detektionsgröße Y_k ist proportional zu C_o : Sie ist maximal, wenn der Lichtstrahl nicht abgedeckt wird, d. h. bei $o(t) = 1$, und sie ist minimal, wenn das Objekt den Lichtstrahl voll verdeckt, d. h. bei $o(t) = 0$.

Für die Detektion wird eine Realisierung von Y_k mit einem Schwellwert verglichen. Zur Vermeidung von Fehlschaltungen durch kleine Signalschwankungen wird hierfür, wie in [18, S.74] bzw. [40, S.45] beschrieben, eine Hysterese verwendet, d. h. es gibt unterschiedliche Schwellen für den Ein- bzw. Ausschaltvorgang. Die Einschaltswelle ξ_{01} und die Ausschaltswelle ξ_{10} sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Der Schwellwertvergleich mit Hysterese lässt sich durch ein einfaches Zustandsmodell veranschaulichen. Der aktuelle Zustand des Modells entspricht der Ausgabe des Schaltausgangs.

5 Empfang und Störunterdrückung

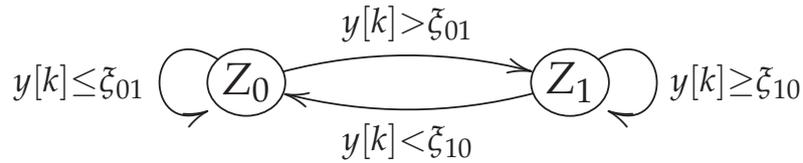


Abb. 5.7: Zustandsmodell der Schwellwertentscheidung mit Hysterese

Die Fehlschaltwahrscheinlichkeit ist die Wahrscheinlichkeit eines Zustandswechsels bei maximaler Unsicherheit, d. h. wenn das Objekt genau so eingefahren ist, dass sich die Detektionsgröße in der Mitte der Hysterese befindet. Dann gilt für die Fehlschaltwahrscheinlichkeit P_e :

$$P_e = Q\left(\frac{\tilde{\zeta}_{10} - \tilde{\zeta}_{01}}{2\sigma}\right). \quad (5.21)$$

Die Funktionsreserve [40, S.51] ist ein in der Praxis weitverbreiteter Parameter optoelektronischer Sensoren. Sie ist definiert als Verhältnis der Detektionsgröße bei nicht abgedecktem Lichtstrahl zur Einschalt-schwelle:

$$F_R = \frac{\mu_1}{\tilde{\zeta}_{01}}. \quad (5.22)$$

Die Funktionsreserve ist definiert als das Verhältnis der empfangenen Strahlungsenergie zur minimalen Strahlungsenergie, die der Sensor für den regulären Betrieb benötigt. Die Funktionsreserve ist aufgrund der optischen Freiraumdämpfung abhängig von der Entfernung zwischen Sender und Empfänger bzw. Reflektor. Sie wird im Datenblatt als Kurvenschar für verschiedene Reflektoren über der Entfernung aufgetragen.

Typische maximale Werte der Funktionsreserve liegen bei etwa 100 für eine Reflexionslichtschranke und bei über 1000 für eine Einweg-Lichtschranke. Die maximale Betriebsreichweite eines Sensors wird durch $F_R = 4$ und die maximale Grenzreichweite durch $F_R = 1$ definiert. Die Funktionsreserve lässt sich auch als Verschmutzungsreserve interpretieren. Bei einer Funktionsreserve von $F_R = 100$ können beispielsweise 99 % des Lichts durch Verschmutzung gedämpft werden, ohne die korrekte Funktion des Sensors zu beeinflussen.

Funktionsreserve und SNR sind zwei eng verwandte Begriffe, die beide eine Aussage über die Detektionsgüte treffen. Die Funktionsreserve

ist ein Verhältnis von Mittelwerten. Sie spiegelt eine deterministische Betrachtungsweise des Detektionsproblems wider, bei der das SNR so hoch ist, dass die Fehler- und Entdeckungswahrscheinlichkeiten quasi Null bzw. Eins sind. Eine Einschränkung der Funktionsreserve ist, dass sie nur Aussagen über Nutzsignallevel trifft und keine Aussagen über das Rauschen beinhaltet. Das SNR einer binären Detektion hingegen setzt Nutz- und Störsignal in Beziehung und beinhaltet in diesem Sinne mehr Information:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma} \right) \quad (\text{dB}). \quad (5.23)$$

Dies wird deutlich durch die Tatsache, dass Systeme mit fester mittlerer optischer Leistung zwar eine konstante Funktionsreserve, aber dennoch ein unterschiedliches SNR und damit unterschiedliche Fehlschaltwahrscheinlichkeiten besitzen können.

Durch das SNR wird die Güte der Detektion vollständig beschrieben. Dies ist vorteilhaft für Simulationen und für die Entwicklung, wenn man die Signale entweder kennt oder messen kann. Dennoch hat die Funktionsreserve ihre Berechtigung, da das SNR in der Praxis oft nur schwer zu bestimmen ist. Die Funktionsreserve hingegen kann sehr leicht durch verschiedene Messungen mit optischen Filtern ermittelt werden.

Wie bereits in Kapitel 2.5 erwähnt, kann nach [10, S.111] das Verhältnis von Nutzsignal zum störenden Gleichlicht-Hintergrund (z. B. Tageslicht) bei optoelektronischen Systemen sehr groß werden. Der hohe Gleichanteil erzeugt Schrotrauschen gemäß (2.29), das bei direkter Sonneneinstrahlung das thermische Rauschen des Empfängers dominiert. Durch AC-Kopplung kann zwar der deterministische Gleichanteil entfernt werden, jedoch nicht das Schrotrauschen selbst. In diesem Fall spiegelt die Standardabweichung σ der beiden Dichten (5.19) und (5.20) die momentanen Umgebungsbedingungen wider. Sie ist konstant für bestimmte Szenarien (Normalbetrieb), variiert aber streng genommen in Abhängigkeit des Umgebungslichts. Diese Variationen lassen sich durch entsprechende, vorab eingeplante Reserven abfangen. Ein Beispiel ist die Definition der Betriebsreichweite bei $F_R = 4$ anstelle von $F_R = 1$. Die Lage der Einschaltsschwelle lässt sich allgemein durch

$$\zeta_{01} = \mu_0 + \gamma\sigma \quad (5.24)$$

F_R	1	3	30	60	100
SNR (dB)	21,58	33,63	51,12	57,15	61,58

Tab. 5.1: SNR und Funktionsreserve für $\gamma = 12$

mit $\gamma \geq 0$ ausdrücken. Ein typischer Wert, mit dem die meisten Beeinträchtigungen durch die Umgebung abgedeckt werden können, ist beispielsweise $\gamma = 12$. Damit kann für $\mu_0 = 0$ ein direkter Zusammenhang zwischen dem SNR und der resultierenden Funktionsreserve angegeben werden

$$F_R = \frac{\mu_1}{\gamma\sigma} = \frac{1}{\gamma} \sqrt{\text{SNR}}. \quad (5.25)$$

Tabelle 5.1 zeigt typische Werte der Funktionsreserve mit den dazugehörigen SNR-Werten für $\gamma = 12$.

Die Schaltfrequenz wird durch die Zeitdauer zweier Zustandswechsel am Schaltausgang beim Ein- und Ausfahren eines Objekts definiert:

$$f_{\text{schalt}} = \frac{1}{2T_{\text{schalt}}}. \quad (5.26)$$

5.6 Schaltzeitpunkt

Bei der Objektdetektion mit optischen Sensoren spielt der Schaltzeitpunkt eine wichtige Rolle. Die Sensoren sollen eine möglichst kurze Ansprechzeit (Delay) besitzen. Darüber hinaus soll der Schaltzeitpunkt bei mehrfachen Schaltvorgängen präzise reproduziert werden, d. h. der Jitter soll möglichst gering sein. Dies ist besonders für Sensor-Aktor-Anordnungen relevant, wenn z. B. ein Objekt immer an derselben Stelle bedruckt oder beschnitten werden soll [40, S.46].

Zur analytischen Betrachtung des Schaltzeitpunkts wird im Folgenden ein sprungförmig einfahrendes Objekt angenommen. Der Einfahrzeitpunkt des Objekts liegt gleichverteilt zwischen zwei Detektionszeitpunkten des Sensors und ist unabhängig vom Takt des Sensors. Die entsprechende Dämpfungsfunktion ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Die

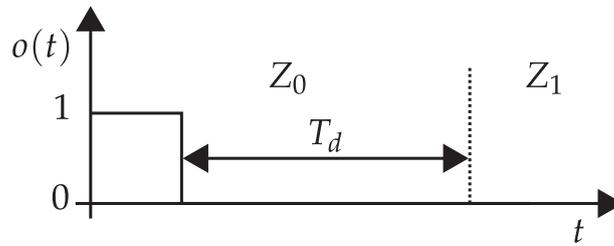


Abb. 5.8: Dämpfungsfunktion $o(t)$ eines sprunghaft einfahrenden Objekts

folgenden Überlegungen beziehen sich auf ein einfahrendes Objekt. Sie lassen sich aber auch analog für ausfahrende Objekte herleiten.

Zu Beginn befindet sich die Lichtschranke im Zustand Z_0 und das Objekt ist noch nicht eingefahren ($o(t) = 1$). Zu einem beliebigen Zeitpunkt fährt das Objekt sprunghaft ein ($o(t) = 0$). Danach benötigt das System die Zeitdauer T_d bis das Objekt entdeckt wird und der Zustand Z_1 am Ausgang anliegt. Die Zeitdauer T_d vom Zeitpunkt des wahren (sprunghaftigen) Einfahrens des Objekts bis zum Zeitpunkt des Zustandswechsels am Ausgang beschreibt den Schaltzeitpunkt. Die Definition des Schaltzeitpunkts mittels sprunghaft einfahrender Objekte ist notwendig, um eindeutig definierte Zeitpunkte zu erhalten, wann genau ein Objekt ein- bzw. ausgefahren ist. Beschreibt man den Schaltzeitpunkt T_d als Zufallsvariable, dann kann das Delay durch den Erwartungswert $\mathcal{E}\{\cdot\}$ des Schaltzeitpunkts definiert werden:

$$\tau_d := \mathcal{E}\{T_d\}. \quad (5.27)$$

Der Jitter wird durch die Standardabweichung des Delays definiert:

$$\sigma_d := \sqrt{\mathcal{E}\{(T_d - \tau_d)^2\}}. \quad (5.28)$$

Eine Definition des Jitters über das Maximum des Delays wäre für die hier durchgeführte stochastische Betrachtungsweise nicht sinnvoll, da der Jitter für Entdeckungswahrscheinlichkeiten $P_d < 1$ nicht endlich wäre. Zur Vereinfachung wird eine diskrete Dämpfungsfunktion $o[k] = o(kT_c)$ betrachtet, bei der Zustandswechsel nur im Takt T_c auftreten.

Als Referenz dient ein konventionelles Pulssystem mit der Pulsdauer T_p und dem Duty-Cycle D , dessen Sendepulsmuster in Abbildung 5.9 dargestellt ist. Zur Unterdrückung einzelner Fehler durch Störsigna-

5 Empfang und Störunterdrückung

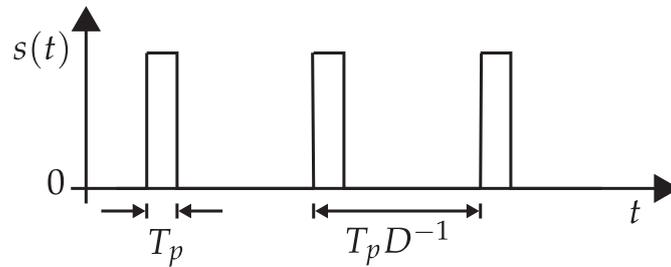


Abb. 5.9: Sendepulsmuster des Pulssystems

le werden mehrere einzelne Entscheidungen zu einer Gesamtentscheidung verknüpft. Dies erfolgt durch logische Verknüpfung von n aufeinanderfolgenden harten Einzelentscheidungen. Ein Zustandswechsel des Schaltausgangs findet nur dann statt, wenn n aufeinanderfolgende gleiche Einzelentscheidungen auftreten; ansonsten bleibt der Schaltausgang unverändert. Diese logische Verknüpfung wird in [18, S.69] mit einem Zähler und einem Flip-Flop realisiert.

Im Folgenden wird eine perfekte Detektion mit der Detektionswahrscheinlichkeit $P_d = 1$ angenommen, bei der jeder Puls sicher erkannt wird. Dies ist eine sinnvolle Näherung für sehr großes SNR, durch die sich Delay und Jitter des Pulssystems verringern, sodass man eine untere Schranke für Delay und Jitter des Pulssystems erhält. Durch das gleichverteilte Einfahren des Objekts während einer Pulsperiode $T_p D^{-1}$ ergibt sich für die Verteilung des Schaltzeitpunkts T_d eine Gleichverteilung der Breite $T_p D^{-1}$. Mit der Einflusslänge n gilt dann:

$$\tau_d = (n - 0,5) \cdot T_p D^{-1} \quad (5.29)$$

$$\sigma_\tau = \frac{1}{2\sqrt{3}} T_p D^{-1}. \quad (5.30)$$

Das Delay wird im Wesentlichen durch die Einflusslänge n dominiert, da n richtige Entscheidungen abgewartet werden müssen, bevor ein Zustandswechsel eintritt. Der Jitter wird durch den Pulsabstand $T_p D^{-1}$ bestimmt. Selbst bei perfekter Detektion mit $P_d = 1$ kann der durch den Pulsabstand gegebene Jitter nicht unterschritten werden, da der optische Kanal zwischen den Pulsen nicht abgetastet wird und daher ein Objektwechsel zwischen zwei Pulsen nicht detektiert werden kann. Für ein schnelles Pulssystem mit $T_p = 4 \mu\text{s}$, $T_p D^{-1} = 80 \mu\text{s}$ und $n = 3$ beträgt das Delay $200 \mu\text{s}$ und der Jitter $23,1 \mu\text{s}$.

Zur Bestimmung von Delay und Jitter wird im Folgenden ein PN-System mit AWGN (ohne Verschmutzung, ohne Störungen) mit einer Sequenz der Länge L und mit SWC betrachtet. Allen weiteren Überlegungen liegt das System- und Signalmodell (2.24) aus Abschnitt 2.5 zugrunde. Nach dem sprungförmigen Objekteinfahren gilt für die Statistik des SWC-Ausgangs:

$$Y[k] \sim \mathcal{N} \left((L - k)G_h, L\sigma^2 \right) \text{ für } 0 \leq k \leq L. \quad (5.31)$$

Im Gegensatz zur Datenübertragung, bei der die Detektionsgröße die verschiedenen Punkte des Symbolraumdiagramms im Symboltakt anspringt, ergibt sich bei der Objektdetektion mit gleitender Auswertung ein gleichmäßiger Übergang der Detektionsgröße zwischen den beiden Verteilungen $Y[k] \sim \mathcal{N} (LG_h, L\sigma^2)$ und $Y[k] \sim \mathcal{N} (0, L\sigma^2)$.

Zur Detektion eines Zustandswechsels von Z_0 auf Z_1 wird der SWC-Ausgang in jedem Schritt einem Schwellwertvergleich unterzogen:

$$y[k] \underset{Z_0}{\overset{Z_1}{\gtrless}} \xi_{10}. \quad (5.32)$$

Die Wahrscheinlichkeit, dass $y[k] < \xi_{10}$, berechnet sich durch:

$$P(y[k] < \xi_{10}) = Q \left(\frac{\xi_{10} - (L - k)G_h}{\sqrt{L}\sigma} \right). \quad (5.33)$$

Dies entspricht der Wahrscheinlichkeit, im k -ten Schritt zu schalten, unter der Bedingung, dass vorher noch nicht geschaltet wurde. Diese Bedingung ist implizit gegeben, da der Schwellwertvergleich gedächtnislos ist und für den Zustandswechsel (und damit für Delay und Jitter) nur die erste Unterschreitung des Schwellwerts relevant ist.

Die Wahrscheinlichkeit, nach dem Einfahren des Objekts genau im k -ten Schritt zu schalten, ergibt sich durch

$$P(T_d = k) = P(y[k] < \xi_{10}) \prod_{l=0}^{k-1} [1 - P(y[l] < \xi_{10})] \quad (5.34)$$

gemäß einer geometrischen Verteilung aus der Wahrscheinlichkeit, im Schritt k unter der Schwelle ξ_{10} zu liegen zusammen mit den Wahrscheinlichkeiten, in den $k - 1$ vorangegangenen Schritten nicht unterhalb der Schwelle gelegen zu haben. Der Ausdruck (5.34) lässt sich numerisch in Matlab auswerten.

5 Empfang und Störunterdrückung

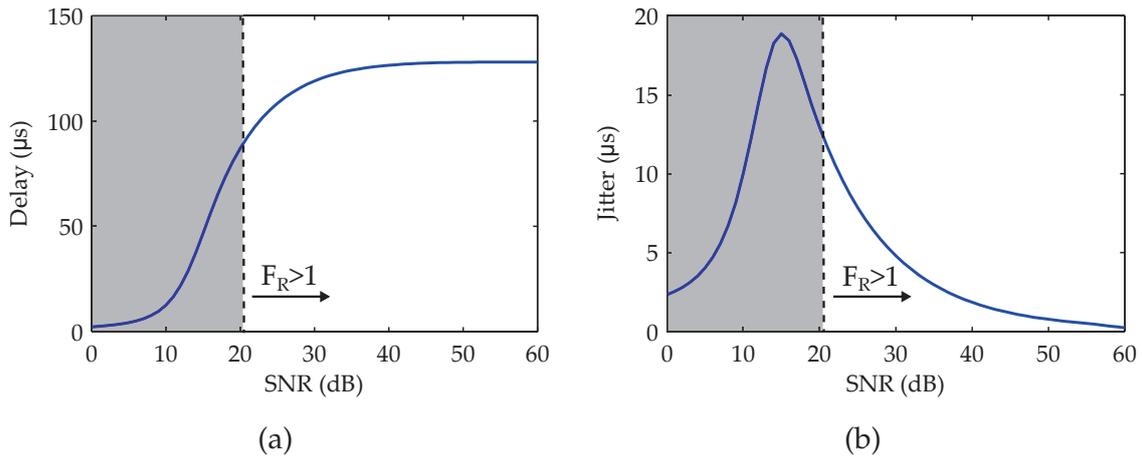


Abb. 5.10: Schaltzeitpunkt T_d Pseudo-Noise-System $L = 255$ $T_c = 1\mu\text{s}$ und symmetrischer (mittiger) Einschaltsschwelle: (a) Delay τ_d (b) Jitter σ_d

Für $L = 255$, $T_c = 1\mu\text{s}$ und eine symmetrische Detektionsschwelle ergeben sich die beiden Diagramme 5.10(a) und 5.10(b) für Delay und Jitter eines PN-Systems. Für große SNR > 21 dB (Arbeitsbereich: Funktionsreserve $F_R > 1$) konvergiert der Jitter hier gegen die halbe PN-Sequenzlänge. Dies liegt an der mittigen Entscheidungsschwelle. Ansonsten ist das Delay für den Ein- und Ausfahrvorgang unterschiedlich. Der Jitter konvergiert mit steigendem SNR gegen die Chipdauer T_c . Das PN-System besitzt den Vorteil, den Kanal kontinuierlich auszuwerten. Somit wird eine Objektdetektion mit geringem Jitter ermöglicht.

Für kleinere SNR < 21 dB ist die oben ausgeführte Interpretation der Diagramme 5.10(a) und 5.10(b) nicht mehr ohne Weiteres anwendbar, da die Einflüsse des höheren Rauschlevels die Objektdetektion dominieren. Zwar sinkt das Delay scheinbar immer weiter, dies liegt jedoch daran, dass das simulierte System aufgrund des erhöhten Rauschens immer früher schaltet. Der Schaltvorgang wird dann nur durch Rauschen hervorgerufen und ist nicht der gesuchte Schaltvorgang durch den Zustandswechsel des Objekts. Ähnlich verhält es sich mit dem Jitter. Dieser steigt zunächst bis zu einem Wert von etwa $18\mu\text{s}$ bei einem SNR von 15 dB an. Der folgende Abfall des Jitters ist dadurch begründet, dass das simulierte System aufgrund des erhöhten Rauschens immer früher unter der Entscheidungsschwelle liegt. Dies geschieht mit umso geringerer zeitlicher Abweichung, je größer das Rauschen ist.

6 Simulationsergebnisse

Simulationen erlauben eine präzise Festlegung aller Eingangssignale und Umgebungseinflüsse eines Systems. Daneben können alle inneren Zustände und Ausgangssignale genau überwacht und reproduziert werden. Dies macht Simulationen zu einem unverzichtbaren Werkzeug für das Verständnis komplexer Systeme.

Das folgende Kapitel zeigt die Simulationsergebnisse zur Robustheit der Pseudo-Noise-Verfahren gegenüber verschiedenen Störeinflüssen. Die resultierenden Fehlerraten werden zur Übersicht in einer farbco-dierten Fehlerebene dargestellt, mit der sich kritische Frequenzbereiche leicht identifizieren lassen. Aus den simulierten Fehlerraten abgeleitete Diagramme dienen zur Bewertung von Störfestigkeit und Signal-zu-Rauschverhältnis. Diese Diagramme verdeutlichen die Wechselwirkung zwischen Signalform, Störfestigkeit und SNR-Gewinn der hier betrachteten Systeme.

Um die Anschaulichkeit der Simulationsergebnisse zu erhöhen, wird die Detektorstatistik durch physikalische Einheiten beschrieben. Den Abschluss bilden Simulationen zur Störfestigkeit anhand aufgezeichneter realer Störsignale.

6.1 Grundlagen

Bei der numerischen Simulation optoelektronischer Systeme werden diskrete Signale verwendet, um kontinuierliche Vorgänge nachzubilden. Im Folgenden wird das Zusammenspiel deterministischer und stochastischer sowie kontinuierlicher und diskreter Signale am Beispiel ei-

nes einfachen Empfangsfilters, auch speziell im Hinblick auf die resultierenden physikalischen Einheiten, näher betrachtet. Diese Überlegungen dienen als Grundlage für die hier vorgestellten Simulationsergebnisse.

6.1.1 Kontinuierliche Signale

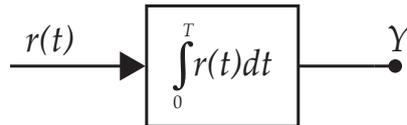


Abb. 6.1: Empfangsfilter: Integration des Empfangsstroms

Ein einfaches kontinuierliches Signalmodell für optoelektronische Sensoren ist die Überlagerung eines Sendesignals $s(t) \geq 0$ der Dauer T mit AWGN $n(t)$. Sowohl das deterministische Sendesignal $s(t)$ als auch das stochastische Rauschsignal $n(t)$ besitzen die Einheit Ampere:

$$r(t) = s(t) + n(t). \quad (6.1)$$

Als Empfangsfilter dient ein in Abbildung 6.1 dargestellter Integrator (Kondensator), der durch den Empfangsstrom aufgeladen wird. Für rechteckige Signale stellt dies das Matched-Filter dar. Zum Zeitpunkt $t = T$ liegt am Ausgang des Integrators die normalverteilte Ladung Y in Amperesekunden (Coulomb) an:

$$Y = \int_0^T r(t) dt \sim \mathcal{N}(\mu_y; \sigma_y^2). \quad (6.2)$$

Der Ausgang des Integrators besitzt den Mittelwert

$$\mu_y = \int_0^T s(t) dt \quad (6.3)$$

in Amperesekunden. Für ein Nutzsignal $s(t)$ mit konstanter Amplitude wächst μ_y linear mit der Integrationsdauer T .

Das bandbegrenzte Rauschsignal $n(t)$ besitzt die gaußsche Amplitudenverteilung $\mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$ und die (einseitige) Bandbreite B in Hertz. Ein in der Praxis gängiges Rauschmaß ist der auf die Bandbreite bezogene Effektivstrom (RMS) n_0 mit der Einheit $[n_0] = \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Diese Größe entspricht, bis auf den Bezugswiderstand, der Wurzel der einseitigen Rauschleistungsdichte N_0 der Einheit $[N_0] = \text{A}^2/\text{Hz}$. Daher gilt für die Varianz der Amplitudenverteilung mit $[\sigma_n^2] = \text{A}^2$:

$$\sigma_n^2 = N_0 B = (n_0 \sqrt{B})^2. \quad (6.4)$$

Das zweite Moment $\mathcal{E}\{(\cdot)^2\}$ eines mittelwertfreien stochastischen Prozesses kann als Leistung interpretieren werden. Für einen Strom in Ampere folgt daher rein formal die Einheit A^2 die, bis auf den Bezugswiderstand R , proportional zu dessen physikalischer Leistung in Watt ist. Für einen ergodischen Prozess wie AWGN lässt sich das zweite Moment über eine Realisierung in Zeitrichtung bestimmen:

$$\sigma_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n^2(t) dt. \quad (6.5)$$

Das AWGN am Eingang des Integrators besitzt den auf die Bandbreite bezogenen Effektivstrom n_0 . Für die Varianz am Ausgang des Integrators gilt dann mit der Integrationsdauer T

$$\sigma_y^2 = (n_0 \sqrt{T})^2, \quad (6.6)$$

wobei $[\sigma_y^2] = (\text{As})^2$. Im Gegensatz zum deterministischen Nutzsignal, das gemäß (6.3) linear mit der Integrationsdauer in die Detektionsgröße eingeht, steigt beim Rauschanteil die Leistung (Varianz) linear und die Standardabweichung nur mit der Wurzel der Integrationsdauer. Daraus begründet sich auch der Prozessgewinn der Integration. Das SNR am Integratorausgang steigt, da $\mu_y \sim T$ und $\sigma_y \sim \sqrt{T}$.

6.1.2 Diskrete Signale

Im Folgenden wird das kontinuierliche Sender-Empfänger-Modell aus Abschnitt 6.1.1 durch ein in Abbildung 6.2 dargestelltes diskretes Signalmodell nachgebildet, das aus Bandbegrenzung und Abtastung der

6 Simulationsergebnisse

kontinuierlichen Signale mit der Abtastrate F_s unter Einhaltung des Abtasttheorems hervorgeht. Um die Aussagekraft der Simulationen zu

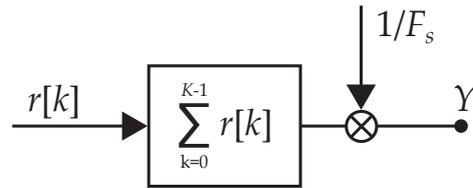


Abb. 6.2: Diskrete Simulation kontinuierlicher Signale

erhöhen, werden den diskreten Signalen physikalische Einheiten zugeordnet, die den Amplituden der kontinuierlichen Signale entsprechen.

Das diskrete Empfangssignal $r[k]$ in Ampere ist

$$r[k] = r \left(\frac{k}{F_s} \right) \quad (6.7)$$

und für das gesamte Signalmodell gilt analog

$$r[k] = s[k] + n[k]. \quad (6.8)$$

Die Integration wird durch die Summation der diskreten Empfangswerte mit anschließender Normierung auf die Abtastrate F_s nachgebildet, wobei $K = \lceil TF_s \rceil$. Zum Zeitpunkt K/F_s liegt am Ausgang des Integrators die normalverteilte Detektionsgröße Y an

$$Y = \frac{1}{F_s} \sum_{k=0}^{K-1} r[k] \sim \mathcal{N}(\mu_y; \sigma_y^2), \quad (6.9)$$

wobei $[\mu_y] = As$ und $[\sigma_y^2] = (As)^2$. Der Faktor $1/F_s$ entspricht der Zeitdauer zwischen zwei Abtastwerten, sodass die Berechnung des Mittelwerts von Y gemäß

$$\mu_y = \frac{1}{F_s} \sum_{k=0}^{K-1} s[k] \quad (6.10)$$

direkt die kontinuierliche Integration aus (6.3) diskret nachbildet.

Das abgetastete AWGN $n[k]$ ist eine Folge von Zufallsvariablen mit $N_k \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$ mit $[\sigma_n^2] = A^2$. Durch die Bandbegrenzung des Anti-aliasing-Filters auf $[-F_s/2, +F_s/2]$ zur Einhaltung des Abtasttheorems

gilt

$$\sigma_n^2 = N_0 \frac{F_s}{2} = \left(n_0 \sqrt{\frac{F_s}{2}} \right)^2. \quad (6.11)$$

Allgemein gilt für die Summation normalverteilter und unabhängiger Zufallsvariablen $X_k \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$:

$$\sum_{k=0}^{K-1} X_k \sim \mathcal{N} \left(K\mu, \left(\sqrt{K}\sigma \right)^2 \right). \quad (6.12)$$

Damit gilt für die Varianz des diskreten Integratorausgangs

$$\sigma_y^2 = \left(\sqrt{K}\sigma_n \frac{1}{F_s} \right)^2, \quad (6.13)$$

wobei $[\sigma_y^2] = (As)^2$.

6.1.3 Berechnung von Fehlerwahrscheinlichkeiten

Bei der analytischen Berechnung von Fehlerwahrscheinlichkeiten bei AWGN treten, je nach Autor oder Software-Paket, drei unterschiedliche, aber eng verwandte Funktionen auf: Die Q-Funktion $Q(\xi)$, die Fehlerfunktion $\text{erf}(\xi)$ (engl. *error function*) und die Verteilungsfunktion der Standardnormalverteilung $\Phi(x)$ (vgl. [38]). Ausgangspunkt aller Funktion ist eine normalverteilte Zufallsvariable $Y \sim \mathcal{N}(\mu; \sigma^2)$ mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{y - \mu}{\sigma} \right)^2 \right). \quad (6.14)$$

Alle drei Funktionen, zusammen mit den jeweiligen Wahrscheinlichkeitsdichten, sind in Abbildung 6.3 dargestellt.

Die Q-Funktion (engl. *tail probability*) der standardnormalverteilten Zufallsvariable $X \sim \mathcal{N}(0; 1)$ ist:

$$Q(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\xi}^{\infty} \exp \left(-\frac{y^2}{2} \right) dy. \quad (6.15)$$

6 Simulationsergebnisse

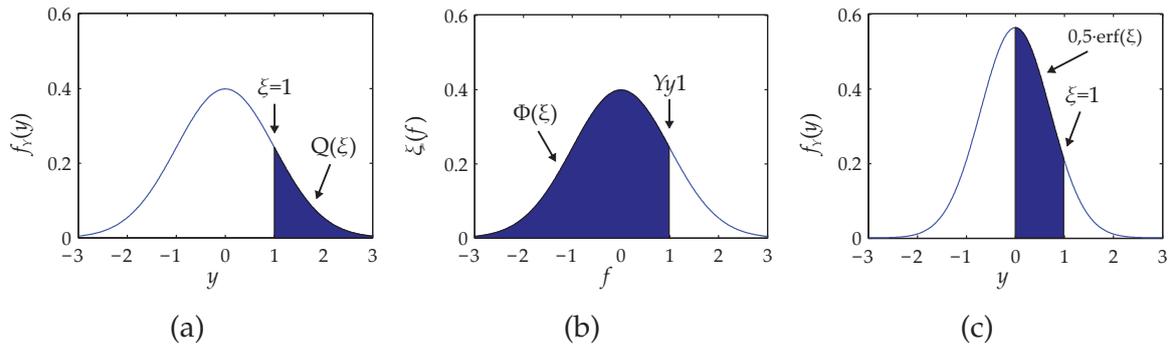


Abb. 6.3: Wahrscheinlichkeitsdichte $f_Y(y)$ zusammen mit (a) der Q-Funktion $Q(\xi)$, (b) der Verteilungsfunktion $\Phi(\xi)$ und (c) der Fehlerfunktion $\text{erf}(\xi)$ jeweils an der Stelle $\xi = 1$.

Sie beschreibt die Wahrscheinlichkeit, dass die Zufallsvariable Y einen Wert $y \geq \xi$ im Ausläufer (oder Schwanz) der Dichtefunktion $f_Y(y)$ annimmt.

Die Verteilungsfunktion (engl. *cumulative distribution function*) der standardnormalverteilten Zufallsvariablen $Y \sim \mathcal{N}(0; 1)$ ist:

$$\Phi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy. \quad (6.16)$$

Aus (6.15) und (6.16) erkennt man leicht die Symmetriebeziehungen $Q(\xi) = 1 - Q(-\xi)$ und $\Phi(\xi) = 1 - Q(\xi)$.

Ausgangspunkt der Fehlerfunktion $\text{erf}(\xi)$ ist die normalverteilte Zufallsvariable $Y \sim \mathcal{N}(0; 0,5)$. Die Fehlerfunktion ist definiert durch:

$$\text{erf}(\xi) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\xi} \exp(-y^2) dy. \quad (6.17)$$

Die komplementäre Fehlerfunktion (engl. *complementary error function*) ist: $\text{erfc}(\xi) = 1 - \text{erf}(\xi)$.

Mathwork Matlab selbst unterstützt nur die Fehlerfunktionen $\text{erf}(\xi)$ und $\text{erfc}(\xi)$, wohingegen die Q-Funktion und die Verteilungsfunktion

erst in der Communications bzw. der Statistics Toolbox enthalten sind. Nützliche Umrechnungen sind daher:

$$\Phi(\xi) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{\xi}{\sqrt{2}} \right) \right) \quad (6.18)$$

$$Q(\xi) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{\xi}{\sqrt{2}} \right). \quad (6.19)$$

6.2 Simulationsaufbau

Die Simulationen dienen dem Vergleich und der Bewertung der in dieser Arbeit betrachteten Signalformen Pseudo-Noise (PN) und Burst-PN (B-PN). Beide Verfahren bieten unterschiedliche Vor- und Nachteile: PN-Signale erlauben durch ihre kontinuierliche zeitliche Ausdehnung eine Auswertung des Schaltzeitpunkts mit sehr geringem Jitter. B-PN-Signale besitzen hingegen durch ihren geringen Duty-Cycle einen großen SNR-Gewinn.

Alle Systeme werden auf Basis des idealen IM/DD-Modells mit jeweils konstanter mittlerer optischer Leistung verglichen. Dies ist zum einen sinnvoll aus Gründen der Augensicherheit: Die ausgestrahlte optische Leistung in Watt ist dann bei allen Systemen konstant. Zum anderen wird hierbei die Leistungsfähigkeit von PN-Systemen, im Gegensatz zu den eher konventionellen gepulsten Systemen, nach unten abgeschätzt, was die Belastbarkeit der Ergebnisse steigert. Alle Systeme besitzen dieselbe Schaltgeschwindigkeit und Funktionsreserve. Es werden Einzelentscheidungen betrachtet, d. h. es findet keine zusätzliche logische Verknüpfung einzelner Detektionen statt.

Das Detektionsproblem (Objekt vorhanden / nicht vorhanden) wird als binäre Detektion mit zwei fest definierten Systemzuständen Z_0 und Z_1

6 Simulationsergebnisse

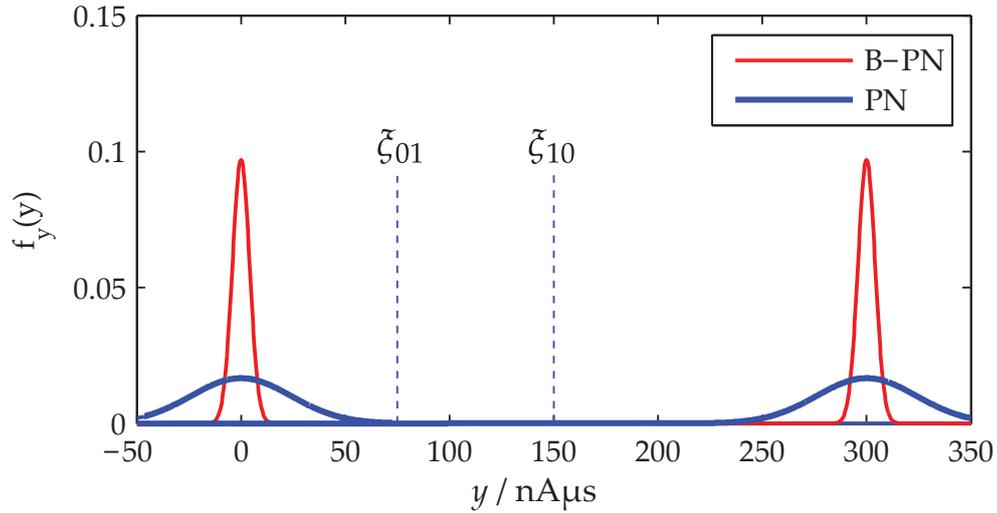


Abb. 6.4: Wahrscheinlichkeitsdichten am Detektor

modelliert:

$$Z_0 : \int_0^T o(t)s(t) dt = 0 \text{ nA}\mu\text{s} \quad (6.20)$$

$$Z_1 : \int_0^T o(t)s(t) dt = 300 \text{ nA}\mu\text{s}. \quad (6.21)$$

Alle Systeme werden mit denselben Schwellen und einer Funktionsreserve von $F_R = 2$ betrieben. Die jeweiligen Empfangsfilter werden dementsprechend normiert. Das bedeutet, dass alle Systeme dieselbe maximale Reichweite besitzen. Die Einschaltswelle liegt bei $\zeta_{01} = 150 \text{ nA}\mu\text{s}$ und die Ausschaltswelle bei $\zeta_{10} = 75 \text{ nA}\mu\text{s}$.

Das Rauschen wird als AWGN modelliert und besitzt einen auf die (einseitige) Bandbreite normierten effektiven Rauschstrom von:

$$n_0 = 1,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}. \quad (6.22)$$

Die Rauschsamples sind normalverteilt gemäß $\mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$ und für die zeitdiskrete Simulation mit der Abtastrate $F_s = 1 \text{ MHz}$ gilt

$$\sigma_n = n_0 \sqrt{F_s/2} = 1,06 \text{ nA}. \quad (6.23)$$

Für die Detektorstatistik am Ausgang des Empfangsfilters gilt für die beiden Zustände Z_0 und Z_1 :

$$Z_0 : \mathcal{E}\{Y\} = \mu_0 = 0 \text{ nA}\mu\text{s} \quad (6.24)$$

$$Z_1 : \mathcal{E}\{Y\} = \mu_1 = 300 \text{ nA}\mu\text{s} \quad (6.25)$$

Die jeweiligen Wahrscheinlichkeitsdichten sind zusammen mit den festen Entscheidungsschwellen in Abbildung 6.4 dargestellt.

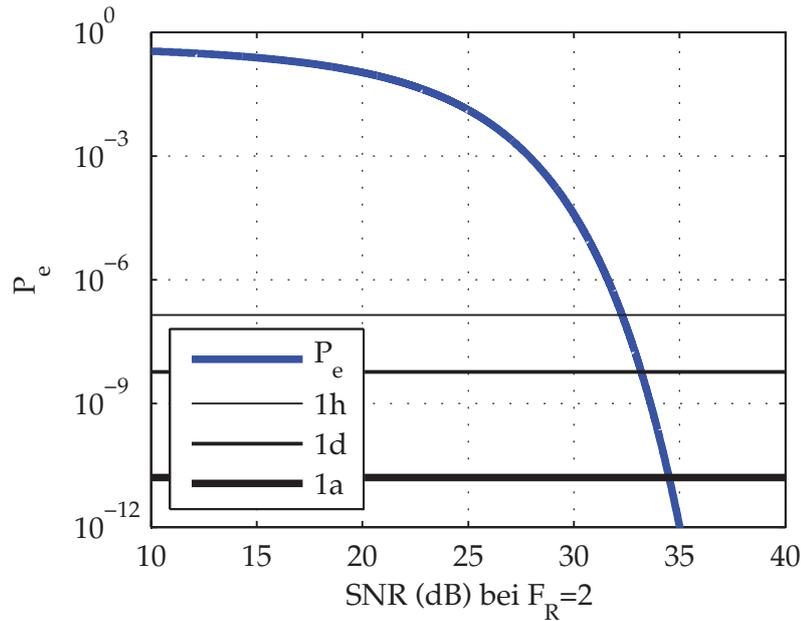


Abb. 6.5: AWGN-Fehlerraten bei fester Funktionsreserve $F_R = 2$ sowie Referenzfehllerraten für eine mittlere Zeit bis zum ersten Fehler von einer Stunde, einem Tag und einem Jahr bei $f_{\text{schalt}} = 1 \text{ kHz}$

Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 6.5 die AWGN-Fehlerrate als Funktion des SNR bei fester Funktionsreserve $F_R = 2$ sowie, als horizontale Referenzlinien, die theoretisch erforderlichen Fehlerraten für eine mittlere Zeit bis zum ersten Fehler (engl. *mean time to failure*, MTTF) von einer Stunde, einem Tag und einem Jahr bei einer Einzeldetektion mit einer Schaltgeschwindigkeit von 1 kHz. Für diese Konfiguration fallen die Fehlerraten mit steigendem SNR ab etwa 30 dB extrem schnell ab.

Der Störpegel L_i eines Störers der Amplitude A_i in Ampere wird analog zu (3.4) als Absolutwert in einem logarithmischen Maßstab mit der

6 Simulationsergebnisse

Einheit $[L_i] = \text{dBnA}$ angeben:

$$L_i = 10 \log_{10} \left(\frac{A_i}{1 \text{ nA}} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_i}{1 \text{ nA}} \right). \quad (6.26)$$

Für typische Störpegel gilt demnach: $0 \text{ dBnA} = 1 \text{ nA}$, $60 \text{ dBnA} = 1 \text{ }\mu\text{A}$ und $120 \text{ dBnA} = 1 \text{ mA}$.

Bei optoelektronischen Systemen werden sowohl elektrische als auch optische Signale betrachtet. Analog zu [19, S.83] werden in dieser Arbeit grundsätzlich elektrische Leistungen betrachtet, da diese für die Detektion ausschlaggebend sind. Bei der Berechnung des Störpegels (6.26) werden die Störampplituden quadriert, um eine konsistente Verwendung der Einheit Dezibel zu gewährleisten, die sich immer auf ein Verhältnis zweier Leistungen bezieht (vgl. [51, S.5]).

Das Verhalten des Störpegels lässt sich durch ein Beispiel mit zwei identischen Störlampen näher erläutern. Beim Einbringen der zweiten Störlampe in den Kanal verdoppelt sich die optische Strahlungsleistung der Störungen auf dem Kanal, da es sich um inkohärente Strahlungsquellen handelt. Im Gegensatz zu einer kohärenten Strahlungsquelle wie beispielsweise Laserstrahlung tritt keine konstruktive oder destruktive Interferenz auf. Die Störampplitude am Empfänger ist proportional zur empfangenen optischen Strahlungsleistung und ist folglich auch doppelt so groß. Damit steigt der resultierende Störpegel um 6 dB.

Das Signal-zu-Störverhältnis in Dezibel wird durch

$$\text{SIR} = 20 \log_{10} \left(\frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |s(t)| dt}{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |i(t)| dt} \right) \quad (6.27)$$

bestimmt. Das SIR wird über die mittleren Signalampplituden ermittelt, da diese nach dem hier verwendeten IM/DD-Signalmodell die mittlere optische Strahlungsleistung auf dem Kanal widerspiegeln. Der Gewichtungsfaktor 20 gewährleistet die Konsistenz der Einheit Dezibel zu elektrischen Leistungsgrößen.

Für alle Systeme wird ein ideales Analog-Front-End mit linearer Kennlinie ohne Clipping angenommen. Die Berechnungen werden mit Fließkomma-Genauigkeit durchgeführt.

In den folgenden Simulationen wird die Fehlerrate der jeweiligen Systeme unter dem Einfluss verschiedener Störungen bestimmt. Dazu werden die Systeme im Zustand Z_0 betrachtet. Durch die asymmetrischen Detektionsschwellen ist Z_0 der gegenüber Störungen empfindlichere Zustand. Im Zustand Z_1 ist das System immer störtester. Bei bekannter Detektionsstatistik sind die hier gewählten, asymmetrischen Schwellen nicht optimal im Sinne einer minimalen mittleren Fehlerrate. Im praktischen Betrieb ist die Statistik jedoch meist nur unvollständig bekannt. Daneben wird durch die exakte Nachbildung der in der industriellen Praxis durchgeführten Störmessungen (Funktionsreserve $F_R = 2$, konstante Schwellen, Rauschleistung) eine bessere Übertragbarkeit der Ergebnisse gewährleistet. Generell steigt die hier untersuchte Fehlerrate nicht über $P_e = 0,5$, da die betrachteten Störungen bipolar (positiv und negativ) sind, d. h. dass die Detektionsgröße gleichmäßig in beide Richtungen verfälscht wird. Durch einen unipolaren Störer könnten bei Betrachtung nur eines Zustandes Fehlerraten bis zu $P_e = 1$ (bzw. $P_e = 0$ im anderen Zustand) erreicht werden. Dann müssen beide Zustände betrachtet werden.

6.3 Systemparameter

Die zeitdiskrete Simulation wird mit einer Abtastrate von $F_s = 1$ MHz durchgeführt. Das Pseudo-Noise-System verwendet eine bipolare m-Sequenz $c[k] \in \{-1, 1\}$ der Länge $L = 511$ und der Chipdauer $T_c = 1 \mu\text{s}$. Die Schaltfrequenz beträgt gemäß (5.26) $f_{\text{schalt}} = 978,5$ Hz. Die Bandbreite $[0, B]$ des Systems beträgt $B = 500$ kHz. Sowohl Schaltgeschwindigkeit als auch analoge Bandbreite des PN-Systems orientieren sich an marktüblichen Systemen, um eine gute Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten. Die bipolare Sequenz wird durch einen Offset in eine unipolare Sequenz mit der Amplitude A_{pn} gewandelt. Diese besitzt $\lceil L/2 \rceil = 256$ logische Einsen. Das zeitdiskrete Sendesignal der

6 Simulationsergebnisse

Simulation ist pro Rahmen:

$$s[k] = A_{\text{pn}} \left(\frac{c[k] + 1}{2} \right). \quad (6.28)$$

Aus

$$Z_1 : \mathcal{E}\{Y\} = \mu_1 = A_{\text{pn}} \left\lceil \frac{L}{2} \right\rceil \frac{1}{F_s} \stackrel{!}{=} 300 \text{ nA}\mu\text{s} \quad (6.29)$$

kann die erforderliche Amplitude $A_{\text{pn}} = 1,17 \text{ nA}$ berechnet werden.

Der Empfänger verwendet für die AC-Kopplung einen IIR-Hochpass erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz (-3 dB) von 10 kHz . Hierbei wird das unipolare Empfangssignal in ein bipolares Signal umgewandelt.

Nach der AC-Kopplung wird das Empfangssignal mit der bipolaren PN-Sequenz $c[k] \in \{-1, 1\}$ korreliert. Die Verwendung der bipolaren Sequenz entspricht der Approximation eines Matched-Filters mit geringer Komplexität, da hier nur invertiert und summiert, nicht aber multipliziert wird. Für eine ideale Matched-Filterung müsste die Korrelationssequenz vorab ebenfalls mit dem IIR-Hochpass gefiltert werden. Die Varianz am Korrelatorausgang ist:

$$\sigma_y^2 = \left(\sqrt{L} \sigma_n \frac{1}{F_s} \right)^2 = (23,96 \text{ nA}\mu\text{s})^2. \quad (6.30)$$

Damit gilt für das SNR:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma} \right) = 21,95 \text{ dB}. \quad (6.31)$$

Abbildung 6.6 zeigt einen Rahmen der Sendesignale des PN sowie des B-PN Systems. Besonders auffällig ist die stark unterschiedliche Amplitude des zeitlich ausgedehnten PN-Signals und des gepulsten B-PN Signals.

Das Burst-PN System nutzt eine kürzere m-Sequenz $c[k] \in \{-1, 1\}$ der Länge $L = 15$ mit einer Chipdauer von $T_c = 1 \mu\text{s}$. Die bipolare Sequenz wird ebenfalls durch einen Offset in eine unipolare Sequenz der Amplitude A_{bpn} mit $\lceil L/2 \rceil = 7$ logischen Einsen gewandelt. Dieses kurze PN-Paket der Signaldauer $T_s = LT_c$ wird einmal innerhalb eines Rahmens

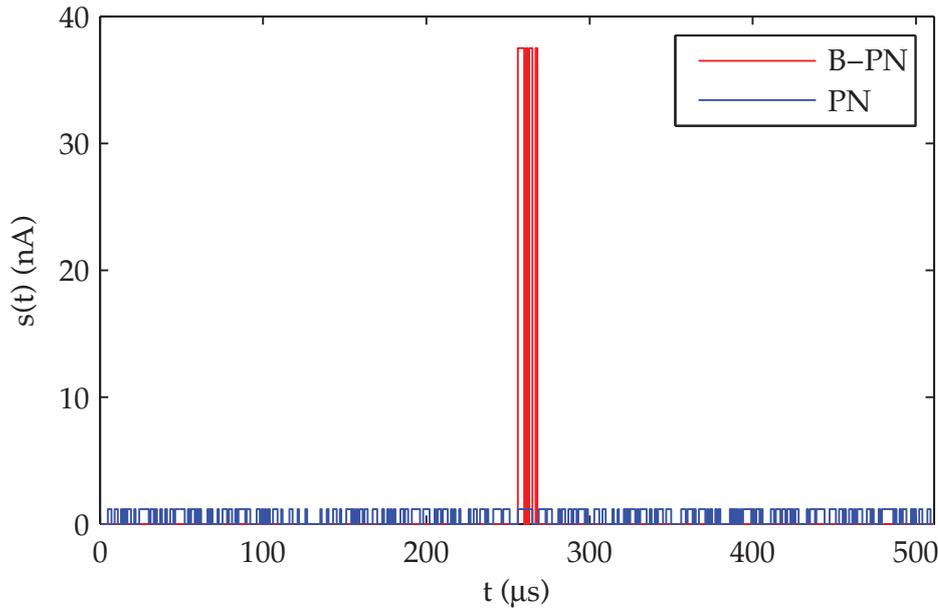


Abb. 6.6: Signalformen des Pseudo-Noise- und des Burst-PN-Systems

der Dauer $T_f = 511 \mu\text{s}$ gesendet. Die Schaltfrequenz des B-PN-Systems beträgt $f_{\text{schalt}} = 978,5 \text{ Hz}$ und die analoge Bandbreite $[0, B]$ des Systems beträgt $B = 500 \text{ kHz}$. Damit besitzen das PN und das B-PN-System die gleiche Schaltgeschwindigkeit und die gleiche Analog-Bandbreite, was einen fairen Vergleich beider Systeme ermöglicht.

Der Duty-Cycle des B-PN-Systems beträgt $D = LT_c/T_f = 0,03$ und liegt damit gemäß Abbildung 2.9(b) im Bereich maximalen SNR-Gewinns typischer Sende-LEDs. Die Position der PN-Sequenz innerhalb des Rahmens kann durch ein variables Delay δ_t mit Time-Hopping beeinflusst werden. Damit wäre es möglich, das System auf prädizierbare Störeinflüsse zu orthogonalisieren oder gegenüber stochastischen Störungen zumindest ein Whitening durchzuführen. Das B-PN Signal im l -ten Rahmen ist:

$$s_l[k] = A_{\text{bpn}} \left(\frac{c \left[k - lT_f - \delta_t[l] \right] + 1}{2} \right). \quad (6.32)$$

Die für die Simulation erforderliche Amplitude des B-PN Systems wird durch:

$$Z_1 : \mathcal{E}\{Y\} = \mu_1 = A_{\text{bpn}} \left[\frac{L}{2} \right] \frac{1}{F_s} \stackrel{!}{=} 300 \text{ nA}\mu\text{s} \quad (6.33)$$

6 Simulationsergebnisse

berechnet und ist $A_{\text{bpn}} = 37,5 \text{ nA}$.

Analog zum PN-System wird durchläuft das Empfangssignal eine AC-Kopplung durch das IIR-Hochpassfilter und wird anschließend mit der bipolaren m-Sequenz korreliert. Die Varianz am Ausgang des Korrelators ist:

$$\sigma_y^2 = \left(\sqrt{L} \sigma_n \frac{1}{F_s} \right)^2 = (4,11 \text{ nA}\mu\text{s})^2 \quad (6.34)$$

und das SNR:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma} \right) = 37,28 \text{ dB}. \quad (6.35)$$

Wie man in Abbildung 6.5 erkennt, sind die AWGN-Fehlerwahrscheinlichkeiten ab einem SNR von etwa 35 dB so klein, dass sie für die Praxis nicht mehr relevant sind. Das System ist rein störlimitiert. Die Wahl der Entscheidungsschwellen spiegelt die gegenüber ungünstigen Umgebungsbedingungen geforderte Robustheit wider. Beispiele sind die Erhöhung des Schrotrauschens durch Sonneneinstrahlung oder optische bzw. elektromagnetische Störsignale. Die Fehlerraten des Systems unter Störeinfluss werden durch Simulationen untersucht.

Beim PN bzw. B-PN-System wird zusätzlich ein adaptives FIR-Filter vor der Korrelation zur Unterdrückung schmalbandiger Störer eingesetzt. Die Koeffizienten werden mit dem Burg-Algorithmus bestimmt. Eine genaue Beschreibung findet sich in Abschnitt 5.3.2. Die Blocklänge beträgt für beide Systeme 511 Samples und die Filterordnung (Ordnung des AR-Modells) beträgt, falls nicht anders angegeben, vier (d. h. vier Reflexionsfaktoren, vier Lattice-Stufen und zwei Komplexe Nullstellenpaare in der z-Ebene). Damit können zwei diskrete Sinustöne unterdrückt werden. Beim B-PN-System läuft das adaptive FIR-Filter sowie die Bestimmung der neuen Filterkoeffizienten auch in den Burst-Pausen weiter.

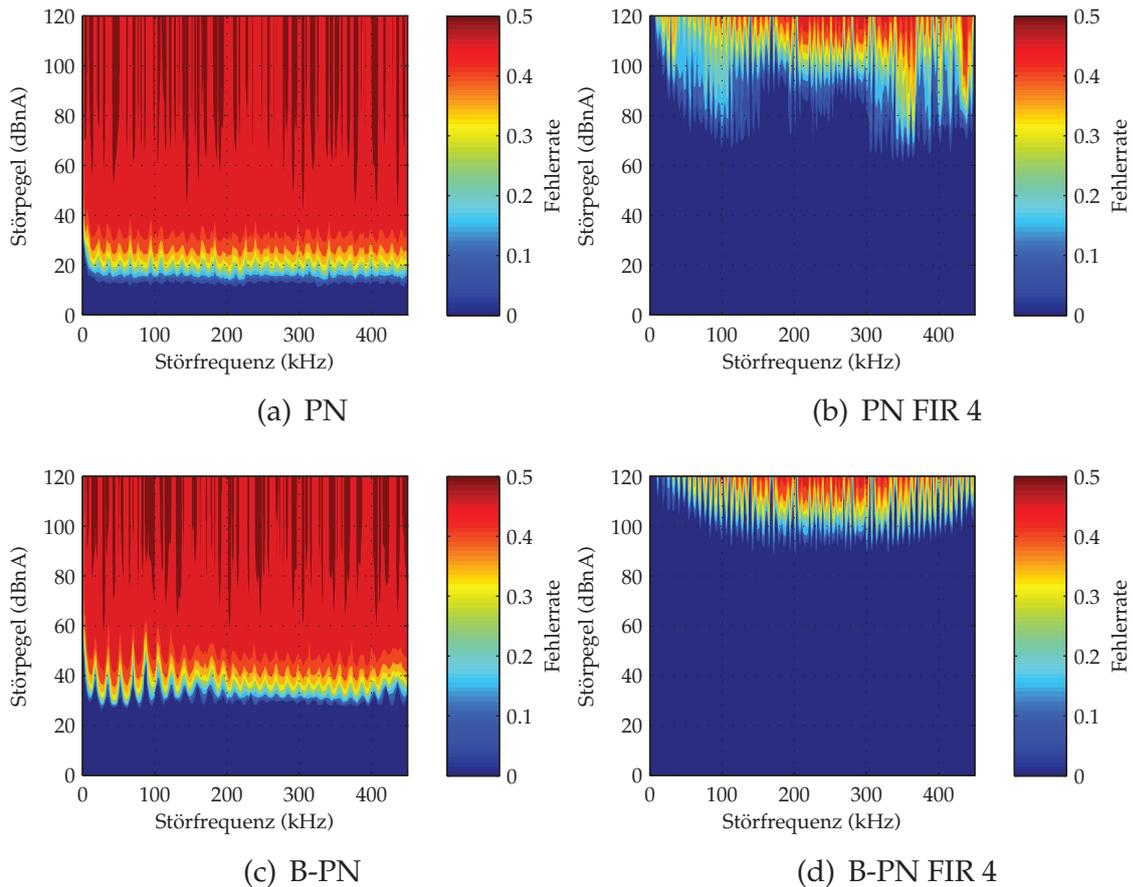


Abb. 6.7: Fehlerraten am Detektorausgang im Zustand Z_0 für einen einzelnen Sinusstörer der Amplitude A_{sin} und der Frequenz f_{sin} bei gleichverteilter Phase

6.4 Simulationsergebnisse

6.4.1 Sinus-Störer

Abbildung 6.7 zeigt die Fehlerraten am Detektorausgang der Pseudo-Noise-Systeme im Zustand Z_0 ohne Mehrbitverarbeitung für einen einzelnen Sinusstörer der Form (3.7) mit der Amplitude A_{sin} und der Frequenz f_{sin} bei gleichverteilter Phase. Die Fehlerrate wird durch die jeweilige Farbe im Diagramm dargestellt. Das Diagramm zeigt die Ergebnisse für das Pseudo-Noise- (PN) und das Burst-PN-System (B-PN) ohne bzw. mit adaptivem FIR-Filter zur Störunterdrückung. Die Dynamik des Sinusstörers umfasst einen Bereich von 0 dBnA bis 120 dBnA, d. h.

6 Simulationsergebnisse

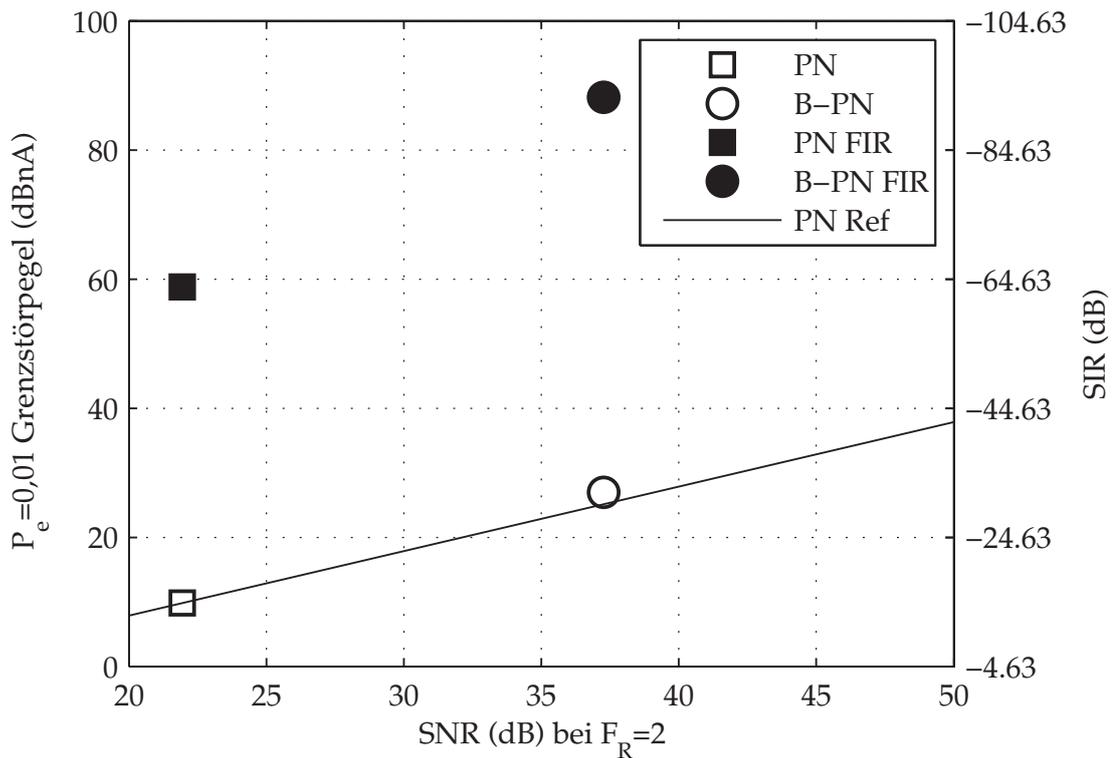


Abb. 6.8: Diagramm zur Bewertung der Störfestigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aller Verfahren für einen einzelnen Sinusstörer

die Eingangsamplitude des Störers reicht von ± 1 nA bis ± 1 mA. Dies ist ein sehr großer Dynamikbereich, der mit einem Analog-Front-End ohne geregelten Eingangsverstärker nicht abgedeckt werden könnte. Durch die hier durchgeführten Simulationen wird die Leistungsfähigkeit der Algorithmen unter idealisierten Bedingungen (Fließkomma-Genauigkeit, lineares Front-End, kein Clipping am A/D-Wandler) abgeschätzt.

Abbildung 6.7(a) zeigt die Fehlerrate des PN-Systems ohne adaptives FIR-Filter. Der Verlauf der Fehlerrate folgt im Wesentlichen dem Amplitudengang des PN-Systems. Man erkennt deutlich den weißen Charakter der Signalform. Die Fehlerrate ist unabhängig von der jeweiligen Störfrequenz. Für kleine Störfrequenzen nahe $f_{\text{sin}} = 0$ kHz erkennt man zusätzlich den Frequenzgang des IIR-Filters zur AC-Kopplung. Ab einer Störampplitude von etwa 10 dBnA treten die ersten Fehler auf.

Abbildung 6.7(b) zeigt die Fehlerrate des PN-Systems bei zusätzlicher Filterung mit einem adaptiven FIR-Filter der Ordnung vier. Die ersten Fehler treten bei einer Störampplitude von etwa 60 dBnA auf, d. h. die Störunterdrückung des Filters beträgt $G_i = 50$ dB. Die Verbesserung der Störfestigkeit um 50 dB bedeutet gemäß (6.26) eine Reduzierung des Störpegels um den Faktor

$$G_i = 10^{\frac{G_i(\text{dB})}{20}} = 316. \quad (6.36)$$

Der Störpegel in Ampere ist um den Faktor $G_i = 316$ niedriger geworden, d. h. anstelle von einer Störlampe wären nun 316 Störlampen erforderlich, um das System zu stören. Die Filterordnung vier (Impulsantwortlänge fünf) des adaptiven FIR-Filters erlaubt die Unterdrückung von zwei Sinusschwingungen, da das Filter zwei komplexe Nullstellenpaare besitzt. Die Sinusschwingungen können unabhängig von ihrer jeweiligen Frequenz unterdrückt werden. Zur Unterdrückung einer größeren Anzahl von Sinusschwingungen muss die Filterordnung erhöht werden, wodurch Rechenaufwand und Verzögerungszeit des Systems steigen.

Die Abbildungen 6.7(c) und 6.7(d) zeigen die Fehlerraten des Burst-PN-Systems ohne bzw. mit FIR-Filter. Das Muster der Fehlerrate in Abbildung 6.7(c) folgt dem Amplitudengang des B-PN-Systems. Trotz der kurzen Folgenlänge ergibt sich eine relativ gleichmäßige Störfestigkeit über alle Frequenzen bis zu einem Störlevel von 28 dBnA ohne adaptives Filter bzw. bis zu knapp 90 dBnA mit adaptivem Filter. Die im Vergleich zum PN-System insgesamt höhere Störfestigkeit erklärt sich durch den Pulsgewinn. Bei einer zeitinvarianten Störung würde das B-PN-System neben der adaptiven Filterung auch eine zeitliche Orthogonalisierung erlauben, die einen Störeinfluss vollständig unterbinden würde. Die Leistungsfähigkeit eines solchen Ansatzes hängt stark von der Variabilität und Anzahl der Störeinflüsse ab.

Das in Abbildung 6.8 dargestellte Diagramm fasst die bisherigen Ergebnisse für einen Sinus-Störer zusammen und erlaubt einen direkten Vergleich der Störfestigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses der untersuchten Verfahren. Hierzu wird über alle Frequenzen der Sinusstörung der geringste Störlevel in dBnA, bei dem eine Grenzfehler rate von $P_e = 0,01$ erreicht wird, über dem resultierenden SNR des je-

weiligen Verfahrens bei Funktionsreserve $F_R = 2$ aufgetragen. Man erkennt deutlich den SNR-Unterschied zwischen dem PN-Verfahren und dem gepulsten B-PN-System. Dieser Pulsgewinn folgt, wie in Kap. 2 beschrieben, direkt aus der höheren (elektrischen) Signalleistung bei Normierung auf konstante mittlere optische Leistung. Der Pulsgewinn zwischen dem PN- und dem B-PN-System beträgt etwa 15 dB. Aus der höheren Signalleistung folgt eine höhere Robustheit gegenüber Störungen, die genau dem SNR-Gewinn entspricht. Die durchgezogene PN-Referenzkurve gibt die durch den Pulsgewinn zu erwartende Störfestigkeit in Bezug auf das PN-Systeme an. Die Kurve ist eine Gerade durch den Punkt des PN-Systems mit Steigung 1 dBnA/dB. Systeme die auf der Referenzkurve liegen, besitzen eine höhere Robustheit, die genau dem Mehr an Signalenergie entspricht. Dies ist der triviale Fall. Bei Systemen, die unterhalb der Kurve liegen, tritt ein Verlust bei der Signalverarbeitung auf. Systeme, die oberhalb der Kurve liegen, besitzen einen Prozessgewinn durch geeignete Verarbeitungsalgorithmen. Anhand der Referenzkurve kann also beurteilt werden, welcher Teil der Robustheitssteigerung auf die reine Erhöhung der Signalleistung und welcher Teil auf die zusätzliche Prozessierung, z. B. durch adaptive Filter, entfällt.

Insgesamt ist die Störfestigkeit des B-PN-Systems mit adaptivem FIR-Filter im Vergleich zum PN-System ohne Filter um fast 80 dB höher, wobei davon etwa 15 dB auf den Pulsgewinn und etwa 65 dB auf den Prozessgewinn des Filters entfallen. Diese sehr hohe Störunterdrückung wird nur bei Sinusschwingungen erreicht. Diese stellen ein stark idealisiertes Störmodell dar. Realitätsnäher sind die im Folgenden beschriebenen Chirp-Signale.

6.4.2 Chirp-Störer

Im Folgenden wird ein linearer bidirektionaler Chirp-Störer mit der Startfrequenz f_{chirp} , einer Bandbreite von 20 kHz und einer Sweep-Periode von 10 ms betrachtet. Diese Werte sind angelehnt an die Chirp-Komponente der Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL. Die Simulationsergebnisse in Abbildung 6.9 lassen sich analog zu den Ergebnissen des einzelnen Sinusstörers erklären. Der wesentliche Unter-

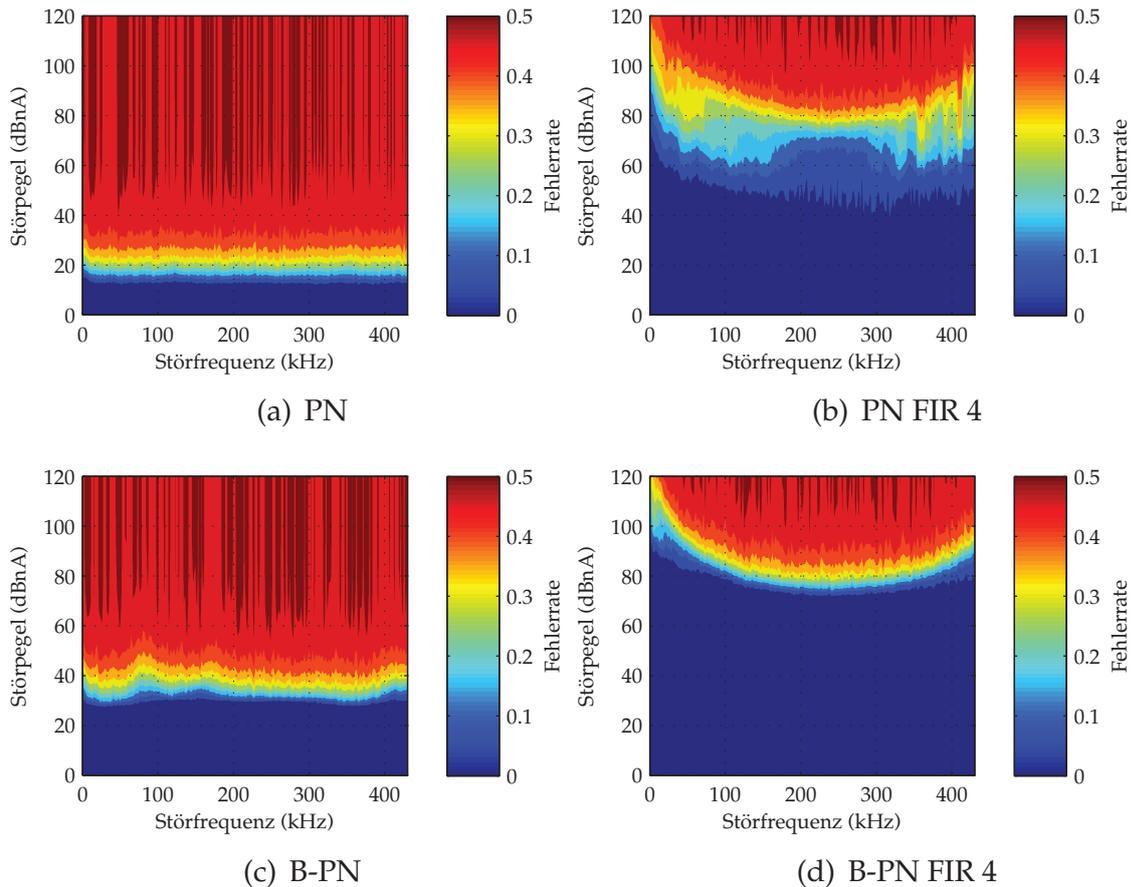


Abb. 6.9: Fehlerraten am Detektorausgang im Zustand Z_0 für einen einzelnen Chirpstörer der Amplitude A_{chirp} und der Start-Frequenz f_{chirp}

schied ist der weichere, verschmiert wirkende Verlauf der Fehlerraten über die Störfrequenzen durch die Frequenzänderung der Chirp-Störung von 4 MHz/s (20 kHz in 5 ms). Innerhalb eines Auswertefensters (511 μs) ändert sich die Chirpfrequenz im Worst Case (vollständig lineare Frequenzänderung) um 2,04 kHz und im Best Case (Wendepunkt bei bidirektionalem Chirp) um 1,02 kHz. Trotz der Variation der momentanen Störfrequenz beträgt der Prozessgewinn der adaptiven Filter immer noch über 20 dB im Fall des PN-Systems und fast 40 dB im Fall des B-PN-Systems. Der deutlich schärfere Übergang der Fehlerraten des B-PN-Systems mit adaptivem Filter in Abbildung 6.9(d) im Vergleich zum PN-System mit adaptivem Filter in Abbildung 6.9(b) ist bedingt durch das höhere SNR des B-PN-Systems. Durch die viel schmalere Dichten des B-PN-Systems (Abbildung 6.4) ergibt sich ein deutlich schärferer

6 Simulationsergebnisse

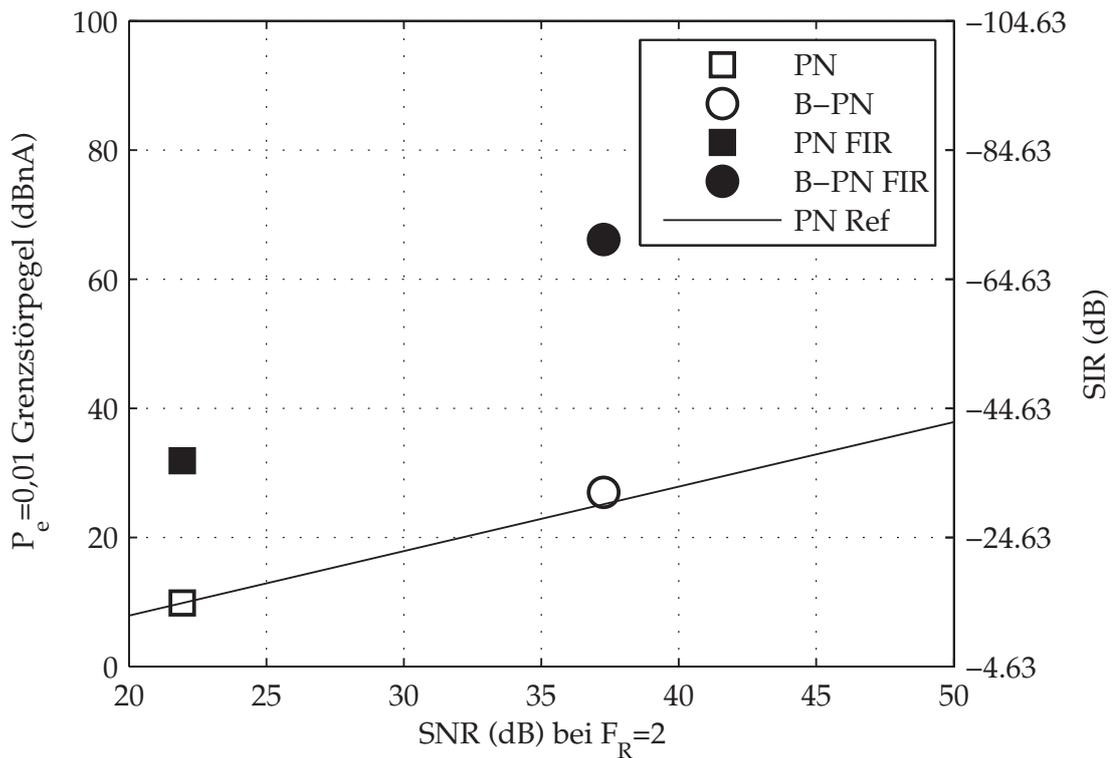


Abb. 6.10: Diagramm zur Bewertung der Störfestigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aller Verfahren für einen einzelnen Chirp-Störer

Übergang der Fehlerraten unter Störeinfluss als bei den viel breiteren Dichten des PN-Systems.

Das Diagramm in Abbildung 6.10 fasst die Ergebnisse der Störfestigkeit aller Systeme für Chirp-Signale zusammen. Der Prozessgewinn durch die adaptive Filterung wird im Vergleich zum reinen Sinus kleiner, beträgt aber dennoch über 20 dBnA beim PN-System und fast 40 dBnA beim B-PN System.

6.4.3 Rechteck-Störer

Ein Störer mit rechteckiger Signalform (3.9) und der Periodendauer T_{rect} besitzt ein diskretes $\sin(x)/x$ -förmiges Spektrum mit zahlreichen Ober-

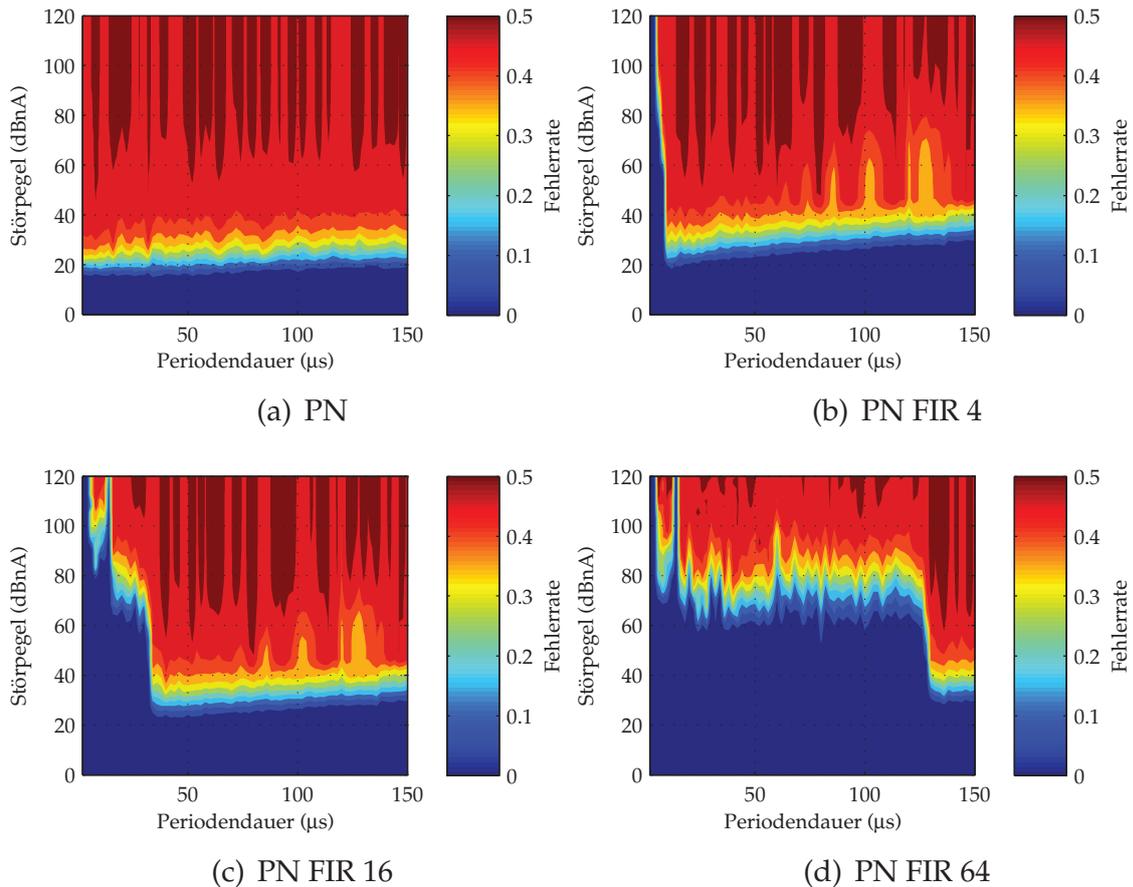


Abb. 6.11: Fehlerraten am Detektorausgang im Zustand Z_0 für einen einzelnen Rechteck-Störer der Amplitude A_{rect} und der Periode T_{rect}

wellen.

Abbildung 6.11 zeigt die Fehlerraten des PN-Systems ohne Mehrbitverarbeitung für einen Rechteck-Störer mit dem Duty-Cycle $D = 0,5$. Die Fehlerraten des PN-Systems ohne adaptives Filter sind in Abbildung 6.11(a) dargestellt. Die Störwirkung der Rechteckfolge ist maximal, wenn die Periodendauer in den Bereich der Chipdauer des PN-Systems fällt. Sie nimmt mit steigender Periodendauer etwas ab. Problematisch sind die steilen Flanken der Rechteck-Störung und die daraus resultierenden breitbandigen Frequenzkomponenten. In den Abbildungen 6.11(b)-(d) sind die Fehlerraten mit adaptiven FIR-Filtern der Filterordnung 4, 16 und 64 dargestellt. Auffällig ist, dass die Filter trotz hoher Filterordnung nur für kurze Periodendauern wirksam sind. Die Beobachtungslänge des Burg-Algorithmus beträgt $511 \mu\text{s}$. Für

6 Simulationsergebnisse

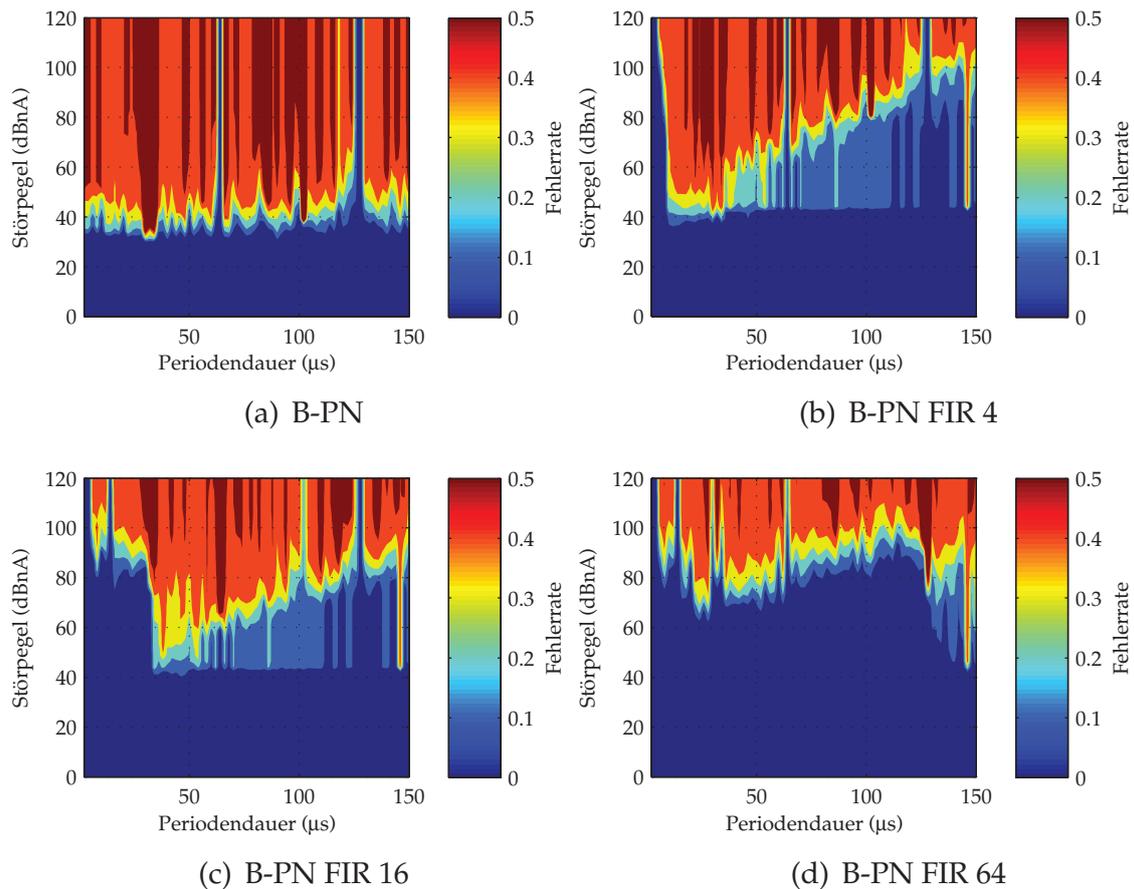


Abb. 6.12: Fehlerraten am Detektorausgang im Zustand Z_0 für einen einzelnen Rechteck-Störer der Amplitude A_{rect} und der Periode T_{rect}

eine sinnvolle Schätzung der Störkomponenten müssen mehrere Perioden der Störung in das Beobachtungsfenster fallen. Das Filter arbeitet gedächtnislos, was eine schnelle Anpassung an wechselnde Störbedingungen erlaubt. Durch ein Gedächtnis, z. B. durch eine gewichtete Mittelung der Koeffizienten, könnte die Schätzung zeitinvarianter Störungen verbessert werden. Für kurze Periodenlängen unter $100 \mu\text{s}$ kann die Störfestigkeit durch die adaptiven Filter um 40 dB von etwa 20 dBnA auf 60 dBnA erhöht werden. Dies gelingt jedoch nicht für den gesamten Bereich der untersuchten Periodenlängen.

Abbildung 6.12 zeigt die Fehlerraten des B-PN Systems. Das Verhalten des Systems mit bzw. ohne adaptives FIR-Filter ist analog zum Verhalten des PN-Systems. Durch die zeitliche Konzentration des Sendesignals ergibt sich jedoch ein anderes Fehlermuster. Ab einer Störinten-

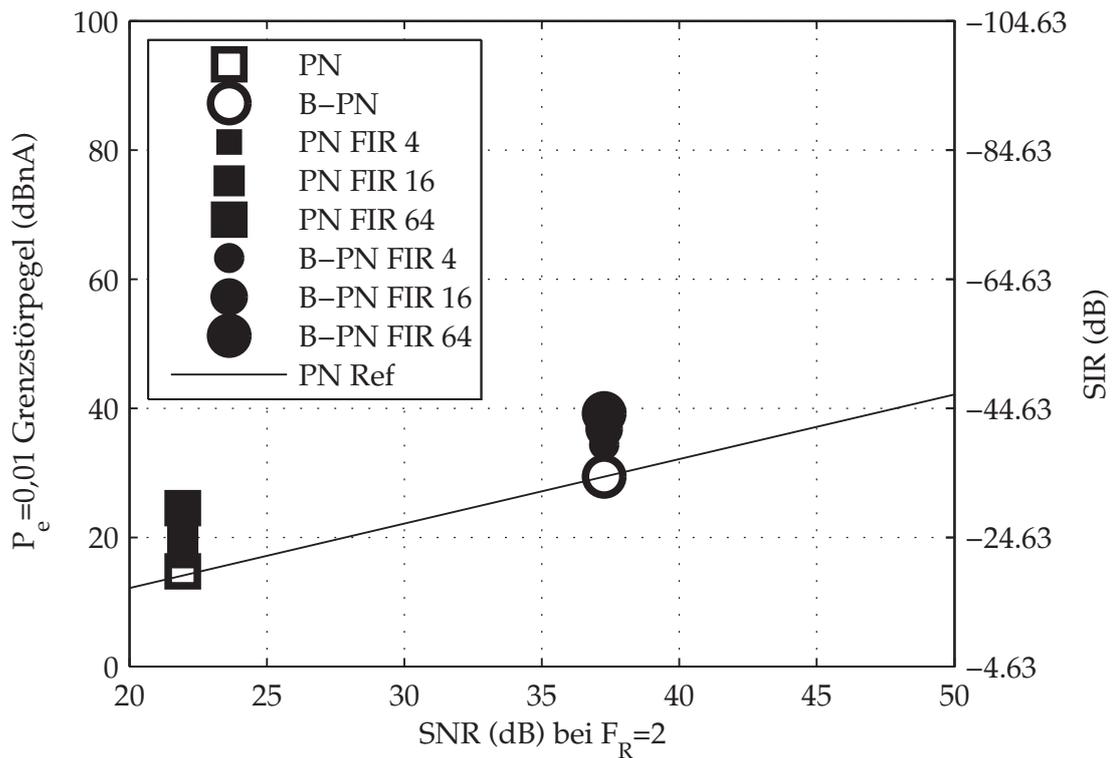


Abb. 6.13: Diagramm zur Bewertung der Störfestigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aller Verfahren für einen einzelnen Rechteck-Störer

sität von etwa 30 dBnA ohne Filter bzw. knapp 40 dBnA mit Filter ist kein fehlerfreier Betrieb mehr möglich. Wie beim PN-System sind die Störperioden im Bereich der Chipdauer des B-PN-Systems besonders kritisch.

Abbildung 6.13 zeigt das Diagramm zur Bewertung der Störfestigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aller Verfahren für einen einzelnen Rechteck-Störer. Im Vergleich zu den harmonischen sinusförmigen Störungen scheiden alle Verfahren relativ schlecht ab. Für kurze Periodendauern $< 100 \mu\text{s}$ kann durch adaptive Filter entsprechender Filterordnung ein Prozessgewinn von 20 dB erzielt werden. Für große Periodendauern $> 100 \mu\text{s}$ kann eine höhere Robustheit nur durch mehr Signalenergie erreicht werden. Die Rechteck-Störung ist aufgrund ihrer Breitbandigkeit die am schwersten zu unterdrückende Störung.

6 Simulationsergebnisse

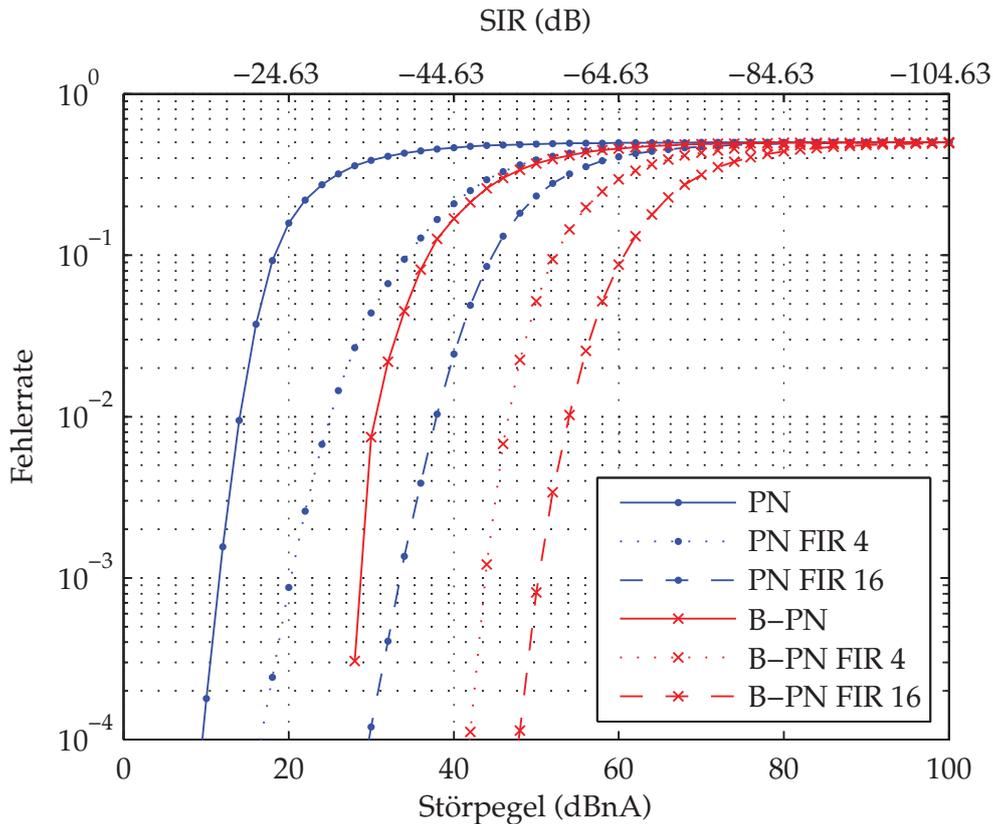


Abb. 6.14: Fehlerraten am Detektorausgang des PN- und des B-PN-Systems bei Störeinkwirkung durch die Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL über dem Störpegel

6.4.4 Kompakt-Leuchtstofflampen-Störer

Die bisher betrachteten analytischen Störmodelle erlauben einen Gesamtüberblick über die Leistungsfähigkeit der Systeme für viele verschiedene Störfrequenzen und Pegel. Daneben erlaubt die Verwendung der aufgezeichneten, realen Störsignale die Nachbildung praxisnaher Störsicherheitstests, die durch Simulationen umfangreich ausgewertet werden können. Hierzu dient exemplarisch die Kompakt-Leuchtstofflampe Osram Dulux EL, die ein interessantes Zeit-Frequenz-Verhalten aufweist. Das Messsignal wird durch Abstratenanpassung und Normierung entsprechend aufbereitet und anschließend mit verschiedenen Störpegeln gemäß (6.26) bzw. (6.27) auf das Nutzsignal gegeben.

Abbildung. 6.14 zeigt die Fehlerraten für PN und B-PN ohne bzw. mit

adaptivem FIR-Filter der Ordnung 4 und 16. Man erkennt deutlich den steilen Abfall der Kurven ohne adaptive Filter, der durch die Amplitudenverteilung des Störsignals verursacht wird. Diese fällt verglichen mit einer Gaußverteilung an den Rändern deutlich steiler ab, sodass der Störeinfluss mit steigender Intensität plötzlicher einsetzt. Im Gegensatz dazu verlaufen die Kurven mit adaptivem Filter etwas flacher, da die Filterung das Rauschen am Detektor erhöht und der Übergang damit gleichmäßiger verläuft. Aus diesem Grund verlaufen auch PN- bzw. B-PN-Kurven mit derselben Filterordnung parallel zueinander. Verglichen mit dem vorher betrachteten Sinus- bzw. Chirp-Störer wird eine höhere Filterordnung benötigt, da das Signal der Kompakt-Leuchtstofflampe mehrere Harmonische besitzt. Dennoch zeigen beide Systeme auch unter realen Störbedingungen einen hohen Prozessgewinn durch die adaptive Filterung. Die höchste Leistungsfähigkeit zeigt das B-PN-System, das den SNR-Gewinn und den Prozessgewinn durch die Filterung kombinieren kann.

7 Realisierungsaspekte

In den vorangegangenen Kapiteln wurde ein optoelektronischer Sensor durch System- und Signalmodelle beschrieben, spezifische Störeinflüsse durch Messungen charakterisiert und modelliert und die Leistungsfähigkeit des Systems durch Simulationen untersucht.

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den Aspekten einer konkreten Realisierung der in dieser Arbeit untersuchten Ansätze. Die Grundlage bildet der Aufbau eines echtzeitfähigen Labormusters, das neben der Implementierung auch zur Erprobung neuer Entwicklungsmethoden und zur engeren Verzahnung von Simulation und Code-Generierung dient. Besonderer Schwerpunkt wird auf den Realisierungsaufwand gelegt, der für industriennahe Forschungsprojekte eine große Rolle spielt. Den Abschluss bilden mehrere Messreihen, die die Funktions- und Leistungsfähigkeit des Systems demonstrieren.

7.1 Labormuster

Zur Analyse der in dieser Arbeit untersuchten Verfahren wurde ein Labormuster aufgebaut, das aus einem analogen Front-End zur Erfassung der Signale und einer davon abgesetzten Auswerteeinheit besteht. Letztere enthält einen leistungsfähigen Signalprozessor, der mit Hilfe von automatisch generiertem Code betrieben wird. Als Entwicklungsumgebung kommt Mathworks Simulink zum Einsatz. Der fertige Messaufbau des Labormusters mit verschiedenen optischen Störern und einem Flügelrad zur Beurteilung der Robustheit und Schaltgeschwindigkeit ist in Abbildung 7.1 dargestellt. Durch das Labormuster werden die

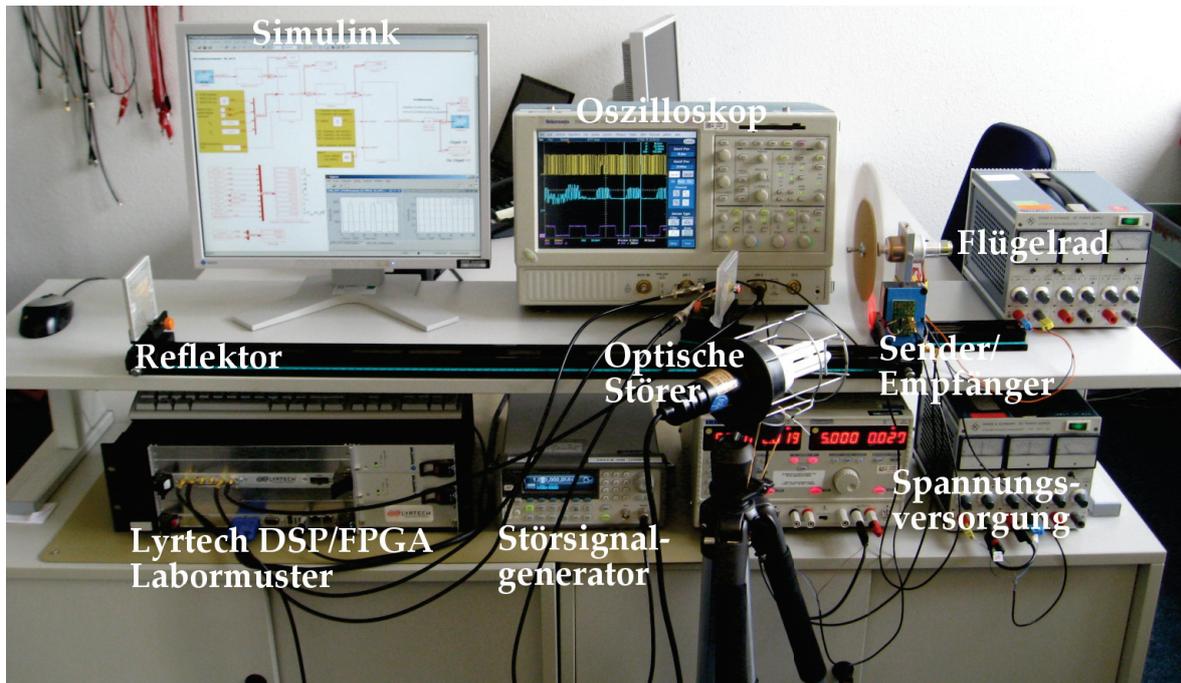


Abb. 7.1: Messaufbau für das Echtzeit-Labormuster einer Pseudo-Noise-Reflexionslichtschranke zur Bestimmung der optischen Störfestigkeit und des Schaltzeitpunkts

Verfahren unter realen Bedingungen in Echtzeit erprobt und an kritischen Applikationen analysiert.

Der Aufbau des Labormusters umfasst einen modifizierten Standard-Sensor, der das optische Front-End, bestehend aus optischem Filter, Linse, Fotodiode und LED, zur Verfügung stellt. Danach folgen die analoge Sende- und Empfangs-Front-Ends zur Signalaufbereitung. Hierbei verstärkt im Empfangszweig ein Transimpedanzverstärker den Strom der Fotodiode und wandelt ihn in eine für den A/D-Wandler passende Spannung um. Im Sendezweig steuert die Ausgangsspannung des Digital/Analog-Wandlers (D/A) die Treiberstufe der Sende-LED.

Als Signalverarbeitungsplattform kommt das Entwicklungsboard *SignalMaster Quad* (SMQ) der kanadischen Firma Lyrtech¹ zum Einsatz. Der SMQ besitzt vier digitale Signalprozessoren (DSP) von Texas Instruments (TI) des Typs TMS320C6416 zusammen mit zwei Xilinx Virtex-4 LX Field Programmable Gate Arrays (FPGA). Der Lyrtech ADAC-

¹www.lyrtech.com

7 Realisierungsaspekte

Master III (ADM) ist ein Erweiterungsmodul des SMQ und stellt je zwei A/D- und D/A-Kanäle bereit mit einer A/D-Abtastrate von 125 MSPS (Millionen Samples pro Sekunde) bei 14 Bit Auflösung bzw. einer D/A-Abtastrate von 500 MSPS bei 16 Bit Auflösung. Die Empfangssignale werden auf dem ADM mit einem Xilinx Virtex-4 LX25 FPGA vorverarbeitet. Der verwendete ADM ist ein $50\ \Omega$ -System mit DC-Kopplung und einem Eingangsbereich von $2000\ \text{mV}_{\text{pp}}$ (entspricht $10,6\ \text{dBm}$) ohne variable Verstärkung und einem Ausgangsspannungsbereich von $22,3\ \text{mV}_{\text{pp}}$ ($-23\ \text{dBm}$) bzw. $317\ \text{mV}_{\text{pp}}$ ($0\ \text{dBm}$) bei minimaler bzw. maximaler Verstärkung. Die analoge Bandbreite des SMQ läuft von 0 bis 65 MHz. Eine vollständige Beschreibung der Hardware findet sich in [29] und [28]. Das Gesamtsystem wird mit einem Industrie-Computer betrieben, der die Hardware steuert und auf dem die Software-Entwicklung stattfindet.

Die Lyrtech-Plattform ermöglicht die Entwicklung der Algorithmen im Sinne eines Model-Based-Design-Ansatzes [6], wonach die einzelnen Entwicklungsschritte Spezifikation, Design, Implementierung und Verifikation anhand eines einheitlichen, softwarebasierten Systemmodells realisiert werden, um Synergien auszunutzen, Fehler durch manuelle Übertragungen zu vermeiden und ein rekursives Springen zwischen den einzelnen Schritten zu ermöglichen. Als Entwicklungsumgebung wird Mathworks Simulink eingesetzt. Simulink ermöglicht eine grafische high-level Systembeschreibung sowie eine hierarchische Strukturierung der Systeme. Der C-Code für die DSPs bzw. VHDL (engl. *very high speed integrated circuit hardware description language*) für die FPGAs wird direkt aus dem high-level Simulink Systemmodell mit automatischer Code-Generierung über entsprechende Compiler erzeugt. Der so generierte Code kann dann direkt auf der Lyrtech Hardware getestet und verifiziert werden. Darüber hinaus bildet er die Grundlage für eine Portierung auf weitere Hardwareplattformen wie beispielsweise eine ASIC-Realisierung.

Abbildung 7.2 zeigt den Prozess der Code-Generierung für das Labormuster. Zunächst wird je ein Simulink-Modell für den DSP und den FPGA erzeugt. Für den DSP können alle Blöcke der Simulink Toolboxes genutzt werden. Für den FPGA werden verschiedene grundlegende Signalverarbeitungs-Blöcke über den Xilinx System Generator for DSP (XSG) zur Verfügung gestellt. Mit beiden Modellen können

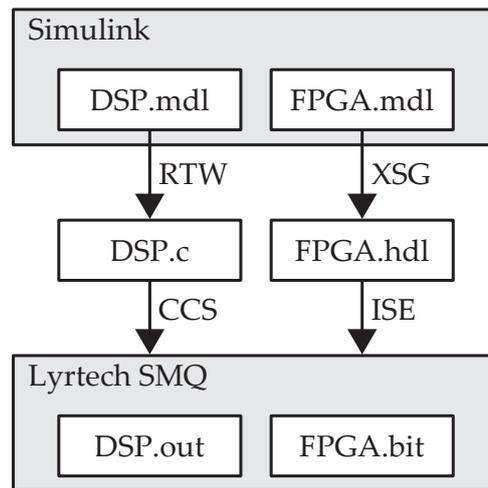


Abb. 7.2: Ablauf der automatischen Code-Generierung für das Labormuster

Simulationen und Debugging durchgeführt werden, um die Funktionalität zu überprüfen. Die hardware-spezifischen Programmierschnittstellen (engl. *application programming interface*, API) werden durch die Bibliotheken des Lyrtech Model-Based-Design-Kits (MBDK) bereitgestellt. Das DSP-Modell wird anschließend durch den Mathworks Real-Time Workshop (RTW) automatisch in C-Code übertragen. Aus dem FPGA-Modell wird mit dem XSG automatisch VHDL-Code erzeugt. Sowohl der C- als auch der VHDL-Code lassen sich an dieser Stelle manuell editieren und anpassen. Neben der automatischen high-level Code-Generierung ist es auch möglich, manuell geschriebenen C- bzw. VHDL-Code einzubinden. Die Hardware-APIs zur manuellen Programmierung werden hierbei durch das Lyrtech Board-System-Development-Kit (BSDK) bereitgestellt. Im letzten Schritt wird mittels des TI Code Composer Studios (CCS) aus dem C-Code eine ausführbare Datei für den DSP und durch die Xilinx ISE Foundation (ISE) das Bitfile für den FPGA erzeugt. Das Debugging des Echtzeit-Codes auf dem DSP erfolgt über die JTAG-Schnittstelle (engl. *Joint Test Action Group*) des SMQ.

Die Arbeitsschritte bei der Implementierung auf dem Echtzeit-Labormuster umfassen die Inbetriebnahme der Hard- und Software, die Implementierung einer DSP/FPGA-Reflexionslichtschranke mit Störunterdrückung und gleitender Korrelation sowie die Laufzeitoptimierung adaptiver Filter auf einem DSP. Diese Arbeiten bilden den Ausgangs-

punkt zur Beurteilung des im folgenden Kapitel betrachteten Realisierungsaufwandes. In [13] werden verschiedene Aspekte der Implementierung eines Echtzeit-Systems im Zusammenhang mit einem robusten drahtlosen optischen Kommunikationssystem untersucht.

7.2 Realisierungsaufwand

7.2.1 Analog/Digital-Wandlung

Der A/D-Wandler bildet die Schnittstelle zwischen der analogen und der digitalen Signalverarbeitung im Empfänger. Der analogen Vorverarbeitung kommt dabei eine besondere Bedeutung zu, da Fehler bei der analogen Vorverarbeitung, wie beispielsweise Informationsverlust durch Clipping, im Digitalteil oft nicht mehr korrigiert werden können. Die Güte der analogen Vorverarbeitung begrenzt die Leistungsfähigkeit der digitalen Signalverarbeitung nach oben. Im Folgenden werden die für diese Arbeit relevanten Grundlagen der A/D-Wandlung aus [34, S. 238 ff] zusammengefasst und auf die Gegebenheiten der hier betrachteten optoelektronischen Sensoren übertragen.

Ein A/D-Wandler tastet ein zeit- und wertkontinuierliches Eingangssignal $x(t)$ mit der Abtastrate F_s ab und quantisiert dabei die Amplituden des abgetasteten Signals $\hat{x}[k]$. Das Ergebnis ist ein wert- und zeitdiskretes Signal $x[k]$. Der A/D-Wandler besitzt eine Auflösung von $(B + 1)$ Bit bei einem analogen Eingangsbereich von $[-X_m, X_m]$. In Zweierkomplement-Darstellung besitzen die quantisierten Werte damit ein Vorzeichenbit und B Nachkommastellen. Die Größe einer Quantisierungsstufe beträgt dann

$$\Delta = \frac{2X_m}{2^{B+1}} = \frac{X_m}{2^B}. \quad (7.1)$$

Die hier betrachteten Pseudo-Noise-Systeme besitzen eine Chipdauer von einer Mikrosekunde, d. h. die Systembandbreite beträgt 500 kHz. Gemäß den Überlegungen aus Abschnitt 5.2 betragen die erforderlichen Abtastraten je nach Lichtschrankentyp und Synchronisationsverfahren 1 MSPS bis 4 MSPS.

Durch die Quantisierung des abgetasteten Signals kommt es zu Abweichungen zwischen den wertkontinuierlichen und den quantisierten Amplitudenwerten. Der Quantisierungsfehler lässt sich durch

$$e[k] = x[k] - \hat{x}[k] \quad (7.2)$$

ausdrücken. So lässt sich das quantisierte Signal $x[k]$ als Überlagerung des abgetasteten Signals $\hat{x}[k]$ mit dem Quantisierungsfehler der Form $x[k] = \hat{x}[k] + e[k]$ auffassen.

Ein stark vereinfachtes, aber sehr nützliches Modell zur Analyse des Quantisierungsfehlers erhält man, wenn man die Folge $e[k]$ als diskreten weißen Rauschprozess mit gleichverteilter Amplitude auffasst. Mit dem maximalen Quantisierungsfehler $\Delta/2$ folgt für die Amplitudenverteilung des Quantisierungsrauschens:

$$f_e(e) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & \text{für } -\frac{\Delta}{2} \leq e \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (7.3)$$

Für die Varianz des Quantisierungsrauschens gilt dann:

$$\sigma_e^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 \frac{1}{\Delta} de = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (7.4)$$

Aus praktischer Sicht sind die Modellannahmen des Quantisierungsrauschens gerechtfertigt, wenn der A/D-Wandler nicht übersteuert, das Nutzsinal hinreichend komplex und die Quantisierungsstufen hinreichend klein sind. Die allgemeine Leistungsfähigkeit des Systems lässt sich dann anhand des Modells gut vorhersagen. In Grenzbereich, wenn die Amplitude des Nutzsignals in der Größenordnung einer Quantisierungsstufe liegt, überwiegt der korrelierte, nichtweiße Charakter des Quantisierungsfehlers. Das Systemverhalten ist dann nur noch schwer vorhersagbar. In diesen Fällen helfen Techniken wie z. B. Dithering oder das Vorhandensein additiver Störungen, die diese Effekte abmildern und das Quantisierungsrauschen weißer machen.

Ein gängiges Maß zur Bewertung des Quantisierungseinflusses ist das Signal-zu-Quantisierungsrauschverhältnis SNR_Q . Dieses ist durch das

7 Realisierungsaspekte

Verhältnis der Leistung des zu quantisierenden Signals $x[k]$ zur Leistung des Quantisierungsrauschens definiert. Damit gilt für das SNR_Q in Dezibel:

$$\text{SNR}_Q = 10 \log_{10} \left(\frac{\mathcal{E} \{x^2[k]\}}{\sigma_e^2} \right). \quad (7.5)$$

Optoelektronische Sensoren werden für gewöhnlich mit einem AC-gekoppelten Analog-Front-End betrieben, da der Gleichanteil z. B. durch Tageslicht im Vergleich zum Nutzsignal sehr groß werden kann. Ein unipolares, ausgewogenes Pseudo-Noise-Signal gemäß (4.1) mit den Amplituden $\{0, A_x\}$ besitzt nach idealer AC-Kopplung die Amplituden $x[k] \in \{-A_x/2, A_x/2\}$ und die Leistung:

$$\mathcal{E} \{x^2[k]\} = \frac{A_x^2}{4}. \quad (7.6)$$

Mit (7.1) und (7.4) bis (7.6) folgt für das SNR_Q in Dezibel:

$$\text{SNR}_Q = 6,02B + 4,77 - 20 \log_{10} \left(\frac{X_m}{A_x} \right). \quad (7.7)$$

Mit jedem zusätzlichen Bit Auflösung steigt das SNR_Q um sechs Dezibel. Das Verhältnis von analogem Eingangsbereich des A/D-Wandlers zur Amplitude des Nutzsignals geht quadratisch in das SNR_Q ein. Der durch (7.7) beschriebene Zusammenhang wird in Abbildung 7.3 für ein festes $\text{SNR}_Q = 6 \text{ dB}$ dargestellt.

Das Empfangssignal besteht gemäß (2.24) aus einer Überlagerung von Nutz- und Störsignal. Um eine sinnvolle digitale Signalverarbeitung zu ermöglichen, darf am A/D-Wandler keine dauerhafte Übersteuerung auftreten. Geht man davon aus, dass bei optoelektronischen Sensoren die Störsignale meist deutlich größer als das Nutzsignal sind, dann richtet sich der erforderliche Dynamikbereich des A/D-Wandlers nach dem größten Störsignal und dem kleinsten Nutzsignal, das gleichzeitig verarbeitet werden soll.

Die Dimensionierung des A/D-Wandlers erfolgt anhand eines Anforderungsprofils, das die minimalen und maximalen Pegel der Nutz- und Störsignale definiert, die der Sensor verarbeiten soll. Für die weiteren Überlegungen wird hier exemplarisch das folgende praxisnahe Anforderungsprofil betrachtet:

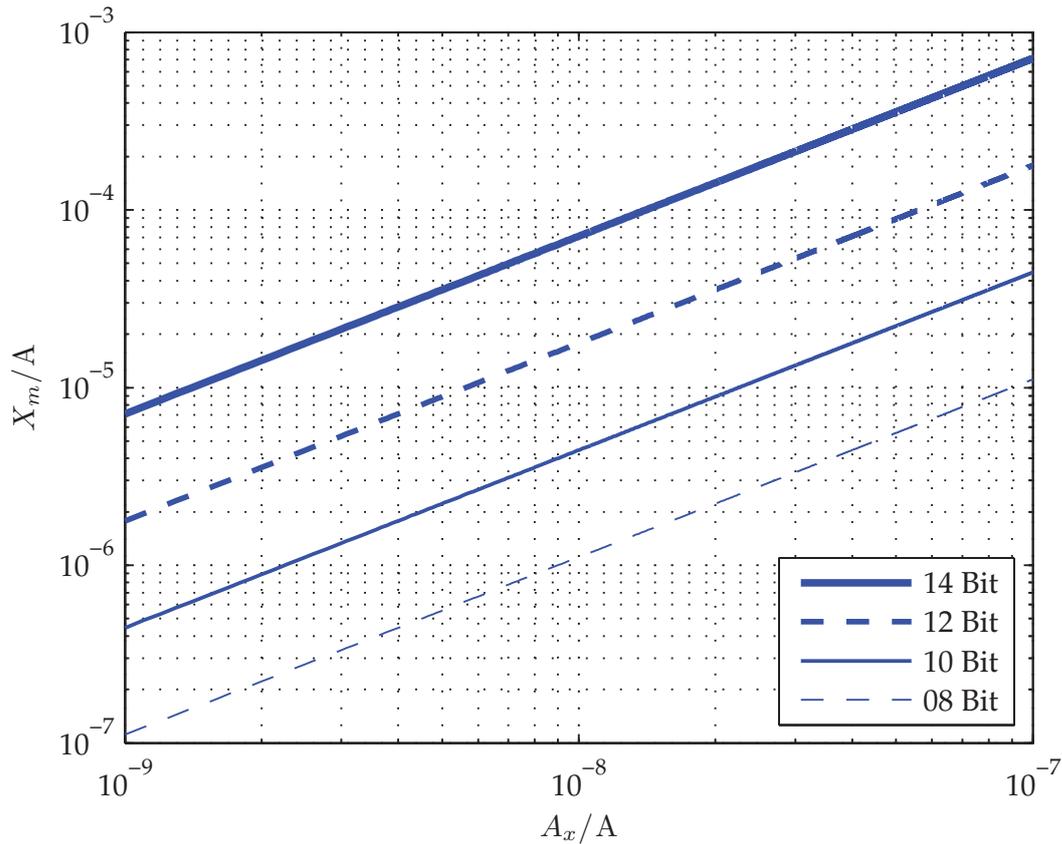


Abb. 7.3: Maximal möglicher Aussteuerbereich X_m des A/D-Wandlers für verschiedene Auflösungen von $(B + 1)$ Bit mit dem ein Pseudo-Noise-Signal der Amplitude A_x mit einem festen $\text{SNR}_Q = 6 \text{ dB}$ quantisiert werden kann.

- Kleinstes Pseudo-Noise-Nutzsignal $A_x = 1 \text{ nA}$
- Größter Gleichlicht-Störer $100 \mu\text{A}$ (DC-Kopplung)
- Größter Glühlampen-Störer $\pm 10 \mu\text{A}$ (nach AC-Kopplung)
- Größter Energiesparlampen-Störer $\pm 1 \mu\text{A}$ (nach AC-Kopplung).

Gemäß des IM/DD-Signalmodells aus Abschnitt 2.2 werden die Signalamplituden als Ströme vor der Transimpedanzwandlung angegeben. Zur Vereinfachung der Dimensionierung wird ausschließlich eine einzelne Störungen des jeweiligen Typs betrachtet. Beim Auftreten eines Gemisches verschiedener Störungen verringert sich der zulässige Störpegel entsprechend.

7 Realisierungsaspekte

Für die direkte A/D-Wandlung des DC-gekoppelten Empfangssignals ist eine Auflösung von mindestens 17 Bit erforderlich. Solche Wandler sind zwar technologisch realisierbar, eignen sich aber weder in Bezug auf die Leistungsaufnahme noch in Bezug auf die Kosten für die hier betrachteten Sensoren. Wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, lässt sich der Dynamikbereich in mehreren Schritten durch analoge Vorverarbeitung reduzieren.

Durch Abtrennung des DC-Anteils sind zur Wandlung des Glühlampen-Störers der Amplitude $\pm 10 \mu\text{A}$ nur noch 15 Bit notwendig. Betrachtet man die optischen Störungen aus Kapitel 3.1 so wird deutlich, dass im Bereich weniger Kilohertz zahlreiche Störungen auftreten, die sich durch Hochpassfilterung unterdrücken lassen. Hierbei geht zwar auch ein Teil des Nutzsignals verloren, jedoch reagieren gerade die hier betrachteten Pseudo-Noise-Signale durch ihr weißes Spektrum verhältnismäßig robust auf Filterung gestörter Frequenzbereiche. Unterdrückt man beispielsweise den Bereich von null bis fünf Kilohertz durch ein Hochpassfilter, dann lässt sich der erforderliche Eingangsbereich auf den Energiesparlampen-Störer der Amplitude $\pm 1 \mu\text{A}$ reduzieren. Hierdurch benötigt man gemäß (7.7) nur noch eine Auflösung von 12 Bit bei $\text{SNR}_Q = 6 \text{ dB}$. Geeignete kleine und kostengünstige Signalprozessoren sind beispielsweise die Prozessoren der TI C2000 Piccolo Mikrocontroller-Baureihe mit integrierten 12 Bit 4,6 MSPS-Wandlern.

Das Gütemaß SNR_Q bewertet den Einfluss der Quantisierung direkt am A/D-Wandler. Vor der Detektion wird das Empfangssignal jedoch mit der verwendeten Pseudo-Noise-Sequenz korreliert. Unter der Modellannahme weißen Quantisierungsrauschens erhält man am Detektor durch die Korrelation über L Chips der Pseudo-Noise-Sequenz einen Prozessgewinn in Dezibel von

$$\Delta_{\text{SNR}_Q} = 10 \log_{10} L. \quad (7.8)$$

Zur Vermeidung von Clipping muss beim Auftreten von höheren Störungen als den im Anforderungsprofil beschriebenen, die Verstärkung des Analog-Front-Ends reduziert werden. Hierdurch sinkt das SNR_Q , d. h. das Nutzsignal kann unter Umständen nicht mehr aufgelöst werden. Die Verringerung der Verstärkung entspricht daher einer Empfindlichkeitsreduktion, bei der nur noch entsprechend größere Nutzsignale

sichtbar sind. Dieser Zusammenhang lässt sich auch an den Kurven in Abbildung 7.3 ablesen.

7.2.2 Rechenaufwand

Der Rechenaufwand der hier betrachteten Algorithmen wird zunächst durch die Anzahl der erforderlichen mathematischen Operationen nach oben abgeschätzt. Dazu wird im Folgenden das adaptive FIR-Filter zusammen mit dem Burg-Algorithmus und die Korrelation mit exponentieller Glättung näher untersucht.

Der Burg-Algorithmus arbeitet blockweise mit der Blocklänge N . Die Wahl einer geeigneten Blocklänge N ist ein Trade-Off zwischen der Adaptionsgeschwindigkeit der Filterkoeffizienten und der Schätzgenauigkeit des Adaptionalgorithmus. Ein typischer Wert, der auch für die Implementierung auf dem Labormuster gewählt wurde, ist $N = L$. Das adaptive FIR-Filter in Lattice-Struktur besitzt die Filterordnung r .

Betrachtet man das durch (5.8) und (5.9) beschriebene Lattice-Filter, so werden bei einer Abtastrate von F_s je $2 \cdot r \cdot F_s$ Additionen und Multiplikationen pro Sekunde benötigt. Die Adaption der Reflexionskoeffizienten erfolgt durch (5.7). Die Gesamtzahl der Operationen für einen Block der Länge N lässt sich nach oben abschätzen, indem man die Summen im Zähler und Nenner von (5.7) von $k = 1$ anstelle von $k = r$ betrachtet. Dann folgt für den Zähler ein Gesamtaufwand von je $N \cdot r$ Additionen und Multiplikationen, für den Nenner von je $2 \cdot N \cdot r$ Additionen und Multiplikationen sowie für den Bruch von r Divisionen. Für das gesamte adaptive Filter folgt bei der Abtastrate F_s ein gesamter mittlerer Rechenaufwand von je $5 \cdot r \cdot F_s$ Additionen und Multiplikationen und $r \cdot F_s$ Divisionen pro Sekunde.

Die geglättete Korrelation (ESC) gemäß Abbildung 5.4 benötigt $2 \cdot F_s$ Multiplikationen und $1 \cdot F_s$ Additionen pro Sekunde. Die Korrelation des Empfangssignals mit der Pseudo-Noise-Sequenz lässt sich ohne explizite Multiplikation realisieren. Hierfür wird das Empfangssignal je nach $c[k] \in \{-1, 1\}$ entweder invertiert oder es bleibt unverändert.

Variante	Laufzeit	Beschleunigung	Auslastung
Burg Simulinkmodul	1.439.254 ns	1,0	562,2 %
Burg S-Function double	1.325.889 ns	1,1	517,9 %
Burg S-Function float	745.234 ns	1,9	291,1 %
FastRTS Library double	473.841 ns	3,0	185,1 %
FastRTS Library float	380.445 ns	3,8	148,6 %
Burg S-Function Fixed-Point	11.815 ns	121,8	4,6 %

Tab. 7.1: Laufzeit der verschiedenen Realisierungsvarianten des Burg-Algorithmus sowie die dazugehörige relative Beschleunigung in Bezug auf die Referenz-Implementierung (Burg-Simulinkmodul) und die jeweilige Prozessorauslastung

Man erkennt deutlich, dass der Rechenaufwand des adaptiven Filters deutlich höher ist, als etwa der Aufwand der Korrelation: Schon bei einer relativ geringen Filterordnung von $r = 4$ sind zehnmal mehr Multiplikationen erforderlich. Dies spiegelt sich auch in den Laufzeitmessungen wider, die anhand der auf dem Labormuster implementierten Algorithmen durchgeführt wurden. Besonderer Fokus wird daher auf den Teilaspekt der Optimierung des adaptiven Filters auf dem DSP gelegt. Die in Tabelle 7.1 dargestellten Ergebnisse geben ein eindrucksvolles Beispiel dafür, wie groß das Optimierungspotential verschiedener Realisierungsvarianten mit unterschiedlichen Datentypen und Software-Bibliotheken gegenüber einer direkten Implementierung in Mathworks Simulink ist. Für die Ergebnisse aus Tabelle 7.1 wurde eine Blocklänge von $N = 256$ Samples und eine Filterordnung $r = 4$ bei einer DSP-Taktfrequenz von 1 GHz (d.h. 1 Cycle ist 1 ns lang) und einer Abtastrate von $F_s = 1$ MSPS verwendet. Zur Prozessierung eines Blocks hat der DSP folglich $256 \mu\text{s}$ Zeit.

Legt man die Auslastung der DSP-Fixed-Point-Implementierung aus Tabelle 7.1 von etwa fünf Prozent zugrunde, so lässt sich die mindestens erforderliche Taktfrequenz mit etwa 50 MHz abschätzen. Geeignete Prozessoren sind beispielsweise die TI C2000 Piccolo Microcontroller-Baureihe. Diese arbeiten mit einer Taktfrequenz zwischen 40 und 80 MHz und bieten durch den C2000 DSP-Kern eine Multiplikation in einem einzelnen Taktschritt (engl. *single cycle multiply*). Die Fläche des

Prozessors beträgt etwa einen Quadratzentimeter und die Leistungsaufnahme beträgt etwa 400 mW (bei 60 MHz Taktfrequenz), wobei dies bereits die integrierten 12 Bit-Wandler beinhaltet.

7.3 Messreihen

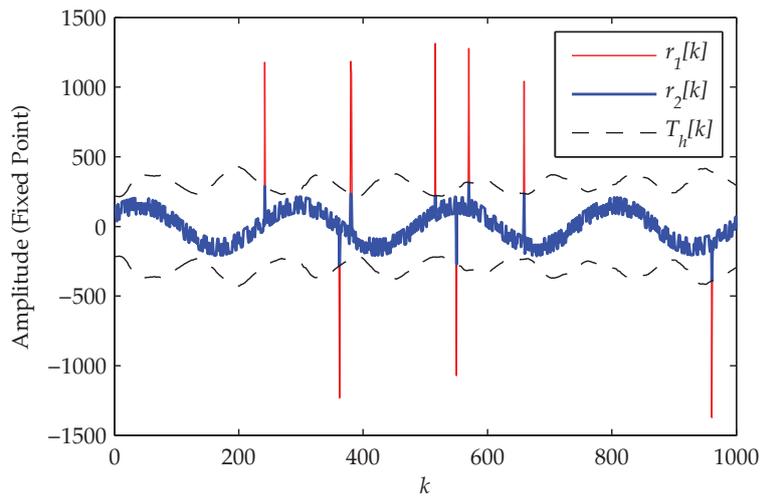
Mit dem in Abbildung 7.1 dargestellten Messaufbau des Echtzeit-Labormusters werden verschiedene Messreihen durchgeführt, mit denen die Leistungsfähigkeit des Systems unter realen Bedingungen getestet wird. Dies umfasst Messungen zur Störunterdrückung, zur Schaltgeschwindigkeit und zur Reichweite. Eine besondere Eigenschaft des Labormusters ist seine Transparenz in Bezug auf die Signale, d. h. das Labormuster erlaubt zur Laufzeit die Aufzeichnung bzw. den Abgriff aller Signale der einzelnen Signalverarbeitungsschritte zur Fehlersuche und Analyse, was sonst nur bei Simulationen möglich ist.

7.3.1 Störunterdrückung

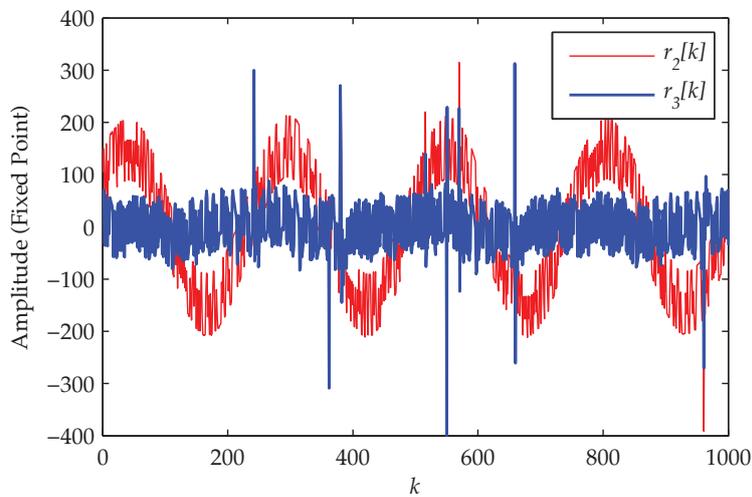
Abbildung 7.4 zeigt drei Messung der Echtzeit-Signale der mehrstufigen Störunterdrückung gemäß Abschnitt 5.3. Das Eingangssignal des Sensors wird überlagert durch eine Mischung aus einer harmonischen Schwingung, in Anlehnung an eine künstliche Beleuchtungsquelle und starken Spannungsspitzen, wie sie durch typische EMV-Störungen oder aber auch andere Lichtschranken auftreten können. Das Nutzsignal des Sensors besteht aus der gesendeten m-Sequenz. Die Störsignale werden für die Messungen mithilfe eines Störsignalgenerators erzeugt. Die besondere Herausforderung an die Störunterdrückung liegt im gleichzeitigen Auftreten schmalbandiger, harmonischer und breitbandiger, pulsförmiger Störungen.

Abbildung 7.4(a) zeigt das Ein- und Ausgangssignal des ersten Soft-Limiters (vgl. Abbildung 5.2) zusammen mit den Soft-Limiter-Schwellen $\pm T_{h,1}$, die aus dem Eingangssignal berechnet werden. Ohne Amplitudenbegrenzung durch den Soft-Limiter würde das Detektionsergebnis massiv durch die stark nicht-gaußsche Amplitudencharakteristik der Spannungsspitzen beeinflusst werden. Durch den Soft-Limiter

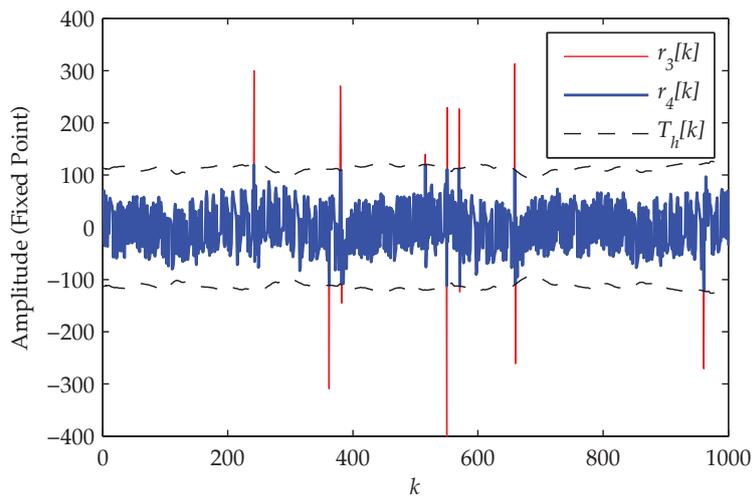
7 Realisierungsaspekte



(a)



(b)



(c)

Abb. 7.4: Ein- und Ausgangssignale der Echtzeit-Störunterdrückung: (a) Erster Soft-Limiter mit Schwellwert $\pm T_{h,1}$ (b) adaptives FIR-Filter (c) zweiter Soft-Limiter mit Schwellwert $\pm T_{h,2}$

werden die Spannungsspitzen deutlich reduziert. Allerdings darf hierbei kein Clipping der harmonischen Störkomponente auftreten, da ansonsten zahlreiche Oberwellen erzeugt werden, die die Wirksamkeit des nachfolgenden adaptiven Filters negativ beeinträchtigen.

Abbildung 7.4(b) zeigt das Ein- und Ausgangssignal des adaptiven FIR-Filters gemäß Abschnitt 5.3.2. Die harmonische Störkomponente wird durch die Filterung zuverlässig entfernt. Die restlichen Spannungsspitzen, die durch den ersten Soft-Limiter nicht entfernt werden konnten, können nun durch den nachfolgenden zweiten Soft-Limiter mit den Schwellen $\pm T_{h,2}$ weiter verringert werden, wie man deutlich in Abbildung 7.4(c) erkennt. Das Ausgangssignal nach der Störunterdrückung wird hauptsächlich von Rauschen gestört und kann dann dem Korrelator zugeführt werden.

Durch die mehrstufige Störunterdrückung lassen sich auch komplexe Gemische harmonischer und pulsformiger Störungen unterdrücken. Das weiße Spektrum bzw. die gleichmäßige Amplitude der verwendeten PN-Sendesignale ermöglicht eine Unterscheidung von Nutz- und Störsignal im Zeit- und Frequenzbereich.

7.3.2 Schaltgeschwindigkeit

Die Schaltgeschwindigkeit des Sensors wird mit dem in Abbildung 7.1 dargestellten Versuchsaufbau mithilfe eines Flügelrads bestimmt. Das Ein- und Ausfahren eines Objekts entspricht dabei den Speichen des sich drehenden Flügelrads, die den Lichtstrahl des Sensors periodisch unterbrechen. Das Flügelrad besitzt 30 Speichen und ist gleichmäßig aufgeteilt, sodass pro Umdrehung des Flügelrads 30 Objekte detektiert werden können.

Eine Speiche des Flügelrads deckt den Lichtstrahl des Sensors nicht vollständig ab, sodass ein kleiner Anteil Restlicht vorhanden ist. Dies wird durch Anpassung der Detektionsschwellen berücksichtigt. Daneben besitzen die Speichen des Flügelrads geringfügige Abweichungen ihrer Position und Breite, die sich als Abweichung am Schaltausgang des Sensors zeigen. Das Flügelrad wird mit einem Gleichstrommotor angetrieben, der mit angebrachtem Flügelrad eine maximale Drehzahl

7 Realisierungsaspekte

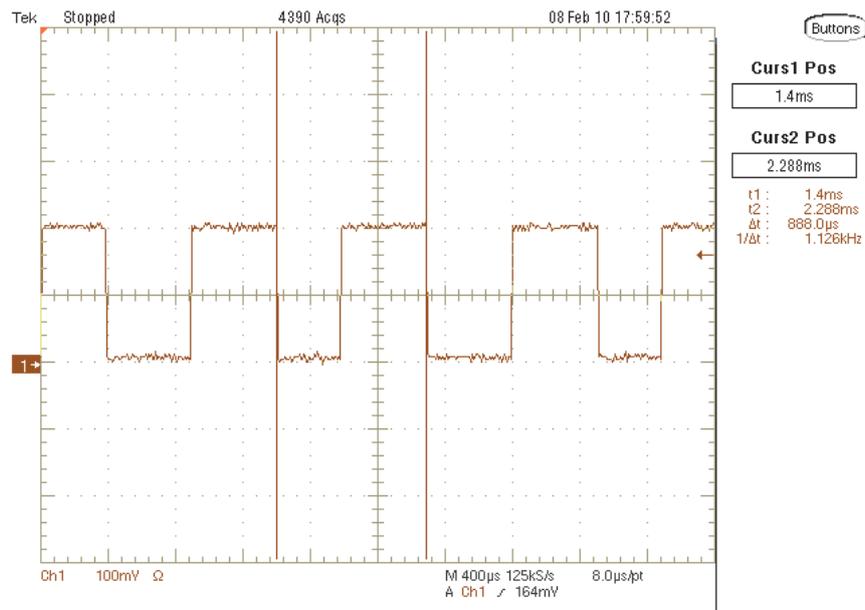


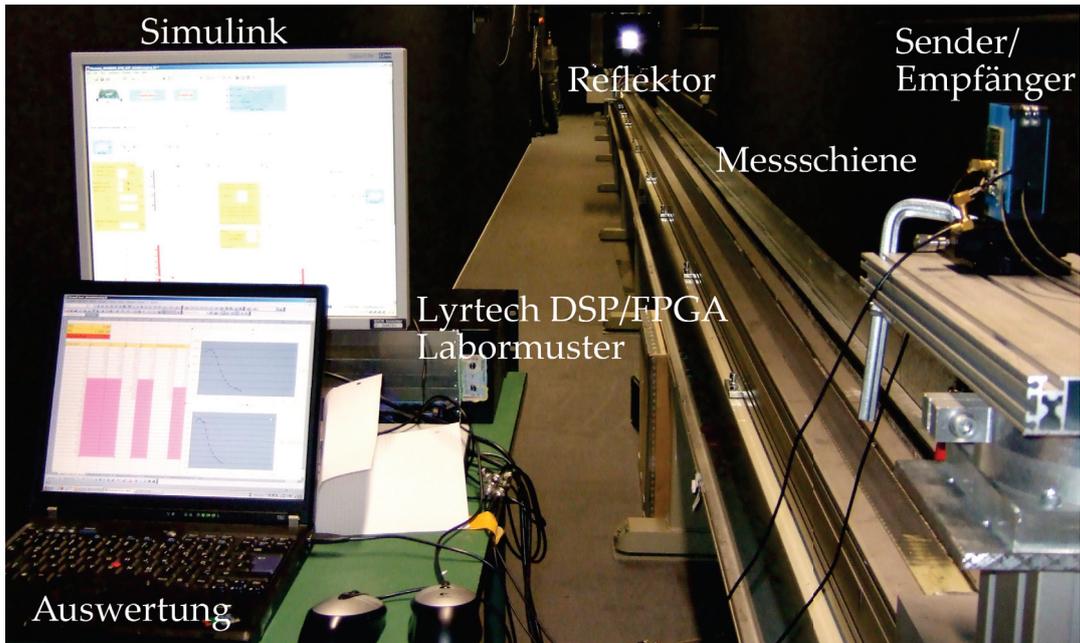
Abb. 7.5: Messung der Schaltgeschwindigkeit: Auswertung des Schaltausgangs am Oszilloskop

von etwa 45 Umdrehungen pro Sekunde erreicht. Dies entspricht folglich maximal $45 \cdot 30 = 1350$ Objekten pro Sekunde.

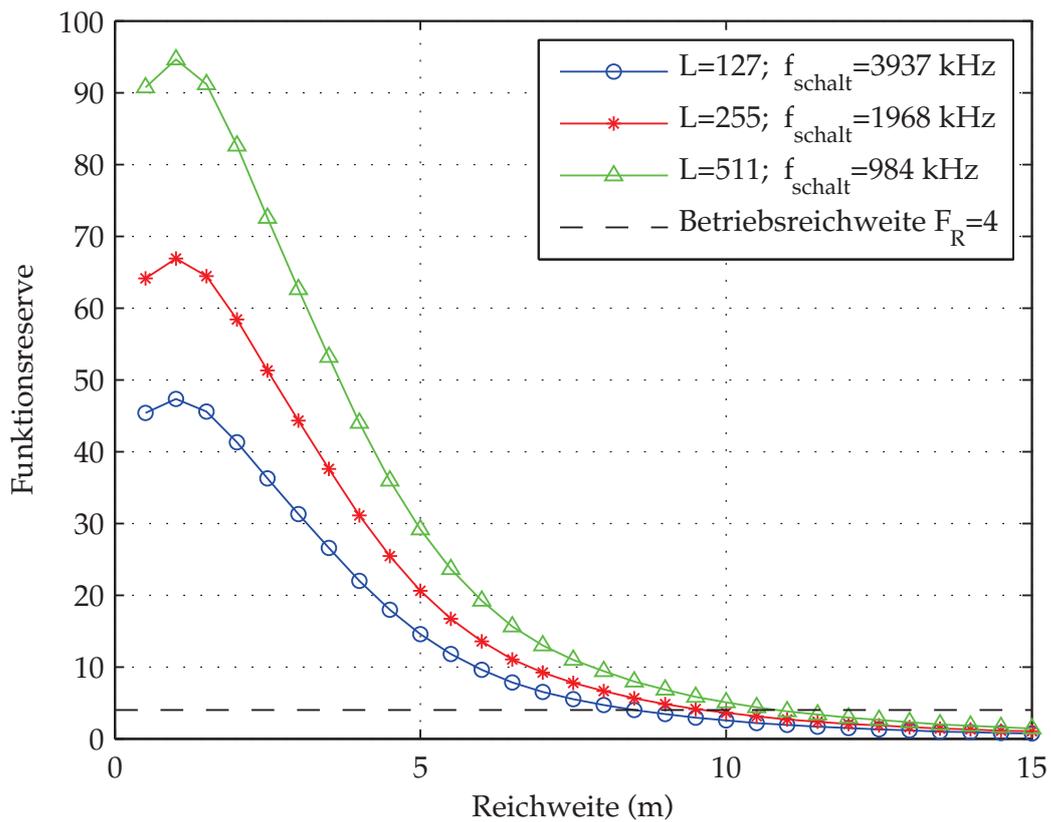
7.3.3 Reichweite

Die Reichweitenmessungen werden mit dem in Abbildung 7.6(a) dargestellten Aufbau unter Ausschluss optischer Störungen durchgeführt. Die Messstrecke besitzt eine maximale Länge von 19 m. Für einen Messpunkt wird der Sensor fest montiert und der Reflektor mit einer Schrittweite von 0,5 m verfahren. Für jede gemessene Schrittweite wird eine Einlernphase des Sensors durchgeführt, bei der die Entscheidungsschwellen angepasst werden. Das Labormuster erlaubt das Auslesen des Korrelatorausgangs und der Entscheidungsschwellen, sodass die resultierende Funktionsreserve berechnet werden kann.

Abbildung 7.6(b) zeigt den Verlauf der Funktionsreserve für eine Distanz zwischen Sensor und Reflektor von 1 m bis 15 m. Die Optik des Sensors ist für eine typische Reichweite von 2,5 m fokussiert. Bei dieser Reichweite erhält man die maximale Funktionsreserve. Die maximale Betriebsreichweite wird durch die Funktionsreserve $F_R = 4$ defi-



(a)



(b)

Abb. 7.6: Reichweitenmessung: (a) Messaufbau (b) Ergebnisse der Auswertung

7 Realisierungsaspekte

nirt. Es sind vier Kurven für verschiedene PN-Sequenzlängen L dargestellt, wobei Chipdauer und mittlere optische Leistung der Signale jeweils gleich sind. Dadurch lassen sich durch die Wahl geeigneter PN-Sequenzlängen unterschiedliche Kombinationen von Funktionsreserve und Schaltgeschwindigkeit realisieren. Das bedeutet, dass sich der Sensor durch einfache Parameteränderung an verschiedene Aufgaben anpassen lässt, ohne dass hierfür eine andere Hardware eingesetzt werden muss. Zudem kann die Einstellung von Funktionsreserve und Schaltgeschwindigkeit durch die Wahl geeigneter Sequenzlängen praktisch stufenlos erfolgen. Die maximale Betriebsreichweite für die Sequenzlängen 127, 255 bzw. 511 beträgt 8,5 m, 9,6 m bzw. 10,8 m.

8 Schlussfolgerungen

Mehrere Entwicklungen aus dem technologischen Umfeld optoelektronischer Sensoren verändern die Rahmenbedingungen, unter denen die Sensoren eingesetzt werden. Die erste Entwicklung ist die drastische Veränderung der optischen Störlandschaft durch Fortschritte der Halbleiter-Beleuchtung: Energieeffiziente Lumineszenzdioden mit Pulsweitenmodulationsdimmung, dynamische zeit- und anwesenheitsabhängige Beleuchtungslösungen und Anwendungen wie Visible Light Communication stellen neue Anforderungen an die Robustheit und Störfestigkeit optoelektronischer Sensoren. Die zweite Entwicklung ist der stetige Fortschritt integrierter Halbleiterschaltungen und das damit einhergehende Vordringen digitaler Signalverarbeitungssysteme in Bereiche, in denen digitale Systeme bis vor Kurzem nicht konkurrenzfähig waren. Hierdurch erhöhen sich gleichzeitig die Erwartungen der Anwender an die Intelligenz und die Flexibilität der Sensoren, die nur durch den Einsatz von Signalprozessoren umgesetzt werden können. Die dritte Entwicklung ist das Aufkommen konkurrierender Technologien und Auswerteverfahren im Bereich der Objektdetektion. Beispiele sind kostengünstige Radar- oder Lichtlaufzeit-Verfahren, die interessante neue Möglichkeiten wie die Detektion des Inhalts opaker Objekte oder eine höhere Störfestigkeit versprechen.

Ein zentrales Ergebnis dieser Arbeit sind die grundlegenden System- und Signalmodelle für die Beschreibung und Analyse der Sensoren. Es zeigt sich, dass intensitätsmodulierte optoelektronische Sensoren mit direkter Detektion deutliche Unterschiede zu Systemen aus der Hochfrequenztechnik aufweisen. Dies äußert sich besonders deutlich beim Effekt des SNR-Gewinns, der die Wechselwirkung der Signalform und

8 Schlussfolgerungen

dem resultierenden Signal-zu-Rauschverhältnis beschreibt. Der SNR-Gewinn spielt bei der Auswahl geeigneter Signalformen eine große Rolle. Ein weiteres wichtiges Ergebnis ist die systematische Messung und Modellierung relevanter optischer Störungen, da der inkohärente optische Kanal keiner direkten Regulierung unterliegt und so eine Vielzahl unterschiedlicher Störeinflüsse hoher Variabilität aufweist.

In dieser Arbeit werden zwei Signalformen auf Basis von Pseudo-Noise-Sequenzen untersucht, die unterschiedliche Vor- und Nachteile besitzen: Die Burst-PN-Signalform erzielt durch einen geringen Duty Cycle einen großen SNR-Gewinn, wohingegen die PN-Signalform eine präzise Bestimmung des Schaltzeitpunkts erlaubt. Bei beiden Signalformen werden zusätzliche Verfahren zur Störunterdrückung auf Grundlage leistungsfähiger Algorithmen aus dem Gebiet der Nachrichtentechnik und Signalverarbeitung eingesetzt.

Digitale Signalverarbeitungssysteme benötigen eine analoge Vorverarbeitung des Empfangssignals zur Regelung des Dynamikbereichs vor der Analog/Digital-Wandlung. Dafür ermöglichen digitale Signalprozessoren leistungsfähige und flexible Lösungsansätze, die im Gegensatz zu einer ASIC-Realisierung anwenderspezifische Lösungen auch bei geringen Stückzahlen erlauben. Ein weiterer interessanter Aspekt sind mögliche Einsparungen im Bereich analoger Schirmungsmaßnahmen durch den Prozessgewinn einer digitalen Störunterdrückung.

Die Leistungsfähigkeit der in dieser Arbeit betrachteten Systeme wird ausgehend von theoretischen Analysen über Simulationen bis hin zu einer Implementierung auf einem Echtzeit-Labormuster umfassend untersucht. Der Realisierungsaufwand der Algorithmen wird durch Komplexitätsbetrachtungen und Laufzeitmessungen auf dem Labormuster charakterisiert. Daneben werden die Anforderungen an die Analog/Digital-Wandlung im Zusammenspiel mit dem Analog-Front-End anhand typischer Anforderungsprofile beschrieben. Es zeigt sich, dass digitale Einweg- und Reflexionslichtschranken mit realistischem Aufwand auf einem Signalprozessor implementiert werden können. Die Ergebnisse dieser Arbeit bilden die Grundlage für den Aufbau eines Funktionsmusters und zeigen neue Wege für die Entwicklung optoelektronischer Sensoren als Antwort auf zukünftige Herausforderungen.

Abkürzungsverzeichnis

A

AC	Wechselstrom (engl. <i>alternating current</i>)
A/D	Analog/Digital
ADM	ADACMaster III
AFE	Analog-Front-End
API	Hardware-spezifischen Programmierschnittstellen (engl. <i>application programming interface</i>)
ASIC	Applikationsspezifischer integrierter Schaltkreis (engl. <i>application specific integrated circuit</i>)
AWGN	Additives weißes gaußsches Rauschen (engl. <i>additive white gaussian noise</i>)

B

B-PN	Burst-Pseudo-Noise
BSDK	Board-System-Development-Kit

C

CCG	Konventionelles Vorschaltgerät (engl. <i>conventional control gear</i>)
CCS	Texas Instruments Code Composer Studio
CDMA	Vielfachzugriff durch Codemultiplex (engl. <i>code division multiple access</i>)
CPSD	Strom-Leistungsdichtespektrum (engl. <i>current power spectral density</i>)
CW	Dauerstrich-Signal (engl. <i>continous wave</i>)

Abkürzungsverzeichnis

D

- DC Gleichstrom (engl. *direct current*)
DSP Digitaler Signalprozessor

E

- ECG Elektronisches Vorschaltgerät (engl. *electronic control gear*)
EMV Elektromagnetische Verträglichkeit
ESC Korrelation mit exponentieller Glättung
(engl. *exponential smoothing correlation*)

F

- FDMA Vielfachzugriff durch Frequenzmultiplex
(engl. *frequency division multiple access*)
FH Frequenzsprung-Verfahren (engl. *frequency hopping*)
FIR Transversalfilter
(engl. *finite impulse response*)
FPGA Field Programmable Gate Array

G

- GAL Adaptives Lattice-Filter
(engl. *gradient adaptive lattice*)

H

- HF Hochfrequenztechnik
HID Hochdruckentladungslampen
(engl. *high intensity discharge*)

I

- IEC International Electrotechnical Commission
IIR Rekursivfilter
(engl. *infinite impulse response*)
IM/DD Intensitäts-Modulation/Direkte-Detektion
ISE Xilinx ISE Foundation

J

- JTAG Joint Test Action Group

L

- LED Lumineszenzdiode (engl. *light emitting diode*)
 LFSR Linear rückgekoppeltes Schieberegister
 (engl. *linear feedback shift register*)
 LP Lineare Prädiktion

M

- MBDK Model-Based-Design-Kit

O

- OLED Organische Lumineszenzdiode
 (engl. *organic light emitting diode*)

P

- PAKF Periodische Autokorrelationsfunktion
 PKKF Periodische Kreuzkorrelationsfunktion
 PN Pseudo Noise
 PSD Leistungsdichtespektrum
 (engl. *power spectral density*)
 PWM Pulsweitenmodulation

R

- RMS Effektivwert (engl. *root mean square*)
 RTW Real-Time Workshop

S

- SIR Signal-zu-Störverhältnis
 (engl. *signal-to-interference ratio*)
 SMQ Lyrtech Signal Master Quad
 SNR Signal-zu-Rauschverhältnis
 (engl. *signal-to-noise ratio*)
 STFT Kurzzeit-Fourier-Transformation
 (engl. *short-time Fourier transform*)
 SWC Gleitende Korrelation
 (engl. *sliding window correlation*)

Abkürzungsverzeichnis

T

TDMA Vielfachzugriff durch Zeitmultiplex
(engl. *time division multiple access*)

TH Zeitsprung-Verfahren
(engl. *time hopping*)

V

VHDL Hardwarebeschreibungssprache
(engl. *very high speed integrated circuit hardware description language*)

VLC Visible Light Communication

X

XSG Xilinx System Generator for DSP

Z

ZBP Zeitdauer-Bandbreite-Produkt

Literaturverzeichnis

- [1] CISPR 15: *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment*
- [2] *Europäische Norm EN 55015: Störaussendung elektrischer Beleuchtungseinrichtungen*
- [3] *VDE 0875 Teil 15-1 Grenzwerte und Messverfahren für Funkstörungen von elektrischen Beleuchtungseinrichtungen und ähnlichen Elektrogeräten*
- [4] ANSI: High Frequency Fluorescent Lamp Ballasts / American National Standards Institute. 2002 (ANSI C82.11). – American National Standard
- [5] BARRY, John R.: *Wireless Infrared Communications*. Kluwer Academic Publishing, 1994
- [6] BEHBOODIAN, Ali: Model-Based Design. In: *Xilinx DSP magazine* 2 (2006), May, S. 52–55
- [7] BIRTALAN, Dave ; NUNLEY, William: *Optoelectronics: Infrared-Visible-Ultraviolet, Devices and Applications*. CRC, 2009
- [8] DIXON, Robert C.: *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*. 3. Auflage. Wiley-Interscience, 1994
- [9] FETZER, Günter ; HIPPENMEYER, Heinrich: *Optoelektronische Sensoren*. Verlag Moderne Industrie, 1988
- [10] FRIEDMAN, Ed ; LESTER, John: *Photonics Rules of Thumb: Optics, Electro-Optics, Fiber Optics and Lasers*. McGraw Hill, 2003

- [11] HAUSKE, M. ; JONDRAL, F. K.: Characterization of wireless optical indoor channels. In: *Proc. Photonics Global Conf. (PGC)*, 2010, S. 1–5
- [12] HAUSKE, Maximilian ; ELSNER, Jens ; WASLOWSKI, Kai ; MERETTIG, Gerhard: Optoelectronic sensor and method for transmitting and receiving light. 2011 (Veröffentlichungsnummer EP2381275). – Europäische Patentanmeldung
- [13] HAUSKE, Maximilian ; ROBEL, Felix ; JONDRAL, Friedrich K. ; IHLE, Marc: Real-Time Realization of Interference Suppression for Robust Wireless Optical Communication. In: *IEEE Signal Processing Society 14th DSP Workshop & 6th SPE Workshop Sedona, Arizona, USA*, 2011
- [14] HAUSKE, Maximilian ; SHI, Dayong ; IHLE, Marc ; JONDRAL, Friedrich K.: Artificial Lighting Interference on Free Space Photoelectric Systems. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility 20.-24. Juli, Kyoto, Japan*, 2009
- [15] HAUSKE, Maximilian ; TANBOURGI, Ralph ; WASLOWSKI, Kai ; MERETTIG, Gerhard: Optoelectronic Sensor. 2011 (Veröffentlichungsnummer EP2226650). – Europäisches Patent
- [16] HAUSKE, Maximilian ; WASLOWSKI, Kai ; MERETTIG, Gerhard: Optoelektronischer Sensor. 2011 (Aktenzeichen DE 20 2009 018 078.6). – Deutsches Gebrauchsmuster
- [17] HERING, Ekbert ; BRESSLER, Klaus ; GUTEKUNST, Jürgen: *Elektronik für Ingenieure*. 4. Auflage. Springer, 2001. – ISBN 3–540–41738–9
- [18] HESSE, Stefan ; SCHNELL, Gerhard: *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation*. 4. Auflage. Vieweg+Teubner, 2009
- [19] HOBBS, Philip C. D.: *Building Electro-Optical Systems: Making It All Work*. 2. Auflage. Wiley, 2009
- [20] IPATOV, Valery P.: *Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications*. John Wiley & Sons, 2005
- [21] JOHNSON, Mark: *Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems*. McGraw-Hill Professional, 2003

- [22] KAHN, J.M. ; BARRY, J.R.: Wireless infrared communications. In: *Proceedings of the IEEE* 85 (1997), Nr. 2, S. 265–298. <http://dx.doi.org/10.1109/5.554222>. – DOI 10.1109/5.554222. – ISSN 0018–9219
- [23] KAISER, Stefan ; LATVA-AHO, Matti: Broadband Wireless Beyond 2020 / Net!Works European Technology Platform. 2011. – White Paper
- [24] KAMMEYER, Karl-Dirk: *Nachrichtenübertragung*. 5. Auflage. Teubner, 2011. – ISBN 3–519–26142–1
- [25] KATAOKA, S. ; ATAGI, K.: Prevention of IR interference from high frequency fluorescent lighting to IR remote-control systems. In: *Proc. 1995. Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95*, 1995, S. 677–683 vol.2
- [26] KETCHUM, J. ; PROAKIS, J.: Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems. In: *IEEE Transactions on Communications* 30 (1982), Nr. 5, S. 913–924. – ISSN 0096–2244
- [27] LÜKE, Hans D.: *Korrelationssignale*. Springer, 1992
- [28] LYRTECH: *ADACMaster III User's Guide*. 1.5. Lyrtech, September 2008
- [29] LYRTECH: *SignalMaster Quad Users's Guide*. 1.8. Lyrtech, Oktober 2008
- [30] MÜLLER, R.: *Halbleiter-Elektronik*. Bd. 15: *Rauschen*. Springer, 1979
- [31] MOREIRA, A.J.C. ; VALADAS, R.T. ; OLIVEIRA DUARTE, A.M. de: Characterisation and modelling of artificial light interference in optical wireless communication systems. In: VALADAS, R.T. (Hrsg.): *Proc. Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'95. 'Wireless: Merging onto the Information Superhighway'* Bd. 1, 1995, S. 326–331 vol.1
- [32] O'BRIEN, D. C. ; ZENG, L. ; LE-MINH, H. ; FAULKNER, G. ; WALEWSKI, J. W. ; RANDEL, S.: Visible light communications: Challenges

and possibilities. In: *Proc. IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2008*, 2008, S. 1–5

- [33] OHM, Georg S.: *Die galvanische Kette, mathematisch bearbeitet*. Riemann, 1827
- [34] OPPENHEIM, Alan V. ; SCHAFER, Ronald W.: *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson, 2010
- [35] OSRAM (Hrsg.): *ECG for T5 fluorescent lamps Technical Guideline*. Osram, May 2005
- [36] OSRAM: *Datenblatt Rote Lumineszenzdiode SFH 4273*. 2007
- [37] PROAKIS, J.G.: *Interference suppression in spread spectrum systems*, 1996, S. 259 –266 vol.1
- [38] PROAKIS, John G. ; SALEHI, Masoud: *Digital Communications*. 5. Auflage. McGraw-Hill, 2007. – ISBN 0–07–232111–3
- [39] RAO, Raghuveer M. ; DIANAT, Sohail: *Basics of Code Division Multiple Access (CDMA)*. SPIE Press, 2005. – ISBN 0–8194–5869–4
- [40] RASCHER, Manfred ; KLEMMT, Hermann: *Lichtschranken*. Hüthig, 1987
- [41] REMIREZ-INIGUEZ, Roberto ; IDRUS, Sevia M. ; SUN, Ziran: *Optical Wireless Communications: IR for Wireless Connectivity*. CRC Press /Taylor & Francis Group, 2008
- [42] SCHUELER, Gerhard: *Kennzeichnung und Bewertung der Betriebsgüte von Lichtschranken und Lichttastern*, Technische Universität Berlin, Diss., 1984
- [43] SIMON, Marvin K. ; OMURA, Jim K. ; SCHOLTZ, Robert A. ; LEVITT, Barry K.: *Spread Spectrum Communication Handbook*. McGraw Hill, 1994. – ISBN 0–07–057629–7
- [44] SKLAR, Bernard: *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, 1988

- [45] STOCKWALD, Klaus: Progress in Conventional Lighting Technologies. In: *Solid-State and Organic Lighting*, Optical Society of America, 2010
- [46] TANBOURGI, Ralph ; HAUSKE, Maximilian ; JONDRA, Friedrich K.: Interference Suppression in Visible Light Communication. In: *Advanced Photonics: OSA Optics & Photonics Congress; Signal Processing in Photonic Communications (SPPCom)*, Karlsruhe, 21.-24. Juni, 2010
- [47] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph: *Halbleiter - Schaltungstechnik*. Bd. 12. Springer, 2002
- [48] WAYMOUTH, John F.: *Electric discharge lamps*. M.I.T. Press, 1971
- [49] WELCH, P.: The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms. In: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 15 (1967), Nr. 2, S. 70–73. – ISSN 0018–9278
- [50] WIESMANN, T. ; OHM, G. ; VOGES, Edgar (Hrsg.): *Optische Kommunikationstechnik: Handbuch für Wissenschaft und Industrie*. Springer, 2002
- [51] WINTER, Albert: dB or not dB? Was Sie schon immer zum Rechnen mit dB wissen wollten.../ Rohde & Schwarz. Version: 2005. http://www2.rohde-schwarz.com/file/1MA984_D.pdf. 2005 (1MA98). – Application Note
- [52] WONG, K. K. ; O'FARRELL, Tim: Spread Spectrum Techniques for Indoor Wireless IR Communication Systems. In: *IEEE Wireless Communications* 10 (2003), April, Nr. 2, S. 54–63
- [53] YOUNG, Eric: Don't Want to Hear It? Avoid the Audio Band with PWM LED Dimming at Frequencies Above 20 kHz. In: *Linear Technology Magazine* 19 (2009), März, Nr. 1, S. 30–40

Studentische Arbeiten

- Thomas Bächle: *Aufbau eines Sende- und Empfangsfrontends für Reflexionslichtschranken*
(Praktikum, HS Furtwangen)
- Thomas Bächle: *Untersuchung eines optischen Sensors gegenüber Störgrößen im industriellen Umfeld*
(Bachelorarbeit, HS Furtwangen)
- Björn Denz: *Analyse und Laufzeitoptimierung von adaptiven Filtern für digitale Signalprozessoren*
(Bachelorarbeit, HS Karlsruhe)
- Tung Anh Duong: *Empfänger-Front-Ends für digitale optische Sensoren*
(Bachelorarbeit, CEL, KIT)
- Christian Ehrmann: *Modellbasierte Entwicklung und automatische Cod degenerierung am Beispiel von Detektions-Algorithmen mit Spreizsequenzen*
(Diplomarbeit, HS Karlsruhe)
- Angelika Fetzner: *Adaptive Detektionsschwellen für fotoelektrische Sensoren*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Qijie Guo: *Simulation einer optischen Sensorstrecke*
(Diplomarbeit, CEL, KIT)
- Elmar Hauksson: *Synchronisationsverfahren für Einweg-Lichtschranken mit PN-Sequenzen*
(Masterarbeit, CEL, KIT)
- Michael Jung: *Inbetriebnahme einer DSP/FPGA-Entwicklungsplattform*
(Praktikum, CEL, KIT)

- Michael Jung: *Implementierung eines adaptiven Filters zur Unterdrückung schmalbandiger Störfrequenzen für Lichtschranken mit PN-Sequenzen*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Sascha Köhler: *Parameterschätzung für Alpha-stabile Verteilungen*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Oliver Opalko: *Detektionsalgorithmen für Glaslichtschranken*
(Diplomarbeit, CEL, KIT)
- Felix Robel: *Adaptive Detektionsalgorithmen für optische Sensoren in der Automatisierungstechnik*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Felix Robel: *DSP-Implementierung adaptiver Störunterdrückung für Lichtschranken mit PN-Sequenzen*
(Praktikum, CEL, KIT)
- Dayong Shi: *Analysis and Modeling of Artificial Lighting in Free Space Photoelectric Sensor Systems*
(Masterarbeit, HS Karlsruhe)
- Ralph Tanbourgi: *Robust Spreading Sequences for Opto-Electronic Sensors*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Philipp Trojan: *Adaptive Detektionsalgorithmen für optische Sensoren zur Objekterkennung*
(Studienarbeit, CEL, KIT)
- Umer Zeb: *Optical Receiver Front End: Design and Implementation*
(Masterarbeit, HS Ravensburg-Weingarten)

Index

- Amplitudenverteilung, 29
Anforderungen, 6
Anforderungsprofil, 104
Augensicherheit, 7
- Beleuchtung, 26
Betriebstemperatur, 7
Bipolar-Unipolar-
 Wandlung, 46
Burst-PN, 45
- Clipping, 104
Code-Generierung, 100
Codemultiplex, 45
Continous Wave, 43
- dBmA, 31
dBnA, 82
Delay, 69
Detektorstatistik, 81
Direkte Detektion, *siehe* IM/DD
- Einheiten, 74
Einweglichtschranke, 4
Empfindlichkeit, 11
Empfindlichkeitsreduktion, 106
EMV, 7
ESC, 63
- Fehlerfunktion, 78
Fehlschalten, 6
Fensterfunktionen, 31
Frequenzmultiplex, 44
Funktionsreserve, 6, 66
- GAL, 60
Gebrauchsmuster, *siehe* Schutz-
 recht
Glättung, 62
Glühlampe, 33
Gold-Sequenz, 48
- Hochfrequenztechnik, 8
Hypothese, 5
- IM/DD, 4
Impuls, 44
Intensitätsmodulation, *siehe*
 IM/DD
- Jitter, 6, 69
- Kanalmodell, 23
Kooperation, 7
- Labormuster, 98
Leckeffekt, 31
Leistung, 11, 15

- Leuchtstofflampe, 33
- Limitierungen, 7
- Linearregler, 21

- Matched-Filter, 13, 61
- Mehrfachzugriff, 7
- Messreihe, 109
- Model-Based-Design, 100
- Modulationstiefe, 31
- Moving Average, 62

- Norm, 15

- Objektdetektion, 1
- Offset, 46
- Optische Störung, 7

- Patent, *siehe* Schutzrecht
- Periodogramm, 30
- Polynom, 49
- Prozessgewinn, 106
- Pseudo-Noise, 44
- Pulsvorcodierung, 51

- Q-Funktion, 77
- Quantisierung, 102

- Rauschleistungsdichte, 75
- Rechenaufwand, 107
- Reflexionslichtschranke, 4
- Regression, 19
- Regulierung, 7, 27
- Reichweite, 6, 112
- Responsivity, *siehe*
Empfindlichkeit
- Robustheit, 7

- Schaltausgang, 5
- Schaltfrequenz, 68
- Schaltgeschwindigkeit, 6, 111
- Schaltzeitpunkt, 69
- Schieberegister, 48
- Schutzrecht, 42, 52, 53
- Sender, 46
- Signalmodell, 10
- Simulation, 73
- SIR, 82
- Sliding Window, 61
- SNR, 12, 67
- SNR_Q, 103
- SNR-Gewinn, 14
Grenzen, 17
- Soft-Limiter, 58
- Spektrogramm, 29
- Square law, 12
- Störer
Chirp, 41, 90
Rechteck, 41, 92
Sinus, 41, 87
- Störmodell, 25, 41
- Störpegel, 31, 81, 82
- Störquellen, 26
- Störunterdrückung, 109
- Strom-Spannungs-Kennlinie, 9
- SWC, 63
- Systemmodell, 4

- Verluste, 16
- Verlustleistung, 10
- Verschmutzung, 6
- Verteilungsfunktion, 78
- VLC, 39
- Vorschaltgerät, 33

- Welch, 29
- Wirkungsgrad, 10

Index

Zeitdauer-Bandbreite-
Produkt, 43

Zeitmultiplex, 44

Zustand, 5

Lebenslauf

Maximilian Hauske

geboren am 28. Oktober 1980 in Hannover

2000	Abitur, Copernicus-Gymnasium, Philippsburg
2000-2001	Wehrdienst
2001-2007	Studium Elektrotechnik und Informationstechnik, Karlsruher Institut für Technologie, Abschluss Diplom-Ingenieur
2007-2012	Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Nachrichtentechnik