

Fortschritt-Berichte VDI

VDI

Reihe 8

Mess-,
Steuerungs- und
Regelungstechnik

Nr. 1269

Dipl.-Ing. Darina Schulze-Zipper,
Magdeburg

**Ein regelungstechnischer
Ansatz für ein
technologieübergreifendes
und automatisiertes
drahtloses Koexistenz-
management**

Ein Regelungstechnischer Ansatz für ein technologieübergreifendes
und automatisiertes drahtloses Koexistenzmanagement

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktorandenin
(Dr.-Ing.)**

von Dipl.-Ing. Darina Schulze-Zipper
geboren am 26.05.1986 in Neindorf / Beckendorf

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Ulrich Jumar
Prof. Dr.-Ing. Carlos Eduardo Pereira

Promotionskolloquium am 22.10.2019

Fortschritt-Berichte VDI

Reihe 8

Mess-, Steuerungs-
und Regelungstechnik

Dipl.-Ing. Darina Schulze-Zipper,
Magdeburg

Nr. 1269

**Ein regelungstechnischer
Ansatz für ein
technologieübergreifendes
und automatisiertes
drahtloses Koexistenz-
management**

VDI verlag

Schulze-Zipper, Darina

Ein regelungstechnischer Ansatz für ein technologieübergreifendes und automatisiertes drahtloses Koexistenzmanagement

Fortschr.-Ber. VDI Reihe 08 Nr. 1269. Düsseldorf: VDI Verlag 2020.

144 Seiten, 61 Bilder, 19 Tabellen.

ISBN 978-3-18-526908-0 ISSN 0178-9546,

€ 52,00/VDI-Mitgliederpreis € 46,80.

Für die Dokumentation: Funkkommunikation – Modellierung – ereignisdiskrete Systeme – Modellprädiktive Regelung – max-plus Algebra – Fabrik – Hardware-in-the-Loop Test

Um die Vernetzung zwischen Maschinen und Endpunkten flexibler zu gestalten, erhält zunehmend die drahtlose Kommunikation an Aufmerksamkeit. Dabei werden die Anforderungen an das Zeit- und Fehlerverhalten der Nachrichtenübertragung bei Produktionsprozessen zunehmend höhergestellt. An dieser Stelle ist das Koexistenzmanagement von hoher Wichtigkeit, um die Prozesse koordiniert aufeinander abzustimmen. Es wird ein methodisches Vorgehen für ein technologieübergreifendes und automatisiertes Koexistenzmanagement untersucht. Das Besondere hierbei ist der im Vergleich zum aktuellen Stand der Wissenschaft einmalige, technologieübergreifende Ansatz. In der vorliegenden Arbeit wird das Koexistenzmanagement als modellprädiktive Regelung untersucht. Dadurch werden aktuelle Systemzustände kontinuierlich erfasst und bewertet. Begleitet werden diese Untersuchungen durch mathematische Stabilitätsbeweise. Die Validierung erfolgt an einem Hardware-in-the-Loop-Versuchsaufbau.

Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet unter www.dnb.de abrufbar.

Bibliographic information published by the Deutsche Bibliothek

(German National Library)

The Deutsche Bibliothek lists this publication in the Deutsche Nationalbibliographie
(German National Bibliography); detailed bibliographic data is available via Internet at
www.dnb.de.

© VDI Verlag GmbH · Düsseldorf 2020

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Fotokopie, Mikrokopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen, im Internet und das der Übersetzung, vorbehalten.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 0178-9546

ISBN 978-3-18-526908-0

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Automation und Kommunikation e.V. Magdeburg. Für das gute Gelingen meiner Arbeit sind eine Reihe von Menschen mit verantwortlich, bei denen ich mich bedanken möchte.

Mein besonderer Dank dabei gilt Herrn Prof. Ulrich Jumar, der mich bei dieser Arbeit wissenschaftlich begleitet hat. Immer wenn es Gesprächsbedarf gab, war er für mich da und hat mich immer unterstützt. Das habe ich nie als selbstverständlich angesehen. Für sein Vertrauen und die Freiheiten, die er mir entgegen gebracht hat, bedanke ich mich herzlich. Ich danke Herrn Prof. Carlos Eduardo Pereira, Universität von Rio Grande do Sul in Porto Alegre (Brasilien), für die wertvollen Ratschläge und dass er mein Zweitgutachten übernommen hat.

Weiterhin bedanke ich mich bei meinen Kollegen vom Institut für Automation und Kommunikation e.V. für die Unterstützung und die damit verbundene Zusammenarbeit. Wohl wissend, dass ich an dieser Stelle nicht alle Kollegen berücksichtigen kann, möchte ich dabei André Gnad, Christian Diedrich, Holger Zipper, Marko Krätzig, Matthias Riedl, Stefan Magnus, Tim Ruß und noch viele viele mehr hervorheben, die es hoffentlich nicht persönlich nehmen, wenn sie an dieser Stelle nicht genannt werden. Natürlich möchte ich auch den Projektassistenzen für die organisatorischen Angelegenheiten innerhalb der Projekte danken, ganz besonders Frances Plöwka und Nancy Bärwinkel, die zu Freundinnen für mich geworden sind.

Einen Großteil der Ergebnisse meiner Arbeit habe ich dem EU-Projekt ReICoVAir (Reliable Industrial Communication Over the Air) zu verdanken. Die Zusammenarbeit und die Diskussionen mit den Kollegen haben mir immer sehr geholfen. Hervorheben möchte ich dabei Frank Burkhardt, der mir innerhalb des Projektes sehr viel Vertrauen und Zuversicht geschenkt hat. Die zahlreichen Gespräche, die wir geführt haben machten mir sehr viel Mut.

Weiterhin gilt ein besonderer Dank meiner gesamten Familie. Meinen Eltern, Schwiegereltern und meinem Bruder, Tobias, ohne Eure mentale Unterstützung und Euer Verständnis wäre die Arbeit gar nicht erst möglich gewesen. Dem Anschließen möchte ich meinen Kollegen Holger, der jetzt zu meinem Ehemann geworden ist. Dein Vertrauen in meinen Fähigkeiten und unsere zahlreichen fachlichen Diskussionen haben mich motiviert

diese Arbeit auch zu Ende zu führen. Ihr seid diejenigen, die mich über Jahre hinweg motiviert und meine Interessen in jeglicher Art und Weise unterstützt habt. Dafür sage ich Danke!

Darina Schulze-Zipper
Magdeburg, 22.10.2019

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|------------|
| Abkürzungsverzeichnis | VII |
| Symbolverzeichnis | IX |
| Kurzfassung | X |
| Abstract | XII |
| 1 Einleitung | 1 |
| 1.1 Motivation | 1 |
| 1.2 Ziel und Gliederung der Arbeit | 2 |
| 2 Stand der Wissenschaft | 4 |
| 2.1 Überblick Koexistenzmanagement | 4 |
| 2.2 Schlussfolgerung | 13 |
| 3 Das Koexistenzmanagement als Regelkreis | 14 |
| 3.1 Beschreibung des Betrachtungsraums als Regelkreis | 14 |
| 3.2 Analogie-Funkkommunikation und Regelungstechnik | 16 |
| 3.3 Beschreibung des Arbeitsbereiches für die Regelung | 20 |
| 3.4 Schlussfolgerung | 21 |
| 4 Modellierung des Koexistenzmanagements | 23 |
| 4.1 Formulierung der Anforderungen | 23 |
| 4.2 Modellierung der Regelstrecke | 24 |
| 4.2.1 Modellierung des interferenzfreien Streckenverhaltens | 28 |
| 4.2.2 Nachweis der Stabilität für das interferenzfreie Streckenverhalten . | 30 |
| 4.2.3 Modellierung des interferenzbehafteten Streckenverhaltens | 32 |
| 4.2.4 Nachweis der Stabilität des interferenzbehafteten Streckenverhaltens | 33 |
| 4.3 Reglerentwurf zum Koexistenzmanagement | 35 |
| 4.3.1 Modelprädiktive Regelung in der <i>max – plus</i> -Algebra | 39 |
| 4.3.2 Formulierung des Optimierungsproblems für die modellprädiktive | |
| Regelung (Modell Predictive Control) (MPC) | 42 |

| | | |
|--|---|------------|
| 4.3.3 | Regler als zentrale Instanz | 47 |
| 4.3.4 | Regler als dezentrale Instanz | 48 |
| 4.4 | Schlussfolgerung | 49 |
| 5 | Validierung des Modells für den Regelkreis | 50 |
| 5.1 | Beschreibung des <i>Hardware in the Loop</i> – Versuchsaufbaus | 50 |
| 5.2 | Parametrierung des Modells für die Regelung | 52 |
| 5.3 | Validierung des Modells für die Regelung | 56 |
| 5.3.1 | Formulierung der Testfälle | 56 |
| 5.3.2 | Validierung des Modells für die zentrale Regelung | 59 |
| 5.3.3 | Validierung des Modells für die dezentrale Regelung | 64 |
| 5.4 | Schlussfolgerung | 68 |
| 6 | Zusammenfassung und Ausblick | 69 |
| 6.1 | Zusammenfassung | 69 |
| 6.2 | Ausblick | 70 |
| Anhang A | Analyse des Systemverhaltens | 72 |
| A.1 | Nachweis der Nichtlinearität des Systemverhaltens im Zustandsraummodell (ZRM) | 72 |
| A.2 | Die <i>max-plus</i> Algebra | 73 |
| A.3 | Explizite Bildungsvorschrift-Interferenzfrei | 74 |
| A.4 | Explizite Bildungsvorschrift-Interferenzbehaftet | 76 |
| Anhang B | Analyse des Optimierungsproblems | 79 |
| B.1 | Nachweis der Nichtlinearität für den <i>max</i> -Term | 79 |
| B.2 | Formulierung eines konvexen Optimierungsproblems | 80 |
| Anhang C | Implementierung der Modelle für die Regelung | 84 |
| C.1 | Implementierung des Modells für die zentrale Regelung | 87 |
| C.2 | Implementierung des Modells für die dezentrale Regelung | 94 |
| Anhang D | Messergebnisse zur Validierung der Regelung | 105 |
| D.1 | Messergebnisse für die zentrale Regelung | 105 |
| D.2 | Messergebnisse für die dezentrale Regelung | 110 |
| Glossar | | 116 |
| Eigene Publikationen | | 119 |
| Betreute wissenschaftliche Arbeiten | | 122 |
| Literaturverzeichnis | | 123 |

Abkürzungsverzeichnis

| | |
|----------------|--|
| Abb. | Abbildung |
| BT | Bluetooth |
| bzgl. | bezüglich |
| bzw. | beziehungsweise |
| C | Regler (Controller) |
| CACCA | Coexistence Aware Clear Channel Assessment |
| C2x | Auto zu x Kommunikation (Car to x Communication) |
| CCP | Zentrale Verwaltungseinheit (Central Coordination Point) |
| CR | Cognitive Radio |
| CSMA/CA | Carrier Sense Multiple Access/ Collision Avoidance |
| CW | Wettbewerbsfenster (Command Window) |
| dBm | Dezibel Milliwatt - Leistungspegel |
| DAF | Distributed Application Function |
| DCF | Distributed Coordination Function |
| DOME | Distributed Object Model Environment |
| DIFS | DCF Interframe Spacing |
| ELCP | Extended Linear Complementary Problem |
| FG | Funkgerät |
| FH | Frequency Hopping |
| FKS | Funkkommunikationssystem (Wireless Communication System) |
| GHz | Gigahertz |
| Gl. | Gleichung |
| IoT | Internet der Dinge (Internet of Things) |
| Kap. | Kapitel |
| LBT | Listen Before Talk |
| LP | Lineare Programmierung (Linear Programming) |
| MHz | Megahertz |
| MPC | modellprädiktive Regelung (Modell Predictive Control) |
| NRX | Anzahl der empfangenen Nachrichten |
| NTX | Anzahl der gesendeten Nachrichten |
| NVR | Nachrichtenverlustrate |

| | |
|----------------|---|
| OSI | Open Systems Interconnection Model |
| P | Regelstrecke (Plant) |
| QoC | Qualität der Koexistenz (englisch Quality of Coexistence) |
| Q | Quelle (Source) |
| SDN | Software Defined Networking |
| SIFS | Short Interframe Spacing |
| SISO | Single Input Single Output |
| Tab. | Tabelle |
| UDP | User Datagram Protocol |
| WCF | Funkkommunikationsfunktion (Wireless Communication Function) |
| WISA | Drahtlose Schnittstelle für Sensoren und Aktoren (Wireless Interface for Sensors and Actuators) |
| W | Watt |
| WLAN | Wireless Local Area Network |
| WSAN-FA | Wireless Sensor Actor Network - Factory Automation |
| Z | Ziel (Target) |
| ZRM | Zustandsraummodell |

Symbolverzeichnis

| | |
|--------------|---|
| A | Systemmatrix |
| B | Eingangsvektor |
| C | Ausgangsvektor |
| D | Störung/Interferenz |
| E | Regelabweichung |
| $f(\cdot)$ | Zustandsfunktion |
| G | Petri-Netzgraph |
| g | Prädiktionsvektor für die Anfangszustände |
| H | Prädiktionsmatrix für das Eingangsverhalten |
| $h(\cdot)$ | Ausgangsfunktion |
| i | Nummerierung des Funkkommunikationssystems |
| l | Nummerierung der logischen Verbindung |
| pl | Nummerierung der physikalischen Verbindung |
| P | Index für den Prädiktionshorizont |
| p | Sub-Regelstrecke |
| s | Absolute Anzahl der Funkkommunikationssysteme |
| U | Stellgröße |
| a | Index für anwendungsbezogene Stellgröße |
| ds | Index für geräte- und systembezogene Stellgröße |
| v | Verzögerungen an den Transitionen |
| W | Führungsgröße |
| Y | Regelgröße |
| \mathbb{N} | Menge aller natürlichen Zahlen ohne die Null |
| \mathbb{R} | Menge aller reellen Zahlen |
| \oplus | Max-Operator |
| \otimes | Plus-Operator |
| θ | Platz |
| λ | Transition |
| ξ | Kante |
| ν | Wichtung |

Kurzfassung

Die Digitalisierung, die digitale Fabrik und die damit verbundene Vernetzung von Produktionsressourcen beschreiben nur einige Schwerpunkte aktueller Diskussionen um die Themen Industrie 4.0, das Internet der Dinge (Internet of Things) (IoT) oder die Entwicklung der 5. Generation mobiler Netzwerke (5G). Ziel ist es unter anderem die physische Ebene mit der digitalen Ebene im Produktionsprozess zu verbinden. Anwendungsbereiche davon sind beispielsweise die Kommunikation zwischen Fahrzeugen in der Automobil- und der Schiffsbranche oder in der industriellen Kommunikation hinsichtlich verschiedener Produktionssysteme. Um die Vernetzung zwischen Maschinen und Endpunkten flexibler zu gestalten, erhält zunehmend die drahtlose Kommunikation an Aufmerksamkeit. Dabei werden die Anforderungen an das Zeit- und Fehlerverhalten der Nachrichtenübertragung bei komplexeren Produktionsprozessen zunehmend höher gestellt. Diese stetig wachsenden Anforderungen sind Kernaspekte im Bereich 5G. Das Ziel hierbei ist es, für diese Anforderungen die notwendigen Kapazitäten und Datenraten zur Verfügung zu stellen. Dabei nimmt die Zahl der Maschinen und Endpunkte innerhalb der Produktionshalle zu, wodurch das Nachrichtenaufkommen in der Funkkommunikation ansteigt. Damit wird die Wahrscheinlichkeit erhöht, dass Nachrichten während der Kommunikation verloren gehen oder mit einer zusätzlichen zeitlichen Verzögerung an ihrem jeweiligen Ziel ankommen. An dieser Stelle ist der Begriff der drahtlosen Koexistenz von hoher Wichtigkeit. Wie im Rahmen der nationalen und internationalen Standardisierungsarbeit festgelegt, beschreibt der Begriff der drahtlosen Koexistenz einen Zustand, in dem alle Funkkommunikationslösungen einer Anlage, die ein gemeinsames Medium nutzen, alle Kommunikationsanforderungen ihrer Anwendung erfüllen. Das Ziel eines daraus resultierenden drahtlosen Koexistenzmanagements soll sein, die Prozesse koordiniert aufeinander abzustimmen und durch entsprechende Maßnahmen die Endgeräte zu konfigurieren, damit die drahtlose Koexistenz erhalten bleibt bzw. wieder hergestellt wird.

Das Anwendungsgebiet der vorliegenden Arbeit gliedert sich in die industrielle Funkkommunikation ein. Das Ziel ist es, ein methodisches Vorgehen für ein technologieübergreifendes und automatisiertes drahtloses Koexistenzmanagement zu untersuchen. Das Besondere hierbei ist der technologieübergreifende Ansatz. Es ist somit nicht entscheidend welche Funktechnologien (Wireless Local Area Network (WLAN), Bluetooth, Wireless Interface for Sensors and Actuators (WISA) oder ZigBee) verwendet werden. Dieser An-

satz ist im Vergleich zum aktuellen Stand der Wissenschaft einmalig. In der vorliegenden Arbeit wird daher ein neues Konzept entwickelt, welches auf der Formulierung des drahtlosen Koexistenzmanagements als Regelkreis beruht. Diese Herangehensweise erlaubt die Möglichkeiten die aktuellen Systemzustände kontinuierlich zu erfassen und so zu bewerten, dass gegebenenfalls Maßnahmen für die Beeinflussung des Systemverhaltens getroffen werden können. Diese Art der Formulierung und Umsetzung ist im Bereich des drahtlosen Koexistenzmanagements neu. Die Methoden für die Modellierung solch eines Regelkreises werden untersucht, wobei festgestellt wird, dass ein nichtlineares Systemverhalten in der klassischen Algebra vorliegt. Für die Untersuchungen wird daher eine Transformation mit Hilfe der *max – plus*-Algebra vorgenommen, um ein lineares Systemverhaltens zu erhalten. Die vorgeschlagene Regelung wird auf einem modellprädiktiven Ansatz beruhen, welcher zentral und dezentral ausgeführt ist. Das Ziel ist es, die Nachrichtenübertragung verschiedener Funkkommunikationssysteme zeitlich zu entkoppeln. Begleitet werden diese Untersuchungen durch mathematische Stabilitätsbeweise, welche darauf schlussfolgern, ob die Nachrichten an ihren jeweiligen Zielen zeitverzögert angekommen sind. Die Validierung und Auswertung der entsprechenden Methoden erfolgt an einem industrienahen *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau, der speziell für diese Versuchsreihen aufgebaut wird. In der vorliegenden Arbeit werden dazu Testfälle für homogene und heterogene Funkkommunikationssysteme definiert. Heterogen in dem Sinne bedeutet, dass unterschiedliche Funktechnologien wie WLAN und Bluetooth verwendet werden. Anhand des Versuchsaufbaus und der Testfälle wird gezeigt, dass die modellprädiktive Regelung in der *max – plus*-Algebra für solch ein drahtloses Koexistenzmanagement geeignet ist.

Abstract

Digitalization, digital factory and associated interconnection of production ressources describe some of the main topics in Industrie 4.0, Internet of Things (IoT) or development of the fifth generation mobile networks (5G) recently. The ultimate vision is the connection of the physical world with the digital world amongst others. Application areas include for example the connectivity between vehicles in the automotive- and shipindustry as well as the industrial communication of various production systems. For designing a flexible interconnection between the machines and endpoints, the interests in wireless communication is growing. In industrial wireless communication systems, the demands for outstanding time and fault behaviour during the message transmission are increasing. These constantly growing demands are core aspects in 5G. The aim here is to provide the capacity to meet the high demands on data volumes and data rates. Infact, the number of machines and endpoints within the production hall multiplies, which increases the amount of messages in wireless communication. This increases the probability, that messages can be lost or arrive at their target with an additional time delay. At this point, a definition for the wireless coexistence is of great importance. As defined within the framework of national and international standardization activities, the concept of wireless coexistence describes a state in which all wireless communication solutions of a system using a common medium fulfil all communication requirements of their application. The purpose of the wireless coexistence management should be to coordinate the processes and to configure the end devices through appropriate measures so that the wireless coexistence is maintained or restored.

The application field of this thesis focusses on the industrial wireless communicaion. The goal is to investigate a methodical procedure for a cross-technology and automated wireless coexistence management in the industrial wireless communication. The special thing about this is the employment of the cross-technology approach. It is therefore not decisive which wireless technology (Wireless Local Area Network (WLAN), Bluetooth, Wireless Interface for Sensors and Actuators (WISA) or ZigBee) is used. This approach is unique compared to the current state of the science. In this thesis a new concept is developed, which is based on the formulation of a wireless coexistence management as a control loop. This approach allows the possibilities to continuously measure and evaluate the current system state in such a way that, if necessary, measures can be taken on

the system behavior. This type of formulation and implementation is new in the field of wireless coexistence management compared to the current state of the science. Methods for modelling such a control loop are investigated, where it is determined that there is a non-linear system behavior in the classical algebra. For the investigations a transformation into a linear system behavior in *max – plus*-algebra is performed. The proposed controller is based on a model predictive approach, which is centralized and decentralized. The aim is to decouple the message transmission of different wireless communication systems in time. These investigations are accompanied by mathematical proofs of stability, which conclude whether the messages arrived at their respective targets with an additional time delay. For the validation and the evaluation of these methods an industry oriented *Hardware in the Loop*-experimental setup is introduced. This thesis defines several homogeneous and heterogeneous test cases. The heterogeneity refers to the involvement of different wireless technologies such as WLAN and Bluetooth. On the basis of the test setup and the test cases, it is shown that the model predictive control in the *max – plus* algebra is suitable for such a coexistence management.

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Das Konzept Industrie 4.0 beschreibt das neue Zeitalter der Digitalisierung für die industrielle Produktion. Das Fundament des Grundgedankens Industrie 4.0 beruht auf den cyberphysischen Systemen. Die cyberphysischen Systeme sind Netzwerke, welche als eingebettete Systeme (bestehend aus Aktoren und Sensoren) in Materialien, Gegenstände, Geräte und Maschinenteile eingebaut sind und über das Internet miteinander kommunizieren können, Vergleich [DLR13]. In diesem sogenannten Internet der Dinge (englisch Internet of Things IoT) wird die physische Welt mit der digitalen Welt verbunden. Das Kernelement davon bildet die intelligente Fabrik (englisch Smart Factory). Die zentrale Einheit davon ist die *Vernetzung* von Produktionsressourcen wie beispielsweise Produktionsmaschinen, Robotern oder Fördersystemen [Arb12]. Bereits früh in der Konzeptphase wurden verschiedene Testfälle für das Industrie 4.0 - Konzept definiert. In [Arb12] befindet sich unter anderem ein Testfall für die *vernetzte Produktion*. Darin wird beschrieben, dass alle Produktionsressourcen und Produkte miteinander vernetzt sind. Damit soll ein aktuelles Abbild der Fabrik geschaffen werden. Dem Produktionssystem ist es so möglich, nicht nur seinen aktuellen Zustand zu kennen, sondern auch Zustandsinformationen anderer Produktionssysteme zu erhalten. Ungeplante Ereignisse wie beispielsweise Maschinenausfälle oder Änderungen der Produktionsabläufe können somit von allen Teilnehmern schnellstmöglich erfasst und entsprechende Maßnahmen damit getroffen werden. Die Prozessabläufe nehmen damit an Komplexität zu. Die Vernetzungen der Systeme untereinander sollen relativ flexibel sein.

Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit bildet die Funkkommunikation zwischen beispielsweise Maschinen oder Endpunkten. Da der Informationsaustausch und die Reaktionen der entsprechenden Änderungen im Prozessablauf in möglichst kurzen Zeitabständen erfolgen soll, werden die Anforderungen an das Zeit- und Fehlerverhalten während der Nachrichtenübertragung zunehmend höher formuliert. Durch die hohe Anzahl an Maschinen im Produktionsprozess herrscht eine somit ebenso hohe Anzahl an den Nachrichten-

übertragungen innerhalb der Fabrik. Die Wahrscheinlichkeit ist hoch, dass Nachrichten verloren gehen oder mit einer zusätzlichen zeitlichen Verzögerung an ihren jeweiligen Zielen ankommen. An dieser Stelle wird der Begriff der drahtlosen Koexistenz eingeführt. Die drahtlose Koexistenz beschreibt einen Zustand, in dem alle Funkkommunikationslösungen einer Anlage, die ein gemeinsames Medium nutzen, alle Kommunikationsanforderungen ihrer Anwendung erfüllen [FA515]. Das Ziel eines daraus resultierenden drahtlosen Koexistenzmanagementprozesses soll sein, die Prozesse koordiniert aufeinander abzustimmen und durch entsprechende Maßnahmen zu konfigurieren, damit die drahtlose Koexistenz erhalten beziehungsweise (bzw.) wieder hergestellt wird.

1.2 Ziel und Gliederung der Arbeit

In der heutigen industriellen Funkkommunikation wird häufig ein manuelles Koexistenzmanagement angewendet. Da jedoch die Anforderungen an das Zeit- und Fehlerverhalten, gerade in dem Bereich Industrie 4.0 zunehmen, ist diese Art der Methodik nicht mehr brauchbar. Eine manuelle Auswertung und Konfiguration der verschiedenen Prozesse sind so nicht mehr möglich, und es wird sich zunehmend auf automatisierte Ansätze zum Koexistenzmanagement im Bereich Funk konzentriert. Das Ziel der vorliegenden Arbeit lässt sich mit der folgenden wissenschaftlichen Fragestellung formulieren:

„Kann ein technologieübergreifendes und automatisiertes Koexistenzmanagement im Bereich Funk in der industriellen Umgebung mit den Methoden der Regelungstechnik erreicht werden?“

Dabei soll das methodische Vorgehen zur Modellierung des entsprechenden Regelkreises zum Koexistenzmanagement im Bereich Funk eine wesentliche Rolle spielen. Zur Beantwortung der wissenschaftlichen Fragestellung ist die vorliegende Arbeit folgendermaßen strukturiert: In Kapitel (Kap.) 2 wird ein Überblick zum aktuellen Stand der Wissenschaft über das Koexistenzmanagement im Bereich Funk beschrieben. Es werden Methoden zur Realisierung eines solchen Managements zusammengestellt und klassifiziert. Im Anschluss wird eine Schlussfolgerung zum methodischen Vorgehen in der vorliegenden Arbeit aus den bestehenden Ansätzen hergeleitet und im wissenschaftlichen Kontext motiviert. Das Kap. 3 beschreibt in erster Linie die Analogie von der Notation aus dem Fachbereich der industriellen Funkkommunikation und dem Fachbereich der Regelungstechnik. Darin enthalten sind bereits die Formulierung des Regelkreises zum drahtlosen Koexistenzmanagement, sowie das Konzept zum zentralen und dezentralen drahtlosen Koexistenzmanagement. In der vorliegenden Arbeit gilt es diese beiden Verfahren zu Modellieren und zu Validieren. Das Kap. 4 beschreibt den Ansatz zur Modellierung des Regelkreises. Mit Hilfe der zeitbehafteten Petrinetzmethode in der

max – plus -Algebra soll ein solcher Regelkreis (zentral und dezentral) mit der Funktion eines drahtlosen Koexistenzmanagements modelliert werden. Zur Validierung der Modellierungsergebnisse dient Kap. 5. Mit Hilfe eines *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbaus soll diese Validierung erfolgen. Es werden verschiedene Testfälle formuliert, welche in der industriellen Umgebung auftreten. Kap. 6 gibt eine Zusammenfassung und einen Ausblick. Der Fokus wird auf der Beantwortung der wissenschaftlichen Fragestellung liegen. Dabei werden weiterführende Aspekte zu den Forschungs- und Entwicklungsarbeiten aus den Ergebnissen der vorliegenden Arbeit diskutiert.

Kapitel 2

Stand der Wissenschaft

Das Kapitel gibt einen Überblick zum Stand der Wissenschaft im Bereich des Koexistenzmanagements für die industrielle Funkkommunikation. Darin werden die einzelnen Formen zum manuellen und zum automatisierten drahtlosen Koexistenzmanagement gegenübergestellt. Der Forschungsschwerpunkt für ein technologieübergreifendes und automatisiertes drahtloses Koexistenzmanagement wird motiviert. Die Untersuchungen der vorliegenden Arbeit beziehen sich auf ein zentrales und ein dezentrales reglerbasiertes Koexistenzmanagement im Bereich der industriellen Funkkommunikation.

2.1 Überblick zum Koexistenzmanagement im Bereich Funk aus aktuellen Arbeiten

Das koexistente Verhalten mehrerer Funkkommunikationssysteme (Funkkommunikationssysteme (FKSe)) untereinander ist in der industriellen Funkkommunikation ein aktueller Schwerpunkt, welcher durch die Aktivitäten zu Industrie 4.0 zunehmend an Bedeutung gewinnt. Die drahtlose Koexistenz, im Nachfolgenden als Koexistenz bezeichnet, kann durch die drei Ressourcen Frequenz, Zeit und Raum aktiv beeinflusst werden. Erst wenn mehrere FKSe auf dem gleichen Frequenzband, zur gleichen Zeit und im selben Raum ihre jeweiligen Nachrichten übertragen, können sich die FKSe gegenseitig durch die Ausbreitung der Funkwellen beeinflussen, sodass diese interferieren. Ein Verlust der Koexistenz ist somit möglich. Nachrichten können zerstört werden oder mit einer zusätzlichen zeitlichen Verzögerung an ihren jeweiligen Zielen ankommen. Abbildung (Abb.) 2.1 zeigt diesen Sachverhalt auf. Die Schnittmenge aller drei Ressourcen (Frequenz, Zeit und Raum) stellt die Interferenzerscheinung dar. Der Begriff der Koexistenz ist standardisiert [FA515] und beschreibt einen Zustand, in dem alle Funkkommunikationslösungen einer Anlage, die ein gemeinsames Medium nutzen, alle Kommunikationsanforderungen ihrer Anwendung erfüllen. Um dieser Bedingung nachzukommen, wird das Koexistenzmanagement im Bereich industrielle Funkkommunikation eingeführt. Dieser Begriff ist ebenfalls standardisiert als

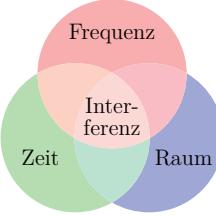


Abbildung 2.1: Beschreibung der Schnittmenge der drei Ressourcen Frequenz, Zeit und Raum nach [ZVE09]

Prozess zur Herstellung und Erhaltung der Koexistenz mit Hilfe von technischen und organisatorischen Maßnahmen [IEC14]. Sollte das koexistente Verhalten zwischen den FKSe also negativ beeinflusst werden, so hat das Koexistenzmanagement im Bereich Funk die Aufgabe die jeweiligen Interferenzen zu minimieren. Für den weiteren Verlauf ist hervorzuheben, dass nur die Begrifflichkeit Koexistenzmanagement genutzt wird. Dies steht für ein Koexistenzmanagement im Bereich der industriellen Funkkommunikation.

Wie bereits eingangs beschrieben können Interferenzen der Funkwellen durch die Überlappung von den drei Ressourcen Frequenz, Zeit und Raum hervorgerufen werden. Für die Wiederherstellung der Koexistenz muss mindestens eine Ressource [ZVE09], wenn nicht sogar mindestens zwei Ressourcen von den drei, bei der Nachrichtenübertragung entkoppelt werden. Somit werden für das Koexistenzmanagement die Ressourcen Frequenz, Zeit und Raum gemanaged. In [ZVE09] wird kurz der Entkopplungscharakter beschrieben, welcher hier zusammengefasst wird. Bei der Entkopplung des Übertragungsverhaltens der FKSe untereinander im Frequenzbereich wird zwischen frequenzstatischen und frequenzdynamischen Systemen unterschieden. Ersteres behandelt einen statischen Frequenzbereich, welcher durch eine Konfiguration vorgeschrieben ist. Diese Systeme ermöglichen eine Trennung im Frequenzbereich, indem für jedes System eine Frequenz reserviert wird. Bei den frequenzdynamischen Systemen werden durch Sprungfrequenzen verschiedene Kanäle auf dem Frequenzband belegt. Um eine Trennung im Frequenzbereich zu ermöglichen wechseln diese Systeme mit unterschiedlichen Sprungmuster die Frequenz.

Eine zeitliche Entkopplung für die Übertragung von Nachrichten eines FKS von den anderen FKSe kann dadurch erreicht werden, indem es in den Übertragungspausen der anderen FKSe seine Nachrichten sendet.

Die räumliche Entkopplung des Nachrichtenübertragungsverhaltens mehrerer FKSe kann durch die Antennen und die damit verbundene Sendeleistung erreicht werden. Die ausgestrahlte Signalstärke nimmt mit zunehmender Entfernung zu dem interferierenden FKS ab. Damit spielen zur räumlichen Entkopplung die Positionen und die Geschwindigkeiten der Funkkommunikationsgeräte eine Rolle.

Diese drei Grundüberlegungen bzw. Herangehensweisen sind wesentlich für die Wiederherstellung der Koexistenz im Koexistenzmanagementprozess. Abb. 2.2 zeigt einen

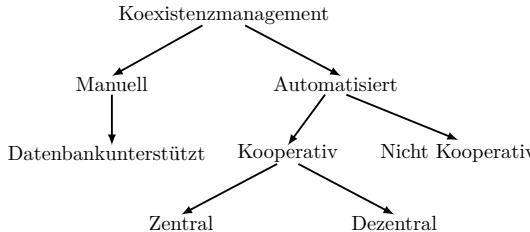


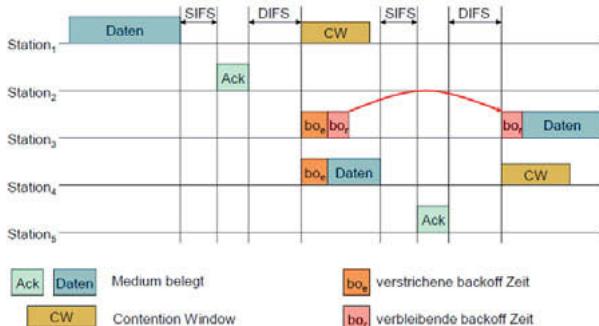
Abbildung 2.2: Überblick zu den verschiedenen Formen des Koexistenzmanagements nach [SRJ17]

Überblick zu den Formen des Koexistenzmanagements. Hierbei werden zwei Hauptformen mit dem manuellen und dem automatisierten Koexistenzmanagement unterschieden.

Zu Anfang war die herkömmlichste Ausprägung in der industriellen Automation das manuelle Management. Hierbei ist der menschliche Eingriff für eine Minimierung der Interferenzen zwischen den einzelnen FKSe erforderlich. Bei der Nachrichtenübertragung im industriellen Funk werden Übertragungszeiten im ms - Bereich erwartet. Es handelt sich damit um hochdynamische Systeme, in denen menschliche Reaktionen erwartet werden. Da das menschliche Handeln auf Prozessänderungen in der Praxis jedoch wesentlich träger ist, kann dies zu einem Verlust des dynamischen Verhaltens bei der Nachrichtenübertragung von FKSe führen. Daher fällt bereits seit einigen Jahren der Forschungsschwerpunkt auf automatisierte Verfahren.

Bei den automatisierten Ansätzen werden zwischen nicht kooperativen und kooperativen Formen unterschieden. Bei einem automatisierten nicht kooperativen Ansatz können die einzelnen FKSe keine Informationen über deren Zustand untereinander austauschen. Die FKSe reagieren nur auf eigene Änderungen im Prozess, wenn die Anforderungen nicht mehr erfüllt werden. Nahezu jedes FKSe besitzt seine eigenen Mediumzugriffsmechanismen, um seine jeweiligen Anforderungen wieder sicherzustellen. Mediumzugriffsmechanismen können das Frequency Hopping (FH) sein, wie es beispielsweise bei Bluetooth (Bluetooth (BT)) angewendet wird, oder das Listen Before Talk (LBT), wie es beispielsweise bei dem *Wireless Local Area Network* (*Wireless Local Area Network* (WLAN)) angewendet wird. Um einen Einblick in die Mediumzugriffsmechanismen zu erhalten, werden diese im nachfolgenden kurz beschrieben. Bei dem FH handelt es sich um eine Entkopplung des Übertragungsverhaltens eines FKS von anderen FKSe über das Frequenzband. Die Frequenz- beziehungsweise (bzw.) Kanalbelegung ist dynamisch. BT kann dabei ein adaptives *Frequency Hopping Spread Spectrum*-Verfahren mit 1600 Frequenzsprüngen in der Sekunde nutzen. Im $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband stehen dazu 79 Kanäle mit jeweils einer Bandbreite von 1 MHz zur Verfügung. Die BT-Funktechnologie ist nach *IEEE 802.15.1* [Blu01] standardisiert.

Das LBT wird beispielsweise bei dem Mediumzugriffsmechanismus von WLAN ge-



nutzt, welches nach IEEE 802.11 mit den Ausführungen a, b, g, h, n, ac, ax [WLA] standardisiert ist. Die Ausführungen richten sich nach Frequenzband und Bandbreite. Der Mediumzugriffsmechanismus kann sich unter anderem nach dem Carrier Sense Multiple Access/ Collision Avoidance (CSMA/CA)-Mechanismus richten [Kra17]. Abb. 2.3 zeigt ein Beispiel solch eines Mechanismus mit der Distributed Coordination Function (DCF) auf. Die DCF beruht auf dem CSMA/CA-Mechanismus. Dargestellt sind verschiedene Stationen zur Übertragung von Nachrichten, hier Daten. Station 1 sendet zur Station 2 ein Datenpaket. Dieses kommt korrekt an und Station 2 sendet eine Empfangsbestätigung (das Acknowledge (Ack)) nach der Short Interframe Spacing (SIFS)-Wartezeit. Diese ist die kürzeste Wartezeit nach einer Nachrichtenübertragung und hat damit die höchste Priorität beim Medienzugriff [Kra17]. Die Stationen 3 und 4, welche eine Nachricht übertragen wollen, hören derweil das Medium ab, LBT-Mechanismus. Erst nach einer DCF Interframe Spacing (DIFS)-Wartezeit kann mit der Übertragung angefangen werden. Diese stellt die längste Wartezeit dar und hat somit die niedrigste Priorität für den Mediumzugriff [Kra17]. Wenn die DIFS-Wartezeit abgelaufen ist, konkurrieren die Stationen untereinander. Dabei wird jeder Station als Quelle eine Pseudo-Zufallszahl zwischen Null und einem festgelegten Wert für das Wettbewerbsfenster (Command Window) (CW) zugeschrieben. Ist die DIFS-Wartezeit abgelaufen, wird der Backoff Counter (Multiplikation der Pseudozufallszahl mit der Zeitschlitzdauer) herunter gezählt, bis Null erreicht ist [Kra17]. Dieser ist bei den beiden Stationen unterschiedlich. Die Station, bei der der Counter zuerst heruntergezählt hat, kann seine Nachrichten übertragen, wenn das Medium noch unbelegt ist. In Abb. 2.3 ist die Übertragung von Station 4 nach Station 5 beschrieben. Die Nachricht bzw. das Datum kommt an dem Ziel an und nach der SIFS-Wartezeit sendet Station 5 eine Empfangsbestätigung an Station 4. Station 3 muss wiederholt warten und kann nach einem erneuten Backoff Counter seine Daten übertragen [Kra17].

In vielen Studien wird die Koexistenz zwischen den verschiedenen Funktechnologien untersucht. Bei den Funktechnologien der Standards *IEEE 802.15.1* (BT) und *IEEE 802.11* (WLAN) hat ersterer eine wesentlich höhere Priorität, Nachrichten zu senden, als WLAN *IEEE 802.11*, wenn sich diese auf dem gleichen Frequenzkanal befinden. Dadurch kann es passieren, dass die Funktechnologie nach WLAN *IEEE 802.11* durch die DIFS-Wartezeit und den Backoff Counter *systembedingt* sehr hohe Wartezeiten hat [Kra17]. Ein technologieübergreifender Ansatz zum Koexistenzmanagement ist hier zwingend notwendig.

Ein weiterer Ansatz zur Bewertung der Koexistenz wird in [GTS08] vorgestellt. Die Autoren präsentieren dort einen Ansatz im Bereich zum kognitiven Funk (Cognitive Radio (CR)), welcher mit heterogenen Funktechnologien nach BT *IEEE 802.15.1* und WLAN *IEEE 802.11b* koexistieren kann. Dieser Ansatz basiert auf einer Prädiktion des Verhaltens der Geräte nach WLAN *IEEE 802.11b* mit Hilfe eines kontinuierlichen Markovkettenmodells. Ein kognitiver Mediumszugriff für WLAN *IEEE 802.11b* aus diesem Modell wird hergeleitet. Dieser Ansatz ist damit systemspezifisch und weitere Untersuchungen für die Koexistenzbewertung von beispielsweise Bluetooth stehen aus. Außerdem berücksichtigt dieser Ansatz kein kooperatives Verhalten der Funkteilnehmer. Weitere Ansätze zu den Forschungsaktivitäten im Bereich CR können in [Hay05], [YA09], [ASM11], [GKS⁺11], [AMW12], [BM13] und [WSBU17] nachverfolgt werden.

In dem Artikel [YXG11] wird ein Überblick zu einzelnen Studien im Bereich der Koexistenz zwischen WLAN *IEEE 802.11* und WirelessHart nach *IEEE 802.15.4* im 2,4 GHz Band gezeigt. Hierbei handelt es sich ebenfalls um nicht kooperative Ansätze, da der WLAN Access Point beispielsweise keine Informationen mit dem Netzwerkmanager von WirelessHART austauscht. Der Artikel verfolgt drei wissenschaftliche Fragestellungen zum Thema Koexistenz:

1. Welche Parameter der betrachteten Funktechnologien sind für den Verlust der Koexistenz verantwortlich?
2. Haben Interferenzen auf den Sender und den Empfänger die gleichen Auswirkungen?
3. Muss eine Unterscheidung zwischen dem Uplink und dem Downlink erfolgen?

Zunächst wird unter Uplink der Übertragungsweg einer Nachricht von dem Empfänger zum Sender bezeichnet und als Downlink wird der Übertragungsweg von dem Sender zum Empfänger bezeichnet. Für die Diskussion der oben genannten Fragestellungen beziehen sich die Autoren auf Interferenzszenarien, die unter anderem in [SG05] und [PTH⁺08] gemacht wurden: Hierbei haben die Autoren bereits vier Einflussparameter sichergestellt, welche für die Interferenzen zwischen den Geräten bei der Nachrichtenübertragung verantwortlich sind. Die Einflussparameter sind die Kanalbelegung, die Mediumsauslastung, die Übertragungsleistung von den Antennen und der Geräteabstand. Erfolgt die Übertragung bidirektional zwischen Sender und Empfänger, spielt die Übertragungsleistung,

Tabelle 2.1: Übersicht einzelner Koexistenzszenarien nach [YXG11]

| Szenario | Umgebung | Schlussfolgerung |
|---|---|---|
| <i>IEEE 802.11 interferiert IEEE 802.15.4</i> | <ul style="list-style-type: none"> - Kanaloffset von 3 MHz - <i>IEEE 802.11</i> hat die höchste Auslastungsrate. - Die Übertragungsleistung ist hoch. - Der Geräteabstand beträgt $1,5\text{ m}$. | <ul style="list-style-type: none"> - Packetfehlerrate bis zu 90 %. - Es gibt auf nicht überlappenden Kanälen Interferenzen. |
| <i>IEEE 802.15.4 interferiert IEEE 802.11</i> | <ul style="list-style-type: none"> - Kanaloffset von 2 MHz - <i>IEEE 802.15.4</i> mit einer Auslastungsrate beträgt 15, 4 %. - Übertragungsleistung von 15 dBm - Der Geräteabstand ist sehr gering. | <ul style="list-style-type: none"> - Packetfehlerrate bis zu 30 % |

welche von den Antennen des Empfängers und des Senders ausgehen, eine wesentliche Rolle auf den Uplink und den Downlink [SBSL06]. Zur Wiederherstellung der Koexistenz wird von den Autoren hervorgehoben, dass hierbei die Standards für sich eine Lösung beschreiben. Wie bereits erwähnt, können diese beispielsweise das FH bei WirelessHart *IEEE 802.15.4* oder das LBT bei WLAN *IEEE 802.11* sein. Dabei werden die Lösungsverfahren auf Grundlage der Abb. 2.1 herangezogen. Für ein Koexistenzmanagement und die damit verbundene Wiederherstellung der Koexistenz zwischen den FKSe reicht dies jedoch alleine nicht aus. Aus dem Überblick der Studie von [YXG11] geht eindeutig die Forderung nach einem technologieübergreifendem Koexistenzmanagement hervor. Dabei sollten die Ressourcen von Raum, Zeit und der Frequenz zur Lösung der Koexistenz tiefer verfolgt werden, in dem mindestens zwei dieser Ressourcen voneinander entkoppelt werden.

Die Studie von [YXG11] ist jedoch nicht die Einzige, die sich mit der Bewertung der Koexistenz in Abhängigkeit der jeweiligen Standards auseinander setzt. In [ABFS08] wird eine experimentelle Studie zur Koexistenz zwischen WLAN *IEEE 802.11b* und WirelessHart *IEEE 802.15.4* durchgeführt. Ziel ist es dabei die Koexistenzbereiche zu untersuchen, wenn die Funktechnologie nach WLAN *IEEE 802.11b* die Funktechnologie von WirelessHart *IEEE 802.15.4* interferiert und umgekehrt. Bei der experimentellen Analyse sollen die Konfigurationsparameter zu dem Verhalten der Koexistenz untersucht werden. Variiert werden die Parameter zur Packetraten, der Packetgröße und die Netzwerktopologie. Das Ergebnis ist, dass ein koexistentes Verhalten zwischen den FKSe mit den jeweiligen Funktechnologien unter Einschränkungen der Parameterwahl möglich ist. Bei WLAN *IEEE 802.11b* beispielsweise soll die Paketgröße unter einem bestimmten Schwellwert bleiben, der jedoch in Abhängigkeit von der Anwendung stark variieren kann. Der Beitrag zeigt ganz deutlich, dass die Parameter der jeweiligen Funktechnologien ohne kooperatives Verhalten der FKSe untereinander untersucht werden. Für ein automatisiertes Koexistenzmanagement sollte jedoch eine Kooperation der Funkteilnehmer stattfinden, da

durch die Abstimmung auf Interferenzen rechtzeitig reagiert werden kann. Zudem handelt es sich bei diesem Ansatz wieder um eine systemspezifische Untersuchung.

In [TBG⁺11] und [TYP⁺12] wird ebenfalls das Koexistenzverhalten zwischen den Funktechnologien von WLAN *IEEE 802.11.b, g* und Zigbee *IEEE 802.15.4* untersucht. Ziel ist es ein Modell herzuleiten und zu validieren, welches die Paketverluste der Funktechnologien mit den entsprechenden Mediumzugriffsformen beschreibt. Voraussetzung ist, dass die Funktechnologien im laufenden Betrieb interferieren. Zur Validierung werden Testfälle mit realen Messungen durchgeführt. Die Autoren haben herausgefunden, dass WLAN *IEEE 802.11.b, g* Schwierigkeiten hat, die Nachrichtenübertragungen von Zigbee *IEEE 802.15.4* zu erkennen und damit eine hohe Paketverlustrate vorhanden ist. Hierbei wird ein Konzept vorgeschlagen, welches eine Coexistence Aware Clear Channel Assessment (CACCA)-Methode beinhaltet, dass die Erkennung der Nachrichtenübertragung von Zigbee *IEEE 802.15.4* bezüglich (bzgl.) WLAN *IEEE 802.11.b, g* zulässt. Es handelt sich um eine systemspezifische Erweiterung und ist nicht allgemeingültig, also technologieübergreifend, möglich. Koexistenzprobleme werden weiterhin bestehen, wenn sich eine Vielzahl von heterogenen Funktechnologien in der Fabrikhalle befinden, wie beispielsweise BT nach *IEEE 802.15.1* oder das *Wireless Interface for Sensors and Actuators* (WISA) nach *IEEE 802.15.1*.

Die Modellierung des Koexistenzverhaltens kann mit Hilfe höherer Petrinetze erfolgen [SK12] und [Sch13]. Diese Form der ereignisbasierten Modellierung eignet sich aufgrund der Parallelität der Nachrichtenübertragungen mehrerer FKSe. In [Sch13] wird der Medienzugriff unter anderem von WLAN *IEEE 802.11.b, g* und Wireless Sensor Actor Network - Factory Automation (WSAN-FA) für zeitbehaftete und farbige Petrinetze umgesetzt. Den Marken werden hier funkspezifische Eigenschaften pro FKS zugewiesen. Auf diese Weise wird das Koexistenzverhalten untersucht aber kein automatisiertes Koexistenzmanagement entwickelt. Dieser Sachverhalt bleibt aus. Zudem handelt es sich hier um eine technologieabhängige Untersuchung, sodass der technologieübergreifende Aspekt noch aussteht.

In [WMPN14], [WMP⁺14] und [WMS⁺15] werden Studien zur Koexistenz von heterogenen Funktechnologien, wie WLAN *IEEE 802.11* und WirelessHART *IEEE 802.15.4* erhoben. Hierbei werden experimentelle Testfälle herangezogen um *Schwellwerte* für den Leistungspegel von WirelessHART *IEEE 802.15.4* bzgl. des Koexistenzbereiches mit WLAN *IEEE 802.11b, n* sicherzustellen. Die Untersuchungen werden auf Grundlage der physikalischen Schicht im Open Systems Interconnection Model (OSI)-Modell durchgeführt. Auch hier handelt es sich um systemspezifische Lösungsansätze. Die Kooperation zwischen den Funkgeräten mit den entsprechenden Funktechnologien ist weiterhin austehend. Es gibt noch viel mehr Studien, die sich mit dem Thema der Koexistenz heterogener FKSe bzgl. der Funktechnologien auseinandersetzen. Hierauf jedoch im einzelnen einzugehen würde den Rahmen der vorliegenden Arbeit sprengen. Der Leser kann sich

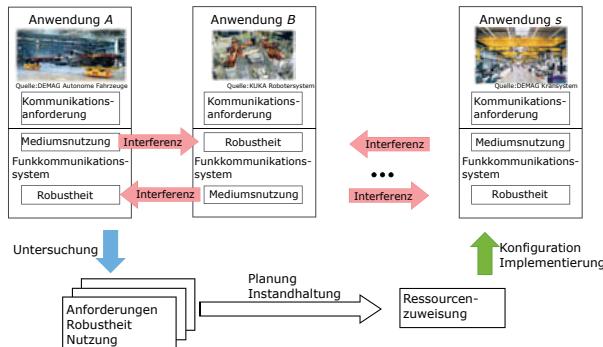


Abbildung 2.4: Konzept eines zentralen Koexistenzmanagements, Vergleich nach [IEC14]

dazu unter anderem in [SG05], [SBSL06], [PTH⁺08], [LRR12] und [RE13] informieren.

Am Rande der nicht kooperativen Methodik sei erwähnt, dass es eine zusätzliche Ressource für die Koexistenzbetrachtung gibt. Dies ist die Phasenlage der Funkwellen zueinander, die von jeder Quelle (Sender) eines jeden FKS generiert wird [KWS17]. Jede Funktechnologie hat ihr eigenes Verfahren, z. B. nutzt WLAN IEEE 802.11 das CSMA/CA-Schema. Diese Zugriffsverfahren sind für jede Funktechnologie vorgeschrieben und daher nicht beeinflussbar. Der Ansatz bzgl. zur Phasenlage der Funkwellen zueinander wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter verfolgt.

Bei einem automatisierten kooperativen Ansatz können die FKSe Informationen über deren Zustand austauschen. Dies kann entweder *zentral* oder *dezentral* erfolgen. Ein zentrales Koexistenzmanagement hat eine zentrale Verwaltungs- bzw. Steuereinheit, welche den Zustand über alle FKSe einsammelt. Die Abb. 2.4 zeigt auf konzeptionelle Art und Weise eine Möglichkeit solch einer Beschreibung auf. Beispielhaft sind mehrere FKSe mit den Anwendungen A bis s dargestellt, wobei s die Gesamtanzahl der FKSe aufzeigt. Jede einzelne Anwendung hat bestimmte Kommunikationsanforderungen. Diese können, wenn mehrere FKSe zur selben Zeit, auf gleicher Frequenz und im selben Raum aktiv sind, negativ beeinflusst werden. Eine zentrale Instanz sammelt die Informationen über die Mess- bzw. Zustandsgrößen aller FKSe ein und versucht hier Maßnahmen zu treffen, sodass die gestellten Anforderungen wieder hergestellt werden. Dieser Aspekt wird in Form eines Konzeptes in [KR15] aufgegriffen. Hierbei liegt der Schwerpunkt auf einem automatisierten Koexistenzmanagement zwischen heterogenen industriellen FKSe. Es wird eine Architektur des zentralen Koexistenzmanagements vorgestellt, welche aus dem Spektrummanager, der Ressourcendatenbank für die lokale Industrienumgebung und den Messeinheiten zur Spektrumsüberwachung besteht. Der Spektrummanager ist für die Aufrechterhaltung der Anforderungen der automatisierungstechnischen Anwendung verantwortlich. Die Ressourcendatenbank sammelt, verarbeitet und vergibt Informationen zur Auslastung der zur Verfügung stehenden Mediumsressourcen, und die Messeinheit zur

Spektrumsüberwachung kann aus beispielweise verteilten Messpunkten realisiert werden [KR15]. Jedoch wird zu diesem Konzept kein Algorithmus bzw. keine Implementierung beschrieben.

Zu einem dezentralen Koexistenzmanagement existieren dezentrale Verwaltungs- und Steuereinheiten für die Gewährleistung eines Informationsaustausches. In [SVL⁺12] wird ein Secondary-User network mit Primary-User constraints eingeführt. Die Autoren beschreiben hier einen Optimierungsparameter zur Koexistenz, den Quality of Coexistence (QoC). Diese Methode basiert auf einer WLAN IEEE 802.11b-Technologie. Eine gesamtheitliche Betrachtung des Koexistenzmanagements ist zu untersuchen.

Aus Sicht der Kommunikation ist die industrielle Funkkommunikation ein Spezialfall. Die Sachverhalte sind hier leichter kontrollierbarer und planbarer, als beispielsweise im Mobilfunkbereich. Es gibt zahlreiche Veröffentlichungen, welche sich auf ein methodisches Vorgehen zum Management im Bereich der Kommunikation beziehen. Der Vollständigkeitshalber sei an dieser Stelle ein kurzer Abriss beschrieben. In [ALS⁺18] wird ein Netzwerkmanagement in eine Software Defined Networking (SDN)-Umgebung eingegliedert. Hierbei handelt es sich um ein Konzept. Ein SDN beschreibt die Trennung eines Netzwerkes in eine Softwareebene und eine Hardwareebene. Die Softwareebene wird beschrieben durch die *Application Plane* und durch die *Control Plane*. Erstere stellt beispielsweise die Anforderungen an das Netzwerk zu Verfügung und zweitere ist das *Gehirn* des Netzwerkes, welche die Prozesse steuert oder regelt. Die Hardwareebene wird durch die *Data Plane* beschrieben, welche aus den Hardwaregeräten besteht. Diese Ebene führt beispielsweise das Routing der Datenpakete aus, welche von der *Control Plane* vorgegeben werden. In dem bereits erwähnten Beitrag werden verschiedene Methoden aus dem Bereich maschinellen Lernens gegenübergestellt und konzeptionell innerhalb einer SDN-Umgebung eingeordnet. Ein mathematisches Modell und eine diesbezügliche Validierung sind noch nicht erfolgt. Weitere Einordnungen zu diesem Thema können in [RSG⁺18] und [XYH⁺18] entnommen werden.

Auch im Bereich 5G gibt es bereits erste Konzepte zur Einordnung selbstlernender Algorithmen für das Management der Kommunikation von zellulären Netzen im Mobilfunk [LZZ⁺17]. Dabei wird unter anderem zwischen dem überwachten und dem nicht überwachten Lernen unterschieden. Bei beiden Methoden wird die entsprechende Lerneinheit, welche in dem Beitrag als Agent bezeichnet wird, mit Eingangsdaten und mit deren Ausgangsdaten versorgt. Daraus muss dann der entsprechende Agent ein Muster ableiten und es sich anlernen. Bei der ersten Methodik wird der Agent überwacht und bei der zweiten Methodik ist der Agent sich selbst überlassen. Diese Methoden werden unter anderem für das Ressourcenmanagement beschrieben.

2.2 Schlussfolgerung

Die Tabelle (Tab.) 2.2 zeigt das Ergebnis zum aktuellen Stand der Wissenschaft im Bereich des Koexistenzmanagements im industriellen Umfeld auf. Hierbei wird deutlich, dass

Tabelle 2.2: Übersicht zum aktuellen Stand der Wissenschaft im Bereich des Koexistenzmanagements

| Methodik | Kooperativ | Nicht Kooperativ | System-spezifisch | Nicht sys-tem-spezifisch |
|--|-------------------|-------------------------|--------------------------|---------------------------------|
| Koexistenz <i>IEEE802.11 b, g, n</i> WLAN und <i>IEEE802.15.1</i> Bluetooth | x | x | | |
| Koexistenz <i>IEEE802.11 b, g, n</i> WLAN und <i>IEEE802.15.4</i> ZigBee | x | x | | |
| Koexistenz <i>IEEE802.11 b, g, n</i> WLAN und <i>IEEE802.15.4</i> WirelessHART | x | x | | |

es zahlreiche Aktivitäten zur Bewertung des Mediumszugriffs bzgl. der Koexistenz zwischen den einzelnen Funktechnologien gibt. Es werden systemspezifische Erweiterungen vorgeschlagen und an realen Messszenarien validiert. Es werden jedoch immer weiterführende Probleme aufgezeigt, dass diese systemspezifische Erweiterungen nur unterhalb gewisser Schwellwerte, beispielsweise der Leistungspegel, gültig sind, damit die Koexistenz zwischen den FKSe nicht verloren geht. In einer Fabrikhalle, in der eine Vielzahl von FKSe mit heterogenen Funktechnologien eingesetzt wird, können FKSe entnommen und hinzugefügt werden. Jedes FKS muss sich mit seinem eigenen Mediumszugriffsmechanismus auf diese Änderungen im Kommunikationsverhalten selbst einstellen. Hier wird die Forderung nach einem technologieübergreifenden Ansatz zum automatisierten Koexistenzmanagement formuliert. Solch ein Ansatz fehlt in aktuellen Forschungsaktivitäten. In der vorliegenden Arbeit werden für die Realisierung eines solchen technologieübergreifenden Managements reglerbasierte Ansätze aus den Bereichen zentral und dezentral kooperativ untersucht, Abb. 2.2. Für die Realisierung wird das Koexistenzmanagement als Regelkreis aufgefasst. Eine erste Regelungstechnische Sichtweise auf dem Gebiet der Funkkommunikation gab es bereits in [GKS+11]. Hierbei wird ein Cognitive Engine als Regler in einem Funkgerät oder FKSe betrachtet. Weiterhin ist dieser Ansatz nicht speziell für das Koexistenzmanagement beschrieben. Eine Modellierung der Regelstrecke und eine Regleranalyse bleiben aus. In der vorliegenden Arbeit werden Methoden aus der Regelungstechnik für ein technologieübergreifendes und automatisiertes Koexistenzmanagement angewendet. Ein nicht kooperativer Ansatz wird hier nicht gewählt, da durch die fehlende Kooperation der FKSe untereinander die Robustheit gegenüber den Interferenzen verloren geht.

Kapitel 3

Das Koexistenzmanagement als Regelkreis

Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt auf der Analogie von den Beschreibungsweisen aus der industriellen Funkkommunikation und der Regelungstechnik. Hierbei wird das technologieübergreifende und automatisierte Koexistenzmanagement als Regelungsaufgabe mit Lösung durch einen zentralen und einen dezentralen Ansatz formuliert. Dieses Kapitel beschreibt weiterhin die Grundlage für die Modellierung des Koexistenzreglers. Die Bedingung für das aktive Eingreifen der Regelung wird als Arbeitsbereich definiert.

3.1 Beschreibung des Betrachtungsraums als Regelkreis

Im Bereich der industriellen Funkkommunikation werden die wesentlichen Begriffe und Ereignisse wie beispielsweise die Nachrichtenübertragung in einem sogenannten Betrachtungsraum beschrieben [RHG07]. Hier erfolgt die Abstraktion des Anwendungsbereiches. Abb. 3.1 zeigt ein Beispiel eines solchen Betrachtungsraums mit drei FKSe in einer industriellen Umgebung. Diese FKSe können homogen, also mit gleichen Funktechnologien oder heterogen, also mit unterschiedlichen Funktechnologien, sein. Die nachfolgende Beschreibung folgt nach [SJ19]. Ein FKS besteht aus mindestens zwei Funkgeräten (FGe). In Abb. 3.1 dargestellt, bilden die FGe gleicher Nummerierung ein FKS. Ein FG kann ein Sender (Quelle Q) oder ein Empfänger (Ziel Z) einer Nachricht sein. Weiterhin befindet sich zwischen den logischen Endpunkten der Quelle Q und des Ziels Z eine logische Verbindung $l \in \mathbb{N}$. Für die Übertragung von Nachrichten ist jedoch neben der logischen Verbindung auch mindestens eine physikalische Verbindung $pl \in \mathbb{N}$ erforderlich, welche die Verbindung von Antenne zu Antenne beschreibt. Die logische Verbindung und die physikalische Verbindung sind Bestandteile des Funkkanalmodells. Die Charakteristik eines Funkkanals liegt in der Frequenz, der Zeit und dem Raum. Das Übertragungsmedium

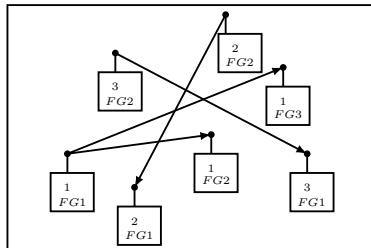


Abbildung 3.1: Beispiel eines Betrachtungsraums [SR16]

wird durch die Menge aller Funkkanäle beschrieben. In der industriellen Umgebung übertragen mehrere FKSe unabhängig voneinander ihre jeweiligen Nachrichten, daher kommt es zur Überlappung der Funkwellen, und Interferenzen zwischen den FKSe entstehen. Ein Koexistenzmanagementprozess für die FKSe ist erforderlich. In der vorliegenden Arbeit werden zwei Regelungstechnische Ansätze, zentral und dezentral, für ein Koexistenzmanagement untersucht. In dieser Weise erfolgt eine Erweiterung des Betrachtungsraums aus Abb. 3.1 um eine Regelung. Der Übersicht halber werden hier nur zwei FKSe dargestellt. In Abb. 3.2 wird zunächst eine dezentrale Regelung beschrieben.

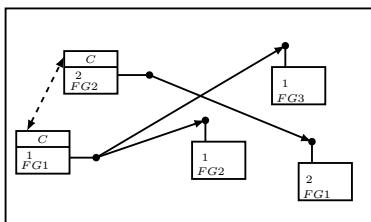


Abbildung 3.2: Der Betrachtungsraum mit einer dezentralen Regelung definiert nach [SZ18a]

Jede Quelle Q innerhalb eines FKS ist mit einem Regler (englisch Controller C) versehen. Für die Sicherstellung der Koexistenz hat dieser die Aufgabe, die Messgrößen zur Bewertung der Koexistenz des jeweiligen FKSe zu erfassen. Wenn keine Koexistenz vorliegt, wird die Stellgröße neu berechnet und vom Regler auf das entsprechende FKS mit der Quelle Q implementiert. In der Abb. 3.1 und der Abb. 3.2 ist der Übersicht halber eine unidirektionale Übertragung der Nachrichten beschrieben. In der Praxis kommen jedoch auch bidirektionale Übertragungen vor. In dem Falle wird das Ziel Z zur Quelle Q und ist ebenfalls mit einem Regler versehen. Das Konzept aus Abb. 3.2 hat die Besonderheit, dass die Regler eines jeden FKS miteinander kooperieren (gestrichelte Linie). Dieser Informationsaustausch ist eine wichtige Eigenschaft für ein *kooperatives* Koexistenzmanagement. Die Regler der FKSe werden zur Berechnung der jeweiligen Stellgröße aufeinander abge-

stimmt. Das kooperative Verhalten wird in Abschnitt 4.3 näher beschrieben.

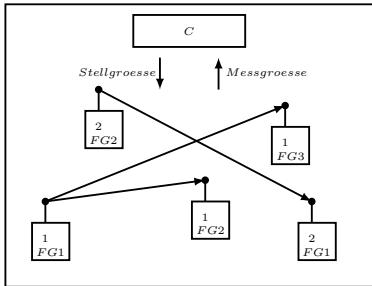


Abbildung 3.3: Der Betrachtungsraum mit einer zentralen Regelung

In Abb. 3.3 wird eine zentrale Regelung als Erweiterung des Betrachtungsraums von Abb. 3.1 aufgezeigt. Der Regler C befindet sich hier zentral im Betrachtungsraum. Für die Sicherstellung der Koexistenz hat dieser die Aufgabe, die Messgrößen zur Bewertung der Koexistenz aller FKSe zu erfassen. Wenn keine Koexistenz vorliegt, wird die Stellgröße neu berechnet und vom Regler auf das entsprechende FKS implementiert.

Im nachstehenden Abschnitt 3.2 wird eine Analogie von den Signalen bzw. Modellelementen aus der industriellen Funkkommunikation mit der regelungstechnischen Beschreibungsweise vorgestellt.

3.2 Beschreibung der Funkkommunikationssgrößen im regelungstechnischen Kontext

Für eine regelungstechnische Beschreibung wird zunächst der Standardregelkreis nach [iec13] herangezogen, Abb. 3.4.

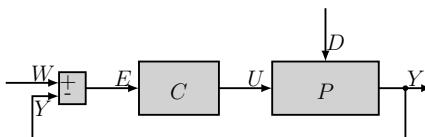


Abbildung 3.4: Beschreibung eines Standardregelkreises nach [iec13]

Der Regelkreis besteht prinzipiell aus einer Regelstrecke P (englisch Plant) und einem Regler C (englisch Controller). Der Regler C kann entweder zentral oder dezentral modelliert sein. Als Regelstrecke P wird hier die Analogie zum Betrachtungsraum ohne C nach Abb. 3.1, also die Menge s aller FKSe, bezeichnet. Weiterhin wird das jeweilige FKS in der regelungstechnischen Notation als Sub-Regelstrecke $p^{(i,l)}$, mit $i \leq s$ und $l \leq L$, wobei

L die Gesamtheit aller logischen Verbindungen repräsentiert, definiert. Diese Unterteilung ist für die Regelung notwendig, da hierbei die Eindeutigkeit des FKS beschrieben wird. Die Indizes i und l beschreiben die Nummerierung des FKS und den logischen Link innerhalb eines FKS. Mit der jeweiligen zentralen oder dezentralen Regelung C werden die erweiterten Betrachtungsräume aus der Abb. 3.2 und der Abb. 3.3 erfasst. Abb. 3.4 zeigt zusätzlich die internen Signale Y , U und E , welche die Messgröße (bzw. Regelgröße), die Stellgröße und die Regelabweichung widerspiegeln. Bei der Analogie von den Funkkommunikationsgrößen zu den Regelungstechnischen Größen sind gerade die ersten beiden Signale von Bedeutung. Die Regelgröße Y beschreibt dabei in der industriellen Funkkommunikation die Kenngrößen. Diese stellen eine physikalische oder mathematische Größe zur Charakterisierung des Zeit- und Fehlerverhaltens dar [VDI17]. Folgende Kenngrößen werden für den Bereich der industriellen Funkkommunikation angewendet [RSGK16]

- die Übertragungszeit (englisch Transmission time),
- die Aktualisierungszeit (englisch Update time),
- die Anlaufzeit (englisch Start-up time),
- der Datendurchsatz (englisch Data throughput),
- die Anzahl korrekt empfangener Nachrichten (englisch Number of correctly received messages),
- die Anzahl verlorener Nachrichten (englisch Number of lost messages),
- die Verfügbarkeit (englisch Availability) und
- die Nachrichtenverlustrate (englisch Message loss rate).

Die Stellgröße U beschreibt in der industriellen Funkkommunikation die Einflussgröße. Dies ist ein Parameter oder eine physikalische Größe, deren Wert Einfluss auf den Wert einer oder mehrerer Kenngrößen hat [VDI17]. Dabei beschreibt die Einflussgröße in diesem Kontext die Vereinigung von anwendungsbezogenen Einflussgrößen oder geräte- und systembezogenen Einflussgrößen. Für den Regelungstechnischen Bezug wird die anwendungsbezogene Einflussgröße mit U_a und die geräte- und systembezogene Einflussgröße mit U_{ds} beschrieben. Die Stellgrößenbeschreibung ist damit die Vereinigung aus $U = U_a \cup U_{ds}$. Die Tab. 3.1 und die Tab. 3.2 geben einen Überblick zu den Beispielen solcher Einflussgrößen.

Tabelle 3.1: Überblick zu den anwendungsbezogenen Einflussgrößen U_a nach [SR16]

| <i>Bezeichnung</i> | <i>Beeinflussbar</i> | <i>Beschränkt Beeinflussbar</i> |
|--|----------------------|---------------------------------|
| Räumliche Ausdehnung der Anwendung (englisch Spatial dimension of the application) | x | |
| Anzahl logischer Automatisierungsgeräte (englisch Number of logical automation devices) | | x |
| Abstand zwischen logischen Automatisierungsgeräten (englisch Distance between logical automation devices) | | x |
| Position des Kommunikationsgerätes (englisch Position of wireless communication device) | | x |
| Bewegung des Kommunikationsgerätes (englisch Movement of wireless communication device) | | x |
| Nutzdatenlänge (englisch User data length) | | x |
| Sendezeitabstand (englisch Transfer interval) | x | |
| Referenzschnittstelle (englisch Reference interface) | | x |

Tabelle 3.2: Überblick zu den geräte- und systembezogenen Einflussgrößen U_{ds} nach [SR16]

| <i>Bezeichnung</i> | <i>Beeinflussbar</i> | <i>Beschränkt Beeinflussbar</i> |
|---|----------------------|---------------------------------|
| Topologie (englisch Topology) | | x |
| Anzahl der <i>FGe</i> (englisch Number of wireless devices) | | x |
| Anzahl der physikalischen Verbindungen (englisch Number of physical links) | | x |
| Modulation (englisch Modulation) | | x |
| Bitrate (englisch Bit rate) | x | |
| Medienzugriffsmechanismus (englisch Media access mechanism) | | x |
| Antennenverstärkung (englisch antenna gain) | | x |

| | | |
|--|---|---|
| Antennenmuster (englisch Antenna radiation pattern) | | x |
| Polarisation (englisch Polarisation) | | x |
| Ausgangsleistung (englisch output power) | x | |
| Anzahl an Wiederholungen der Übertragung (englisch Number of transmission repetitions) | x | |
| Relative Bewegung zwischen den FGe (englisch Relative movement between wireless devices) | | x |
| Frequenzkanal (englisch frequency channel) | x | |
| Frequenz (englisch frequency) | | x |
| Bandbreite (englisch band width) | | x |

Die jeweiligen Beispiele werden zusätzlich in beeinflussbar und beschränkt beeinflussbar eingeteilt. Diese Gegenüberstellung bzw. Zuordnung ist wichtig, da im Vorfeld der Modellierung für den Regler untersucht werden muss, welche Einflussgrößen direkt eingestellt werden können und welche nicht.

Der Regelkreis aus Abb. 3.4 besitzt weiterhin zwei externe Signale mit der Führungsgröße W und der Störgröße D , welche in der industriellen Funkkommunikation den Sollwert der Kenngröße und der Interferenz entsprechen. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass Interferenzen und Störungen in speziellen Fällen unterschieden werden können. Interferenzen können störend oder auch nicht störend auf das Nachrichtenübertragungsverhalten anderer FKSe auftreten. Daher sind bei der Analogie von Störungen und Interferenzen die Interferenzen gemeint, welche störend auf ein FKS wirken, die Nachrichten also entweder verloren gehen oder mit einer zusätzlichen Zeitverzögerung am Ziel Z ankommen. Dieses Verständnis soll in der vorliegenden Arbeit unter dem Begriff der Interferenz beibehalten werden. Die Interferenz bezeichnet in diesem Zusammenhang eine umgebungsbezogene Einflussgröße, die sich *aktiv* von einem FKS auf das andere FKS auswirkt [RSGK16]. Das FKS, welches die Interferenz auslöst, wird mit $p^{(j,l)} (j \neq i)$ in Regelungstechnische Analogie gesetzt. Die Sub-Regelstrecke $p^{(j,l)}$ verursacht eine Beeinflussung auf $p^{(i,l)}$, sodass es zu Verzögerungen oder zum Verlust einer Nachricht kommen kann. Weiterhin gibt es auch *passiv* bezogene Umgebungseinflüsse als Einflussgrößen wie beispielsweise die Art des Einsatzbereiches (innerhalb oder außerhalb einer Fabrikhalle) [RSGK16]. Die passiv bezogenen Umgebungseinflüsse als Einflussgrößen werden für das regelungsbasierte Koexistenzmanagement nicht betrachtet. Bei der Untersuchung spielen lediglich die aktiven Einflussgrößen eine wesentliche Rolle. Die Regelabweichung E aus Abb. 3.4 beschreibt die Abweichung zwischen dem Sollwert und dem Istwert der Kenn-

größen mit $E = W - Y$.

Für eine einheitliche Notation werden die im Regelkreis verwendeten Signale aus Abb. 3.4 pro $p^{(i,l)}$ in $Y^{(i,l)}, U^{(i,l)}, E^{(i,l)}, W^{(i,l)}$ und $D^{(j,l)}$ aufgefasst.

3.3 Beschreibung des Arbeitsbereiches für die Regelung

Für die Bewertung des Koexistenzverhaltens spielen die Kenn- und die Einflussgrößen, welche in Abschnitt 3.2 vorgestellt werden, eine wesentliche Rolle. In den Sollwerten der Kenngrößen werden die anwendungsspezifischen Anforderungen für eine zuverlässige Übertragung einer Nachricht pro FKS beschrieben. Dabei werden beispielsweise eine bestimmte Übertragungszeit oder eine bestimmte Nachrichtenverlustrate vorgegeben, die den Koexistenzbereich definieren. In der industriellen Funkkommunikation werden dazu Profile für bestimmte Anwendungen erarbeitet [RSGK16]. Im nachstehenden wird dazu ein Auszug eines Profils aus der Prozessautomation im Bereich 5G aufgezeigt. Dieses Profil kann beispielsweise die Sollvorgaben oder auch spezielle Einschränkungen im Stellgrößenbereich für die Auslegung der Regelung darstellen.

Tabelle 3.3: Profil aus 5G: Prozessautomation nach [ACI18]

| Parameter | Wert | Maßeinheit |
|------------------|---------------------|-------------------|
| Verfügbarkeit | >99,99 | % |
| Sendezeitabstand | $>50 \cdot 10^{-3}$ | s |
| Nutzbereich | 10000 | Geräte pro km^2 |
| Nutzdatenlänge | variiert | Byte |

Für die Sicherstellung der Koexistenz durch die Regelung muss zunächst ein Arbeitsbereich definiert werden, Abb. 3.5. Dabei erfolgt die Einteilung in den Bereichen:

- keine Interferenz, Koexistenz,
- Interferenz, Koexistenz und
- Interferenz, keine Koexistenz.

Die Darstellung erfolgt in der Ordinatenachse zur Beschreibung der zeitlich basierten Messwerte der Kenngrößen wie beispielsweise der Übertragungszeit und in der Abzissenachse, dem Ereignis einer empfangenen Nachricht, wenn diese am Ziel Z angekommen (im geforderten Zeitbereich, zusätzlich zeitverzögert oder verloren gegangen) ist. Für den den

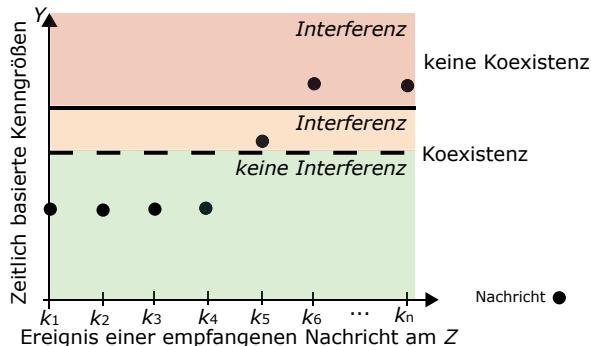


Abbildung 3.5: Beschreibung des Arbeitsbereiches zur Sicherung der Koexistenz durch die Regelung

Fall, dass keine Interferenz vorliegt, ist die Regelung nicht aktiv. Der Arbeitsbereich der Regelung befindet sich in dem Interferenzbereich, Koexistenz und keine Koexistenz. Dem FKS, welches selbst noch im Koexistenzbereich schon im kritischen Bereich arbeitet, droht der Verlust der Koexistenz. Die Regelung sollte hier schon eingreifen bevor sich das Systemverhalten im nicht Koexistenzbereich befindet, um einen Geräteausfall bzw. Stillstand für die Anwendung zu verhindern. Die Abb. 3.5 zeigt einen beispielhaften Verlauf solch einer Übertragung eines FKS auf, welches *ohne* Regelung in den nicht Koexistenzbereich übergeht. Mit einer Regelung sollte das FKS aus dem Interferenz-, Koexistenzbereich in den nicht Interferenz- bzw. Koexistenzbereich zurückgeführt werden.

3.4 Schlussfolgerung

Dieses Kapitel beschreibt das automatisierte Koexistenzmanagement als Regelkreis. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der Analyse der zentralen und der dezentralen Regelung. Als Analogie von den Signalen aus der industriellen Funkkommunikation und der Regelungstechnik wird die Tab. 3.4 aufgezeigt.

Tabelle 3.4: Analogie zu den Signalen aus der industriellen Funkkommunikation und der Regelungstechnik

| <i>Signale industrielle Funkkommunikation</i> | <i>Signale Regelungstechnik</i> |
|---|---------------------------------|
| Kenngroße Ist | Regelgröße Y |
| Kenngroße Soll | Führungsgröße W |
| Differenz aus Kenngroße Soll und Ist | Regelabweichung E |
| Einflussgröße | Stellgröße U |
| Aktive Einflussgröße, Interferenz | Störung D |

Die Anforderungen für eine zuverlässige Übertragung von Nachrichten innerhalb eines FKS stellt die Kenngröße Soll dar. Sie ist wesentlich für die Bestimmung des Koexistenzbereiches. Weiterhin wird ein Arbeitsbereich für die Regelung abgeleitet. Die Regelung wird aktiv, wenn das FKS mit einem anderen FKS interferiert, sich jedoch noch im Koexistenzbereich befindet. Das Systemverhalten sollte schnell in den interferenzfreien Koexistenzbereich zurückgeführt werden.

Kapitel 4

Modellierung des Koexistenzmanagements als Regelkreis

In dem vorliegenden Kapitel wird die Modellierung des Regelkreises aufgezeigt. Dabei wird zunächst auf die Modellierung der Regelstrecke für den interferenzfreien Fall und den Interferenzfall eingegangen. Diese Modellierung bildet die Grundlage für den Reglerentwurf, der einen modellprädiktiven Ansatz nutzen soll. Dabei liegt der Schwerpunkt auf einem zentralen und einem dezentralen Ansatz. Begleitet werden die Entwürfe durch jeweilige Stabilitätsbeweise, welche den Erfolg oder den Misserfolg der rechtzeitigen Ankunft einer Nachricht an dem Ziel beinhalten.

4.1 Formulierung der Anforderungen an das reglerbasierte Koexistenzmanagement

Für die Modellierung des Koexistenzmanagements als Regelkreis müssen zunächst die Anforderungen an das reglerbasierte Koexistenzmanagement formuliert werden. Diese beinhalten Vereinfachungen, welche zunächst getroffen werden:

- Die Koexistenz zwischen den FKSe soll sich für die Bewertung zunächst auf die zeitliche Ankunft einer Nachricht im Ziel Z beschränken. Die Inhalte einer Nachricht spielen keine Rolle.
- Alle FGe werden innerhalb eines FKS als ortsunveränderlich angenommen, die Geschwindigkeit der FGe ist somit $0 \frac{m}{s}$.
- Für das Koexistenzmanagement soll die Entkopplung des zeitlichen Übertragungsverhaltens der Nachrichten verschiedener FKSe untersucht werden. Dieses Kriterium ist zugleich eine direkte Anforderung für die Regelung (zentral und dezentral).

- Für die Modellierung des zeitlichen Übertragungsverhaltens einer Nachricht werden die Nutzdaten eines jeden FKS verwendet.
- Bei der Formulierung der Regelungsaufgabe gelten für den Arbeitsbereich die im Abschnitt 3.3 getroffenen Aussagen.
- Das Koexistenzmanagement soll technologieübergreifend seine Anforderungen erfüllen.
- Der Regler hat die Aufgabe auf aktiv bezogene Umgebungseinflüsse in Form von Interferenzen anderer FKSe zu reagieren. Passiv bezogene Umgebungseinflüsse werden für die Modellierung nicht berücksichtigt.

4.2 Modellierung der Regelstrecke zur Bewertung der Koexistenz

Die Regelstrecke P beschreibt eine Menge von FKSe, welche Nachrichten generieren und übertragen. Die Nachrichtenübertragung eines FKS ist daher eine Unterlage aller Nachrichtenübertragungen der FKSe innerhalb der Regelstrecke P . Bei dem Entwurf der Regelung für ein Koexistenzmanagement spielt die Wahl der Mess- und der Stellgrößen eine entscheidende Rolle, wonach sich die Modellierung der Regelstrecke richtet. Für diese Entscheidung wird auf Kap. 2 verwiesen. Dort werden unter anderem die Entkopplungsverfahren zu Erhaltung der Koexistenz vorgestellt, welche sich auf die Zeit, die Frequenz und den Raum beziehen. In der vorliegenden Arbeit wird eine Entkopplung über das *zeitliche* Übertragungsverhalten der Nachrichten der verschiedenen FKSe untersucht. Die Regelung soll also die Aufgabe haben die FKSe in ihrem Übertragungsverhalten zeitlich voneinander zu entkoppeln. Die Regelstrecke beschreibt damit das zeitliche Verhalten der Nachrichtenübertragung der verschiedenen FKSe. Die Frequenz und der Raum werden dabei als statisch angenommen.

Für die zeitliche Entkopplung des Streckenverhaltens spielen die Wahl der Mess- und der Stellgröße eine entscheidende Rolle, denn diese sollen einen zeitbehafteten Charakter aufweisen. Die Messgröße dient als Regelgröße für den Regler. Denn hier können Rückschlüsse auf das Systemverhalten gezogen werden. In der vorliegenden Arbeit wird die Koexistenz darin bewertet und dementsprechend modelliert, ob die Nachricht im Ziel Z mit einer zusätzlichen Zeitverzögerung ankommt oder diese verloren gegangen ist. Zur Bewertung der Koexistenz wird daher das zeitliche Übertragungsverhalten einer Nachricht im Streckenverhalten untersucht. Der zeitliche Übertragungsweg wird von der Generierung einer Nachricht in der Quelle Q bis zur Ankunft einer Nachricht im Ziel Z beschrieben. Als Mess- bzw. Regelgröße wird daher die Übertragungszeit gewählt. In [KR08] wird eine Analyse zur Koexistenzbewertung mit den entsprechenden Kenngrößen durch-

geführt. Auch hier spielt die Übertragungszeit eine wesentliche Rolle. Diese enthält alle Informationen, die für die Bewertung der Koexistenz genügen. Diese Herangehensweise zur Modellierung der Übertragungszeit wird erstmalig in dem Beitrag [SRKJ17] für eine interferenzfreie Nachrichtenübertragung eines FKS beschrieben. Auf diese Form der Bewertung des Koexistenzverhaltens greift unter anderem die Norm [IEC18] zurück, welche kurze Zeit später erarbeitet wurde und sich auf eine konzeptionelle Herangehensweise beschränkt. Dabei werden die einzelnen Kenngrößen aus Abschnitt 3.2 zur Bewertung der Koexistenz in prozentualer Aussage beschrieben und pro FKS und logischer Verbindung unterschiedlich gewichtet. In der vorliegenden Arbeit wird jedoch mit Bezug auf der Definition zur Koexistenz aus [FA515] lediglich zwischen dem koexistenten und dem nicht koexistenten Verhalten in den Interferenzbereichen aus Abb. 3.5 unterschieden. Diese Bewertung gilt pro FKS und den entsprechenden logischen Verbindungen. In Kap. 5 wird gezeigt, dass diese Herangehensweise ausreichend ist.

Die Stellgröße ist eine vom Regler bestimmte Größe. Diese soll dazu dienen, das Systemverhalten so zu beeinflussen, dass die gestellten Anforderungen eingehalten werden. Als Stellgröße wird der Sendezeitabstand gewählt. Diese beschreibt, in welchen zeitlichen Abständen die Nachrichten generiert und auf das Medium pro FKS geschickt werden [RSGK16]. Diese *Wahl der Stellgröße* macht den *technologieübergreifenden Ansatz* aus. Bei dem Sendezeitabstand handelt es sich um eine anwendungsbasierte Einflussgröße [RSGK16]. Egal ob der Einsatz der FKSe mit heterogenen Funktechnologien erfolgt, der Sendezeitabstand kann bei jedem FKS unabhängig von der Funktechnologie eingestellt bzw. vorgegeben werden.

Da für die Untersuchung *eine* Messgröße und *eine* Stellgröße gewählt wird, handelt es sich hier um ein Single Input Single Output (SISO)-System.

Das zeitliche Übertragungsverhalten einer Nachricht pro FKS wird als eine Menge von Ereignissen beschrieben. Tab. 4.1 zeigt eine Übersicht zur Beschreibung der einzelnen Ereignisse im interferenzfreien Fall und im Interferenzfall.

Tabelle 4.1: Beschreibung der Ereignisse zur Modellierung von der Regelstrecke P

| Ereignis | Beschreibung |
|-----------------|--|
| 1 | Generierung einer Nachricht in der Quelle Q |
| 2 | Überführung der Nachricht von der Quelle Q auf das Medium |
| 2.1 | Kollision der Nachrichten auf dem Medium zwischen mehreren FKSe im Interferenzfall |
| 2.2 | Übertragung der Nachricht auf dem Medium an das Ziel Z im interferenzfreien Fall |
| 3 | Überführung der Nachricht von dem Medium zum Ziel Z |
| 4 | Überführung der Nachricht im Ziel Z zur Berechnung der Übertragungszeit |

Als Grundlage für die Modellierung wird eine ereignisdiskrete Methodik herangezogen.

Da bei der Nachrichtenübertragung mehrerer FKSe Nebenläufigkeiten (parallel stattfindende Übertragungen) auftreten, wird die Beschreibung zeitbehafteter Petrinetze für die Modellierung des Zeitverhaltens genutzt. In [Sch13] wird dazu ein erster Ansatz zur Modellierung unterschiedlicher Koexistenzzenarien mit der Petrinetzmethodik formuliert. Dieser Ansatz ist jedoch systemspezifisch für beispielsweise WLAN im $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband ausgerichtet. Im Vordergrund steht hier die Bewertung der Koexistenz und *kein* Koexistenzmanagement. Die technologieübergreifende Sichtweise, wie sie in der vorliegenden Arbeit praktiziert wird, fehlt. Es wird eine Modellierung aus analytischer Sicht mit den jeweiligen anwendungsbasierten Stell- bzw. Einflussgrößen erfolgen.

Der Petrinetzgraph wird mit $G=(\theta,\lambda,\xi,\nu)$ beschrieben, wobei θ die Menge aller Plätze, λ die Menge aller Transitionen, ξ die Menge aller Kanten und ν die Menge der jeweiligen Kantenwichtungen sind [CL08], [CLO95]. Weiterhin wird der zeitliche Verzögerungsvektor $V^{(i,l)}$ für das zeitliche Schaltverhalten an den Transitionen pro FKS eingeführt. $V^{(i,l)}$ wird zur Berechnung der Übertragungszeit genutzt. Tab. 4.2 enthält einen Überblick über die Transformation der Elemente aus der industriellen Funkkommunikation zu den Elementen der Petrinetznnotation.

Tabelle 4.2: Modellelemente der industriellen Funkkommunikation in Petrinetznotation nach [SRKJ17]

| Modellelement - Funkkommunikation | Modellelement - Petrinet |
|---|--|
| Puffer einer Nachricht | Platz θ |
| Zeitstempel des Übergangs einer Nachricht | Transition λ |
| Zeitverhalten der Nachrichtenübertragung | Transitionsverzögerung V von λ |
| Pfad einer Nachricht | Kante ξ |
| Anzahl der Nachrichten pro Pfad | Wichtung ν |
| Nachricht | Token |
| Eigenschaften einer Nachricht | Eigenschaften eines Tokens |

Für die Modellierung des zeitlichen Übertragungsverhaltens einer Nachricht von einem FKS, auch beschrieben mit $p^{(i,l)} \in P$, wird die Petrinetzstruktur aus Abb. 4.1 vorgeschlagen. Hierbei werden der interferenzfreie- und der Interferenzfall beschrieben. Die Funktionalität eines FG wird in die verteilte Anwendungsfunktion Distributed Application Function (DAF) θ_{DAF} und in die Funkkommunikationsfunktion (Wireless Communication Function) (WCF) θ_{WCF} unterteilt. In der Quelle Q ist die DAF für die Generierung einer Nachricht und die WCF ist für den Mediumzugriff und die Funkübertragung verantwortlich. Im Ziel Z bewertet die WCF den Erfolg der Nachrichtenübertragung, und die DAF berechnet die Kenngrößen, wie beispielsweise die Übertragungszeit, der empfangenen Nachricht. Das Medium wird durch θ_m für den interferenzfreien Fall und θ_d für den Interferenzfall

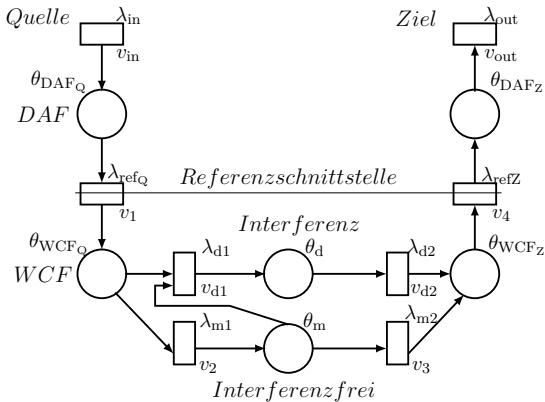


Abbildung 4.1: Graphische Beschreibung der Regelstrecke P für die Bewertung der Koexistenz nach [SRJ17]

beschrieben. Die Menge aller Transitionen wird durch $(\lambda_{in}, \lambda_{ref_Q}, \lambda_{m1}, \lambda_{m2}, \lambda_{refZ}, \lambda_{d1}, \lambda_{d2}, \lambda_{out})^T \in \lambda^{(i,l)}$ und die Menge aller zeitlichen Verzögerungen an den Transitionen wird durch $(v_{in}, v_1, v_2, v_3, v_4, v_{d1}, v_{d2}, v_{out})^T \in V^{(i,l)}$ beschrieben. Für die Modellierung des Koexistenzvertrags wird eine Fallunterscheidung für den interferenzfreien Fall Abschnitt 4.2.1 und den Interferenzfall Abschnitt 4.2.3 durchgeführt.

Tabelle 4.3: Eigenschaften einer Nachricht bzw. eines Token nach [SRKJ17]

| Eigenschaften | Parameter |
|-------------------------------------|--------------------------------|
| FKS bzw. $p^{(i,l)}$ | SID |
| logische Verbindung (Q, Z) | $LLID(Q, Z)$ |
| Mediumbelegungszeit | $t_{on}(v_3, v_{d2})$ |
| Ausgangsleistung (Q, Z) | $EIRP(Q, Z)$ |
| Interferenzvektor | $(EIRP(Q, Z), f, v_3, v_{d2})$ |
| Erfolg einer Nachrichtenübertragung | SMT |
| Verzögerung in der Quelle Q | v_1, v_2, v_{d1} |
| Verzögerung im Ziel Z | v_4 |

Für das weitere Vorgehen in der Modellierung ist es zunächst jedoch wesentlich die Eigenschaften einer Nachricht bzw. eines Token zu formulieren, welche sich nach den Eigenschaften eines FKS richten, Tab. 4.3. Dabei ist hervorzuheben, dass in Tab. 4.3 der interferenzfreie Fall und der Interferenzfall zusammengefasst sind. Dies ist besonders den Eigenschaften für die Mediumbelegungszeit und den Verzögerungen in der Quelle Q zu entnehmen. Für den Entwurf einer Regelung genügt jedoch die strukturelle bzw.

graphenbasierte Sichtweise allein nicht aus. Daher ist eine analytische Beschreibungsweise notwendig. In Abschnitt 4.2.1 und in Abschnitt 4.2.3 wird die Methodik gezeigt.

4.2.1 Modellierung des interferenzfreien Streckenverhaltens

Für die Modellierung des interferenzfreien Streckenverhaltens wird die Abb. 4.1 zu Grunde gelegt und der interferenzfreie Pfad betrachtet. Die Wechselkopplungen beim Übertragungsverhalten der Stellgröße $u^{(i,l)}(k)$ zur Regelgröße $y^{(i,l)}(k)$ entfallen und es werden nur die Hauptkopplungen herangezogen, Abb. 4.2. Somit wird das Übertragungsverhalten der Nachrichten des *einzelnen* FKS ohne den Einfluss eines anderen FKS modelliert.

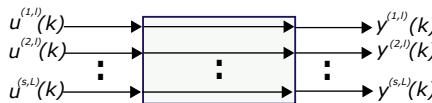


Abbildung 4.2: Beschreibung der Kopplung bei einer interferenzfreien Nachrichtenübertragung

Schwerpunkt der Modellierung soll sein, ein analytisches Modell des Übertragungsverhaltens einer Nachricht pro FKS zu beschreiben. Dazu wird eine zusätzliche Analogie zwischen den physikalischen Größen der Petrinetznnotation und denen, die für die regelungstechnische Notation im Gebrauch sind, vorgenommen. Für die regelungstechnische Betrachtungsweise wird ein Zustandsvektor $(x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k))^T \in x^{(i,l)}(k)$ eingeführt, welcher das Systemverhalten beschreibt. Hierbei wird ein Vektor von Zeitstempeln definiert, wobei k das Ereignis darstellt. Der Zustandsvektor besagt, wann der zeitbehaftete Transitionsvektor $(\lambda_{\text{ref}_Q}, \lambda_{\text{m}1}, \lambda_{\text{m}2}, \lambda_{\text{ref}_Z})^T \in \lambda^{(i,l)}(k)$ die Nachrichten feuert. Der Systemeingang $u^{(i,l)}(k)$ entspricht $\lambda_{\text{in}}^{(i,l)}$. Die Transition $\lambda_{\text{out}}^{(i,l)}$ stellt den Ausgang $y^{(i,l)}(k)$ der Regelstrecke eines jeden FKS dar. Das FKS wird in der regelungstechnischen Notation mit $p^{(i,l)}$ beschrieben. Für den weiteren Verlauf werden die Hochindizes an den Signalen weggelassen, es ergibt sich daher für $x^{(i,l)}(k) = x(k)$, $u^{(i,l)}(k) = u(k)$ und $y^{(i,l)}(k) = y(k)$. Die analytische Beschreibung einer Nachrichtenübertragung erfolgt in allgemeiner Zustandsraummodell (ZRM)-Notation

$$p^{(i,l)} : \begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) \\ y(k) = h(x(k)). \end{cases} \quad (4.1)$$

Die Ausdrücke $f(\cdot)$ und $h(\cdot)$ werden als Zustands- und Ausgangsfunktion bezeichnet. Für die Menge aller Zustände gilt $x \in \mathbb{X} \subset \mathbb{R}^n$ mit \mathbb{X} ist abgeschlossen und für die Menge aller u gilt $u \in \mathbb{U} \subseteq \mathbb{R}^m$ mit \mathbb{U} ist kompakt. Die Menge \mathbb{X}_f beschreibt die Endzustände, also die Ruhelage bzw. den Arbeitspunkt des Systems. In der vorliegenden Arbeit gilt für $x_f \subseteq \mathbb{X}_f \subseteq \mathbb{X}$ und \mathbb{X}_f ist abgeschlossen.

Für den interferenzfreien Pfad aus Abb. 4.1 ergibt sich die nachstehende Modellierung für $f(x(k), u(k))$ und $h(x)$ mit

$$f(x(k), u(k)) = \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_2 + x_1(k) \\ v_3 + x_2(k) \\ v_4 + x_3(k) \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

$$h(x(k)) = x_4(k). \quad (4.3)$$

Hierbei ist zu beachten, dass die Plätze aus Abb. 4.1 zunächst unbelegt sind [SRJ17]. Es befinden sich also keine Marken darauf. Die Gleichung (Gl.) 4.2 besagt, dass die Elemente in dem Zustandsvektor $x(k+1)$ mit den entsprechenden Transitionen erst dann schalten, wenn die Elemente des Zustandsvektors $x(k)$ der Vortransition geschaltet haben und die entsprechende Verzögerung v abgelaufen ist. Durch die zeitlichen Verzögerungen V an den Transitionen ist das Systemverhalten nicht zustandlinear (Nachweis, siehe Anhang A.1).

Um ein lineares Systemverhalten zu modellieren wird eine Transformation von Gl. 4.2 und Gl. 4.3 in ein lineares ZRM in der *max – plus* Algebra vorgenommen, [Lun06], [BCOQ92] und [CLO95].

Ein lineares ZRM in der *max – plus* Algebra ist folgendermaßen für SISO-Systeme formuliert

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) \oplus Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k), \end{aligned} \quad (4.4)$$

wobei $A \in \mathbb{R}_{\max}^{n \times m}$, $B \in \mathbb{R}_{\max}^{n \times 1}$, und $C \in \mathbb{R}_{\max}^{1 \times m}$ die Systemmatrix, den Eingangsvektor und den Ausgangsvektor beschreiben. Im Anhang A.2 wird dazu die Methodik erläutert. Gl. 4.2 und Gl. 4.3 ergeben sich nach Gl. A.11 und Gl. A.12 zu

$$\begin{aligned} x(k) &= \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_3 & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_4 & \varepsilon \end{pmatrix} x(k) \oplus \begin{pmatrix} v_1 \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} u(k), \\ y(k) &= (\varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ e) x(k). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Durch einen Koeffizientenvergleich mit der Gl. 4.4 und der Gl. 4.5 werden die Einträge der Matrix A bzw. der Vektoren B und C durch das Zeitverhalten der Transitionen aus Abb. 4.1 bestimmt.

Hierbei handelt es sich jedoch noch nicht um die explizite Bildungsvorschrift des ZRM. Diese kann mit den Berechnungen aus dem Anhang A.3 folgendermaßen errechnet werden

zu

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_1 v_2 \\ v_1 v_2 v_3 \\ v_1 v_2 v_3 v_4 \end{pmatrix} u(k). \quad (4.6)$$

Für den Regelungstechnischen Kontext spielt der Begriff der Stabilität im Arbeitspunkt w von $p^{(i,l)}$ eine wesentliche Rolle. Als Arbeitspunkt wird hier die zeitliche Anforderung an die Übertragungszeit (Sollverhalten) formuliert. Im Sinne der vorliegenden Arbeit bedeutet Stabilität zum Arbeitspunkt, dass die Nachrichten von der Quelle Q bis zum Ziel Z in der geforderten Übertragungszeit ohne Verlust oder zusätzliche Verzögerungen ankommen. Damit wird deutlich, dass das Systemverhalten im Koexistenzbereich stabil und im nicht Koexistenzbereich instabil ist. In der Arbeit wird zum Einen auf die Stabilität des Streckenverhaltens und zum Anderen auf die Stabilität des Regelkreises eingegangen. Zunächst wird in diesem Abschnitt die Stabilität des Streckenverhaltens untersucht. Der nachstehende Abschnitt 4.2.2 beschreibt den Nachweis der Stabilität für das interferenzfreie Streckenverhalten [SJ19].

4.2.2 Nachweis der Stabilität für das interferenzfreie Streckenverhalten

In dem Strukturmodell aus Abb. 4.1 wird das Stabilitätsverhalten des interferenzfreien Pfades für einen Arbeitspunkt w von $p^{(i,l)}$ analysiert. Das Übertragungsverhalten spiegelt sich jeweils von $u(k)$ auf die Zustandsgrößen $(x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k))^T \in x(k)$ wider. Es soll in diesem Abschnitt gezeigt werden, dass ein stabiles Übertragungsverhalten der Nachrichten von der Quelle Q zum Ziel Z vorliegt. Für den Nachweis der Stabilität wird die Eigenschaft der Konvergenz von Zahlenfolgen genutzt. Da sich der Nachweis auf die zeitlichen Abstände zwischen den Zeitstempeln $x(k) \rightarrow x(k+1)$ konzentriert, wird der reelle Zahlenbereich genutzt. Das ZRM aus Gl. 4.2 wird dabei für den reellen Zahlenbereich herangezogen. Die *max-plus* Algebra wird hier nicht genutzt, da hier keine negative Rechenoperation definiert ist. Bei Gl. 4.6 handelt es sich bereits um die Beschreibung solch einer Zahlenfolge aus Zeitstempeln für die Nachrichtenübertragung pro $p^{(i,l)}$ in Abhängigkeit eines Ereignisses k . Zur besseren Beschreibung des mathematischen Nachweises dient die Abb. 4.3. Abb. 4.3 zeigt die schematische Struktur einer interferenzfreien Nachrichtenübertragung eines $p^{(i,l)}$. Die Struktur kann direkt mit dem Strukturmodell aus Abb. 4.1 verglichen werden. Eingezeichnet sind die Zustände $x(k)$ mit den Zeitstempeln der Transitionen, zugeordnet zu der Quelle Q und zum Ziel Z . Weiterhin wird die Stellgröße u als Sendezeitabstand v_{in} beschrieben. Ausgangsseitig sind y und die Aktualisierungszeit v_{update} dargestellt. Ein *notwendiges* Kriterium für die Stabilität ist dabei die Konvergenz der Zeitabstände, wenn die Nachrichten hintereinander im Ziel Z ankommen. Das *hinreichende* Kriterium für die Stabilität ist, dass die Zahlenfolge gegen den Sendezeitabstand

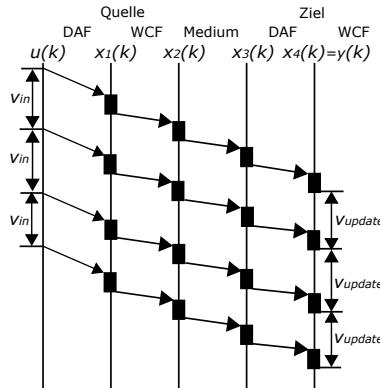


Abbildung 4.3: Beschreibung des Stabilitätsverhaltens der interferenzfreien Nachrichtenübertragung

v_{in} konvergiert. In der Praxis bedeutet dies, dass die Nachrichten eines $p^{(i,l)}$ in den gleichen Zeitäbständen im Ziel Z ankommen, wie diese an der Quelle Q generiert werden. Die Vorschrift dazu lautet [SJ19]

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |x(k+1) - x(k)| \rightarrow v_{in}. \quad (4.7)$$

Beweis. Für $x(k) = A^*Bu(k)$ in der *max-plus* Algebra (Gl.4.6) folgt im reellen Zahlenbereich

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_1 + v_2 + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_3 + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + u(k) \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

Am Rande sei hier erwähnt, dass je nach Funktechnologie zusätzliche Streuungen Δ in dem Parametervektor $V \ni (v_1 + \Delta_1, v_2 + \Delta_2, v_3 + \Delta_3, v_4 + \Delta_4)^T$ existieren, bei WLAN beispielsweise verursacht durch die Backofftime, welche in Kap. 2 beschrieben wird. Da es in dem vorliegenden Abschnitt um den Nachweis des stabilen Übertragungsverhaltens der Nachrichten ohne Einfluss eines anderen $p^{(j,l)}$ geht, werden diese systembedingten Streuungen vernachlässigt. Gl. 4.8 eingesetzt in Gl. 4.7 gilt

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} & \left| \begin{pmatrix} v_1 + u(k+1) \\ v_1 + v_2 + u(k+1) \\ v_1 + v_2 + v_3 + u(k+1) \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + u(k+1) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_1 + v_2 + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_3 + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + u(k) \end{pmatrix} \right| \\ & \rightarrow v_{in}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

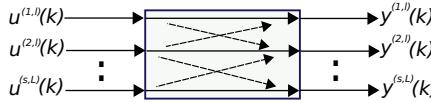


Abbildung 4.4: Beschreibung der Kopplung bei einer interferenzbehafteten Nachrichtenübertragung

Da im interferenzfreien Fall für $\forall k$ die Verzögerungen in V gleich sind (ausgenommen des stochastischen Anteils in V), folgt die nachstehende Gl. 4.10 mit

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |u(k+1) - u(k)| \longrightarrow v_{\text{in}}, \quad (4.10)$$

was der Definition des Sendezeitabstandes gleich kommt. Somit ist ein stabiles Übertragungsverhalten im interferenzfreien Fall nachgewiesen. \square

4.2.3 Modellierung des interferenzbehafteten Streckenverhaltens

Für die Modellierung des interferenzbehafteten Streckenverhaltens wird die Abb. 4.1 zu Grunde genommen und der interferenzbehaftete Pfad betrachtet. Wechselkopplungen beim Übertragungsverhalten von $u^{(i,l)}(k)$ nach $y^{(i,l)}(k)$ werden im Vergleich zur Abb. 4.2 in die Betrachtung einbezogen. Die Abb. 4.4 zeigt das Zusammenwirken. Die Wechselwirkung zwischen den Signalen zeigt die interferenzbehaftete Beeinflussung zwischen $p^{(i,l)}$ und $p^{(j,l)}$, wobei $i \neq j$. Es ist hinzuzufügen, dass Interferenz in dem Sinne bedeutet, dass die Nachricht mit einer zusätzlichen Zeitverzögerung im Ziel Z ankommt. Dabei müssen die drei Ressourcen in Frequenz, Zeit und Raum berücksichtigt werden. Nur wenn sich eine Schnittmenge zwischen diesen drei Ressourcen einstellt, Abb. 2.1, kann es zu einer Interferenz kommen. Bei der Modellierung des Interferenzverhaltens wird daher vorausgesetzt, dass die Übertagung der Nachrichten auf selber Frequenz und im selben Raum stattfindet, diese beiden Ressourcen also statisch sind. Es wird sich in der vorliegenden Arbeit lediglich auf das zeitliche Verhalten in Form von der zeitlichen Entkopplung der FKSe untereinander konzentriert. Die analytische Beschreibung zum Interferenzverhalten einer Nachrichtenübertragung ist in ZRM-Notation [SZJ18]

$$p^{(i,l)} : \begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k), u_d(k)) \\ y(k) = h(x(k)). \end{cases} \quad (4.11)$$

Das Störsignal (im Regelungstechnischen Sinne), welches die Interferenzen zwischen den verschiedenen FKSe auslöst, wird durch $u_d(k)$ beschrieben. Für den restlichen Verlauf der Arbeit wird $u_d(k)$ als Störsignal bezeichnet. Da der Regelalgorithmus auf eine zeitliche Entkopplung des Übertragungsverhaltens hinzielt, wird das Störsignal ebenfalls zeitlich

durch den Sendezeitabstand des interferierenden $p^{(j,l)}$ bestimmt. Das ZRM im Interferenzfall hat die folgende nicht explizite mathematische Beschreibung

$$\begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_{d1}(k) \\ x_{d2}(k) \\ x_4(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_{d1} & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_{d2} & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & v_4 & \varepsilon \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_{d1}(k) \\ x_{d2}(k) \\ x_4(k) \end{pmatrix} \oplus \begin{pmatrix} v_1 \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} u(k) \oplus \bigoplus_{j=0}^{m-1} \begin{pmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} v_4 \end{pmatrix} u_d^{(j)}(k), \quad (4.12)$$

wobei m die Anzahl aller $p^{(j,l)}$ auf $p^{(i,l)}$ ist. Bei dem Modell wird die Annahme getroffen, dass $u(k)$ und $u^{(j)}(k)$ so parametriert sind, dass Interferenzen auftreten. Bei $v_1^{(j)}$ und $v_{d1}^{(j)}$ handelt es sich um die zeitlichen Verzögerungen von $p^{(j,l)}$. Im Gegensatz zum interfe- renzfreien Streckenverhalten aus Gl. 4.6 wird ein zusätzlicher Zustand $x_{d1}(k)$ eingeführt, welcher ein Indikator für den Einfluss der Interferenz ist. Hier treffen mindestens zwei Nachrichten unterschiedlicher $p^{(i,l)}$ aufeinander, die entweder zeitverzögert im Ziel Z ankommen oder verloren gehen. Gl. 4.13 zeigt die explizite Darstellung. Die Berechnung der expliziten Darstellung ist in der Anlage A.4 beschrieben mit

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_1 v_2 \\ v_1 v_2 v_{d1} \\ v_1 v_2 v_{d1} v_{d2} \\ v_1 v_2 v_{d1} v_{d2} v_4 \end{pmatrix} u(k) \oplus \bigoplus_{j=0}^{m-1} \begin{pmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} v_4 \end{pmatrix} u_d^{(j)}(k), \quad (4.13)$$

$$y(k) = (\varepsilon \quad \varepsilon \quad \varepsilon \quad e) x(k). \quad (4.14)$$

Im nachfolgenden Abschnitt 4.2.4 wird die Instabilität des Streckenverhaltens in der Nachrichtenübertragung nachgewiesen. Dabei spielt die Konvergenz von Zahlenfolgen wieder eine wesentliche Rolle. In Abschnitt 4.2.2 konvergiert bei einer stabilen Nachrichtenübertragung die Aktualisierungszeit gegen den Sendezeitabstand. Bei einer instabilen Nachrichtenübertragung herrscht hier Divergenz vor. Instabilität bedeutet eine zusätzliche Verzögerung der Nachricht im Ziel Z oder die Zerstörung einer Nachricht.

4.2.4 Nachweis der Stabilität des interferenzbehafteten Streckenverhaltens

Abb. 4.5 zeigt das Verhalten einer instabilen Nachrichtenübertragung eines $p^{(i,l)}$ im Ziel Z auf [SK18]. Bei der zweiten Übertragung fällt auf, dass die Nachricht zeitverzögert im Ziel Z ankommt. Die Aktualisierungszeit v_{update} ist länger als der Sendezeitabstand v_i und es liegt eine Interferenz bzw. eine Störung im Übertragungsverhalten vor.

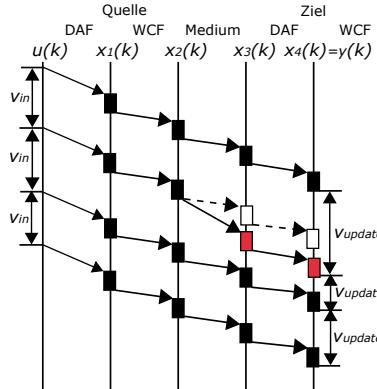


Abbildung 4.5: Beschreibung des Stabilitätsverhaltens einer interferenzbehafteten Nachrichtenübertragung

Beweis. Wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben, wird für den Nachweis der reelle Zahlenbereich herangezogen. Dazu wird Gl. 4.13 in den reellen Zahlenbereich mit

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_1 + v_2 + u(k) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + u(k), m_1) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + u(k), m_2) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + v_4 + u(k), m_3) \end{pmatrix}, \quad (4.15)$$

transformiert, wobei $m_1 = v_1^{(j)} + v_{d1}^{(j)} + u_d^{(j)}, \dots, v_1^{(m-1)} + v_{d1}^{(m-1)} + u_d^{(m-1)}$, $m_2 = v_1^{(j)} + v_{d1}^{(j)} + v_{d2} + u_d^{(j)}, \dots, v_1^{(m-1)} + v_{d1}^{(m-1)} + v_{d2} + u_d^{(m-1)}$ und $m_3 = v_1^{(j)} + v_{d1}^{(j)} + v_{d2} + v_{d1} + v_4 + u_d^{(j)}, \dots, v_1^{(m-1)} + v_{d1}^{(m-1)} + v_{d2} + v_{d1} + v_4 + u_d^{(m-1)}$. Mit dieser Notation werden m Störsysteme in dem Nachweis betrachtet. Für $m = 1$ in das Kriterium von Gl. 4.7 eingesetzt, folgt

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \left| \begin{pmatrix} v_1 + u(k+1) \\ v_1 + v_2 + u(k+1) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + u(k+1), m_1) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + u(k+1), m_2) \\ \max(v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + v_4 + u(k+1), m_3) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_1 + v_2 + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_{d1} + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + u(k) \\ v_1 + v_2 + v_{d1} + v_{d2} + v_4 + u(k) \end{pmatrix} \right| \not\rightarrow v_{in}, \quad (4.16)$$

wobei $m_1 = v_1^{(j=1)} + v_{d1}^{(j=1)} + u_d^{(j=1)}(k+1)$, $m_2 = v_1^{(j=1)} + v_{d1}^{(j=1)} + v_{d2} + u_d^{(j=1)}(k+1)$, und $m_3 = v_1^{(j=1)} + v_{d1}^{(j=1)} + v_{d2} + v_{d1} + v_4 + u_d^{(j=1)}(k+1)$ gilt. Jedes zweite Ereignis wird als gestört angenommen und weiterhin gilt $\forall v^{(j=1)} > v$. Für den Nachweis eines instabilen Streckenverhaltens muss bewiesen werden, dass keine Konvergenz gegen den Sendezeitabstand existiert. Bei der Bildung des Betrages folgt für Gl. 4.16

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \left| \begin{pmatrix} u(k+1) - u(k) \\ u(k+1) - u(k) \\ v_{1d}^{(j=1)} + v_{2d}^{(j=1)} + u_d^{(j=1)}(k+1) - v_1 - v_2 - v_{d1} - u(k) \\ v_{1d}^{(j=1)} + v_{2d}^{(j=1)} + u_d^{(j=1)}(k+1) - v_1 - v_{d1} - v_{d2} - u(k) \\ v_{1d}^{(j=1)} + v_{2d}^{(j=1)} + u_d^{(j=1)}(k+1) - v_1 - v_2 - u(k) \end{pmatrix} \right| \not\rightarrow v_{in}. \quad (4.17)$$

In Gl. 4.17 ist leicht zu sehen, dass für die Zeitstempel $x_1(k)$ und $x_2(k)$ jeweils ein konvergentes Verhalten und für die Zeitstempel $x_{d1}(k)$, $x_{d2}(k)$ und $x_4(k)$ jeweils ein divergentes Verhalten in dem jeweiligen Arbeitspunkt von $p^{(i,l)}$ existiert. Das Streckenverhalten ist somit instabil. \square

4.3 Reglerentwurf zum Koexistenzmanagement

Wie in Abschnitt 4.1 gefordert, ist die Intention des Reglers die zeitliche Entkopplung der FKSe untereinander während der Nachrichtenübertragung. Demzufolge wird sich in der vorliegenden Arbeit auf die Regelung innerhalb der zeitlichen Ressource beschränkt. Generell ist für die Entkopplung die Wahl der Einfluss- bzw. Stellgröße entscheidend. Wie in dem vorangestellten Abschnitt 4.2 zur Modellierung des Streckenverhaltens beschrieben, wird als Stellgröße der Sendezeitabstand gewählt. In Abb. 4.6 wird das Grundprinzip zur zeitlichen Entkopplung mit der Regelung an einem Beispiel erklärt.

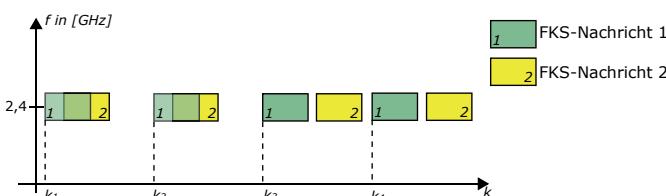


Abbildung 4.6: Beispiel zur Beschreibung der zeitlichen Entkopplung für die FKSe durch den Regler

Gezeigt wird eine zweidimensionale Abbildung der Spektrumsdarstellung über die Frequenz f und über die Zeit als Ereignis k , welche den Zeitstempel der Transitionen $x_3(k)$ für den interferenzfreien Fall oder $x_{d2}(k)$ für den Interferenzfall aus Abb. 4.1 beschreiben. Die Leistung als dritte Dimension entfällt bei dieser Herangehensweise, da eine zeitliche

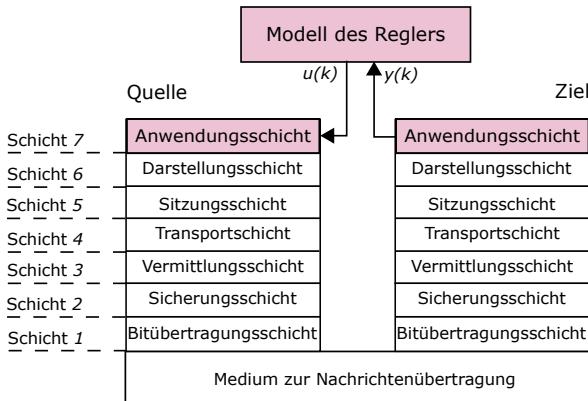


Abbildung 4.7: Eingriff des Reglers im ISO-OSI Schichtenmodell für ein technologieübergreifendes Koexistenzmanagement

Entkopplung betrachtet wird und der Regler auf diese Weise arbeiten soll. Beispielhaft werden in Abb. 4.6 zwei Nachrichten unterschiedlicher FKSe auf dem Medium dargestellt. Die Nachrichtenübertragung findet auf der selben Frequenz, hier beispielhaft $2,4\text{ GHz}$, und bei der selben Leistung bzw. am selben Ort statt. Die variable Größe ist das zeitliche Verhalten. In den ersten beiden Ereignissen k_1 und k_2 ist, neben der Voraussetzung gleicher Frequenz und gleichen Ortes, eine Überlappung des Zeitverhaltens zur Nachrichtenübertragung zweier FKSe offensichtlich. Wenn dieses Verhalten vom Regler durch die Auswertung der Übertragungszeit sichergestellt wird, greift dieser durch seine Stellgröße, den Sendezeitabstand, ein. Ab den Ereignissen k_3 und k_4 , bei denen der Regler aktiv wird und einen neuen Sendezeitabstand für ein FKS berechnet hat, findet keine zeitliche Überlappung der Nachrichtenübertragung unterschiedlicher FKS statt. Die Anforderungen an das Systemverhalten werden erfüllt und die FKSe verhalten sich *koexistent* zueinander. Die Funktionsweise, die der Regler mit der Berechnung des Sendezeitabstandes ausführt, ist demnach mit einem Offset (Verschiebung der Nachrichten auf der Ereignisachse) der Nachrichtenübertragungen gleichzusetzen. Weiterhin ist anzumerken, dass das Besondere an der Ausnutzung der zeitlichen Ressource durch den Sendezeitabstand der *Eingriff* des Reglers in der *Anwendung* ist. Durch die Bestimmung der Stellgröße mit dem Sendezeitabstand wird die Forderung nach einem technologieübergreifenden Koexistenzmanagement verstärkt. Abb. 4.7 zeigt dazu den Eingriff des Reglers im ISO-OSI Schichtenmodell.

Anders als bei den industriellen Standardtechnologien wie BT oder WLAN, die ihre jeweiligen Mediumszugriffsmechanismen auf der Schicht 2 haben, greift der Regler auf der Schicht 7 ein. Damit spielt es keine Rolle, ob es sich um eine spezielle Funktechnologie handelt, es wird lediglich der Zeitabstand zur Generierung der Nachrichten beeinflusst, sodass freie zeitliche Ressourcen auf dem Medium genutzt werden können.

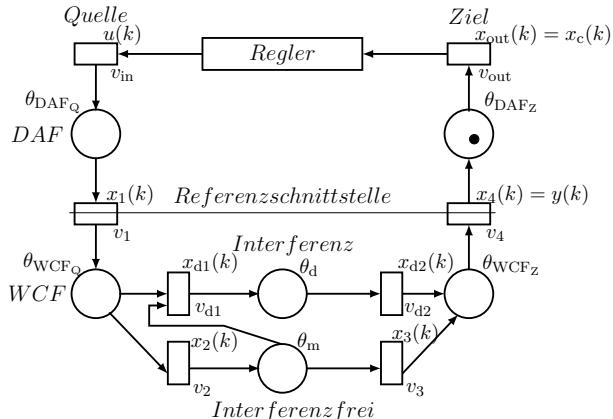


Abbildung 4.8: Struktur des Regelkreises in Petrinetzenotation

Die strukturelle Einordnung des Reglers ist in Abb. 4.8 beschrieben. Hierin wird die Erweiterung des Strukturbildes aus Abb. 4.1 erklärt.

Der Regler beschreibt unabhängig davon, ob dieser zentral oder dezentral bestimmt wird, einen Rechenalgorithmus. Dieser Rechenalgorithmus berechnet den Sendezeitabstand, wann die Transition $u(k)$ zur Generierung der Nachrichten feuert. Die Messgröße $y(k)$ der Übertragungszeit erhält der Regler durch Θ_{DAF_Z} . Für den Informationsfluss der Übertragungszeit von der Regelstrecke zu dem Regler wird das ZRM aus Gl. 4.6 um einen Zustand $x_c(k)$ wie folgt erweitert

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_0 x(k+1) \oplus A_1 x(k) \oplus B u(k+1) \\ y(k) &= C x(k), \end{aligned} \quad (4.18)$$

mit

$$A_0 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_3 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_4 & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix} \quad A_1 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & v_{out} & \varepsilon \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} v_1 \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} \quad C = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & e & e \end{pmatrix},$$

wobei $(x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k), x_c(k))^T \in x(k)$ und der hiermit den interferenzfreien Pfad beschreibt, Motivation siehe Abschnitt 4.3.1. Für das Feuern der Transition um $x_c(k)$ muss der Platz Θ_{DAF_T} von einer Marke mit der Messinformation besetzt sein. Diese Belegung beschreibt die Matrix A_1 von $x(k)$. Für die Formulierung einer expliziten Beschreibung von Gl. 4.18 darf A_0 keine Kreiseigenschaften aufweisen. Es gilt damit die Bildungsvorschrift

[CGQ99]

$$x(k+1) = (A_0^3 \oplus A_0^2 \oplus A_0 \oplus E)(A_1 x(k) \oplus B u(k+1)), \quad (4.19)$$

mit $A^* = A_0^3 \oplus A_0^2 \oplus A_0 \oplus E$ und $A_0^4 = N$, Grundlagen dazu siehe Anhang A.3. Für die explizite Bildungsvorschrift gilt $\bar{A} = A^* A_1$ und $\bar{B} = A^* B$. Die Matrizen A_0^2 und A_0^3 ergeben sich zu

$$A_0^2 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_3 v_4 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}, \quad A_0^3 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 v_4 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}, \quad A_0^4 = N. \quad (4.20)$$

Die berechnete Matrix A^* ergibt sich zu

$$A^* = \begin{pmatrix} e & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & e & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 & v_3 & e & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 v_4 & v_3 v_4 & v_4 & e & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & e \end{pmatrix}. \quad (4.21)$$

Die Matrizen \bar{A} und \bar{B} ergeben sich daher zu

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & v_{\text{out}} & \varepsilon \end{pmatrix} \quad \bar{B} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_1 v_2 \\ v_1 v_2 v_3 \\ v_1 v_2 v_3 v_4 \\ \varepsilon \end{pmatrix}. \quad (4.22)$$

Die explizite Beschreibungsform lautet wie folgt

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \bar{A} x(k) \oplus \bar{B} u(k+1) \\ y(k) &= \bar{C} x(k), \end{aligned} \quad (4.23)$$

wobei $\bar{C} = C$. Gl. 4.23 bildet damit die Grundlage für die Regelung. In Abb. 4.8 handelt es sich lediglich um eine prinzipielle Darstellung des Schemas für die Regelung und wie diese mit dem Streckenmodell gekoppelt ist. In dem Abschnitt 4.3.1 werden die Motivation für die mathematischen Grundlagen zur Regelung hervorgehoben sowie die zentrale und dezentrale Regelung modellbasiert beschrieben.

4.3.1 Modelprädiktive Regelung in der $\max - plus$ -Algebra

Die Wahl der Methodik in Bezug auf die Modellierung des Reglers lässt sich aus den Anforderungen an den Regler als Managementeinheit für die Koexistenz herleiten. Diese werden aus Sicht der Anwendung wie folgt formuliert:

- Stabilität während der Nachrichtenübertragung von der Quelle Q zum Ziel Z , das heißt kein Verlust der Nachrichten und keine zusätzliche zeitliche Verzögerung der Nachrichten im Ziel Z ,
- Robustheit gegenüber den Interferenzen zwischen mehreren FKSe,
- Prädiktion zur Planung des Übertragungsverhaltens der Nachrichten.

Weiterhin unterliegt der Regler bei der Berechnung der Stellgröße gewissen Beschränkungen durch das Systemverhalten:

- Vermeidung der Überlagerung des Sendezeitabstandes von mehreren FKSe gleichzeitig,
- die Stellgrößenbegrenzung systembedingt durch die Hardware an der Quelle Q und am Ziel Z . Stellgrößenbegrenzung in dem Sinne, wie der minimale Sendezeitabstand an der Hardware zur Quelle Q eingestellt werden kann.

Aus mathematischer Sicht muss die Methodik zur Modellierung des Reglers diese Beschränkungen berücksichtigen. Gewählt wird daher ein Verfahren der modellprädiktiven Regelung (englisch Model Predictive Control MPC) oder Regelung auf einem sich bewegenden Horizont. Hierzu wird zunächst kurz auf die Arbeitsweise einer MPC in der klassischen Algebra eingegangen. Die Ausführung richtet sich hier nach [Fin04]. Abb. 4.9 zeigt das Grundprinzip der Methodik auf.

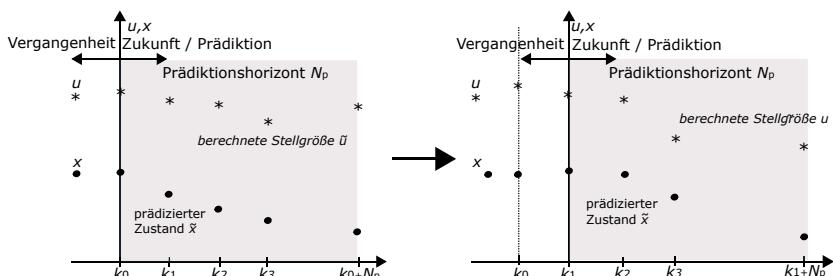


Abbildung 4.9: Grundprinzip der MPC in Anlehnung an [Fin04]

Bei der MPC handelt es sich um eine Erweiterung des Verfahrens zur Trajektorienplanung. Der Systemzustand $x(k)$ wird auf der Grundlage eines Systemmodells über einen

bestimmten Zeitraum in die Zukunft vorhergesagt bzw. prädiziert. Der Zeitraum wird als Prädiktionshorizont N_P bezeichnet. Wird zu einem Zeitpunkt k_1 festgestellt, dass sich der gemessene Systemzustand von der Führungsgröße entfernt hat, wird eine zukünftige Folge der Stellgröße in dem Sinn berechnet, dass sich der Systemzustand wieder der Führungsgröße annähert. Dies kann mit Hilfe einer Zielfunktion erfolgen. In den meisten Fällen entspricht diese der Minimierung einer quadratischen Regelabweichung [Fin04]. Der erste Wert der Stellgrößenfolge wird dann im nächsten Zeitschritt auf das System aufgeschaltet und der Vorgang der Prädiktion und die Berechnung der Stellgrößenfolge wiederholt sich erneut [Fin04] und [AFN04]. Die Methodik der MPC lässt sich ebenfalls im Bereich der *max – plus*-Algebra ereignisdiskreter Systeme formulieren. So werden beispielsweise in [BvdB00], [SvdB01a], [SvdB01b] und [vdBS02] die mathematischen Grundlagen für eine MPC in der *max – plus*-Algebra erläutert. Dazu sei das ZRM nach Gl. 4.23 mit \bar{A} , \bar{B} und \bar{C} gegeben. Im Vergleich zur MPC in der klassischen Algebra können in der *max – plus*-Algebra die Zustands-, Stell- und Ausgangsgrößen $x(k)$, $u(k)$ und $y(k)$ als Zeitstempel modelliert werden, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben. Es wird auf die Ausgangsgröße $y(k)$ prädiziert. Dabei ist also anzumerken, dass die Führungsgröße über N_P geplant werden soll. In [SvdB01a] wird zur Berechnung der prädizierten Ausgangsgröße Gl. 4.24 vorgeschlagen

$$\tilde{y}(k_0 + k) = H \tilde{u}(k_0 + k) \oplus g \tilde{x}(k_0) \quad \text{mit } 1 \leq k \leq N_P, \quad (4.24)$$

wobei $\tilde{y}(k_0 + k) = (y(k_0 + 1), y(k_0 + 2), \dots, y(k_0 + N_P))^T$ und $\tilde{u}(k_0 + k) = (u(k_0 + 1), u(k_0 + 2), \dots, u(k_0 + N_P))^T$ die prädizierte Ausgangsfolge und die zukünftige berechnete Stellgrößenfolge sind. Die Anfangsbedingung, welche den Messwert zu k_0 beschreibt, wird mit $\tilde{x}(k_0) = x(k_0)$ bezeichnet. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass das Ereignis um k_0 relativ ist. Wenn die Prädiktion ab einem Ereignis um k_0 berechnet wurde, wird der nächste Messwert um k_1 abgegriffen und vom Regler ausgewertet. Dabei gilt das Ereignis um k_1 als Anfangswert. H und g beschreiben jeweils Hypermatrizen mit [SvdB01a]

$$H = \begin{pmatrix} \bar{C}\bar{B} & \varepsilon & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ \bar{C}\bar{A}\bar{B} & \bar{C}\bar{B} & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ \bar{C}\bar{A}^2\bar{B} & \bar{C}\bar{A}\bar{B} & \bar{C}\bar{B} & \dots & \varepsilon \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{C}\bar{A}^{N_P-1}\bar{B} & \bar{C}\bar{A}^{N_P-2}\bar{B} & \dots & \dots & \bar{C}\bar{B} \end{pmatrix}, \quad g = \left(\bar{C}\bar{A}, \bar{C}\bar{A}^2, \bar{C}\bar{A}^3, \dots, \bar{C}\bar{A}^{N_P} \right)^T. \quad (4.25)$$

H und g beschreiben die Prädiktionsmatrix und den Prädiktionsvektor ausgehend von der Anfangsbedingung. Für den Algorithmus der MPC ist die Wahl der Zielfunktion J von entscheidender Bedeutung. Diese richtet sich unter anderem nach den Anforderungen an das Systemverhalten. Wie bereits erwähnt wird in der klassischen Algebra häufig über

einen bestimmten Prädiktionshorizont N_p die quadratische Regelabweichung minimiert. Je nachdem ob die Anforderungen im Bereich der Verbrauchsenergie (energieoptimale Regelung) liegen, wird über den ereignisbasierten Verlauf der Stellgröße minimiert. Bisher ist eine *max – plus* basierte MPC zu großen Teilen im Bereich der Transportsysteme wie beispielsweise der Waren- oder Gütertransport zur Anwendung gekommen. So ergibt sich die Formulierung der Zielfunktion zu [SvdB01a]

$$\min_{\mathbf{u}(k)} J = \min_{\mathbf{u}(k)} J_{\text{out}} + \lambda J_{\text{in}}, \quad (4.26)$$

wobei J_{out} und J_{in} jeweils die Zielfunktionen für den Ausgang und für den Eingang der Regelstrecke sind. Es wird zwischen drei verschiedenen Ausgangsfunktionen unterschieden:

$$J_{\text{out},1} = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{i=1}^l \max(\tilde{y}_i(k_0 + k) - w_i(k_0 + k), 0), \quad (4.27)$$

$$J_{\text{out},2} = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{i=1}^l |\tilde{y}_i(k_0 + k) - w_i(k_0 + k)|, \quad (4.28)$$

$$J_{\text{out},3} = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{i=1}^l |\Delta^2 \tilde{y}_i(k_0 + k) - w_i(k_0 + k)|. \quad (4.29)$$

Bei $J_{\text{out},1}$ handelt es sich um eine einseitige Bestrafung der positiven Regelabweichung, wenn der Istzeitstempel den Sollzeitstempel übersteigt, also $e = y - w > 0$. Die Führungsgröße $w(k)$ muss dabei vorgeplant sein. Ist der Istzeitstempel kleiner als der Sollzeitstempel, ist keine Aktivität des Reglers vorhanden, da die Zielfunktion null ist, also $e = y - w < 0$.

Bei sehr empfindlichen Gütern, wie z. B. dem Transport von Lebensmitteln, kann die Zielfunktion $J_{\text{out},2}$ angewendet werden. Hierbei wird der Betrag für $e < 0$ und für $e > 0$ minimiert, d. h. eine beidseitige Abweichung wird bestraft.

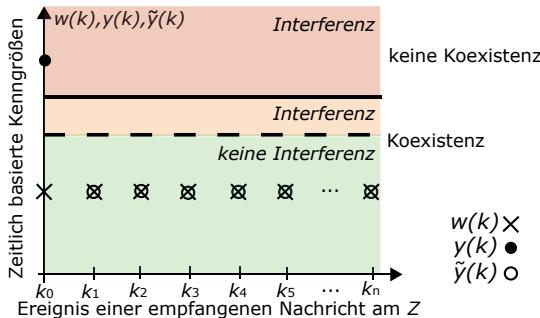
Wenn die prädizierten Zustände der Zeitstempel mit einer extra Wichtung optimiert werden sollen, kann die Zielfunktion $J_{\text{out},3}$ gewählt werden. Dabei handelt es sich bei Δ um den Wichtungsfaktor.

Bei der Wahl des Gütekriteriums aus Gl. 4.26 kann weiterhin auf eine Optimierung der Stellgrößenfolge eingegangen werden. Dabei wird wie folgt unterschieden in [SvdB01a]

$$J_{\text{in},1} = - \sum_{k_0=1}^{N_p} \sum_{i=1}^l (\tilde{u}_i(k_0 + k - 1)) \quad (4.30)$$

$$J_{\text{in},2} = \sum_{k_0=1}^{N_p} \sum_{i=1}^l |\Delta^2 \tilde{u}_i(k_0 + k)|. \quad (4.31)$$

$J_{\text{in},1}$ wird angewendet, um einen System internen Überlauf zu verhindern. Durch die Ne-

Abbildung 4.10: Nachrichtenprädiktion in der *max-plus* Algebra

gation fällt auf, dass es sich hierbei nicht um eine Minimierung sondern um eine Maximierung der Optimierung handelt. Würde eine Minimierung hier angewendet werden, würden minimale Zeitstempel existieren. Dies kann zu einem sehr hohen Aufkommen bzgl. des Warentransports auf dem Fließband führen. Daher ist eine Formulierung zu einer Maximierung der Werte für die Zeitstempel gerechtfertigt. Die Materialien werden daher so spät wie möglich auf das Förderband transportiert.

Wenn sich die Anforderungen nach der Wichtung der prädizierten Stellgrößenfolge richten, kann $J_{in,2}$ angewendet werden, wobei Δ wieder der Wichtungsfaktor ist.

Je nach Anforderungen müssen also die Zielfunktionen entsprechend formuliert werden. Im nachstehenden Abschnitt 4.3.2 wird das Optimierungsproblem für das reglerbasierte Koexistenzmanagement formuliert.

4.3.2 Formulierung des Optimierungsproblems für die MPC

In diesem Kapitel stehen die Wahl bzw. die Formulierungen der Zielfunktion und der Nebenbedingungen im Fokus. Für das reglerbasierte Koexistenzmanagement wird eine Prädiktion der Übertragungszeit vorgenommen. Die Abb. 4.10 zeigt einen beispielhaften Verlauf solch einer Prädiktion auf. Das k_0 -te Ereignis einer Nachricht ist mit einer zusätzlichen zeitlichen Verzögerung der Übertragungszeit $y(k)$ im Ziel Z angekommen. Hierbei handelt es sich um die Messgröße. An dieser Stelle stellt der Regler durch die Regelabweichung $e(k)$ fest, dass sich das Systemverhalten im nicht Koexistenzbereich befindet. Seine Aufgabe ist es nun, den Sendezeitabstand so zu bestimmen, dass freie zeitliche Ressourcen auf dem Medium für die Nachrichtenübertragung ausgenutzt werden können, siehe Abb. 4.6. Für die Prädiktion wird daher zunächst eine konstante Übertragungszeit $w(k)$ als Führungsgrößenfolge genutzt bzw. geplant. Als Modell von $w(k)$ liegt Gl. 4.23 zu Grunde. Es beschreibt das interferenzfreie Verhalten einer Nachrichtenübertragung und genau dieses Verhalten zu erzeugen, ist das Ziel der Regelung. Die Prädiktionsgröße zur Übertragungszeit ist $\hat{y}(k)$. Für den Arbeitsbereich des Reglers und damit auch für

die Formulierung seiner entsprechenden Zielfunktion werden die nachstehenden Kriterien beschrieben mit [SZ18a]

$$(w(k) + \Delta) - \tilde{y}(k) \geq 0 \quad Koexistenz \quad (4.32)$$

$$\tilde{y}(k) - (w(k) + \Delta) > 0 \quad keine \ Koexistenz. \quad (4.33)$$

Im Koexistenzbereich ist keine Regelung erforderlich, da hier die gestellten Anforderungen bereits erfüllt werden. Lediglich für den nicht koexistenten Bereich ist eine Regelung notwendig. Dazu sei angemerkt, dass es sich bei Δ um einen Wert zur Robustheit des Koexistenzverhaltens handelt. Hierbei werden beispielsweise auch die Streuungen in der Messgröße der Übertragungszeit berücksichtigt. Δ beschreibt den Abstand zwischen der Führungsgrößenfolge und der Koexistenzgrenze im Interferenzbereich, zwischen Koexistenz und keine Koexistenz, Abb. 4.10. Auf eine Parametrierung von $w(k)$ und Δ wird in Kap. 5 eingegangen. Die Zielfunktion lässt sich nach Gl. 4.27 beschreiben zu

$$\min_{\underline{u}} J = \min_{\underline{u}} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} \max(\tilde{y}(k_0+k) - (w(k_0+k) + \Delta), 0), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p]. \quad (4.34)$$

Der Regler ist somit nur in dem Arbeitsbereich aus Abb. 4.10, in dem die Interferenzen zwischen der Übertragung mehrerer FKSe auftreten, aktiv. Zur Beschreibung der Nebenbedingungen gelten

$$\tilde{y}(k_0+k) = H \tilde{u}(k_0+k) \oplus g \tilde{y}(k) \quad \text{mit } \tilde{y}(k_0) = y(k_0) \quad (4.35)$$

$$\underline{u}_d(k_0+k) \leq \tilde{u}(k_0+k) \leq \bar{u}_d(k_0+k) \quad (4.36)$$

$$u_{sys} \leq \tilde{u}(k_0+k) \quad (4.37)$$

$$\tilde{y}(k_0 + N_p) \leq w(k_0 + N_p) + \Delta. \quad (4.38)$$

Gl. 4.35 beschreibt das prädizierte Systemverhalten aus Gl. 4.24. Gl. 4.36 beschreibt das kooperative Verhalten zwischen den Reglern untereinander. Hierbei werden die Sendezeitabstände $u_d(k)$ der anderen FKSe als Informationsgrößen für den entsprechenden Algorithmus ausgetauscht. Ziel ist es die Interferenzerscheinungen zwischen den FKSe zu minimieren. In Abschnitt 4.2.3 wurde dazu gezeigt, dass die Sendezeitabstände der einzelnen FKSe so parametriert sein können, dass Interferenzen auf zeitlicher Basis ausgelöst werden. Die genaue Formulierung dieser Nebenbedingung ist jedoch von der Anwendung einer zentralen oder dezentralen Regelung abhängig. In dem Abschnitt 4.3.3 und dem Abschnitt 4.3.4 wird deutlicher darauf eingegangen. Die Gl. 4.37 beschreibt die untere Systemgrenze u_{sys} , welche technisch in Abhängigkeit vom jeweiligen Gerät zur Generierung einer Nachricht möglich ist, und Gl. 4.38 beschreibt zusätzlich die Endbedingung.

Für die Berechnung einer optimalen Lösung, also eines optimalen Sendezeitabstandes, aus dem formulierten Optimierungsproblem aus Gl. 4.34 - Gl. 4.38, spielt die Konvexität

des Lösungsalgorithmus eine wesentliche Rolle. Konvexität bedeutet hier, dass eine globale Lösung, in dem Falle das Minimum als Optimum, gefunden werden kann. Die Gl. 4.36 und die Gl. 4.37 sind konvex in $u(k)$. Kritisch sind Gl. 4.34 und Gl. 4.35. Durch den \max -Term ist das Problem nicht linear und damit nicht konvex, siehe Anhang B.1. In der Literatur werden verschiedene Lösungsmöglichkeiten für den Umgang mit dieser nicht konvexen Eigenschaft vorgeschlagen. In [SvdB01a] wird eine Methode zur Umformulierung des Problems in ein konkaves Optimierungsproblem vorgenommen. Diese Methodik basiert auf dem erweiterten linearen Komplementärproblem Extended Linear Complementary Problem (ELCP). Die Gleichheitsbedingung aus Gl. 4.35 wird in eine Ungleichheitsbedingung zu \geq geändert. Dadurch wird der zulässige Lösungsraum der Optimierungsvariablen vergrößert. In [SvdB01a] wird bewiesen, dass die Formulierung der Zielfunktion und die Nebenbedingungen als nicht monoton fallend gestellt werden müssen, damit eine optimale Lösung berechnet werden kann. Hierbei ist zu beachten, dass von der Lösungsmenge des umformulierten Optimierungsproblems gesprochen wird. Um nachzuweisen, dass diese Lösung gleichwertig mit der Lösung des ursprünglichen Optimierungsproblems ist, gilt das nachstehende Theorem 1, welches in [SvdB01a] dargelegt ist

Theorem 1. *Es gelten die Voraussetzungen, dass J und die Übertragung von $\tilde{y} \rightarrow F(\tilde{y})$ monoton nicht abnehmende Funktionen auf \tilde{y} sind und das (u^*, y^*) eine optimale Lösung des relaxierten MPC-Problems ist. Wenn die nachstehende Gleichung für die Ausgangsprädiktion folgendermaßen gewählt wird mit $\tilde{y}(k_0 + k) = H \tilde{u}(k_0 + k) \oplus g y(k_0)$, dann ist (u^*, y^*) eine optimale Lösung des ursprünglichen MPC-Problems.*

Ein anderer Ansatz zur linearen Beschreibung wird in [Wet04] vorgestellt. Hier wird die Methodik *Lineare Programmierung (Linear Programming) (LP)* für die Umformulierung des ursprünglich nicht konvexen Optimierungsproblems genutzt. Das Standard-LP Problem ist folgendermaßen definiert, Vergleich [CT17]

$$\min_r F^T r \quad \text{unter den Nebenbedingungen} \quad \begin{cases} \Omega r \leq b \\ \Omega r = b \\ r \leq \bar{r} \leq \bar{r} \end{cases}, \quad (4.39)$$

wobei F und $r \in \mathbb{R}^{n_d}$ die lineare Zielfunktion und die Optimierungsvariablen beschreiben. Die Anzahl der Elemente von r wird durch n_d dargestellt. Die Matrix Ω und der Vektor b beschreiben die linearen Nebenbedingungen. Unter der Berücksichtigung des ursprünglichen Optimierungsproblems in der *max-plus*-Algebra wird also das *LP*-Problem formuliert.

Für die weiteren Ausführungen in der vorliegenden Arbeit wird sich für eine Umformulierung zum LP-Problem entschieden. Die Formulierung von Gl. 4.34 - Gl. 4.38 wird hier als ursprüngliches Optimierungsproblem bezeichnet. Als Vektor der Optimierungsvariablen zur Überführung in ein LP-Problem wird $r = (\tilde{u}, \tilde{y}, z)^T$ definiert. Die Variable

z beschreibt eine Pseudovariable, welche bei der Umformulierung der Zielfunktion in LP benötigt wird, Anhang B.2. Zunächst wird die Zielfunktion von Gl. 4.34 umformuliert zu

$$\min_{z^*} J = \min_{z^*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} z(k_0 + k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p] \quad (4.40)$$

unter den Nebenbedingungen von

$$\tilde{y}(k_0 + k) - z(k_0 + k) \leq w(k_0 + k) + \Delta \quad (4.41)$$

$$-z(k_0 + k) \leq 0. \quad (4.42)$$

Die Umformulierung von Gl. 4.35 ist aufwändiger. Hierzu wird zunächst ebenfalls eine Zielfunktion gestellt, wobei auf $\tilde{y}(k)$ optimiert wird. Die Anforderung besteht darin, den Ausgang an $w(k)$ heranzuführen mit

$$\min_{y^*} J = \min_{y^*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} \tilde{y}(k_0 + k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p]. \quad (4.43)$$

unter den Nebenbedingungen

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(1) - \tilde{y}(k_0)(1) \quad (4.44)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(2) - \tilde{y}(k_0)(2) \quad (4.45)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(3) - \tilde{y}(k_0)(3) \quad (4.46)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(4) - \tilde{y}(k_0)(4) \quad (4.47)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(5) - \tilde{y}(k_0)(5) \quad (4.48)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{B}(1) \quad (4.49)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{B}(2) \quad (4.50)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{B}(3) \quad (4.51)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{B}(4) \quad (4.52)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{B}(5) \quad (4.53)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(1) \quad (4.54)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(2) \quad (4.55)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(3) \quad (4.56)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(4) \quad (4.57)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(5) \quad (4.58)$$

⋮

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(1) \quad (4.59)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(2) \quad (4.60)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(3) \quad (4.61)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(4) \quad (4.62)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(5) \quad (4.63)$$

wobei $k \in [k_1, k_1 + N_p]$ und $\tilde{y}(k_0) = y(k_0)$. Nähere Ausführungen siehe Anhang B.2. Die Gl. 4.36 - Gl. 4.38 bleiben bestehen, da diese nach Gl. 4.39 bereits linear sind.

Das komplett transformierte Optimierungsproblem lautet daher wie folgt:

$$\min_{y^*, z^*} J = \min_{y^*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} \tilde{y}(k_0 + k) + \min_{z^*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} z(k_0 + k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p]. \quad (4.64)$$

unter den Nebenbedingungen

$$\tilde{y}(k_0 + k) - z(k_0 + k) \leq w(k_0 + k) + \Delta \quad (4.65)$$

$$-z(k_0 + k) \leq 0 \quad (4.66)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(1) - \tilde{y}(k_0)(1) \quad (4.67)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(2) - \tilde{y}(k_0)(2) \quad (4.68)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(3) - \tilde{y}(k_0)(3) \quad (4.69)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(4) - \tilde{y}(k_0)(4) \quad (4.70)$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^k(5) - \tilde{y}(k_0)(5) \quad (4.71)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{B}(1) \quad (4.72)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{B}(2) \quad (4.73)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{B}(3) \quad (4.74)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{B}(4) \quad (4.75)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{B}(5) \quad (4.76)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(1) \quad (4.77)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(2) \quad (4.78)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(3) \quad (4.79)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(4) \quad (4.80)$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(5) \quad (4.81)$$

⋮

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(1) \quad (4.82)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(2) \quad (4.83)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(3) \quad (4.84)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(4) \quad (4.85)$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_p) - \tilde{y}(k_0 + N_p) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(N_p-1)}\bar{B}(5) \quad (4.86)$$

$$u_d(k_0 + k) \leq \tilde{u}(k_0 + k) \leq \bar{u}_d(k_0 + k) \quad (4.87)$$

$$u_{\text{sys}} \leq \tilde{u}(k_0 + k) \quad (4.88)$$

$$\tilde{y}(k_0 + N_p) \leq w(k_0 + N_p) + \Delta, \quad (4.89)$$

wobei $k \in [k_1, k_1 + N_p]$ und $\tilde{y}(k_0) = y(k_0)$. Dieses als LP formulierte Optimierungsproblem ist damit die Grundlage für die Implementierung des Regleralgorithmus, zentral und dezentral.

An der Umformulierung ist auffällig, dass hier in den Raum der reellen Zahlen zurück transformiert wird. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Elemente aus \bar{A} , \bar{B} und \bar{C} mit in der Umformulierung berücksichtigt werden. Wäre die ursprüngliche Transformation von \mathbb{R} in \mathbb{R}_{\max} nicht durchgeführt worden, wäre eine LP-Formulierung nicht so leicht möglich gewesen, da das ursprüngliche Systemverhalten nicht linear ist, wie in Anhang A gezeigt. In den nachstehenden Abschnitt 4.3.3 und Abschnitt 4.3.4 wird das umformulierte Optimierungsproblem auf die jeweilige Form (zentral und dezentral) der Regelung angewendet.

4.3.3 Regler als zentrale Instanz

Für die Modellierung einer zentralen Regelung wird das Schema aus Abb. 4.11 beschrieben.

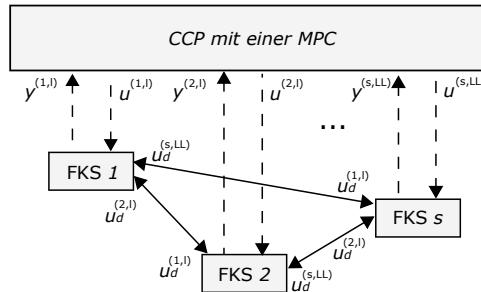


Abbildung 4.11: Beschreibung einer zentralen Regelung nach [SJ18]

Hierbei ist eine zentrale Instanz für die Regelung vorgesehen. In der Literatur [IEC14] wird eine zentrale Verwaltungseinheit (englisch Central Coordination Point) (CCP) konzeptionell vorgestellt, welche jedoch nur das Einsammeln der Informationen der einzelnen FKSe beinhaltet. Eine Erweiterung um eine Regelung ist in dem Standard nicht beschrieben. In der vorliegenden Arbeit wird dieser CCP um diese zentrale Regelung in der Ausführung einer MPC erweitert. Die zentrale Regelung sammelt die Informationen in Form der Messgrößen der Übertragungszeit $y(k)$ aller FKSe ein. Diese Informationen werden durch die Regelung über die Formulierung der Regelabweichung ausgewertet.

Wenn eine Unstimmigkeit nach den Formulierungen aus den Kriterien Gl. 4.32 und Gl. 4.33 festgestellt wird, berechnet der Regler die Stellgrößen $u(k)$ so, dass die Interferenzen minimiert werden. Die berechnete Stellgröße wird auf das entsprechende FKS implementiert. Die Störgrößen der FKSe untereinander werden wieder durch $u_d(k)$ beschrieben, welche die Interferenzerscheinungen als Folge haben. Für die Modellierung einer zentralen Regelung wird das formulierte Optimierungsproblem aus Gl. 4.64 - Gl. 4.89 "vergrößert". Die Optmierungsvariablen sind somit nicht mehr skalare Größen, sondern Vektoren mit $r \in \mathbb{R}^{LL \cdot n_d}$. Das Optimierungsproblem ergibt sich daher wie folgt

$$\min_{\mathbf{y}^{(i,l)*}, \mathbf{z}^{(i,l)*}} J = \min_{\mathbf{y}^{(i,l)*}} \sum_{i=1}^{s-1} \sum_{l=1}^{LL} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} \tilde{y}^{(i,l)}(k) + \min_{\mathbf{z}^{(i,l)*}} \sum_{i=1}^{s-1} \sum_{l=1}^{LL} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} z^{(i,l)}(k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p]. \quad (4.90)$$

Die Nebenbedingungen aus Gl. 4.65 - Gl. 4.89 werden an dieser Stelle nicht extra aufgelistet, da sich hier nur die Dimensionen der jeweiligen Optimierungsvariablen ändern und die Anzahl der Nebenbedingungen dementsprechend ansteigt. Der kooperative Charakter aus Gl. 4.87 spielt bei einer zentralen Regelung eine untergeordnete Rolle. Dies ist eher bei der dezentralen Regelung der Fall. Bei der zentralen Regelung hingegen verfügt der Regler über die Zustände aller FKSe, und somit auch über die Informationen aller Sendezeitabstände. Eine zeitliche Überlappung der Sendezeitabstände zu einem Zeitpunkt von verschiedenen FKSe kann hier nicht stattfinden, da der Regler hier die Stellgrößen $\tilde{u}(k)$ in unterschiedlichen Intervallen berechnet. Im Anhang C.1 wird die Implementierung der zentralen Formulierung des Optimierungsproblems vorgenommen. Im nachstehenden Abschnitt 4.3.4 wird auf die Modellierung der dezentralen Regelung eingegangen.

4.3.4 Regler als dezentrale Instanz

Für die Modellierung einer dezentralen Regelung wird das Schema aus Abb. 4.12 beschrieben.

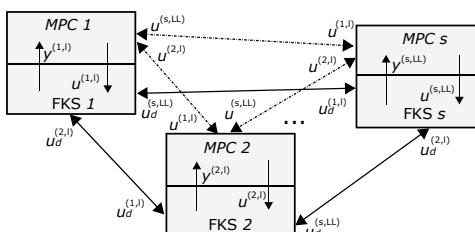


Abbildung 4.12: Beschreibung einer dezentralen Regelung nach [SZ18a]

Dezentral in dem Sinne bedeutet, dass jede Quelle Q im FKS seine eigene Reglerkomponente in Form einer MPC besitzt. Die Messgrößen $y(k)$ werden pro FKS zu der Regel-

einheit übertragen und die berechneten Stellgrößen $u(k)$ werden von der Regeleinheit zu dem jeweiligen FKS zurück übertragen. Das Störsignal eines FKSe wird wieder als $u_d(k)$ beschrieben. Weiterhin haben die Regeleinheiten MPC einen kooperativen Charakter. Hierzu werden die Informationen der einzelnen Stellgrößen (der Sendezeitabstand $u(k)$) je Regeleinheit ausgetauscht. Dieser Austausch wird ereignisbasiert stattfinden, wenn eine neue Stellgröße berechnet wird. Wenn jede Regeleinheit die Informationen der Sendezeitabstände der anderen FKSe hat, kann die jeweilige Stellgröße $u(k)$ so bestimmt werden, dass keine Überschneidungen stattfinden und somit eine parallele Nachrichtenübertragung verhindert wird. Die Modellierung einer dezentralen Regelung bedeutet, dass jede Regeleinheit das Modell der Formulierung des Optimierungsproblems aus Gl. 4.64 - Gl. 4.89 enthält. Im Gegensatz zur zentralen Regelung Abschnitt 4.3.3 wird das Optimierungsproblem nicht "vergrößert". Daher muss das umformulierte Optimierungsproblem nicht neu aufgestellt werden und bleibt für die dezentrale Regelung pro FKS bestehen. Die Implementierung wird im Anhang C.2 aufgezeigt. Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle erwähnt, dass das zeitliche Verhalten der Kooperation der Reglereinheiten untereinander Probleme hervorrufen kann. Sollte eine Änderung der Stellgröße bei mehreren FKSe zum selben Zeitpunkt auftreten, können diese neu berechneten Größen für die Kooperation unter den Reglereinheiten nicht mehr in dem gewünschten Zeitverhalten ausgetauscht werden. Tritt dieser Fall ein, so sollte ein Mechanismus mit beispielsweise Zufallszeiten berücksichtigt werden. Da es in der vorliegenden Arbeit jedoch um die Validierung des Reglermodells geht, wird dieser Aspekt zur Implementierung vernachlässigt.

4.4 Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde der aus Regelstrecke und Regler gebildete Regelkreis mathematisch modelliert. Das Modell der Regelstrecke hat die Anforderung, das zeitliche Übertragungsverhalten einer Nachricht pro FKS im Interferenz- und interferenzfreien Fall widerzuspiegeln. Als Modellierungssprache wird hier eine ereignisbasierte Modellierung mit Hilfe der zeitbehafteten Petrinetzmethodik gewählt. Bei der Modellierung im ZRM konnte wiederum nachgewiesen werden, dass ein nicht lineares Systemverhalten in \mathbb{R} vorliegt. Daher wurde das Systemmodell in \mathbb{R}_{\max} mittels der $\max - plus$ -Algebra transformiert. Das Modell der Regelstrecke ist die Grundlage für den modellprädiktiven Reglerentwurf, welcher zentral und dezentral untersucht wird. Die Aufgabe des Reglers ist es, dass *zeitliche Übertragungsverhalten der Nachrichten* für eine Vielzahl verschiedener FKSe zu entkoppeln. Für die Formulierung des Standard MPC-Optimierungsverfahrens in der $\max - plus$ -Algebra konnte nachgewiesen werden, dass das Problem nicht konvex ist. Jedoch konnte von der $\max - plus$ -Modellierung eine Umformulierung mit Hilfe der LP vorgenommen werden. Diese Modelle für die Regelung, zentral und dezentral, werden zur Implementierung und Validierung genutzt.

Kapitel 5

Validierung des Modells für den Regelkreis

Das vorliegende Kapitel beschreibt die Validierung des Modells für den Regelkreis anhand eines *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbaus. Dabei wird auf die Implementierung der jeweiligen Modelle für die Regelung, zentral und dezentral, eingegangen. Für die Validierung werden verschiedene Testfälle aus dem industriellen Umfeld definiert. Die Ergebnisse der Modellimplementierungen werden daran ausgewertet und diskutiert.

5.1 Beschreibung des *Hardware in the Loop* – Versuchsaufbaus

In Abb. 5.1 wird eine strukturelle Beschreibung des Versuchsaufbaus vorgestellt. Das Besondere hieran ist, dass dieser einem industrienahen Aufbau angeglichen ist. Industrienahe im Sinne heißt [SZ18b]

- keine speziellen Messinstrumente,
- keine Kanalemulation,
- Messung der Kenngröße $y(k)$ über Funk und
- Echtzeitfähigkeit.

Grundlegend unterteilt sich der Versuchsaufbau in zwei Teilabschnitte:

1. Teilabschnitt-Regelstrecke und
2. Teilabschnitt-Regler (zentral oder dezentral).

Teilabschnitt 1 beschreibt den *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau der Regelstrecke. In dem Versuchsaufbau aus Abb. 5.1 sind dazu s FKSe dargestellt. Diese FKSe bestehen

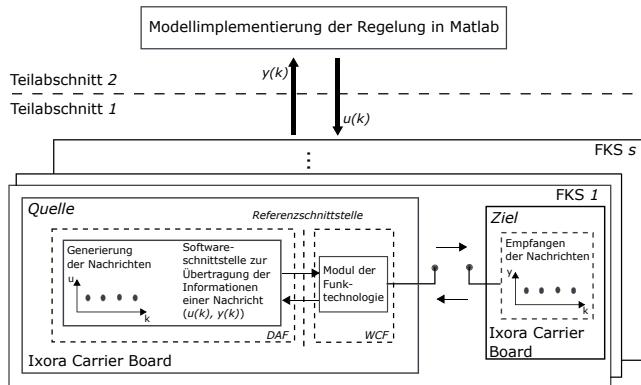


Abbildung 5.1: Strukturelle Beschreibung des Versuchsaufbaus nach [SZ18a]

jeweils, in Abhängigkeit von der Anzahl der logischen Verbindungen, aus mindestens zwei identischen Toradex Boards (Bezeichnung: Apalis iMX6) für die Quelle Q und das Ziel Z . Toradex Boards sind sogenannte Computermodule, welche auf einem Ixora Carrier Board aufgebracht sind. Ebenfalls befinden sich auf dem Ixora Carrier Board die Funkmodule, welche zum Testen des Regelalgorithmus benötigt werden, Abb. 5.2. In der vorliegenden Arbeit werden dazu WLAN-Module nach den Standards IEEE802.11b,n und Bluetooth iAmotus-USB-Sticks verwendet.



Abbildung 5.2: Darstellung eines Ixora Carrier Boards mit Antenne

Weiterhin ist aus Abb. 5.1 zu entnehmen, dass sich vor den jeweiligen Modulen die Softwareschnittstelle befindet, welche für den Informationsaustausch zwischen dem Regler und der Regelstrecke, also den Ixora Carrier Boards, sorgt. Die Messgröße der Übertragungszeit $y(k)$ wird von dem entsprechenden Ixora Carrier Board-Quelle an den Regler geschickt. Um die Systemstreuungen zu reduzieren werden immer drei Nachrichten hintereinander ausgewertet. Die Nachricht mit dem niedrigsten Zeitstempel wird dann für

die Reglervalidierung und -darstellung verwendet. Der Grund hierfür ist, dass der Regler nicht nach jeder technisch- bzw. systembedingten Streuung reagieren soll. Diese Methodik wird auch als *Sample Maximum and Minimum* in der Statistik bezeichnet. Die Messgröße wird an der Softwareschnittstelle in der DAF abgegriffen. Bei der Messgröße der Übertragungszeit handelt es sich hier um eine Schätzgröße, da diese technisch schwer zugänglich ist. Die Übertragungszeit wird in der vorliegenden Arbeit folgendermaßen berechnet

$$\text{Übertragungszeit} = \frac{\text{Antwortzeit}}{2}. \quad (5.1)$$

Im weiteren Verlauf wird die Messgröße der Übertragungszeit als geschätzte Übertragungszeit aufgeführt. Die berechnete Stellgröße $u(k)$ wird wiederum von dem Regler an das entsprechende Toradexboard auf dem Ixora Carrier Board der Quelle gesendet. Der Eingriff erfolgt hier direkt in der Anwendungsschicht der DAF. Das Modell der Regelung wird in Matlab implementiert. Damit ist also für die Informationsübertragung eine Schnittstelle zwischen der Matlabsoftware und den Toradexboards nötig. Auf die Implementierung der Schnittstelle wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen. Der Leser kann sich dazu in [SZ18b] informieren. In Abb. 5.1 ist die detaillierte Beschreibung zu dem Tordexboard nur für die Quelle Q versehen. Diese findet sich identisch auf dem Ziel Z wieder, da die Nachrichtenübertragungen in dem Beispiel auch bidirektional stattfinden können. Der Übersicht halber wurde dieser Aspekt hier jedoch vernachlässigt.

Teilabschnitt 2 beschreibt den Softwareteil für die Implementierung des Reglermodells, zentral und dezentral. Für die Validierung bzw. die Durchführung der Versuche besteht der Softwareteil aus einem (zentral) oder mehreren (dezentralen) Matlabinstanzen, welche mit dem Hardwareaufbau der Regelstrecke über die Softwareschnittstelle verbunden ist bzw. sind.

Aus Abb. 5.1 ist weiterhin die Analogie zwischen dem *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau und dem Petrinetz Strukturmodell aus Abb. 4.8 beschrieben. So sind auf dem Toradexboard klar die Referenzschnittstelle, die DAF und die WCF herausgestellt. Im nachstehenden Abschnitt 5.2 wird die Parametrierung des Modells für die Regelung erklärt.

5.2 Parametrierung des Modells für die Regelung

Bei der Validierung ist es zunächst notwendig, dass das Modell aus Gl. 4.64 - Gl. 4.89 parametriert wird (Abschnitt 4.3.2). Dazu wird zunächst der zeitliche Verzögerungsvektor $V \ni (v_1, v_2, v_3, v_4)$ experimentell bestimmt. Die Elemente von V befinden sich in \bar{A}, \bar{B} und \bar{C} des Modells für die Regelung, Gl. 4.67 - Gl. 4.86. Da es sich bei der Prädiktion um das interferenzfreie Modell handelt, spielt Gl. 4.6 eine wesentliche Rolle. Zunächst erfolgt dazu ein Strukturbild des interferenzfreien Streckenmodells mit den Konfigurationsparametern

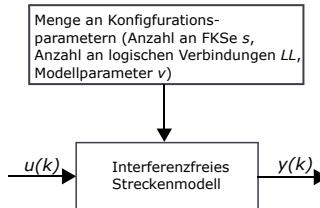


Abbildung 5.3: Strukturbild zur Konfiguration des interferenzfreien Streckenmodells

Tabelle 5.1: Konfiguration der Geräte zur Nachrichtenübertragung für das interferenzfreie Streckenverhalten

| Parameter | Wert | Einheit |
|---|-------------------|---------|
| Nutzdatenlänge | 1024 | Bit |
| Ausgangsleitung | 10 | dBm |
| Sendezzeitabstand | $1 \cdot 10^{-3}$ | s |
| Datenrate | 1 | MBit/s |
| Entfernung zwischen der Quelle Q und dem Ziel Z | 3 | m |

für die Identifikation der Elemente aus V , Abb. 5.3. Hierbei sind die Eingangsparameter für die Regelstrecke der Sendezzeitabstand $u(k)$, welcher später vom Regler berechnet wird, die Anzahl der FKSe, die Anzahl der logischen Verbindungen LL pro FKS und die Modellparameter $(v_1, v_2, v_3, v_4) \in V$, welche die Verzögerungen aus Gl. 4.6 beschreiben. Durch die WCF in der Quelle Q muss die Parametrierung von V experimentell in Abhängigkeit der Funktechnologie ermittelt werden, da hier verschiedene Laufzeiten pro Funktechnologie und Hersteller existieren. Die Parametrierung erfolgt an dem Versuchsaufbau Teilabschnitt 1, wie dieser in Abb. 5.1 aufgezeigt wird. Für die vorliegende Arbeit wurde dazu eine Masterarbeit [Kru17] angefertigt, welche die Grundlage für einen robusten Reglerentwurf schaffen soll. Dazu wurde unter anderem die Parametrierung des Streckenmodells für die Streuung unterschiedlicher Funktechnologien verschiedener Funkhersteller untersucht.

Wie bereits in Abschnitt 5.1 beschrieben wird in der Versuchsdurchführung unter anderem die WLAN-Technologie ausgenutzt. Die Bestimmung des Verzögerungsvektors V ist dazu stark von der Konfiguration des FKS bzw. der Geräte zur Nachrichtenübertragung abhängig. In der Tab. 5.1 werden die Konfigurationsparameter aufgelistet. Die Nutzdatenlänge und die Datenrate sind hier unter anderem ausschlaggebend für den Parametervektor V . Unterliegt dem Systemverhalten eine Änderung dieser Konfigurationsparameter, so wird sich auch diese Varianz in V widerspiegeln. In [SKRJ17] und der bereits erwähnten Masterarbeit von [Kru17] werden dazu vier verschiedene Testfälle aus der industriellen Funkkommunikation für eine robuste Regelung in der Streuvarianz von V untersucht

1. Testfall-Hohe Übertragung der Datenraten,



Abbildung 5.4: WLAN-Modul nach IEEE802.11b,n

2. Testfall-Fabrikhalle mit einer Krananwendung,
3. Testfall-Robotik,
4. Testfall-Übertragung von Daten via Video.

Ein Abriss zur Ermittlung der zeitlichen Mediumsnutzung drahtloser Netzwerke findet sich in [Bak16] wieder. In der vorliegenden Arbeit kommen die Konfigurationsparameter aus Tab. 5.1 einer hohen Datenübertragungsrate dem Testfall 1 nahe. Die anderen Testfälle aus der Masterarbeit von [Kru17] werden nicht weiter betrachtet, da hier nicht der Entwurf einer robusten Regelung im Vordergrund steht. Für die Aufnahme der Messreihen sei das nachstehende Vorgehen beschrieben:

1. Vorbereitung des Versuchsaufbaus für das Aufnehmen von Messreihen,
2. Der Versuchsaufbau wird nach Abschnitt 5.1 für Teilabschnitt 1 realisiert. Dazu wird eine Quelle Q und ein Ziel Z verwendet, da sich die Modellparameter aus Gl. 4.6 pro FKS auf eine logische Verbindung beziehen. Für die Konfiguration der Geräte bzgl. der Nachrichtenübertragung gelten die Werte aus Tab. 5.1. Als Funkmodul wird WLAN nach Standard IEEE802.11n verwendet, Abb. 5.4. Teilabschnitt 2, welches das Modell der Regelung enthält, spielt an dieser Stelle keine Rolle,
3. Aufnahme der Messreihen im $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband,
4. Auswertung der Messreihen zur Parametrierung des Streckenverhaltens in Matlab,
5. Anpassung des Vektors V an die Messreihen.

Der Sachverhalt 5 aus dem Vorgehen soll nun näher erläutert werden. Aus dem Modell von Gl. 4.6 geht hervor, dass $v_1 + v_2 + v_3 + v_4 = x_4$ den Zeitstempel für die Übertragungszeit ausmacht. Die Zwischenparameter v_1, v_2, v_3 und v_4 werden experimentell ermittelt. Dazu werden ca. 10000 Messungen nach dem Strukturbild aus Abb. 5.3 aufgenommen. Die Parameter v_1, v_2, v_3 und v_4 werden nach der Minimierung einer quadratischen Fehlerabweichung (Methode der kleinsten Quadrate) ermittelt. Der quadratische Fehler wird aus der Differenz der Modellwerte zu den Messwerten bestimmt. Die

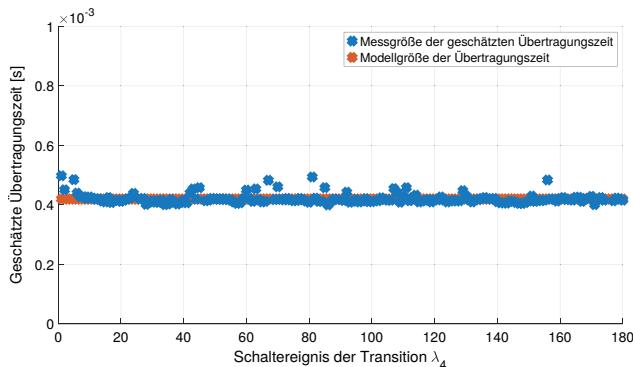


Abbildung 5.5: Experimentelle Ermittlung der Modellparameter V mit dem *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau

Tabelle 5.2: Parametrierung des Reglermodells für die Validierung der Regelung

| Parameter | Wert | Einheit |
|------------------|---------------------|---------|
| N_P | 3 | – |
| w | $420 \cdot 10^{-6}$ | s |
| Δ | $30 \cdot 10^{-6}$ | s |
| u_{sys} | $1 \cdot 10^{-3}$ | s |

Messreihen werden im $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband aufgenommen. Abb. 5.5 zeigt einen Ausschnitt mit den Parametern. Ein näheres Vorgehen zur Methodik kann der Masterarbeit [Kru17] entnommen werden. An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass es sich bei dieser Graphik und den darauffolgenden aus Abschnitt 5.3.2 und Abschnitt 5.3.3 um original generierte Plots aus Matlab handelt. Diese zeigen auf Grundlage der technischen Begebenheiten von Matlab einen Punkt statt ein Komma als Dezimaltrennzeichen. Die nachstehenden Parameter werden identifiziert und für das weitere Vorgehen verwendet, $(v_1 = 0,00033015\text{ s}, v_2 = 0,000004\text{ s}, v_3 = 0,00004\text{ s}, v_4 = 0,0000099\text{ s})^T \in V$. Für die weiteren Parameter aus dem Optimierungsproblem von Abschnitt 4.3.2, Gl. 4.64 - Gl. 4.89 sei die nachstehende Tabelle aufgeführt. Der Prädiktionshorizont N_P wird iterativ gewählt. Üblicherweise richtet sich N_P in der klassischen Algebra nach dem dynamischen Verhalten der Regelstrecke. In der vorliegenden Arbeit gibt N_P die Prädiktion auf die Anzahl der Nachrichten an. Um den entsprechenden Rechenaufwand gering zu halten, wird dieser in erster Iteration mit 3 bestimmt.

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle erwähnt, dass das Model aus Gl. 4.13, Abschnitt 4.2.3 in [SZJ18] validiert wurde.

Im nachstehenden Abschnitt wird auf die Validierung der Regelung eingegangen.

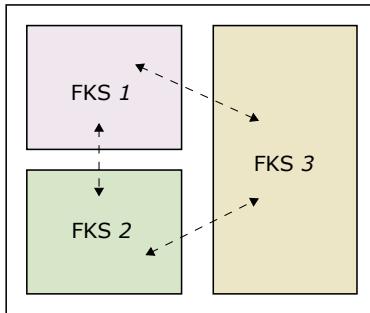


Abbildung 5.6: Beschreibung der Testszenarien als Blackbox

5.3 Validierung des Modells für die Regelung

Für die Validierung der jeweiligen Modelle (zentrale und dezentrale Regelung) werden in Abschnitt 5.3.1 Testfälle formuliert.

5.3.1 Formulierung der Testfälle

Die Testfälle beziehen sich innerhalb einer Industriehalle im Bereich der Funkkommunikation. Betrachtet werden jeweils drei FKSe, welche sich gegenseitig bei der Übertragung von Nachrichten beeinflussen, Abb. 5.6. Diese FKSe können beispielsweise Robotersysteme oder Transportsysteme sein. Um die Validierung der Regelung für den allgemeinen Fall zu beschreiben, werden die FKSe daher als Blackbox dargestellt. In der vorliegenden Arbeit stellen die FKSe aus Abb. 5.6 in praktischer Umsetzung die Ixora Carrier Boards aus Abb. 5.2 dar, welche jeweils aus einer Quelle Q und einem Ziel Z bestehen. Jedes FKS besteht aus einer logischen Verbindung. Dies soll als erster Schritt für die Validierung der Regelung angesehen werden, welche im $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband stattfindet. Als Funktechnologie wird WLAN für die homogene Betrachtung herangezogen (Testfall 1 und 2). Der Versuchsaufbau aus Abb. 5.6 wird für den Testfall 3 und 4 um ein FKS mit BT als Funktechnologie für die heterogenen Untersuchungen erweitert.

- Testfall 1: Alle FKSe haben eine homogene Funktechnologie, WLAN nach IEEE802.11b. FKS 1, FKS 2 und FKS 3 sind für die Nachrichtenübertragung aktiv. Hierbei sind FKS 1 und FKS 2 jeweils mit einem Regler versehen. FKS 3 wird mit keinem Regler versehen. Eine Änderung des Sendezeitabstands ist hier nicht notwendig, da $s - 1$ FKSe geregelt werden müssen. Alle FKSe fangen zum selben Zeitpunkt an ihre Nachrichten zu übertragen. Um die Wirkung der Regelung auf die Wiederherstellung bzw. das Beibehalten der Koexistenz zu zeigen, werden die Regler für die FKSe erst ab einer Übertragung von 100 Nachrichten eingeschaltet.
- Testfall 2: Die FKSe haben eine homogene Funktechnologie, WLAN nach

IEEE802.11b. FKS 1, FKS 2 und FKS 3 sind für die Nachrichtenübertragung aktiv. Hierbei sind FKS 1 und FKS 2 jeweils mit einem Regler versehen. FKS 3 wird mit keinem Regler versehen. Eine Änderung des Sendezeitabstands ist nicht notwendig. Die FKSe fangen zu unterschiedlichen Zeitpunkten an ihre jeweiligen Nachrichten zu übertragen und werden damit sporadisch aus- und eingeschaltet. Im Gegensatz zum Testfall 1 sind die Regler von Beginn an aktiv.

- Testfall 3: Die FKSe haben heterogene Funktechnologien, WLAN nach IEEE802.11n und BT nach IEEE802.15.1. FKS 1, FKS 2, und FKS 3 sind jeweils mit WLAN und FKS 4 ist mit BT-Technologie versehen. Hierbei soll das Übertragungsverhalten von FKS 1, FKS 2 und FKS 3 geregelt werden. FKS 4 wird nicht geregelt. Eine Änderung des Sendezeitabstands ist hier nicht notwendig. Alle FKSe fangen zum selben Zeitpunkt an Nachrichten zu übertragen. Um die Wirkung der Regelung auf die Wiederherstellung bzw. das Beibehalten der Koexistenz zu zeigen werden die Regler für die FKSe erst ab einer Übertragung von 100 Nachrichten eingeschaltet.
- Testfall 4: Die FKSe haben heterogene Funktechnologien, WLAN nach IEEE802.11n und BT nach IEEE802.15.1. FKS 1, FKS 2, und FKS 3 sind jeweils mit WLAN und FKS 4 ist mit BT-Technologie versehen. Hierbei soll das Übertragungsverhalten von FKS 1, FKS 2 und FKS 3 geregelt werden. FKS 4 wird nicht geregelt. Eine Änderung des Sendezeitabstands ist nicht notwendig. Die FKSe fangen zu unterschiedlichen Zeiten an ihre jeweiligen Nachrichten zu übertragen und werden damit sporadisch aus- und eingeschaltet. Im Gegensatz zum Testfall 3 sind die Regler von Beginn an aktiv.

Die Testfälle 1 und 2 beschreiben die Validierung der Regelung mit FKSe homogener Funktechnologie. In den Testfällen 3 und 4 wird gezeigt, dass die Regelung auch mit heterogener Funktechnologie (WLAN und BT) funktioniert. Das Szenario soll in Abb. 5.7 beschrieben werden. Hier wird die Kanalbelegung innerhalb des $2,4\text{ GHz}$ Frequenzbandes von WLAN und BT aufgezeigt. Für die Durchführung der Testfälle 3 und 4 ist es zunächst wichtig die Interferenzen zwischen den FKSe WLAN und dem FKS BT zu erzeugen. In Abb. 5.7. sind zu den Funktechnologien die entsprechenden Kanäle dargestellt. Für den Versuchsaufbau mit heterogener Funktechnologie wird dazu der Standard von WLAN nach *IEEE802.11n* gewählt. Grund für die Wahl ist die Kanalbreite von $0,040\text{ GHz}$. Für die Erzeugung der Interferenzen zwischen den heterogenen FKSe ist es wichtig, dass das komplette $2,4\text{ GHz}$ Frequenzband von WLAN belegt ist. Dies liegt an den Mediumszugriffsmechanismus von BT. Hierbei wird ein FH-Mechanismus genutzt. BT wechselt seinen Frequenzkanal damit ungefähr 1600 mal in der Sekunde. Wenn BT während der Nachrichtenübertragung auf dem Frequenzband einen Kanal belegt, der nicht vom WLAN-FKS genutzt wird, finden keine Interferenzen statt. Wenn jedoch der Fre-

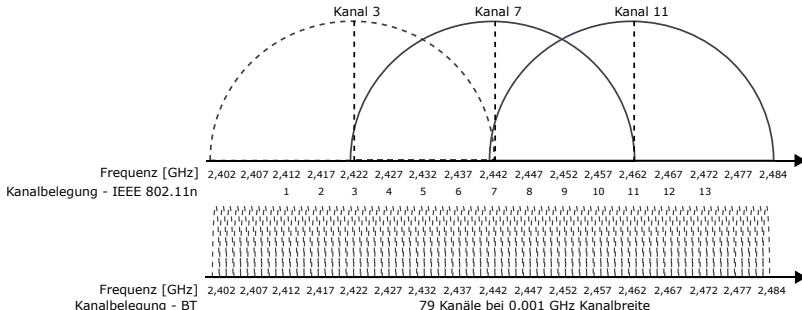


Abbildung 5.7: Skizze der Kanalbelegung von WLAN und BT im 2,4 GHz Frequenzband zur Durchführung der Testfälle 3 und 4

quenzkanal vom WLAN-FKS belegt wird, muss dieses solange mit seiner Nachrichtenübertragung warten, bis BT seine jeweiligen Nachrichten gesendet hat. BT hat während der Nachrichtenübertragung damit eine höhere Priorität als WLAN. Es kommt zu einer Interferenzerscheinung, da das WLAN-FKS seine zeitlichen Anforderungen nicht mehr erfüllen kann. Somit werden die Interferenzen zwischen den FKSe in dem behandelten Versuchsaufbau provoziert. Der WLAN-Standard innerhalb Europas ist für 13 Kanäle von $2,412\text{ GHz}$ - $2,472\text{ GHz}$ beschrieben, Abb. 5.7. In den Testfällen 3 und 4 werden das FKS 1, das FKS 2 und FKS 3 mit den Kanälen 3, 7 und 11 belegt. An dieser Stelle soll noch einmal darauf hingewiesen werden, dass die Interferenzen in den beschriebenen Testfällen 3 und 4 nur exemplarisch provoziert werden, wie es später im industriellen Betrieb auftreten kann. Es soll lediglich gezeigt werden, dass die Regelung mit einer heterogenen Funktechnologie seine entsprechenden Anforderungen erfüllt.

Alle Testfälle werden mit der zentralen und der dezentralen Regelung untersucht. Zentral in dem Sinne bedeutet, dass es einen einzigen Regler für alle FKSe gibt. Dezentral bedeutet, dass jede Quelle Q in den einzelnen FKS einen Regler für sich selbst nutzt. Die Regler untereinander jedoch kooperieren miteinander. Nähere Ausführungen wurden bereits in Abschnitt 3.1 erläutert. Validiert wird über die Mess- und Modellgröße der Übertragungszeit, welche über das Schaltereignis der Transition $\lambda_4(k) = \lambda_4$ dargestellt wird.

In dem Abschnitt 5.3.2 und dem Abschnitt 5.3.3 wird jeweils die Validierung des Reglers für zentral und dezentral an den Testfällen aus Abschnitt 5.3.1 untersucht. Folgende Schwerpunkte werden bewertet:

- der Algorithmus für die Regelung zentral / dezentral, darunter fallen insbesondere das Einregelverhalten und die Echtzeitfähigkeit,
- die zeitliche Entkopplung der FKSe und
- der wirtschaftliche Aspekt für die Regelung zentral / dezentral.

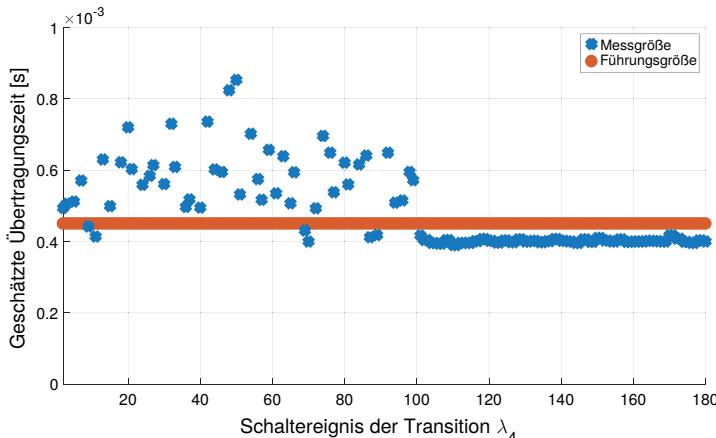


Abbildung 5.8: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung mit Hinblick auf FKS 1, Testfall 1

5.3.2 Validierung des Modells für die zentrale Regelung

Ergebnisse zum Testfall 1:

Hierbei sind alle Funkkommunikationssysteme mit FKS 1, FKS 2 und FKS 3 bei der Übertragung der jeweiligen Nachrichten aktiv. Alle FKSe fangen zum selben Zeitpunkt mit der Übertragung ihrer jeweiligen Nachrichten an. Dabei ist hervorzuheben, dass der Regler ab einer Übertragung von 100 Nachrichten pro FKS aktiv ist. Dies wird in der Reglerimplementierung provoziert, damit die Interferenzen der FKSe untereinander deutlich werden. Weiterhin sei erwähnt, dass für die Provokation der Interferenzen alle FKSe mit einem Sendezeitabstand von $u^{((1,2,3),1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ anfangen ihre Nachrichten zu übertragen.

Abb. 5.8 zeigt die Mess- und die Führungsgröße der geschätzten Übertragungszeit von FKS 1 mit der Regelung auf. Im Anhang D, Abschnitt D.1 befinden sich die Abbildungen von FKS 2 und FKS 3. Hierbei wird das Verhalten der Regelung deutlich. Alle drei FKSe sind während der gesamten Nachrichtenübertragung aktiv. Bis zu dem Schaltereignis von $\lambda_4(k = 100)$ ist eine starke Interferenz der FKSe untereinander zu verzeichnen. Die geschätzte Übertragungszeit von FKS 1 unterliegt einer hohen Systemstreuung und befindet sich über dem Zeitniveau der Führungsgröße. Die Führungsgröße wird hier auf $450 \cdot 10^{-6} s$ festgelegt, wie in Tab. 5.2 beschrieben. Diese ist höher als die technisch mögliche interferenzfreie Übertragungsdauer einer Nachricht von der Quelle Q zum Ziel Z , welche in Abschnitt 5.2 bestimmt wird. Das Δ zwischen den beiden Größen liegt in der Bestimmung der zusätzlich auftretenden Systemstreuungen in der Übertragungszeit bei WLAN, bestimmt durch die Backofftime, wie in Kap. 2 beschrieben. Um jedoch den Einsatz bzw.

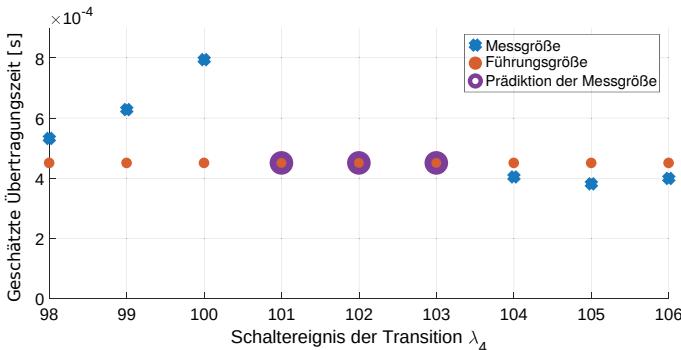


Abbildung 5.9: Modellbasierte Prädiktion der geschätzten Übertragungszeit von FKS 1 für den Einsatz der zentralen Regelung

das aktive Verhalten der Regelung robuster gegenüber Systemstreuungen auszulegen, wird die Führungsgröße w daher auf einem zeitlich höheren Niveau festgelegt. Ab einem Schaltereignis von $k = 100$ ist ein ruhigeres Systemverhalten der Nachrichtenübertragung zu verzeichnen. Der Regler hat das FKS 1 von den anderen FKSe zeitlich entkoppelt. Dazu wird ein Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 1,004 \cdot 10^{-1} \text{ s}$ berechnet. Das FKS 1 kann nun interferenzfrei seine jeweiligen Nachrichten übertragen. Das die geschätzte Messgröße der Übertragungszeit zeitlich unter dem Niveau der Führungsgröße liegt, ist ein normales Verhalten. Wie bereits beschrieben wird die Führungsgröße robust gegenüber der interferenzfreien Übertragung gewählt. Wenn das FKS 1 zeitlich entkoppelt von den anderen FKSe agiert, versucht dieses so schnell wie möglich seine Nachrichten zu übertragen.

Wie bereits im Abschnitt 4.3 beschrieben, handelt es sich bei dem Verfahren um eine modellbasierte Prädiktion der Übertragungszeit. Abb. 5.9 zeigt einen gezoomten Ausschnitt aus Abb. 5.8, der die Prädiktion verdeutlicht. Dabei ist ab einem Ereignis von $\lambda_4(k = 100)$ mit dem Einschalten des Reglers auch die Prädiktion aktiv, zu sehen für $N_p = 3$ in den Ereignissen $k = 101, 102, 103$. Der Optimierungsalgorithmus berechnet den Sendezeitabstand so, dass eine interferenzfreie Nachrichtenübertragung von FKS 1 möglich ist. Ab einem Ereignis von $k = 104$ der Abb. 5.9 ist zu entnehmen, dass sich die geschätzte Übertragungszeit unterhalb der Führungsgröße befindet.

Als zusätzliches Auswertekriterium für das Zeitverhalten wird eine Methodik aus der Statistik herangezogen. In [KR08] werden dazu statistische Methoden für die Bewertung des Zeitverhaltens im Bereich der Funkübertragung gegenübergestellt. Dabei werden der Mittelwert, die Standardabweichung und der P95-Perzentilwert untersucht. Die Auswertungen ergeben, dass auf Grundlage der Streuungen in der Übertragungszeit sich der 95.-Perzentilwert als geeignet ergibt. Wenn die Übertragungszeit auf der 95. Perzentile, ist bedeutet dies, dass 5 % der Messungen oberhalb des Wertes liegen und 95 % der Mes-

sungen befinden sich unterhalb des Wertes. Die Tab. 5.3 zeigt eine Gegenüberstellung des P95-Wertes mit und ohne den Einsatz der zentralen Regelung. Die Ergebnisse werden aus den jeweiligen Abb. 5.8, Abb. D.1 und Abb. D.2 bezogen.

Tabelle 5.3: Berechnung der P95-Werte mit der zentralen Regelung für den Testfall 1

| FKS | P95 [s] ohne Regelung | P95 [s] mit Regelung |
|------------|------------------------------|-----------------------------|
| FKS 1 | $7,1100 \cdot 10^{-4}$ | $4,1000 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $6,9800 \cdot 10^{-4}$ | $4,2400 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $7,4950 \cdot 10^{-4}$ | $3,8500 \cdot 10^{-4}$ |

Dabei ist deutlich die Verbesserung der geschätzten Übertragungszeit auf einem niedrigeren Zeitniveau (unterhalb der Führungsgröße) mit dem Einsatz der zentralen Regelung zu verzeichnen.

Ergebnisse zum Testfall 2:

Für diesen Testfall soll gezeigt werden, dass der zentrale Regler bei dem Zuschalten und der Wegnahme eines FKS seine jeweilige Anforderung erfüllt. Im Gegensatz zum Testfall 1 ist hier der Regler beim Einschalten des entsprechenden FKS aktiv. Mit einem Regler werden jeweils wieder FKS 1 und FKS 2 versehen. Das System von FKS 3 benötigt keinen Regler. Alle FKSe werden wieder initial mit einem Sendezeitabstand von $u^{(1,2,3),1} = 1 \cdot 10^{-1} s$ versehen. Abb. 5.10 zeigt das Übertragungsverhalten von FKS 1 auf.

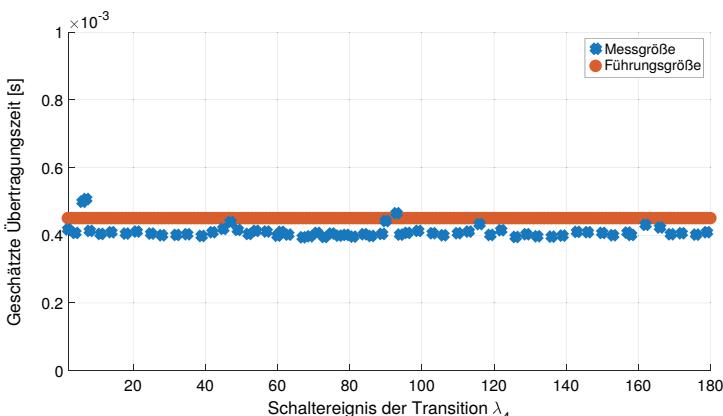


Abbildung 5.10: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung mit Hinblick auf FKS 1, Testfall 2

Wie hier zu sehen ist, erfüllt der Regler von Beginn an die Anforderung an das Zeitverhalten. Die Messwerte, abgesehen von den Ersten, sind unterhalb der Führungsgröße. Die Interferenzerscheinung des ersten Messwertes wird hier toleriert, da die Regelung erst

aktiv werden muss. An dieser Stelle sei noch einmal erwähnt, dass es sich hier um reale Messungen handelt und daher ein gewisses Streuverhalten beobachtet wird. Es fällt auf, dass einige Werte der Übertragungszeit oberhalb der Führungsgröße sind. Der Regler kann hier jedoch eingreifen und den Sendezeitabstand so ändern, dass die Anforderungen wieder erfüllt werden. Es wird ein Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 1,004 \cdot 10^{-1} s$ berechnet. Die Abbildungen von FKS 2 (Abb. D.3) und FKS 3 (Abb. D.4) im Testfall 2 sind in dem Abschnitt D.1 dargestellt. Die Tab. 5.4 zeigt wieder die statistische Auswertung der P95-Werte.

Tabelle 5.4: Berechnung der P95-Werte mit der zentralen Regelung für den Testfall 2

| FKS | <i>P95 [s]</i> |
|------------|------------------------|
| FKS 1 | $4,1800 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $4,3400 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $3,8800 \cdot 10^{-4}$ |

Die P95-Werte der FKSe befinden sich unterhalb bzw. sind gleich der Führungsgröße und stellen damit ein zufriedenes Ergebnis mit Einsatz der zentralen Regelung dar.

Ergebnisse zum Testfall 3:

Dieser Testfall umfasst die Messreihen mit den heterogenen FKSe. Wie bereits in Abschnitt 5.3.1 beschrieben, werden dazu drei FKSe mit WLAN benötigt und eines mit BT. Um den Einsatz der Regelung von der technischen Seite besser umsetzen zu können wird nun für das dritte FKS *kein* Ixora Carrier Board als das Ziel *Z* verwendet, sondern ein Raspberry pie, siehe Abb. 5.11. Hierauf sind bereits BT und WLAN integriert. Diese haben jedoch ein anderes Zeitverhalten bei der Nachrichtenübertragung, als bei den Realisierungen mit dem Ixora Carrier Board und dem darauf befindlichem Toradexboard als Ziel *Z*. Als Führungsgröße mit Streuverhalten wird $w + \Delta = 670 \cdot 10^{-6} s$ festgelegt.



Abbildung 5.11: Darstellung eines Raspberry pie

Alle FKSe werden wieder initial mit einem Sendezeitabstand von $u^{((1,2,3),1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ versehen. Die Abb. 5.12 zeigt das Übertragungsverhalten von FKS 1. Dabei hat sich ein Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 5,6200 \cdot 10^{-3} s$ eingestellt. Die Abbildungen von FKS 2 (Abb. D.5), FKS 3 (Abb. D.6) und FKS 4 (Abb. D.7) im Testfall 3 sind in Abschnitt D.1 dargestellt. Die Tab. 5.5 zeigt die Auswertung der P95-Werte.

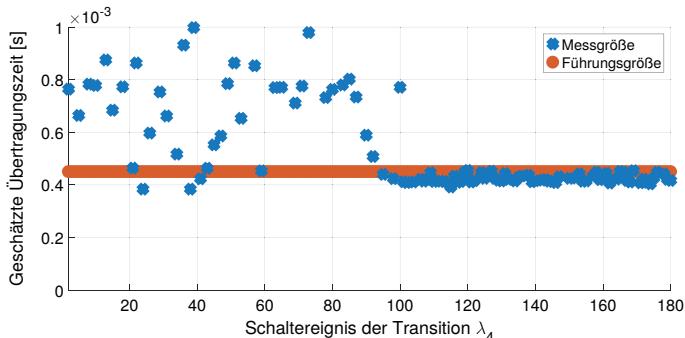


Abbildung 5.12: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 1, Testfall 3

Tabelle 5.5: Berechnung der P95-Werte mit der zentralen Regelung für den Testfall 3

| FKS | P95 [s] ohne Regelung | P95 [s] mit Regelung |
|------------|------------------------------|-----------------------------|
| FKS 1 | $8,6340 \cdot 10^{-4}$ | $4,5000 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $1,7000 \cdot 10^{-3}$ | $4,4650 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $1,1000 \cdot 10^{-3}$ | $6,7000 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 4 | $1,7150 \cdot 10^{-4}$ | - |

Ergebnisse zum Testfall 4:

Alle FKSe werden wieder initial mit einem Sendezeitabstand von $u^{(1,2,3,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ versehen. Die Abb. 5.13 zeigt das Übertragungsverhalten von FKS 1.

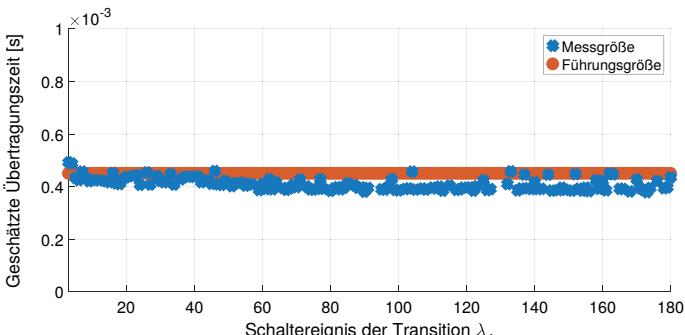


Abbildung 5.13: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 1, Testfall 4

Dabei hat sich ein Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 4,1 \cdot 10^{-3} s$ eingestellt. Die Abbildungen von FKS 2 (Abb. D.8), FKS 3 (Abb. D.9) und FKS 4 (Abb. D.10) im Testfall 4 sind in Abschnitt D.1 dargestellt. Die Tab. 5.6 zeigt wieder die statistische Auswertung

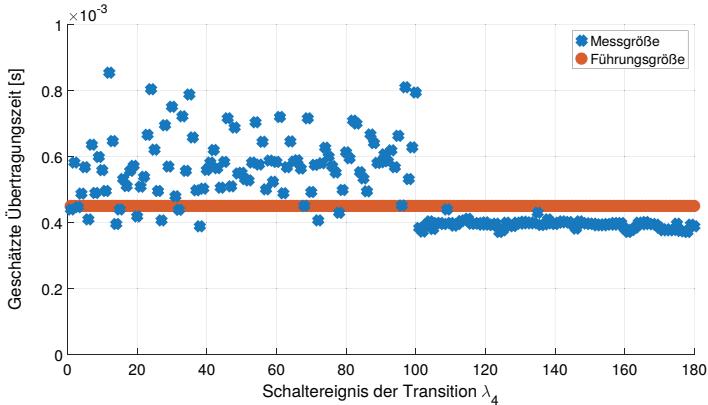


Abbildung 5.14: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung von FKS 1, Testfall 1

der $P95$ -Werte.

Tabelle 5.6: Berechnung der $P95$ -Werte mit der zentralen Regelung für den Testfall 4

| FKS | $P95$ [s] |
|------------|------------------------|
| FKS 1 | $4,4900 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $4,3700 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $6,6550 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 4 | $1,7850 \cdot 10^{-4}$ |

Hierbei ist wieder erkennbar, dass die $P95$ -Werte unter den Führungsgrößen sind. Der Regler erfüllt die Anforderungen der zeitlichen Entkopplung an die FKSe.

5.3.3 Validierung des Modells für die dezentrale Regelung

Ergebnisse zum Testfall 1:

Dieser Testfall ist ähnlich zu dem der in Abschnitt 5.3.2 beschrieben wurde, nur dass es sich hierbei um eine dezentrale Regelung von FKS 1 und FKS 2 handelt. Alle FKSe fangen mit einem Sendezeitabstand von $u^{((1,2,3),1)} = 1 \cdot 10^{-1} \text{ s}$ an ihre Nachrichten zu übertragen. Abb. 5.14 zeigt den gemessenen und den Führungsverlauf der geschätzten Übertragungszeit von FKS 1 mit der Regelung auf. Die Verläufe von FKS 2 (Abb. D.11) und FKS 3 (Abb. D.12) sind dem Anhang D, Abschnitt D.2 zu entnehmen. Hierbei fallen wieder die Interferenzen zwischen den FKSe vor dem Einschalten der Regelung ab einem Schaltereignis von $\lambda_4(k=100)$ auf. Die Nachrichtenübertragung von FKS 1 unterliegt einer hohen Interferenz durch FKS 2 und FKS 3. Damit befindet sich das Zeitniveau

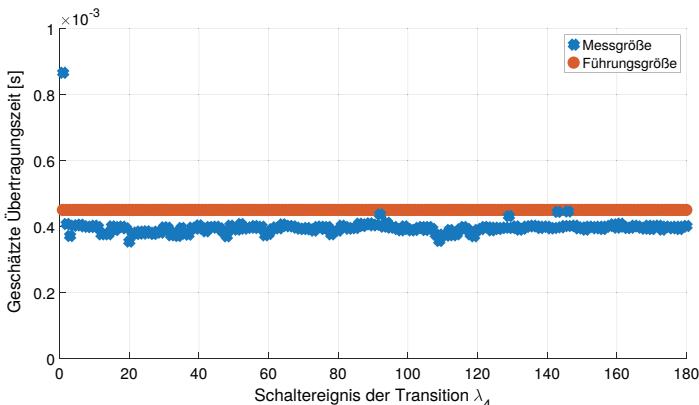


Abbildung 5.15: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung von FKS 1, Testfall 2

der geschätzten Übertragungszeit über dem der Führungsgröße. Ab einem Schaltereignis von $\lambda_4(k = 100)$ ist ein ruhigeres Systemverhalten zu verzeichnen. Der Regler hat das Funkkommunikationssystem FKS 1 wieder von den anderen FKSe zeitlich entkoppelt.

Es wird ein $u^{(1,1)} = 4,0748 \cdot 10^{-2} s$ vom Regler neu berechnet. Das entsprechende FKS kann damit wieder interferenzfrei übertragen. Die Regelabweichung ist somit negativ (ab einem $\lambda_4(k = 101)$) und der Regler damit nicht mehr aktiv. Dieser Aspekt ist in der Formulierung der Zielfunktion von Gl. 4.34, Abschnitt 4.3.2 erklärt. Die Tab. 5.7 zeigt wieder die Auswertung der P95-Werte mit und ohne Regelung auf.

Tabelle 5.7: Berechnung der P95-Werte mit der dezentralen Regelung für den Testfall 1

| FKS | P95 [s] ohne Regelung | P95 [s] mit Regelung |
|------------|------------------------------|-----------------------------|
| FKS 1 | $7,6950 \cdot 10^{-4}$ | $4,0850 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $7,5250 \cdot 10^{-4}$ | $4,3550 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $6,9250 \cdot 10^{-4}$ | $4,3700 \cdot 10^{-4}$ |

Dabei ist deutlich die Verbesserung des Übertragungsverhaltens pro FKS mit dem Einsatz der dezentralen Regelung zu verzeichnen.

Ergebnisse zum Testfall 2:

Dieser Testfall ist ähnlich zu dem der in Abschnitt 5.3.2 beschrieben wurde, nur das es sich hierbei um eine dezentrale Regelung von FKS 1 und FKS 2 handelt. Alle FKSe fangen mit einem Sendezeitabstand von $u^{((1,2,3),1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ an ihre Nachrichten zu übertragen. Abb. 5.15 zeigt das Übertragungsverhalten von FKS 1 auf. Wie hier zu sehen ist, erfüllt der Regler von Beginn an seine Anforderungen. Der Regler hat einen Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 4,0748 \cdot 10^{-2} s$ errechnet. Parallel ist nur FKS 3 aktiv. FKS 2 überträgt seine

Nachrichten erst nach ca. 10 s und wird somit zugeschaltet. Die Abbildungen von FKS 2 (Abb. D.13) und FKS 3 (Abb. D.14) für den Testfall 2 sind in Abschnitt D.2 dargestellt. Auch für diesen Testfall werden die $P95$ -Werte berechnet.

Tabelle 5.8: Berechnung der $P95$ -Werte mit der dezentralen Regelung für den Testfall 2

| FKS | $P95$ [s] |
|------------|-----------------------------|
| FKS 1 | $4,0850 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $4,3600 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $4,2850 \cdot 10^{-4}$ |

Die $P95$ -Werte aller FKSe zeigen wieder ein zufriedenstellendes Ergebnis. Alle Werte befinden sich unterhalb der Führungsgröße. Die FKSe mit der dezentralen Regelung können somit ihre Anforderungen an die Nachrichtenübertragung erfüllen.

Ergebnisse zum Testfall 3:

Abb. 5.16 zeigt das Messergebnis für die Validierung der dezentralen Regelung für das FKS 1. Alle FKSe haben zu Beginn einen Sendezeitabstand von $u^{(1,2,3,4),1} = 1 \cdot 10^{-1}$ s. Die Messergebnisse zu dem FKS 2 (Abb. D.15), zu dem FKS 3 (Abb. D.16) und zu dem FKS 4 (Abb. D.17) werden in dem Abschnitt D.2 beschrieben.

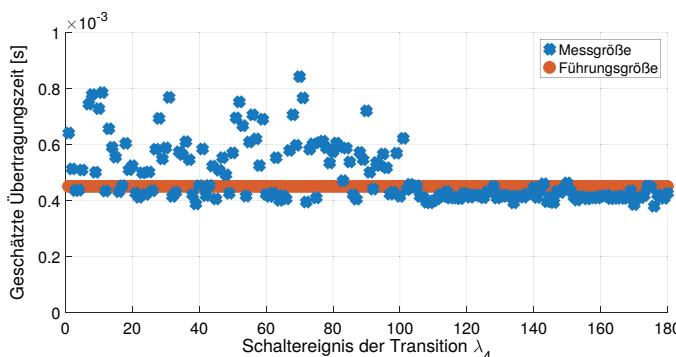


Abbildung 5.16: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 1, Testfall 3

Ab einem Ereignis von $\lambda_4(k = 100)$ hat der Regler einen Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 1,0037 \cdot 10^{-1}$ s für das FKS 1 berechnet. Der Regler erfüllt seine Anforderungen. Auch für diesen Testfall werden die $P95$ -Werte berechnet.

Die $P95$ -Werte aller FKSe zeigen wieder ein zufriedenstellendes Ergebnis. Alle Werte befinden sich unterhalb der Führungsgröße. Die FKSe mit der dezentralen Regelung können somit ihre Anforderungen an die Nachrichtenübertragung erfüllen.

Tabelle 5.9: Berechnung der $P95$ -Werte mit der dezentralen Regelung für den Testfall 3

| FKS | $P95 [s]$ ohne Regelung | $P95 [s]$ mit Regelung |
|------------|---|--|
| FKS 1 | $7,6700 \cdot 10^{-4}$ | $4,4850 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $9,7250 \cdot 10^{-4}$ | $4,4350 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $9,1000 \cdot 10^{-4}$ | $6,6950 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 4 | $1,6750 \cdot 10^{-4}$ | - |

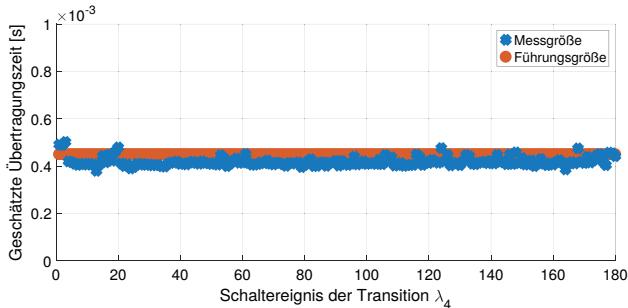


Abbildung 5.17: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 1, Testfall 4

Ergebnisse zum Testfall 4:

Abb. 5.17 zeigt das Messergebnis für die Validierung der dezentralen Regelung für das FKS 1. Alle FKSe haben zu Beginn der Nachrichtenübertragung einen Sendezeitabstand von $u^{(1,2,3,4),1} = 1 \cdot 10^{-1} s$. Die Messergebnisse zu dem FKS 2 (Abb. D.18), zu dem FKS 3 (Abb. D.19) und zu dem FKS 4 (Abb. D.20) werden im Abschnitt D.2 beschrieben. Der Regler hat einen Sendezeitabstand von $u^{(1,1)} = 1,0037 \cdot 10^{-1} s$ berechnet. Jedoch sind hier zusätzliche kleine Zeitverzögerungen zu verzeichnen, wo der Regler eingreifen muss. Dies liegt an den räumlichen Gegebenheiten, in denen die Messungen durchgeführt werden. Es handelt sich dabei um einen Büroraum, in dem noch zusätzlich andere Funksysteme aktiv sind. Dies kann sich in einer Beeinflussung aus Abb. 5.17 widerspiegeln. Dieser Aspekt spielt jedoch für die Validierung zunächst eine untergeordnete Rolle. Im allgemeinen kann ausgesagt werden, dass die Regelung die gestellten Anforderungen erfüllt. Die Tab. 5.10 zeigt wieder die statistische Auswertung der $P95$ -Werte. Für das FKS 1 befindet sich der $P95$ Wert um $0,0550 \cdot 10^{-4} s$ über dem der Führungsgröße w . Dies sei jedoch vernach-

Tabelle 5.10: Berechnung der $P95$ -Werte mit der dezentralen Regelung für den Testfall 4

| FKS | $P95 [s]$ |
|------------|-----------------------------|
| FKS 1 | $4,5550 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 2 | $4,4850 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 3 | $6,6950 \cdot 10^{-4}$ |
| FKS 4 | $1,8400 \cdot 10^{-4}$ |

lässigbar, da es, wie bereits beschrieben, sich hier um kleine Ausreißer auf Grundlage zusätzlicher Funksysteme handelt.

5.4 Schlussfolgerung

Zunächst ist hervorzuheben, dass die Regelung, zentral und dezentral, die Anforderung der zeitlichen Entkopplung in den definierten Testfällen 1-4 der Abschnitte 5.3.2 und 5.3.3, erfüllt. Dafür garantiert die Wahl der Stellgröße als Sendezzeitabstand. Der Regler sorgt dafür, dass die FKSe die Nachrichten in der geforderten Übertragungszeit ohne Nachrichtenverluste oder einer zusätzlichen zeitlichen Verzögerung an das Ziel Z überträgt. Die Koexistenz ist damit wieder hergestellt.

Was jedoch an dem Optimierungsalgorithmus aus Abschnitt 4.3.2, Gl. 4.64 - Gl. 4.89 nachteilig ist, ist der Rechenaufwand, welcher sich in der Rechenzeit für die modellbasierte Prädiktion widerspiegelt. Pro Prädiktionsschritt nimmt die Anzahl der Nebenbedingungen in dem Algorithmus zu. Wie bereits erwähnt, wird die Implementierung der Regelung, zentral und dezentral, in Matlab durchgeführt. Das Programm läuft auf einem Bürecrechner mit einem Intel *Corei7 – 6500U CPU 2,5 GHz*-Prozessor. Die Rechenzeit bei dem dezentralen Regelalgorithmus beträgt im Mittel $t = 0,028\text{ s}$. Die Rechenzeit bei dem zentralen Regelalgorithmus beträgt im Mittel $t = 0,040\text{ s}$. Das der Algorithmus für das zentrale Management langsamer ist als der für das Dezentrale, ist zu erwarten, da hier die Matrizen um das s -fache größer sind. An den Rechenzeiten ist auffällig, dass diese ca. um das 100-fache höher sind als es angemessen wäre. Für die Validierung des Algorithmus ist die Echtzeitfähigkeit jedoch noch nicht von entscheidender Bedeutung. Im industriellen Einsatz kann beispielsweise der Rechenalgorithmus direkt auf die Hardware implementiert werden, um so die Rechenzeit zusätzlich zu verkürzen.

Weiterhin handelt es sich bei dem *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau um eine erste Iteration zur Reglervalidierung. Dieser wurde extra zu diesem Zweck aufgebaut. Weitere Arbeiten sind bei der Zeitsynchronisation erforderlich. Aktuell wird dies mit Hilfe einer Taktvorgabe auf Basis von User Datagram Protocol (UDP)-Paketen realisiert. Um in der Zukunft einen zuverlässigeren Einsatz der Regelung zu gewährleisten, könnten Beaconnachrichten oder eine GPS-basierte Zeitsynchronisation verwendet werden.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

Das Koexistenzmanagement gehört zu einem der wichtigsten Untersuchungs- und Entwicklungsgegenstände in der industriellen Funkkommunikation. Die steigende Anforderung an die Zuverlässigkeit der Nachrichtenübertragung verschiedener Funkkommunikationssysteme in der Industriehalle erfordert solch ein Management. In der Vergangenheit gab es bereits zahlreiche Untersuchungen zu diesem Thema, welche jedoch schwerpunkt-mäßig spezielle Funktechnologien, wie z. B. WLAN, WirelessHart oder Bluetooth berücksichtigen. Die Lücke hierbei ist jedoch, dass die Systeme zunehmend komplexer in ihrer Vielzahl gestaltet werden. So reicht es auf Dauer nicht mehr aus, technologiebezogene Lösungen zur Koexistenzbewertung zu entwickeln bzw. zu untersuchen.

Zu Beginn der vorliegenden Arbeit wurde eine wissenschaftliche Fragestellung formuliert, ob die Möglichkeit eines regelungstechnischen Ansatzes für ein technologieübergreifendes und automatisiertes Koexistenzmanagement im Bereich Funk in der industriellen Umgebung besteht. Zur Beantwortung der Fragestellung wurde der modellbasierte Entwurf für eine zentrale und eine dezentrale prädiktive Regelung untersucht. Eine Aufgabe der Regelung ist es, eine zeitliche Entkopplung für das Übertagungsverhalten der Nachrichten unterschiedlicher Funkkommunikationssysteme vorzunehmen. Um dieses Verhalten in der Methodik zu erzeugen wurden die zeitbehafteten Petrinette in der *max – plus*-Algebra angewendet. Als Regelgröße wurde die Übertragungszeit und als Stellgröße wurde der Sendezeitabstand einer Nachricht verwendet. Das Modell der Regelstrecke hat die Aufgabe, das zeitliche Verhalten der Nachrichtenübertragungen widerzuspiegeln und für eine Koexistenzbewertung zu nutzen. Dabei wurden die Annahmen getroffen, dass die Nachrichtenübertragungen auf der gleichen Frequenz und im selben Raum stattfinden. Dieses Modell der Regelstrecke dient gleichzeitig für die Prädiktion der Übertragungszeit bzgl. der Nachrichtenübertragung in der Regelungsmethodik.

Das Modell für die Regelung, zentral und dezentral, wird an einem *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau validiert. Dabei werden verschiedene Testfälle im 2,4 GHz Band

definiert, welche mit homogenen und heterogenen Funktechnologien beschrieben werden. Bei der Validierung konnte festgestellt werden, dass die Regelung, zentral und dezentral, ihre Anforderungen für ein koexistentes Verhalten der Funkkommunikationssysteme untereinander erfüllt. Dieses gilt jedoch nur für eine begrenzte Anzahl von Funkkommunikationssystemen, da die zeitliche Ressource des Mediums mit zunehmender Anzahl ausgeschöpft ist.

In dem Kontext bleibt jedoch offen, ob eine zentrale oder eine dezentrale Regelung geeignet ist. Dies ist von den jeweiligen Anforderungen im industriellen Umfeld abhängig. Dabei muss der Kostenaufwand zwischen der zentralen und der dezentralen Regelung abgeschätzt werden. Bei der dezentralen Regelung enthält jedes Funkkommunikationssystem eine Regelung und bei der zentralen Regelung gibt es eine zentrale Instanz. Die Rechenzeiten werden bei der zentralen Regelung zunächst als höher erwartet, da hier mit größeren Matrizen in der Zielfunktion und in den Nebenbedingungen gerechnet wird. Für die dezentrale Variante besteht wiederum die Möglichkeit, dass jedes einzelne Funkkommunikationssystem teurer wird und dass durch die Kooperation untereinander zusätzliche Latenzen auftreten.

Wie bereits erwähnt hängt die Anwendung stark von den Anforderungen ab. In der vorliegenden Arbeit geht es lediglich darum, die Methodik zu validieren. Die eingangs gestellte wissenschaftliche Fragestellung kann somit positiv beantwortet werden. Jedoch sei hierbei erwähnt, dass es sich um eine erste Iteration der Methodik handelt. Im nachstehenden Abschnitt werden weiterführende Aufgaben diskutiert.

6.2 Ausblick

Ein wesentlicher Aspekt für die weiterführenden Arbeiten liegt in der Ausformulierung der Gütfunktion. In der vorliegenden Arbeit konnte gezeigt werden, dass die Regelung die Funkkommunikationssysteme zeitlich entkoppeln kann. Diese zeitliche Ressource ist jedoch bei einer Vielzahl von Funkkommunikationssystemen in der Industriehalle irgendwann ausgeschöpft. Daher müssen weitere Ressourcen für die Gewährleistung der Koexistenz ausgenutzt werden. Diese können zum einen über die Entkopplung der Frequenz oder / und zum anderen über die räumliche Entkopplung erreicht werden. Das Modell des Streichenverhaltens kann auf diese Eigenschaften modellbasiert erweitert und das Ergebnis in der Prädiktion für den Regler verwendet werden.

Weiterhin spielt die Echtzeitfähigkeit des Regleralgorithmus eine wichtige Rolle. In Kap. 4 wurde aufgezeigt, dass die Lösung des Optimierungsproblems über die *max-plus*-Algebra allein nicht reicht, da keine Konvexität in der Optimierung vorliegt. Es wurde eine Umformulierung in die LP-Programmierung vorgenommen. Hierbei entstehen eine Reihe von Nebenbedingungen, die in den Optimierungsalgorithmus mit eingehen. Die Echtzeitfähigkeit kann so verloren gehen. An das Systemverhalten wirken hohe zeitliche

Anforderungen in Abhängigkeit vom Zeitbereich des Sendezeitabstandes im $m\text{s}$ -Bereich. An dieser Stelle könnten Untersuchungen im Bereich der *Fast Model Predictive Control* vorgenommen werden [WB08] und [KF11]. Zur weiteren Reduzierung der Rechenzeit spielt zusätzlich die Hardwareplattform eine Rolle. Für die Validierung der Methodik bzgl. der Regelung wurde die Implementierung in Matlab durchgeführt. In weiterführenden Arbeiten kann die Implementierung der Regelung, zumindest für den dezentralen Fall, an den Geräten selbst durchgeführt werden, sofern der Zugriff darauf erlaubt ist. Für die zentrale Regelung kann eine Recherche erfolgen, welche Hardware für die Rechenleistung geeignet ist.

Für die Reglervalidierung wurde ein industrienaher *Hardware in the Loop* – Versuchsaufbau herangezogen, Kap. 5. Hierbei wurde beschrieben, dass die Regelgröße der Übertragungszeit durch die Auswertung der Nachrichten pro Funkkommunikationssystem abgeschätzt wurde. In [GGR08] wird ein Konzept zum Aufbau eines Funktransfertesters vorgeschrieben, welcher die Übertragungszeit exakt mit dem Streuverhalten wiedergeben kann. Ein weiterer Schritt kann daher sein, den *Hardware in the Loop*-Versuchsaufbau mit dem Funktransfertester, wenn dieser fertiggestellt und in der Funktionsweise validiert ist, zusammenzubringen.

Anhang A

Analyse des Systemverhaltens

A.1 Nachweis der Nichtlinearität des Systemverhaltens im ZRM

Der Nachweis des nichtlinearen Systemverhaltens bezieht sich auf die nicht lineare Zustandsfunktion

$$f(x(k), u(k)) = \begin{pmatrix} v_1 + u(k) \\ v_2 + x_1(k) \\ v_3 + x_2(k) \\ v_4 + x_3(k) \end{pmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

wobei für den Nachweis $(v_1, v_2, v_3, v_4)^T \in V$ und $(u(k), x_1(k), x_2(k), x_3(k))^T \in X$ gelten. Die Linearität ist erfüllt, wenn die Definitionen der Superposition und der Homogenität erfüllt sind [Unb07]. In allgemeiner Form gilt daher

$$y(u_1 + u_2) = y(u_1) + y(u_2) \quad (\text{A.2})$$

$$y(au) = ay(u), \quad (\text{A.3})$$

wobei $a \in \mathbb{R}$. Bezogen auf Gl. A.1 ergibt sich die Definition zu

$$\text{Superposition: } f(X_1 + X_2) = f(X_1) + f(X_2) \quad (\text{A.4})$$

$$\text{Homogenität: } f(aX) = af(X), \quad (\text{A.5})$$

mit $f(X) = V + X$, sodass $f(X_1) = V + X_1$ und $f(X_2) = V + X_2$ folgt

Superposition:

$$f(X_1 + X_2) = V + (X_1 + X_2) = V + X_1 + X_2 \quad (\text{A.6})$$

$$\neq \quad (\text{A.7})$$

$$f(X_1) + f(X_2) = V + X_1 + V + X_2 = V + V + X_1 + X_2 \quad (\text{A.8})$$

Homogenität:

$$f(aX) = V + aX \neq aV + aX = a(V + X) = af(X). \quad (\text{A.9})$$

Die Superposition und die Homogenität sind nicht erfüllt. Daher ist das Systemverhalten nicht zustandslinear.

A.2 Die \max -plus Algebra

Bei der \max -plus Algebra handelt es sich um eine Transformation von \mathbb{R} in \mathbb{R}_{\max} , Abb.A.1.

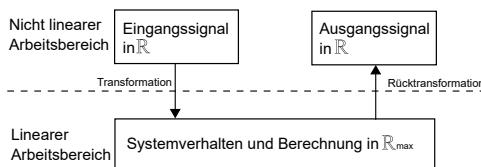


Abbildung A.1: Beschreibung der Transformation zwischen \mathbb{R} und \mathbb{R}_{\max}

Bei dieser Transformation kommt es zu keinem Informationsverlust des Systemverhaltens [Rai16], wie bei einer klassischen Linearisierung um einen bestimmten Arbeitspunkt mit beispielsweise der Taylorreihenabschätzung, bei der nach dem ersten Glied abgebrochen wird [Unb07].

Die Menge $\mathbb{R}_{\max} = (\mathbb{R} \cup \{-\infty\} \cup \{\infty\})$ wird als \max -plus Algebra mit zwei Operationen $q_1 \oplus q_2 = \max(q_1, q_2)$ und $q_1 \otimes q_2 = q_1 + q_2$ mit $q_1, q_2 \in \mathbb{R}_{\max}$ beschrieben. Das neutrale Element mit Bezug auf \oplus ist $\varepsilon \rightarrow -\infty$, sodass $\varepsilon \oplus q_2 = \max(\varepsilon, q_2) = q_2$. Das neutrale Element mit Bezug auf \otimes ist $e := 0$, sodass $e \otimes q_2 = 0 + q_2 = q_2$. In der vorliegenden Arbeit gilt für \otimes mit $q_1 \otimes q_2$ die Notation $q_1 q_2$. Weiterhin werden die Matrixnotationen für die neutralen Elemente bzgl. \oplus und \otimes eingeführt mit $(N, E) \in \mathbb{R}_{\max}$

$$N = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \ddots & \vdots \\ \varepsilon & \dots & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix} \quad E = \begin{pmatrix} e & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ \varepsilon & e & \dots & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \ddots & \vdots \\ \varepsilon & \dots & \varepsilon & e \end{pmatrix}. \quad (\text{A.10})$$

Für die Überführung in \mathbb{R}_{\max} wird die folgende Darstellung in ZRM-notation gewählt

[CGQ99] und [CMQV89]:

$$x(k+1) = \bigoplus_{i=0}^{a-1} A_i x(k+1-i) \bigoplus_{j=0}^{b-1} B_j u(k+1-j), \quad (\text{A.11})$$

$$y(k) = \bigoplus_{l=0}^{c-1} C_l x(k-l), \quad (\text{A.12})$$

wobei $a, b, c \in \mathbb{N}$.

A.3 Bestimmung der expliziten Bildungsvorschrift in der *max – plus* Algebra für das interferenzfreie Streckenverhalten

Im folgenden wird die nicht explizite Bildungsvorschrift beschrieben durch

$$x(k) = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_3 & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_4 & \varepsilon \end{pmatrix} x(k) \oplus \begin{pmatrix} v_1 \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} u(k) \quad (\text{A.13})$$

$$y(k) = (\varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ e) x(k). \quad (\text{A.14})$$

Um das dynamische Verhalten der Nachrichtenübertragung eines $p^{(i,l)}$ bewerten zu können, wird eine explizite Beschreibungsform benötigt. Hierbei wird die Methodik aus [CGQ99] und [Rai16] herangezogen. Es gilt die nachstehende Vorschrift

$$x(k) = A^* Bu(k), \quad (\text{A.15})$$

mit $A^* = A^3 \oplus A^2 \oplus A \oplus E$. Dabei spielt die Matrix A eine wesentliche Rolle. Diese beschreibt die Dynamik des Systemverhaltens. Sie gibt an mit welcher Verzögerung die Marken auf ihren jeweiligen Plätzen verharren, bis die jeweilige zeitbehaftete Transition feuert. Um die Vorschrift aus Gl.A.15 anwenden zu können, muss nachgewiesen werden, dass $A^4 = N$ gilt. Das bedeutet, A hat keinen geschlossenen Kreis. Dies ist eine rein mathematische Aussage und lässt sich folgendermaßen herleiten [Rai16]:

$$\begin{aligned} x(k) &= A(Ax(k) \oplus Bu(k)) \oplus Bu(k) \\ &= A^2x(k) \oplus ABu(k) \oplus Bu(k) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} x(k) &= A^2(Ax(k) \oplus Bu(k)) \oplus ABu(k) \oplus B \\ &= A^3x(k) \oplus A^2Bu(k) \oplus ABu(k) \oplus Bu(k) \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

$$\vdots \\ x(k) = A^n x(k) \oplus A^{(n-1)} B u(k) \oplus \cdots \oplus A B u(k) \oplus B u(k). \quad (\text{A.18})$$

In Gl. A.18 ist eindeutig zu erkennen, dass der Term $x(k)$ auf der rechten Seite verschwindet, wenn $A^n = N$ ist. Als Ausgangslage sei hier noch einmal erwähnt, dass die Plätze innerhalb von $p^{(i,l)}$ zunächst keine Marken beinhalten. Im praktischen Sinne bedeutet dies, dass die Maschinen zur Übertragung gerade eingeschaltet werden und die jeweiligen Nachrichten generieren. Die Eingangstransition $u(k)$ muss also zunächst die Marke abfeuern. Daher spielen alle Zeitverzögerungen für die Modellierung der Übertragungszeit in A eine Rolle. Für den Nachweis, dass $A^4 = N$ dient der nachstehende Präzedenzgraph $\rho(A)$, Abb. A.2.

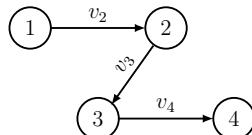


Abbildung A.2: Präzedenzgraph $\rho(A)$ für das interferenzfreie Streckenverhalten

Jeder Knoten beschreibt eine Transition mit dessen jeweiligen Zeitstempel $x(k)$ innerhalb $p^{(i,l)}$. Die Wichtungen der Kanten stellen die Verzögerungen dar, wann die Transitionen feuern. Für die Aufstellung der Matrizen A^2 und A^3 spielt die Länge der Pfade der Knoten aus Abb. A.2 eine wesentliche Rolle. Die Hochindizes von A stellen die Pfadlänge zu den Knoten dar. So ergibt sich beispielsweise eine Pfadlänge von zwei bei dem Hochindex zwei. Für den Pfadweg Knoten 1 zum Knoten 3 sind die Kanten mit v_2 und v_3 gewichtet. Im nachstehenden werden die Matrizen beschrieben:

$$A^2 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_3 v_4 & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}, \quad (\text{A.19})$$

$$A^3 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 v_4 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}. \quad (\text{A.20})$$

A hat somit keinen geschlossenen Kreis, da offensichtlich $A^4 = N$. Für den Verlauf der Modellierung ist damit Gl. A.15 die explizite Bildungsvorschrift. Für die Berechnung

ergibt sich A^* zu

$$A^* = \begin{pmatrix} e & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & e & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_3 & v_3 & e & \varepsilon \\ v_2 v_3 v_4 & v_3 v_4 & v_4 & e \end{pmatrix}. \quad (\text{A.21})$$

Für die explizite ZRM Bildungsvorschrift ergibt sich aus Gl.A.15

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_1 v_2 \\ v_1 v_2 v_3 \\ v_1 v_2 v_3 v_4 \end{pmatrix} u(k), \quad (\text{A.22})$$

$$y(k) = (\varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ e) x(k), \quad (\text{A.23})$$

wobei der Zustand $x_4(k)$ die Messgröße $y(k)$ der Übertragungszeit und $u(k)$ den Sendezeitabstand entsprechen.

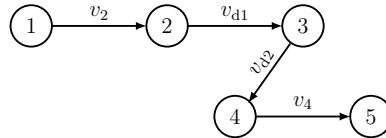
A.4 Bestimmung der expliziten Bildungsvorschrift in der *max-plus* Algebra für das interferenzbehafte Streckenverhalten

Die nicht explizite Bildungsvorschrift wird folgendermaßen beschrieben

$$\begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_{d1}(k) \\ x_{d2}(k) \\ x_4(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_{d1} & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_{d2} & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & v_4 & \varepsilon \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_{d1}(k) \\ x_{d2}(k) \\ x_4(k) \end{pmatrix} \oplus \begin{pmatrix} v_1 \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} u(k) \oplus \bigoplus_{j=0}^{m-1} \begin{pmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} \\ \varepsilon \\ \varepsilon \end{pmatrix} u_d^{(j)}(k) \quad (\text{A.24})$$

$$y(k) = (\varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ e) x(k). \quad (\text{A.25})$$

Um die Dynamik des Systemverhaltens zu analysieren wird, wie in Abschnitt A.3 beschrieben, eine explizite Bildungsvorschrift benötigt. Da im Vergleich zum interferenzfreien ZRM-Modell ein Zustand mit $x_{d1}(k)$ hinzukommt, wird der Präzedenzgraph aus Abb. A.3 um ein Knoten als Zustandsgröße erweitert.


 Abbildung A.3: Präzedenzgraph $\rho(A)$ für das interferenzbehaftete Streckenverhalten

Die Knoten $(1, 2, 3, 4, 5)^T$ entsprechen den Zeitstempeln der zeitbehafteten Transitionen von $(x_1(k), x_2(k), x_{d1}(k), x_{d2}(k), x_4(k))^T \in x(k)$. Da sich der Pfad nun um eine Kante mit entsprechender Kantengewichtung erweitert hat, ergibt sich die nachstehende explizite Vorschrift für Gl. A.24

$$x(k) = A^*(Bu(k) \oplus \bigoplus_{j=0}^{m-1} D_j u_d^{(j)}(k)) \quad (\text{A.26})$$

mit $A^* = A^4 \oplus A^3 \oplus A^2 \oplus A \oplus E$. Damit die explizite Bildungsvorschrift nach Gl. A.26 aufgestellt werden kann, ist also nun nachzuweisen, dass $A^5 = N$ gilt. A hat somit nach Definition keinen Kreis mit

$$A^2 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_{d1} & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_{d1} v_{d2} & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & v_{d2} v_4 & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}, \quad (\text{A.27})$$

$$A^3 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_{d1} v_{d2} & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & v_{d1} v_{d2} v_4 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}, \quad (\text{A.28})$$

$$A^4 = \begin{pmatrix} \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_{d1} v_{d2} v_2 v_4 & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \end{pmatrix}. \quad (\text{A.29})$$

Bei der Ermittlung von A^5 aus der Abb. A.3 fällt auf, dass kein Pfad mit der Länge fünf

existiert. A besitzt daher keine Kreiseigenschaften. Für die Berechnung ergibt sich A^* zu

$$A^* = \begin{pmatrix} e & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 & e & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_{d1} & v_{d1} & e & \varepsilon & \varepsilon \\ v_2 v_{d1} v_{d2} & v_{d1} v_{d2} & v_4 & e & \varepsilon \\ v_2 v_{d1} v_{d2} v_4 & v_{d1} v_{d2} v_4 & v_{d2} v_4 & v_4 & e \end{pmatrix}. \quad (\text{A.30})$$

Für die explizite Bildungsvorschrift ergibt sich aus Gl. A.26

$$x(k) = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_1 v_2 \\ v_1 v_2 v_{d1} \\ v_1 v_2 v_{d1} v_{d2} \\ v_1 v_2 v_{d1} v_{d2} v_4 \end{pmatrix} u(k) \bigoplus_{j=0}^{m-1} \begin{pmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} \\ v_1^{(j)} v_{d1}^{(j)} v_{d2} v_4 \end{pmatrix} u_d^{(j)}(k), \quad (\text{A.31})$$

$$y(k) = (\varepsilon \ \varepsilon \ \varepsilon \ e) x(k). \quad (\text{A.32})$$

Anhang B

Analyse des Optimierungsproblems

B.1 Nachweis der Nichtlinearität für den *max*-Term

Die Nichtlinearität befindet sich im *max*-Term der Gl. 4.34 und der Gl. 4.35. Für den Nachweis der Linearität gelten die Bedingungen aus Gl. A.4 und aus Gl. A.5. Sei Gl. A.4 angewendet auf den *max*-Term mit $a_1, a_2, b_1, b_2 \in \mathbb{R}$. Es gilt zu zeigen, dass

$$\max(a_1, b_1) + \max(a_2, b_2) = \max(a_1 + a_2, b_1 + b_2). \quad (\text{B.1})$$

Um hier die Entscheidungen zur Linearität des *max*-Terms zu treffen, gelten die nachstehenden Beziehungen zwischen den Variablen:

$$a_1 > b_1 \quad (\text{B.2})$$

$$a_1 < b_1 \quad (\text{B.3})$$

$$a_1 = b_1 \quad (\text{B.4})$$

$$a_2 > b_2 \quad (\text{B.5})$$

$$a_2 < b_2 \quad (\text{B.6})$$

$$a_2 = b_2 \quad (\text{B.7})$$

$$a_1 + a_2 > b_1 + b_2 \quad (\text{B.8})$$

$$a_1 + a_2 < b_1 + b_2 \quad (\text{B.9})$$

$$a_1 + a_2 = b_1 + b_2, \quad (\text{B.10})$$

wobei noch andere Kombinationen möglich sind, z. B. $a_1 > a_2$, diese hier in dem Nachweis aber keine Rolle spielen. Um zu zeigen, dass der *max*-Term der Bedingung von Gl. B.1 nicht genügt, reicht ein Zahlenbeispiel der Kombinationen von Gl. B.2 - Gl. B.10 aus. Gegeben sei $a_1 = 8, a_2 = 5, b_1 = 7, b_2 = 9$ mit

$$\max(8, 7) + \max(5, 9) = \max(8 + 5, 7 + 9) \quad (\text{B.11})$$

$$8 + 9 = 16 \quad (B.12)$$

$$17 \neq 16. \quad (B.13)$$

Bei der Kombination $a_1 > b_1$, $a_2 < b_2$ und $a_1 + a_2 < b_1 + b_2$ ist offensichtlich, dass die Superposition für das Beispiel nicht erfüllt, und der *max*-Term damit nicht linear ist.

B.2 Formulierung eines konvexen Optimierungsproblems

Für eine lineare Beschreibung der Gl. 4.34 und der Gl. 4.35 wird die Methodik der LP angewendet. Bei der LP-Methodik werden zunächst, wie bei jedem anderen Optimierungsverfahren auch, $r \in \mathbb{R}^{n_d}$ Optimierungsvariablen gewählt. Diese werden als Linearkombination in der Zielfunktion J formuliert [CT17], [SC17]

$$J = d_1 r_1 + d_2 r_2 + d_3 r_3 + \dots + d_{n_d} r_{n_d}, \quad (B.14)$$

wobei die Koeffizienten d_{n_d} die Wichtungen von r_{n_d} beschreiben. Die Nebenbedingungen stellen ebenfalls Linearkombinationen von r dar. Der Sinn der Umformulierung ist es, den *max*-Term in Gl. 4.34 und in Gl. 4.35 zu ersetzen. Dazu sei zunächst ein kleines Beispiel erläutert.

Gegeben sei eine Funktion $f(a_1, a_2) = \max(a_1, a_2)$, wobei $a_1, a_2 \in \mathbb{R}$. Der *max*-Term wird mit Hilfe der LP-Methodik umformuliert. Dazu wird eine Pseudovariable $a_3 \in \mathbb{R}$ eingeführt, welche den *max*-Term substituiert. Dabei ergibt sich das nachstehende LP-Problem zu

$$\min_{a_3*} J = \min_{a_3*} a_3, \quad (B.15)$$

unter den Nebenbedingungen von

$$a_3 \geq a_1 \quad (B.16)$$

$$a_3 \geq a_2. \quad (B.17)$$

Die Nebenbedingungen stellen somit eine ODER-Verknüpfung dar. Die Variable a_3 sollte bei der Optimierung entweder $\geq a_1$ oder $\geq a_2$ sein. Mit diesem Verständnis kann die Zielfunktion aus Gl. 4.34 mit der LP-Methodik umformuliert werden. Dazu wird die Pseudovariable z eingeführt

$$\min_{z*} J = \min_{z*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} z(k_0+k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p] \quad (B.18)$$

unter den Nebenbedingungen von

$$\tilde{y}(k_0 + k) - z(k_0 + k) \leq w(k) + \Delta \quad (\text{B.19})$$

$$-z(k_0 + k) \leq 0. \quad (\text{B.20})$$

Damit ergibt sich der Vektor mit den Optimierungsvariablen zu $r = [\tilde{u}, \tilde{y}, z]^T$. Nun gilt es die Nebenbedingungen aus Gl. 4.35 mit einem linearen Ausdruck zu ersetzen. Dazu wird zunächst die Gl. 4.35 von \mathbb{R}_{\max} in \mathbb{R} transformiert. Es ist zu beachten, dass es sich bei H und g um eine Hypermatrix bzw. einen Hypervektor handelt. Aus der Definition von Gl. 4.25 sind die Inhalte bekannt. Bei der Formulierung wird komponentenweise pro Prädiktionsschritt N_p in H und g vorgegangen. Dazu werden die Einträge in verallgemeinerter Form aufgeschrieben

$$H = \begin{pmatrix} H_{11} & \varepsilon & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ H_{21} & H_{22} & \varepsilon & \dots & \varepsilon \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} & \dots & \varepsilon \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_p 1} & H_{N_p 2} & \dots & \dots & H_{N_p n} \end{pmatrix}, \quad g = \left(g_{11}, g_{21}, \dots, g_{N_p 1} \right)^T. \quad (\text{B.21})$$

Die Umformulierung wird zunächst für $N_p = 1$ und später für den allgemeinen Fall gezeigt. Für $N_p = 1$ sind H_{11} und g_{11} von Bedeutung. Das Prädiktionsmodell aus Gl. 4.23 besteht aus fünf Zuständen. Damit sind auch H_{11} und g_{11} fünfdimensional mit $\bar{A} \in \mathbb{R}^{5 \times 5}, \bar{B} \in \mathbb{R}^{5 \times 1}$ und $\bar{C} \in \mathbb{R}^{1 \times 5}$. Die Anwendung von $H_{11} = \bar{C}\bar{B}$ ergibt sich komponentenweise zu $H_{11} = \bar{C}(1)\bar{B}(1) \oplus \bar{C}(2)\bar{B}(2) \oplus \bar{C}(3)\bar{B}(3) \oplus \bar{C}(4)\bar{B}(4) \oplus \bar{C}(5)\bar{B}(5)$. Somit folgt für den Ausdruck H_{11} ein $\tilde{y}(k_0 + 1)$ in \mathbb{R} mit

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k_0 + 1) = & \max(\bar{C}(1) + \bar{B}(1) + u(k_0 + 1), \\ & \bar{C}(2) + \bar{B}(2) + u(k_0 + 1), \\ & \bar{C}(3) + \bar{B}(3) + u(k_0 + 1), \\ & \bar{C}(4) + \bar{B}(4) + u(k_0 + 1), \\ & \bar{C}(5) + \bar{B}(5) + u(k_0 + 1)). \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

Für den Ausdruck g_{11} von $\tilde{y}(k_0 + 1)$ folgt komponentenweise mit

$$g_{11} = \bar{C}\bar{A}(1) \oplus \bar{C}\bar{A}(2) \oplus \bar{C}\bar{A}(3) \oplus \bar{C}\bar{A}(4) \oplus \bar{C}\bar{A}(5). \quad (\text{B.23})$$

Umgeschrieben in \mathbb{R} ergibt sich für $\tilde{y}(k_0 + 1)$

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k_0 + 1) = & \max(\bar{C}\bar{A}(1) + \tilde{y}(k_0)(1), \\ & \bar{C}\bar{A}(2) + \tilde{y}(k_0)(2), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \bar{C}\bar{A}(3) + \tilde{y}(k_0)(3), \\ & \bar{C}\bar{A}(4) + \tilde{y}(k_0)(4), \\ & \bar{C}\bar{A}(5) + \tilde{y}(k_0)(5)) \text{ mit } \tilde{y}(k_0) = y(k_0). \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

Für die Umformulierung des Gesamtausdrucks von $\tilde{y}(k_0 + k)$ werden dann Gl.B.22 und Gl.B.24 zusammengesetzt. Wie in den Grundlagen von Gl. B.15 bis Gl. B.17 aufgezeigt, wird nun ein LP-Problem formuliert. Für $N_p = 1$ ergibt sich

$$\min_{\mathbf{y}^*} J = \min_{\mathbf{y}^*} \tilde{y}(k_0 + 1). \quad (\text{B.25})$$

unter den Nebenbedingungen

$$-\tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k=1)}(1) - \tilde{y}(k_0)(1) \quad (\text{B.26})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k=1)}(2) - \tilde{y}(k_0)(2) \quad (\text{B.27})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k=1)}(3) - \tilde{y}(k_0)(3) \quad (\text{B.28})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k=1)}(4) - \tilde{y}(k_0)(4) \quad (\text{B.29})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k=1)}(5) - \tilde{y}(k_0)(5) \quad (\text{B.30})$$

$$\tilde{u}(k_0 + 1) - \tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}(1) - \bar{B}(1) \quad (\text{B.31})$$

$$\tilde{u}(k_0 + 1) - \tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}(2) - \bar{B}(2) \quad (\text{B.32})$$

$$\tilde{u}(k_0 + 1) - \tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}(3) - \bar{B}(3) \quad (\text{B.33})$$

$$\tilde{u}(k_0 + 1) - \tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}(4) - \bar{B}(4) \quad (\text{B.34})$$

$$\tilde{u}(k_0 + 1) - \tilde{y}(k_0 + 1) \leq -\bar{C}(5) - \bar{B}(5), \quad (\text{B.35})$$

wobei $\tilde{y}(k_0) = y(k_0)$ hier die Messwerte, in dem Falle die Übertragungszeit, beschreiben. Auf der linken Seite der Ungleichung stehen die Optimierungsvariablen und auf der rechten Seite der Ungleichung stehen die Messwerte und die Modellierungsparameter. Nun können jedoch auch mehrere Prädiktionsschritte für $N_p > 1$ möglich sein. Eine Verallgemeinerung wird nachstehend aufgezeigt

$$\min_{\mathbf{y}^*} J = \min_{\mathbf{y}^*} \sum_{k=k_1}^{k_1+N_p} \tilde{y}(k_0 + k), \quad k \in [k_1, k_1 + N_p] \quad (\text{B.36})$$

unter den Nebenbedingungen

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k)}(1) - \tilde{y}(k_0)(1) \quad (\text{B.37})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k)}(2) - \tilde{y}(k_0)(2) \quad (\text{B.38})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k)}(3) - \tilde{y}(k_0)(3) \quad (\text{B.39})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k)}(4) - \tilde{y}(k_0)(4) \quad (\text{B.40})$$

$$-\tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}\bar{A}^{(k)}(5) - \tilde{y}(k_0)(5) \quad (\text{B.41})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{B}(1) \quad (\text{B.42})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{B}(2) \quad (\text{B.43})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{B}(3) \quad (\text{B.44})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{B}(4) \quad (\text{B.45})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{B}(5) \quad (\text{B.46})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(1) \quad (\text{B.47})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(2) \quad (\text{B.48})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(3) \quad (\text{B.49})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(1)}\bar{B} \quad (\text{B.50})$$

$$\tilde{u}(k_0 + k) - \tilde{y}(k_0 + k) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(1)}\bar{B}(5) \quad (\text{B.51})$$

⋮

$$\tilde{u}(k_0 + N_P) - \tilde{y}(k_0 + N_P) \leq -\bar{C}(1) - \bar{A}^{(N_P-1)}\bar{B}(1) \quad (\text{B.52})$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_P) - \tilde{y}(k_0 + N_P) \leq -\bar{C}(2) - \bar{A}^{(N_P-1)}\bar{B}(2) \quad (\text{B.53})$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_P) - \tilde{y}(k_0 + N_P) \leq -\bar{C}(3) - \bar{A}^{(N_P-1)}\bar{B}(3) \quad (\text{B.54})$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_P) - \tilde{y}(k_0 + N_P) \leq -\bar{C}(4) - \bar{A}^{(N_P-1)}\bar{B}(4) \quad (\text{B.55})$$

$$\tilde{u}(k_0 + N_P) - \tilde{y}(k_0 + N_P) \leq -\bar{C}(5) - \bar{A}^{(N_P-1)}\bar{B}(5), \quad (\text{B.56})$$

wobei $k \in [k_1, k_1 + N_p]$. Die Anzahl der Nebenbedingungen ist ab dem Prädiktions- schritt von $N_P \geq 2$ um die Anzahl der Zustände im Prädiktionsmodell wachsend. Grund hierfür ist die Prädiktionsmatrix H von Gl. B.21. Hier ist leicht zu sehen, dass pro zunehmenden Prädiktions- schritt N_P auch die Einträge in der Matrix H zunehmen.

An dieser Stelle sei noch erwähnt, dass die Lösung des umformulierten LP-Problems, der Lösung des ursprünglichen Optimierungsproblems aus Gl. 4.34 - Gl. 4.38 entspricht. Mit der Transformation wird lediglich die strukturelle Beschreibungsweise in ein konvexes Problem umformuliert. Die dynamischen Eigenschaften an der Modellbeschreibung werden nicht geändert und somit kommt es zu keinen Informationsverlusten.

Anhang C

Implementierung der Modelle für die Regelung

Die Implementierungen der zentralen und der dezentralen Regelung haben gemein, dass die Schnittstellen von der Software (Matlab) zur Hardware (Beschreibung Kap. 5.1) implementiert werden müssen. Die Schnittstellen werden über das Distributed Object Model Environment (DOME) nachvollzogen. Die nachstehenden Skripte werden dafür beschrieben.

```
function InitialisierungDome()

global useMockup

if useMockup

else
    dome(0);
end
end
%-----  

function [Process ,Listen ,EnableSetValue]=ConnectionFKS(nodeName)
%Aufruf der Funktion – Verbindung zu einem Knoten (FKS)
node=ConnectToNode(nodeName);

%Aufruf der Funktion – Verbindung zu einem Prozesses (DAF)
Process=ConnectToProcess(node);

%Aufruf der Funktion – Reservierung eines Platzes fuer die
%Uebertragungszeit
Listen=ListenFunction(Process);
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```
%Aufruf der Funktion – Implementierung der Stellgroesse  
%Sendezzeitabstand  
EnableSetValue=Function_EnableSetValue( Process );  
  
%Aufruf der Funktion – Sender soll mit der Uebertragung starten  
EnableSetValue2=Function_EnableSetValue2( Process );  
SetValue(2,Process,EnableSetValue2)  
end  
%  
  
function nodeHandle = ConnectToNode( nodeName )  
  
global useMockup  
  
if useMockup  
    nodeHandle = nodeName;  
else  
    nodeHandle = dome(1,nodeName);  
end  
end  
%  
  
function processHandle=ConnectToProcess( node )  
  
global useMockup  
  
if useMockup  
    processHandle = node;  
else  
    processHandle=dome(2,'Funk',node);  
end  
end  
%  
  
function EnableSetValue=Function_EnableSetValue( process )  
  
global useMockup  
  
if useMockup  
    EnableSetValue = 1;  
else  
    EnableSetValue=6;  
    EnableSetValue=dome( EnableSetValue , process , ...
```

```
'Sender ','Sendezzeitabstand ');
end
end
%-----
```

```
function EnableSetValue2=Function_EnableSetValue2(process)

global useMockup

if useMockup
    EnableSetValue2 = 1;
else
    EnableSetValue=6;
    EnableSetValue2=dome(EnableSetValue ,process ,...
        'Sender ','Start ');
end
end
%-----
```

```
function value = GetValue(process ,Listen )

global useMockup

if useMockup
    value = 500;
else
    value = dome(GetValue ,process ,Listen );
end
end
%-----
```

```
function SetValue(value , process , EnableSetValue2)

global useMockup

if useMockup
    else
        dome(SetValue ,process ,EnableSetValue2 ,value );
end
end
%-----
```

C.1 Skript zur Implementierung des Modells für die zentrale Regelung

```

%% Implementierung des Modells fuer die zentrale Regelung
%% Parametrierung der Praediktionsmodells fuer die Regelung
%Gesamtanzahl der FKS
s=3;

%Wahl des Praediktionshorizontes
Np=3;

%w1=w2=w3=w+Delta
w=[450e-06,450e-06,670e-06];      %[s]

%Wahl der unteren Intervallsgrenze fuer FKS 1, FKS 2 und FKS 3
%(zusaetzlich im Testfall 3 und 4)
ulower=[0.04,0.24,0.44];          %[s]
lb=cell(1,s);

%Wahl der oberen Intervallsgrenze fuer FKS1, FKS2 und FKS 3
%(zusaetzlich im Testfall 3 und 4)
upper=[0.14,0.34,0.54];          %[s]
ub=cell(1,s);

%Wahl der unteren Systemgrenze ==> Initialisierung fuer alle FKS
%gleich
usys=0.001;                      %[s]

%Parametrierung der zeitlichen Verzoegerungen an den Transitionen
v1=0.00033015;      %[s]
v2=0.00004;          %[s]
v3=0.00004;          %[s]
v4=0.0000099;        %[s]
vout=0;               %[s]
e=0;
epsilon=-99999;
mu=0.001;

%% Initialisierung der Schnittstelle zwischen Software und
%% Hardware
%Initialisierung einer Mockup -Umgebung zum Offlinetest des

```

C.1. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE ZENTRALE REGELUNG

```
%Reglers
global useMockup
useMockup=false;

%Bestimmung der Gesamtanzahl fuer das Einlesen der Messwerte
n=10000;
Value=zeros(n,1);

%Initialisierung der Stellgroesse u fuer die Implementierung
%auf die Hardware
lastuk=cell(1,s);
lastuk(1,:)={-1};

%Initialisierung der DOME-Schnittstelle zu den Toradexboards
InitialisierungDome()

%Bestimmung der IP- Adresse von den Toradexboards der FKS
%=> hier beispielhaft fuer s=3
nodeName={'CoCoClient1','CoCoClient2','CoCoClient3'};

%Initialisierung der Prozesse zur Uebrtragung der Mess- und
%der Stellwerte
for i=1:s
    [ProcessX,ListenX,EnableSetValueX]=...
        ConnectionFKS(nodeName{i});
    Process(i)=ProcessX;
    Listen(i)=ListenX;
    EnableSetValue(i)=EnableSetValueX;
end

% Berechnung des Praediktionsmodells fuer die Regelung
%Initialisierung der Anfangszustaende pro FKS fuer das Modell
%des Reglers
x01=zeros(n,1);
x02=zeros(n,1);
x03=zeros(n,1);
x04=zeros(n,1);
x0C=zeros(n,1);
x0=cell(s,1);

%Vektorielle Zusammenfassung der Anfangszustaende FKS
%1,2,3,...,s
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```
for i=1:s
    x0{i}=[x01 x02 x03 x04 x0C];
end

%Berechnung der Matrizen ,welche nicht vom Praediktionsschritt
%abhaengen
[Abar ,Abarini ,C,B,Bbar ,Bbarini ]=...
    ModelPrediction (v1 ,v2 ,v3 ,v4 ,vout ,e ,epsilon );

%Definition der Optionen fuer den Loesungsalgorithmus linprog
options=optimoptions ('linprog ','Algorithm ','dual-simplex ',...
    'Display ','none ');

%Definition der Gleichungsnebenbedingungen fuer den
%Loesungsalgorithmus linprog
Aeq = [];
beq = [];

%% Praediktion des Systemverhaltens ueber Np
%% Praediktionsschritte
% Einlesen der Uebertragungszeit als Messgroesse
i=1;
while i<=n

    for j=1:s
        MeasurementUebertragungszeit(i ,j )=...
            GetValue( Process(j) ,Listen(j));
    end

    lambda4_triggered=false;

    for j=1:s
        %-1, falls seit dem letzten Pollen kein neuer Wert empfangen
        %wurde
        if MeasurementUebertragungszeit(i ,j )>-1
            %Ueberschreiben an die Zustandsgroesse und Umrechnung
            x04(i ,j )=...
                MeasurementUebertragungszeit(i ,j)*(10^-6);
            x0C(i ,j )=x04(i ,j );
            lambda4_triggered=true;
        elseif i==1
            x04(i ,j )=0;
    end

```

C.1. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE ZENTRALE REGELUNG

```

        else
            x04(i,j)=x04(i-1,j);
        end
    end

    if lambda4_triggered

%Einschaltbedingung fuer den Regler, ab welcher Nachricht auf
%Koexistenz geprueft werden soll
%      if i<100
%          i=i+1;
%          continue;
%      end

%Pruefen auf Bedingung der Koexistenz zur zeitlichen
%Entkopplung
    someValueChanged = false;
    for m=1:s
        someValueChanged = ...
        someValueChanged || (x04(m)>w(m));
    end

    if someValueChanged

%Start der Rechenzeit fuer die Praediktion des Reglers
    timer=tic;

%Berechnung des Praediktionsmodells ueber den
%Praediktionshorizont Np
    for k=1:Np
%Berechnung der Matrizen pro Praediktionsschritt fuer die
%Umformulierung in LP
    [CABar{k},ABarBbar{k}]=...
        CalculationPredictionmatrices(Abarini,Abar,C,Bbar);

        for j=1:s
%Definition der Zielfunktion; x=[u(s,1),ypred(s,1),z(s,1)]
            f{j,k}=[0 1 1];
%fuer Praediktionsschritt 1
%DUmformulierung der Zielfunktion in LP
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Anfangswerte
%DNebenbedingungen in Abhaengigkeit der Praediktionsmatrix

```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```

if k==1
    A{j ,k}=[0  1  -1
              0  0  -1
              0  -1  0
              0  -1  0
              0  -1  0
              0  -1  0
              0  -1  0
              1  -1  0
              1  -1  0
              1  -1  0
              1  -1  0
              1  -1  0
              ];
    b{j ,k}=[w(j )
              0
              -Cabar{k}(1)-x01(1)
              -Cabar{k}(2)-x01(2)
              -Cabar{k}(3)-x01(3)
              -Cabar{k}(4)-x01(4)
              -Cabar{k}(5)-x01(5)
              -C(1)-Bbar(1)
              -C(2)-Bbar(2)
              -C(3)-Bbar(3)
              -C(4)-Bbar(4)
              -C(5)-Bbar(5)
              ];
end
%fuer Praediktionsschritt 2
%Umformulierung der Zielfunktion in LP
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Anfangswerte
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Praediktionsmatrix
if k==2
    A{j ,k}=[0  1  -1
              0  0  -1
              0  -1  0
              0  -1  0
              0  -1  0
              0  -1  0
              1  -1  0
              1  -1  0

```

```

1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
];
b{j ,k }=[w(j )
0
-Cabar{k }(1)-x01(1)
-Cabar{k }(2)-x01(2)
-Cabar{k }(3)-x01(3)
-Cabar{k }(4)-x01(4)
-Cabar{k }(5)-x01(5)
-C(1)-Bbar(1)
-C(2)-Bbar(2)
-C(3)-Bbar(3)
-C(4)-Bbar(4)
-C(5)-Bbar(5)
-C(1)-AbarBbar{k }(1)
-C(2)-AbarBbar{k }(2)
-C(3)-AbarBbar{k }(3)
-C(4)-AbarBbar{k }(4)
-C(5)-AbarBbar{k }(5)
];
end
%fuer Praediktionschritt 3
%Umformulierung der Zielfunktion in LP
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Anfangswerte
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Praediktionsmatrix
if k==3
    A{j ,k }=[0 1 -1
               0 0 -1
               0 -1 0
               0 -1 0
               0 -1 0
               0 -1 0
               1 -1 0
               1 -1 0

```

```

1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
1 -1 0
];

```

```

b{j ,k}=[w(j )
0
-Cabar{k}(1)-x01(1)
-Cabar{k}(2)-x01(2)
-Cabar{k}(3)-x01(3)
-Cabar{k}(4)-x01(4)
-Cabar{k}(5)-x01(5)
-C(1)-Bbar(1)
-C(2)-Bbar(2)
-C(3)-Bbar(3)
-C(4)-Bbar(4)
-C(5)-Bbar(5)
-C(1)-AbarBbar{1}(1)
-C(2)-AbarBbar{1}(2)
-C(3)-AbarBbar{1}(3)
-C(4)-AbarBbar{1}(4)
-C(5)-AbarBbar{1}(5)
-C(1)-AbarBbar{k}(1)
-C(2)-AbarBbar{k}(2)
-C(3)-AbarBbar{k}(3)
-C(4)-AbarBbar{k}(4)
-C(5)-AbarBbar{k}(5)
];

```

end

%Bestimmung der oberen und unteren Schranke fuer die
%Systemgrenze pro FKS

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```
lb{j}=[ulower(j),-inf,-inf];
ub{j}=[upper(j)-mu,inf,inf];

%Berechnung der Stellgroesse unter dem Aufruf der Funktion
%linprog( ... )
[x{j,k}]=...
    linprog(f{j,k},A{j,k},b{j,k},Aeq,beq,lb{j},ub{j},options);
lastxk1=x{j,k}(1);

%Umrechnung in [mus] fuer die Implementierung auf das reale System
u(j,k)=x{j,k}(1)*10^6;

%Ueberpruefung der Notwendigkeit, ob Wert der Stellgroesse
%bereits auf dem FKS implementiert ist
if u(j,k)==lastuk{j}
    %Implementierung der Stellgroesse auf das reale System
    SetValue(u(j,k),Process(j),...
        EnableSetValue(j));
    lastuk{j}=u(j,k);
    u(j)=x{j,k}(1);
end
end
end

%Ende zur Berechnung der Rechenzeit fuer die Praediktion des
%Reglers
Zeit(i)=toc(timer);
end
i=i+1;
end
end
```

C.2 Skript zur Implementierung des Modells für die dezentrale Regelung

```
%% Implementierung des Modells fuer die dezentrale Regelung,
%% beispielhaft am Controller 1
%% Parametrierung der Praediktionsmodells fuer die Regelung
%%Wahl des Praediktionshorizontes
Np=3;
```

```
%w=w+Delta
w=450e-06;      %[s]
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```
%Wahl der unteren Intervallsgrenze fuer das FKS
ulower=0.04;      %[s]

%Wahl der oberen Intervallsgrenze fuer das FKS
uupper=0.14;      %[s]

%Wahl der unteren Systemgrenze
usys=0.001;       %[s]

%Parametrierung der zeitlichen Verzoegerungen an den Transitionen
v1=0.00033015;   %[s]
v2=0.00004;       %[s]
v3=0.000004;     %[s]
v4=0.0000099;    %[s]
vout=0;           %[s]
e=0;
epsilon=-99999;
mu=0.001;

%% Initialisierung der Schnittstelle zwischen Software und Hardware
%Initialisierung einer Mockup -Umgebung zum Offlinetest des Reglers
global useMockup
useMockup=false;

%Bestimmung der Gesamtanzahl fuer das Einlesen der Messwerte
n=10000;
Value=zeros(n,1);

%Initialisierung der Stellgroesse u fuer die Implementierung auf
%die Hardware
lastuk=-1;
lastxk=-1;

%Initialisierung der DOME-Schnittstelle zu den Toradexboards
InitialisierungDome()

%Bestimmung der IP- Adresse von den Toradexboards der FKS
%=> hier beispielhaft fuer s=3
nodeName='CoCoClient1';

%Initialisierung der Prozesse zur Uebrtragung der Mess- und der
```

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```
%Stellwerte
[Process ,Listen ,EnableSetValue]=ConnectionFKS(nodeName);
%% Berechnung des Praediktionsmodells fuer die Regelung
%Initialisierung der Anfangszustaende des FKS fuer das Modell
%des Reglers
x01=zeros(n,1);
x02=zeros(n,1);
x03=zeros(n,1);
x04=zeros(n,1);
x0C=zeros(n,1);

%Vektorielle Zusammenfassung der Anfangszustaende
x0=[x01 x02 x03 x04 x0C];

%Berechnung der Matrizen, welche nicht vom Praediktionsschritt
%abhaengen
[Abar,Abarini,C,B,Bbar,Bbarini]=...
    ModelPrediction(v1,v2,v3,v4,vout,e,epsilon);

%Definition der Optionen fuer den Loesungsalgorithmus linprog
options=optimoptions('linprog','Algorithm','dual-simplex',...
    'Display','none');

%Definition der Gleichungsnebenbedingungen fuer den
%Loesungsalgorithmus linprog
Aeq = [];
beq = [];

%% Kooperation der FKS untereinander zum Austausch der
%% Stellgroessen
%Initialisierung fuer FKS 1 und FKS 2
s=3;
Systems={'System1','System2','System3'};
unsortedUs=zeros(s-1,1);

%Initialisierung der Austauschdatei fuer die Kooperation
if s > 1
    m={ InitM2M( Systems{1} ), InitM2M( Systems{2} ) };
    p(1)=0;
    p(2)=0;
    for i=3:s
        m{i}=InitM2M( Systems{i} );
    end
end
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```
p(i)=0;
end
else
    m=InitM2M( Systems{1} );
    p(1)=0;
end
%% Praediktion des Systemverhaltens ueber Np
%% Praediktionsschritte
% Einlesen der Uebertragungszeit als Messgroesse
i=1;
while i<=n
    MeasurementUebertragungszeit(i)=GetValue( Process , Listen );
    lambda4_triggered=false;

% -1, falls seit dem letzten Pollen kein neuer Wert empfangen
% wurde
    if MeasurementUebertragungszeit(i)>-1
        %Ueberschreiben an die Zustandsgroesse und Umrechnung
        x04(i)=MeasurementUebertragungszeit(i)*(10^-6);
        x0C(i)=x04(i);
        lambda4_triggered=true;
    elseif i==1
        x04(i)=0;
    else
        x04(i)=x04(i-1);
    end

    if lambda4_triggered

%Einschaltbedingung fuer den Regler, ab welcher Nachricht auf
%Koexistenz geprueft werden soll
%      if i<100
%          i=i+1;
%          continue;
%      end

%Pruefen auf Bedingung der Koexistenz zur zeitlichen
%Entkopplung
    someValueChanged = false;

    if x04(i)>w
```

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```
%Start der Rechenzeit fuer die Praediktion des Reglers
timer=tic;

%Berechnung des Praediktionsmodells ueber den
%Praediktionshorizont Np
    for k=1:Np

%Berechnung der Matrizen pro Praediktionsschritt fuer
%die Umformulierung in LP
[Cabar{k},AbarBbar{k}]=...
    CalculationPredictionmatrices(Abarini,Abar,C,Bbar);

%Definition der Zielfunktion; x=[u(s,1),ypred(s,1),z(s,1)]
f{k}=[0 1 1];
%fuer Praediktionsschritt 1
%Umformulierung der Zielfunktion in LP
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Anfangswerte
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Praediktionsmatrix
    if k==1
        A{k}=[0 1 -1
              0 0 -1
              0 -1 0
              0 -1 0
              0 -1 0
              0 -1 0
              0 -1 0
              1 -1 0
              1 -1 0
              1 -1 0
              1 -1 0
              1 -1 0
              ];
        b{k}=[w
              0
              -Cabar{k}(1)-x01(1)
              -Cabar{k}(2)-x01(2)
              -Cabar{k}(3)-x01(3)
              -Cabar{k}(4)-x01(4)
              -Cabar{k}(5)-x01(5)
              -C(1)-Bbar(1)
              -C(2)-Bbar(2)
              -C(3)-Bbar(3)
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```

-C(4)-AbarBbar{k}(4)
-C(5)-AbarBbar{k}(5)
];
end
%fuer Praediktionsschritt 3
%Umformulierung der Zielfunktion in LP
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Anfangswerte
%Nebenbedingungen in Abhaengigkeit der Praediktionsmatrix
if k==3
    A{k}=[0 1 -1
           0 0 -1
           0 -1 0
           0 -1 0
           0 -1 0
           0 -1 0
           0 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           1 -1 0
           ];
b{k}=[w
       0
       -CAbar{k}(1)-x01(1)
       -CAbar{k}(2)-x01(2)
       -CAbar{k}(3)-x01(3)
       -CAbar{k}(4)-x01(4)
       -CAbar{k}(5)-x01(5)
       -C(1)-Bbar(1)
       -C(2)-Bbar(2)

```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

```
-C(3)-Bbar(3)
-C(4)-Bbar(4)
-C(5)-Bbar(5)
-C(1)-AbarBbar{1}(1)
-C(2)-AbarBbar{1}(2)
-C(3)-AbarBbar{1}(3)
-C(4)-AbarBbar{1}(4)
-C(5)-AbarBbar{1}(5)
-C(1)-AbarBbar{k}(1)
-C(2)-AbarBbar{k}(2)
-C(3)-AbarBbar{k}(3)
-C(4)-AbarBbar{k}(4)
-C(5)-AbarBbar{k}(5)
];
end

%Bestimmung der oberen und unteren Schranke fuer die
%Systemgrenze pro FKS
%Hierbei wird der kooperative Charakter genutzt durch
%die anderen FKS genutzt
%Stellgroesse u^(1,1) wird von FKS 1 uebergeben
%System1 ist immer diese Instanz des FKS, andere FKS sind
%ab s=2
%Sortieren der Uebertragungszeiten der anderen KFS
for nn=2:s
    unsortedUs(nn-1)=ReadM2M(m{nn},p(nn),unsortedUs(nn-1));
end

sortedUs=sort(unsortedUs);

lb(1)=usys;
for nn=2:s
    uu=sortedUs(nn-1);
    ub(nn-1)=uu-2*mu;
    lb(nn)=uu+mu;
end
ub(s)=0.14;

%Berechnung der Stellgroesse unter dem Aufruf der
%Funktion linprog(....)
%Wegen den Begrenzungen folgt eine Unterscheidung in dem Aufruf
for nn=1:s
```

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```

[x{k},fval,exitflag]=...
linprog(f{k},A{k},b{k},Aeq,beq,lb(nn),ub(nn),options);
if exitflag == 1 && lastxk~=x{k}(1)
    break;
end
lastxk1=x{k}(1);

%Umrechnung in mus fuer die Implementierung auf das reale
%System
u(k)=x{k}(1)*10^6;

%Ueberpruefung der Notwendigkeit, ob Wert der Stellgroesse
%bereits auf dem FKS implementiert ist
if u(k)~=lastuk
%Implementierung der Stellgroesse auf das reale System
    SetValue(u(k),Process,EnableSetValue);
    lastuk=u(k);
    u=x{k}(1);
%Berechnete Stellgroesse wird an die anderen FKS ueberschrieben

        WriteM2M(m{1},x{k}(1),i);
    end
end
%Ende zur Berechnung der Rechenzeit fuer die Praediktion
%des Reglers
    Zeit(i)=toc(timer);
end
i=i+1;
end
end
%-----
```

```

function [m]=InitM2M(name)

file=strcat(name,'.bin');
f=fopen(file,'w');
fwrite(f,[0;0],'double');

fclose(f);

m=memmapfile(file,'Format','double','Writable',true);
end
```

ANHANG C. IMPLEMENTIERUNG DER MODELLE FÜR DIE REGELUNG

%

```
function [new_u,new_p]=ReadM2M(m,p,u1)

global useMockup

if useMockup
    new_u=0.01;
    new_p=0;
else
    new_p=m.Data(1);
    if new_p > p
        new_u=m.Data(2);
    else
        new_u=u1;
    end
end
end
%
```

```
function WriteM2M(m,ul,i)
%Funktion nur zum Schreiben der Datei mit der berechneten
%Stellgroesse in den Arbeitsspeicher
```

```
global useMockup

if useMockup

else
    m.Data(2)=ul;
    m.Data(1)=i;
end
end
```

Für die Berechnung der Prädiktionsmatrizen werden die nachstehenden Skripte implementiert und in die Hauptskripte der zentralen und dezentralen Regelung eingebunden.

```
function [c] = multmaxplus(A1,A2)
```

```
n=size(A1);
m=size(A2);
c=zeros(n(1,1),m(1,2));

for i=1:n(1,1)
```

C.2. IMPLEMENTIERUNG DES MODELLS FÜR DIE DEZENTRALE REGELUNG

```
for j=1:m(1 ,2)
    c(i ,j)=-inf ;
    for k=1:m
        c(i ,j)=max(c(i ,j),max(A1(i ,k)+A2(k ,j)));
    end
end
%
function [Abar,Abarini ,C,B,Bbar ,Bbarini ]=...
    ModelPrediction(v1 ,v2 ,v3 ,v4 ,vout ,e ,epsilon )
%
%Bestimmung der Systemmatrix fuer die Praediktion
Astar=[e epsilon epsilon epsilon epsilon ;
       v2 e epsilon epsilon epsilon ;
       v2+v3 v3 e epsilon epsilon ;
       v2+v3+v4 v3+v4 v4 e epsilon ;
       epsilon epsilon epsilon epsilon e];
A1=[epsilon epsilon epsilon epsilon epsilon ;
     epsilon epsilon epsilon vout epsilon ];
Abar=multmaxplus(Astar ,A1);
Abarini=zeros(length(Abar));
%
%Bestimmung des Eingangsvektors fuer die Praediktion
B=[v1 ; epsilon ; epsilon ; epsilon ; epsilon ];
Bbar=multmaxplus(Astar ,B);
Bbarini=zeros(length(Bbar));
%
%Bestimmung des Ausgangsvektors fuer die Praediktion
C=[epsilon epsilon epsilon e e];
end
%
function [CAbar,AbarBbar]=CalculationPredictionmatrices ...
    (Abarini ,Abar ,C ,Bbar )
Abarini=multmaxplus(Abarini ,Abar );
CAbar=multmaxplus(C ,Abarini );
AbarBbar=multmaxplus(Abarini ,Bbar );
end
```

Anhang D

Messergebnisse zur Validierung der Regelung

D.1 Auswertung der Messergebnisse für das Modell der zentralen Regelung

Testfall 1:

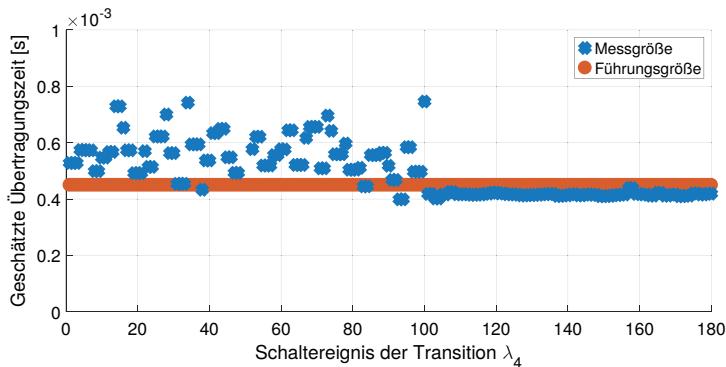


Abbildung D.1: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 2, Testfall 1

Hierbei wird für $u^{(2,1)} = 4,0400 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ berechnet.

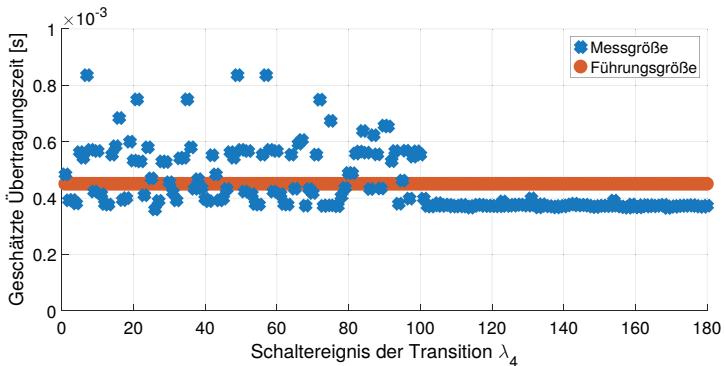


Abbildung D.2: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit von FKS 3 ohne zentrale Regelung, Testfall 1

Hierbei wird für $u^{(3,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ beibehalten.

Testfall 2:

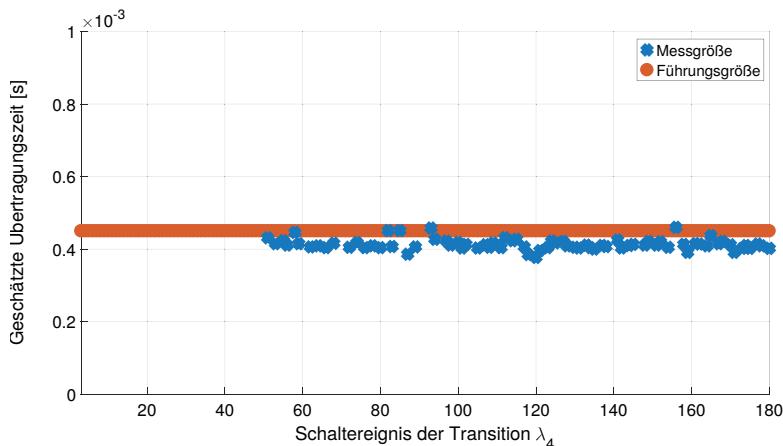


Abbildung D.3: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung mit Hinblick auf FKS 2, Testfall 2

FKS 2 fängt erst zu einem späteren Zeitpunkt (nach 10 s) an die Nachrichten zu übertragen. Wie leicht zu sehen ist, erfüllt der Regler von Beginn an seine Anforderungen. Es wird ein Sendezeitabstand von $u^{(2,1)} = 4,0374 \cdot 10^{-2} s$ errechnet.

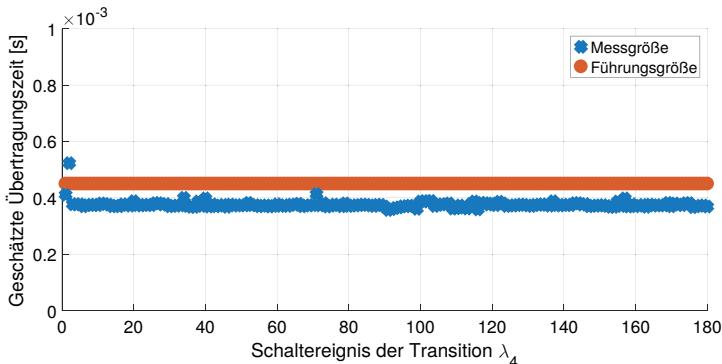


Abbildung D.4: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit von FKS 3 ohne zentrale Regelung, Testfall 2

Bei der Übertragung der Nachrichten von FKS 3 wird zu Anfang ein Interferenzverhalten festgestellt. Hierbei ist zu erwähnen, dass der Regler von FKS 1 aktiv wird und dies daher tolerierbar ist. Da FKS 3 nicht an dem Regler angebunden ist, bleibt ein Sendezeitabstand von $u^{(3,1)} = 1 \cdot 10^{-1}$ s beibehalten.

Testfall 3:

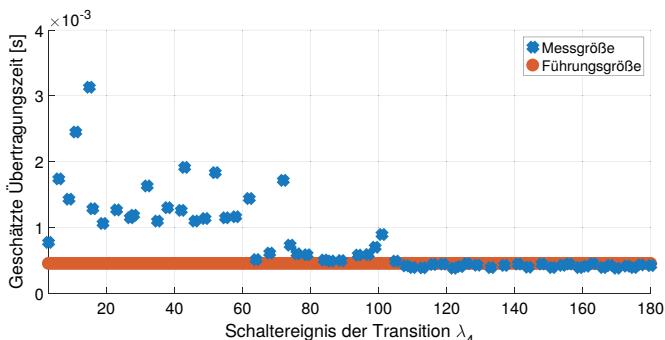


Abbildung D.5: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 2, Testfall 3

Der Regler hat einen Sendezeitabstand von $u^{(2,1)} = 4,2800 \cdot 10^{-3}$ s berechnet. Hierbei fällt auf, dass der Ereignisbereich ohne Regelung ($k < 100$) wesentlich höher im Wertebereich der geschätzten Übertragungszeit ist, nahezu das 4-fache, als der Rest der Messreihen in den Testfällen. Das FKS 2 überträgt auf dem Kanal 7 seine Nachrichten. Das FKS 4 mit BT überträgt in diesem Frequenzbereich ebenfalls seine Nachrichten. Dazu kommt, dass dieses FKS auch zusätzlich von den anderen WLAN der FKS beeinflusst wird. Der Regler hat also hier mehr einzutreten, was dieser jedoch auf Grundlage der zeitlichen Entkopplung schafft.

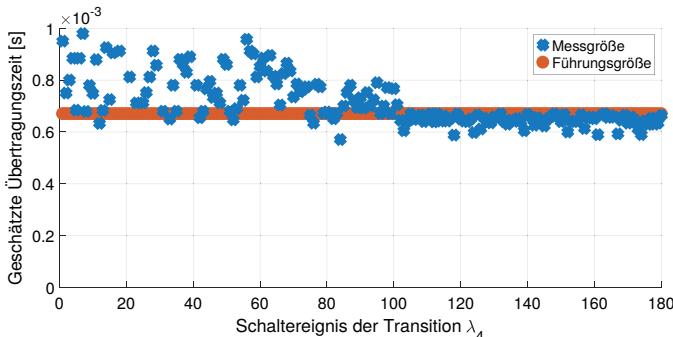


Abbildung D.6: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 3, Testfall 3

Der Regler hat einen Sendezeitabstand von $u^{(3,1)} = 4,4800 \cdot 10^{-3} s$ berechnet.

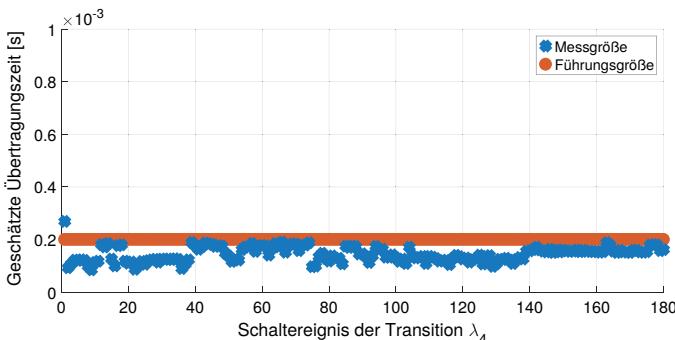


Abbildung D.7: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit für FKS 4 ohne zentrale Regelung, Testfall 3

Da dieses FKS keinem Regler unterliegt, wird der Sendezeitabstand mit $u^{(4,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ beibehalten. Auch wenn FKS 4 keinen Regler integriert hat, wird in Abhängigkeit von den Systemstreuungen eine Führungsgröße von $w = 200 \cdot 10^{-6} s$ vorgegeben. Die Führungsgröße dient hier lediglich als Maß dafür, ob die Wertebereiche der Messwerte unter den Anforderungen bleiben.

Testfall 4:

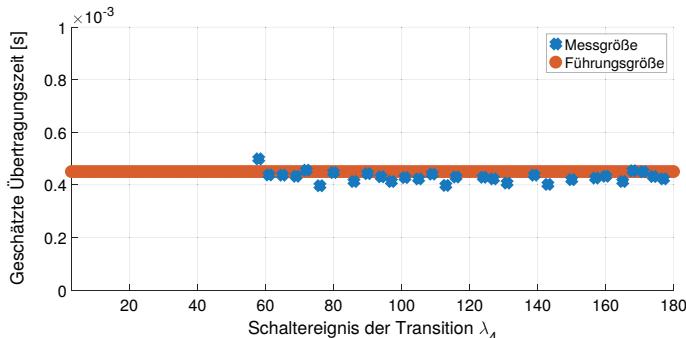


Abbildung D.8: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 2, Testfall 4

Das FKS 2 wird nach ca. 10 s aktiviert. Zu Beginn ist eine zusätzliche Verzögerung der Nachrichtenübertragung zu verzeichnen. Der Regler berechnet daraufhin einen Sendezeitabstand von $u^{(2,1)} = 4,2800 \cdot 10^{-3} \text{ s}$. Der Regler erfüllt seine Anforderungen. Die Streuungen, welche hierbei für den restlichen Verlauf entstehen, werden vernachlässigt. Wie bereits erwähnt, ist der Rechenalgorithmus noch nicht echtzeitfähig.

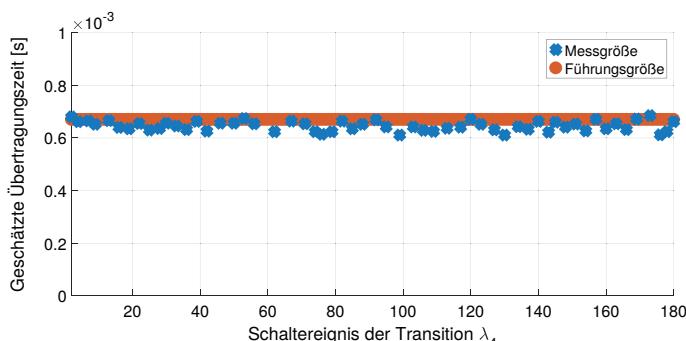


Abbildung D.9: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der zentralen Regelung für FKS 3, Testfall 4

Der Regler hat einen Sendezeitabstand von $u^{(3,1)} = 7,0100 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ berechnet. Der Regler erfüllt seine Anforderungen.

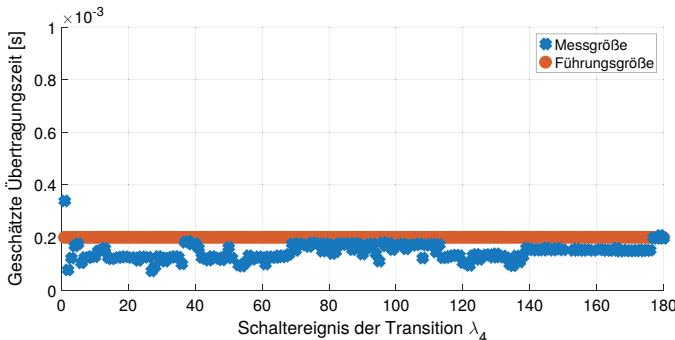


Abbildung D.10: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit für FKS 4 ohne zentrale Regelung, Testfall 4

Da dieses FKS keinem Regler unterliegt, wird der Sendezeitabstand mit $u^{(4,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ beibehalten. Auch wenn FKS 4 keinen Regler integriert hat, wird in Abhängigkeit von den Systemstreuungen eine Führungsgröße von $w = 200 \cdot 10^{-6} s$ vorgegeben. Die Führungsgröße dient hier lediglich als Maß dafür, ob die Wertebereiche der Messwerte unter den Anforderungen bleiben.

D.2 Auswertung der Messergebnisse für das Modell der dezentralen Regelung

Testfall 1:

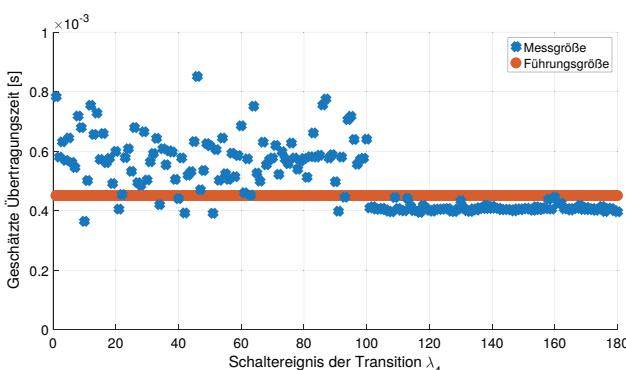


Abbildung D.11: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung von FKS 2, Testfall 1

Hierbei wird für $u^{(2,1)} = 4,0374 \cdot 10^{-3} s$ berechnet.

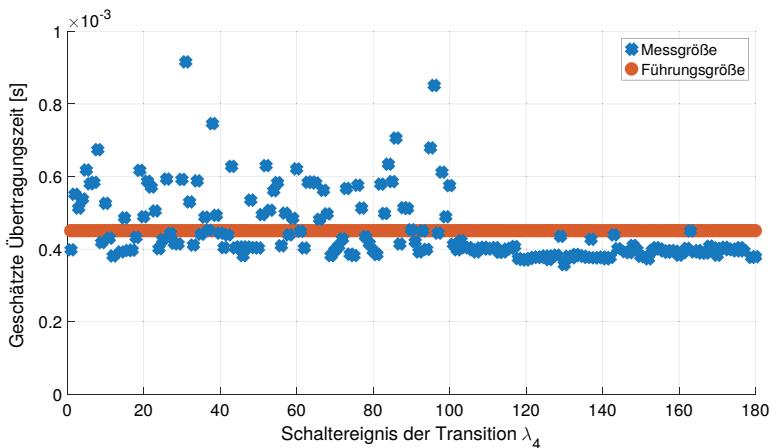


Abbildung D.12: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit von FKS 3 ohne dezentrale Regelung, Testfall 1

Hierbei wird für $u^{(3,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ beibehalten.

Testfall 2:

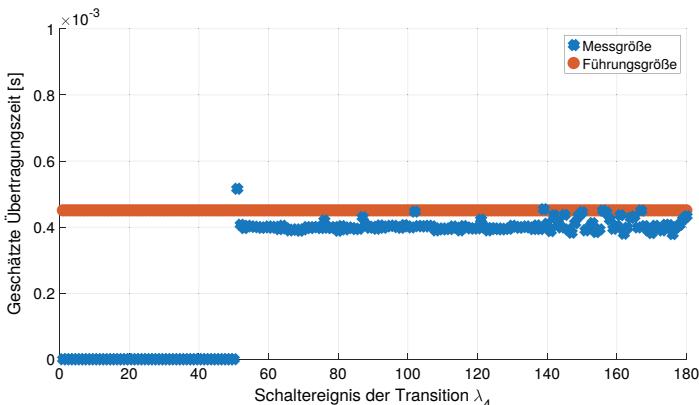


Abbildung D.13: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung des Reglers von FKS 2, Testfall 2

Abb. D.13 zeigt das Übertragungsverhalten der Nachrichten von FKS 2. Dieses FKS fängt erst zu einem späteren Zeitpunkt an die entsprechenden Nachrichten zu übertragen. Wie leicht zu sehen ist, erfüllt der Regler von Beginn an seine Anforderungen. Es wird ein Sendezzeitabstand von $u^{(2,1)} = 4,0374 \cdot 10^{-3} s$ errechnet. Abb. D.14 zeigt das Verhalten von FKS 3. Dieses ist nicht mit einem Regler versehen und damit bleibt ein Sendezzeitabstand von $u^{(3,1)} = 1 \cdot 10^{-1}$ bestehen.

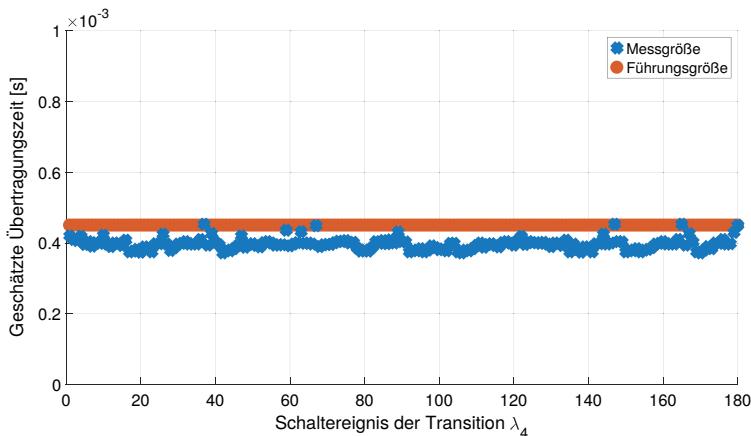


Abbildung D.14: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit von FKS 3 ohne dezentrale Regelung, Testfall 2

Testfall 3:

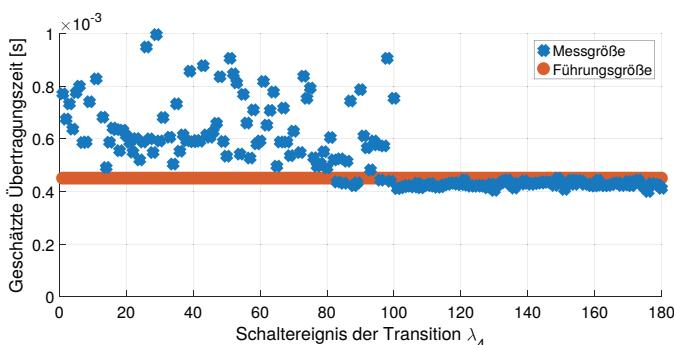


Abbildung D.15: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 2, Testfall 3

Ab einem Ereignis von $\lambda_4(k = 100)$ berechnet der Regler einen Sendezeitabstand von $u^{(2,1)} = 1,0075 \cdot 10^{-1}$ s. Der Regler erfüllt seine Anforderungen.

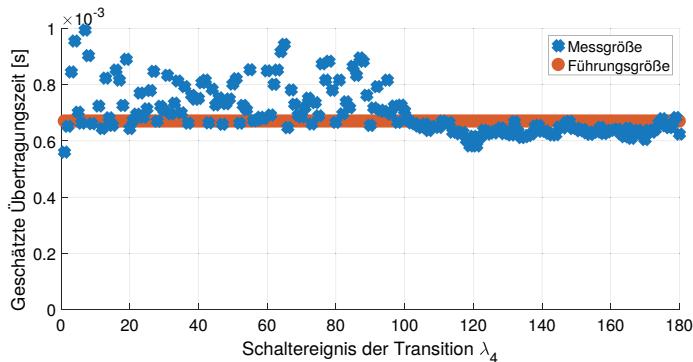


Abbildung D.16: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 3, Testfall 3

Ab einem Ereignis von $\lambda_4(k = 100)$ berechnet der Regler einen Sendezeitabstand von $u^{(3,1)} = 4,1871 \cdot 10^{-2} \text{ s}$. Der Regler erfüllt seine Anforderungen.

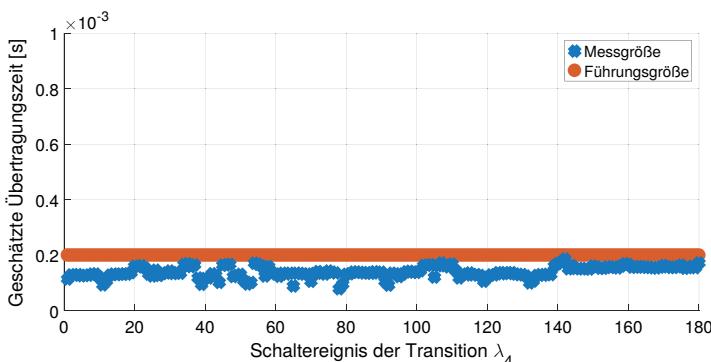


Abbildung D.17: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit für FKS 4 ohne dezentrale Regelung, Testfall 3

Bei der Funktechnologie, womit das FKS ausgestattet ist, handelt es sich um BT. Hier wird der Sendezeitabstand von $u^{(4,1)} = 1 \cdot 10^{-1} \text{ s}$ beibehalten, da keine Regelung integriert ist. Wie hier zu sehen ist, werden die Anforderungen an die Nachrichtenübertragung für alle Ereignisse erfüllt. Es spielt keine Rolle, ob die Regelung bei WLAN integriert ist oder nicht. Dies liegt an der höheren Priorität bei der Nachrichtenübertragung von BT im Vergleich zu WLAN. Für BT gibt es verschiedene Leistungsklassen. Die verwendeten BT-Sticks gehören zu der Leistungsklasse mit 1 mW Ausgangsleistung. Sie senden damit unmittelbar und warten nicht.

Testfall 4:

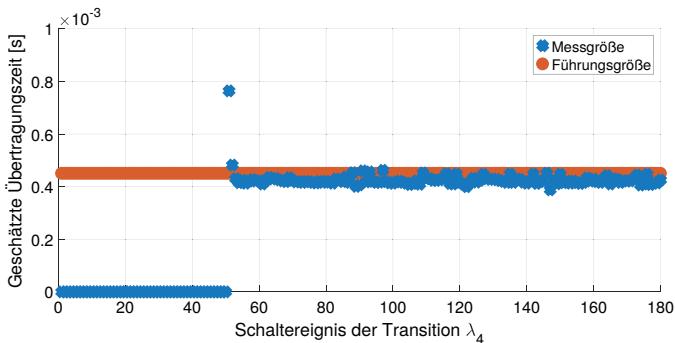


Abbildung D.18: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 2, Testfall 4

Das FKS 2 wird nach ca. 10 s aktiviert. Zu Beginn ist eine Verzögerung der Nachrichtenübertragung zu verzeichnen. Der Regler berechnet daraufhin einen Sendezeitabstand von $u^{(2,1)} = 4,0374 \cdot 10^{-2} \text{ s}$. Der Regler erfüllt seine Anforderungen. Die Streuungen, welche hierbei für den restlichen Verlauf entstehen, werden vernachlässigt. Wie bereits erwähnt, ist der Rechenalgorithmus noch nicht echtzeitfähig.

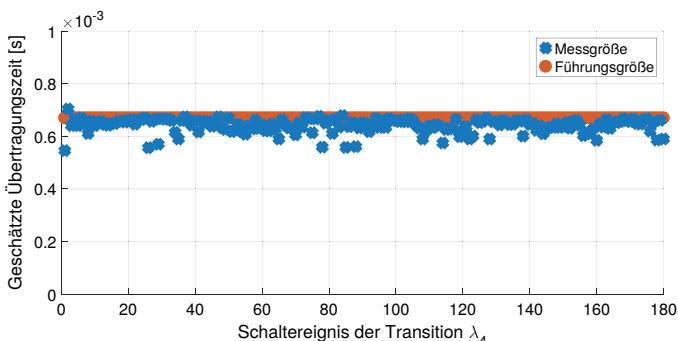


Abbildung D.19: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit zur Validierung der dezentralen Regelung für FKS 3, Testfall 4

Der Regler berechnet einen Sendezeitabstand von $u^{(3,1)} = 4,7482 \cdot 10^{-2} \text{ s}$. Der Regler erfüllt seine Anforderungen.

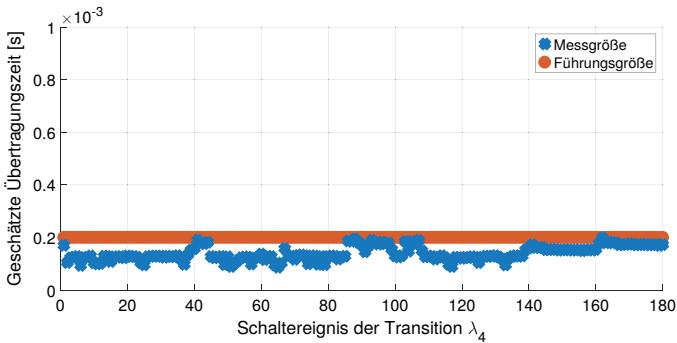


Abbildung D.20: Darstellung der geschätzten Übertragungszeit für FKS 4 ohne dezentrale Regelung, Testfall 4

Da dieses FKS keinem Regler unterliegt, wird der Sendezeitabstand von $u^{(4,1)} = 1 \cdot 10^{-1} s$ beibehalten.

Glossar

Aktualisierungszeit (englisch Update Time)

Die Aktualisierungszeit ist definiert als der Zeitabschnitt von der Übergabe des letzten atomaren Bestandteils der Nutzdaten einer Quelle an der Referenzschnittstelle eines Ziels bis zur Übergabe des letzten atomaren Bestandteils der unmittelbar nachfolgend übertragenen Nutzdaten von der gleichen Quelle. Im Idealfall entspricht die Aktualisierungszeit dem Sendezeitabstand. Das heißt, die übertragenen Nutzdaten werden an der Referenzschnittstelle des Ziels in denselben zeitlichen Abständen übernommen, wie sie an der Referenzschnittstelle der Quelle übergeben wurden, Vergleich [RSGK16].

Antwortzeit (englisch Response Time)

Die Antwortzeit bezieht sich auf die Übertragung einer Anforderungsnachricht und der zugehörigen Antwortnachricht. Sie beinhaltet neben der Zeit für den Transport der Nachrichten auch die Zeit zur Erstellung der Antwortnachricht. Die Antwortzeit ist der Zeitabschnitt von der Übergabe des ersten atomaren Bestandteils der Anforderungsnachricht an der Bezugsschnittstelle bis zur Übergabe des letzten atomaren Bestandteils der zugehörigen Antwortnachricht an derselben Referenzschnittstelle [GHKR17].

Anwendungsfall (englisch Use Case)

Als Anwendungsfall wird eine informale Beschreibung einer Klasse von Anwendungen bezeichnet [RSGK16].

Anwendungsprofil (englisch Application Profile) Ein Anwendungsprofil ist eine semi-formale Beschreibung von Anwendungsfällen mithilfe anwendungsbezogener Einflussgrößen [RSGK16].

Betrachtungsraum (englisch Field of Consideration)

Der Betrachtungsraum beschreibt eine Abstraktion des Anwendungsbereiches der industriellen Funkkommunikation [RHG07].

Datendurchsatz (englisch Data Throughput)

Der Datendurchsatz ist die Anzahl von Nutzdaten, die pro Zeiteinheit am Target von der

Kommunikationsfunktion an die Anwendungsfunktion übergeben werden [RSGK16].

Einflussgröße (englisch Influencing Value)

Parameter oder physikalische Größe, deren Wert Einfluss auf den Wert einer oder mehrere Kenngrößen hat [VDI17].

Frequenzband (englisch Frequency Band)

Bereich im Frequenzspektrum, dem durch Regulierungsbehörden bestimmte Anwendungen zur Nutzung zugeteilt sind [VDI17].

Frequenzkanal (englisch Frequency Channel)

Bereich des Frequenzspektrums, der durch eine untere und eine obere Grenzfrequenz oder durch Mittenfrequenz und Bandbreite gekennzeichnet ist [VDI17].

Funkkommunikationssystem (englisch Wireless Communication System)

Das Funkkommunikationssystem als Betrachtungseinheit stellt sich als Menge logischer Verbindungen dar, deren Nachrichtenübertragungen von einer Menge von Funkgeräten über ein oder mehrere Medien realisiert wird. Die bereitzustellende Funktion des Kommunikationssystems besteht darin, für alle logischen Verbindungen der örtlich verteilten Anwendung, Folgen von Nachrichten zu übertragen [GHKR17].

Funklösung (englisch Wireless Solution)

Implementierung oder Instanz eines Funkkommunikationssystems [VDI17].

Führungsgröße (englisch Reference Value)

Die Führungsgröße beinhaltet den Sollwert der Regelgröße, welche die festlegende Eingangsgröße eines Vergleichsgliedes einer Regeleinrichtung ist.[iec13].

Kenngröße (englisch Characteristic Value)

Physikalische oder mathematische Größe, die zur Charakterisierung des Zeit- und Fehlerverhaltens von Funklösungen dienen kann [VDI17].

Koexistenz (englisch Coexistence)

Zustand, in dem alle Funkkommunikationslösungen einer Anlage, die ein gemeinsames Medium nutzen, alle Kommunikationsanforderungen ihrer Anwendung erfüllen [IEC14].

Koexistenzmanagement (englisch Coexistence Management)

Prozess zur Herstellung und Erhaltung von Koexistenz mit Hilfe von technischen und organisatorischen Maßnahmen [IEC14].

Logische Verbindung (englisch Logical Link)

Gerichtete Kommunikationsverbindung zwischen der Anwendung eines Funkgerätes (Quelle) zur Anwendung eines anderen Funkgerätes (Ziel) [VDI17].

Medienbelegung (englisch Channel Occupation)

Der Begriff Medienbelegung bezeichnet die Gesamtzeit, in der ein Funksystem einen Frequenzbereich nutzt, um Daten zu übertragen. Diese Zeit beinhaltet über die reine Übertragung der Nutzdaten hinaus auch alle Zeitanteile, die für die Abarbeitung des Übertragungsprotokolls erforderlich sind [VDI17].

Nutzdatenlänge (englisch User Data Length)

Anzahl der Oktette, die an der Bezugsschnittstelle ausgetauscht werden [VDI17].

Nachrichtenverlustrate (englisch Message Lost Rate)

Die Nachrichtenverlustrate (NVR) charakterisiert das Verhältnis von verlorenen Nachrichten zu den gesendeten Nachrichten, welche folgendermaßen definiert ist:

$$NVR = \frac{(N_{TX} - N_{RX})}{N_{TX}}, \quad (1)$$

wobei N_{TX} und N_{RX} die Anzahl aller gesendet Nachrichten und die Anzahl der erfolgreich empfangenen Nachrichten darstellen [RSGK16].

Physikalische Verbindung (englisch Physical Link)

Physikalische Verbindungen bestehen zwischen jeweils zwei Funkgeräten, zwischen Funkgerät und Infrastrukturgerät bzw. zwischen Infrastrukturgeräten. Die Endpunkte einer physikalischen Verbindung sind die Aus- und Eingänge des Radio-Frontend [Ind17].

Quelle (englisch Source)

Als Quelle wird der Sender bezeichnet.

Referenzschnittstelle (englisch Reference Interface)

Für eine eindeutige Definition von Kenngrößen sind Bezugspunkte festzulegen, mit denen die zu ermittelnden Kenngrößenwerte verknüpft sind. Aus Sicht einer automatisierungs-technischen Anwendung sind dafür die Schnittstellen zwischen der Anwendung und der Funklösung geeignet. Diese Schnittstelle wird als Referenzschnittstelle der Funklösung bezeichnet. Es gibt weder Empfehlungen noch Standards für die Gestaltung einer Referenzschnittstelle. Funklösungen bieten verschiedene serielle Anschlüsse und Protokolle an, aber auch Funktions- oder Speicherschnittstellen in einem Gerät, Vergleich [IEC14].

Regelabweichung (englisch Error Value)

Die Regelabweichung ist die Differenz zwischen Führungsgröße und Regelgröße [iec13].

Regelgröße (englisch Measurement Value)

Die Regelgröße ist eine Ausgangsgröße der Regelstrecke, auf die eine oder mehrere Stellgrößen wirken [iec13].

Effektive Strahlungsleistung (englisch Effective Radiated Power)

Produkt aus der in eine Antenne eingespeisten Leistung und dem Antennengewinn [VDI17].

Sendezeitabstand (englisch Transfer Interval)

Zeitdifferenz zwischen aufeinanderfolgenden Übertragungen von Nutzdaten von der Automatisierungsanwendung über die Kommunikationschnittstelle zum Kommunikationsmodul [IEC14].

Stellgröße (englisch Manipulated Value)

Die Stellgröße ist die Ausgangsgröße der Regeleinrichtung, die auch eine Eingangsgröße der Regelstrecke ist [iec13].

Störung (englisch Disturbance; Interference)

Beeinträchtigung des Empfangs eines Nutzsignals durch eine Funkstörgröße [IEC16].

Ziel (englisch Target)

Als Ziel wird der Empfänger bezeichnet.

Zuverlässigkeit (englisch Dependability)

Zusammenfassender Ausdruck zur Beschreibung der Verfügbarkeit und ihrer Einflussfaktoren Funktionsfähigkeit, Instandhaltbarkeit und Instandhaltungsbereitschaft [VDI17].

Übertragungszeit (englisch Transmission Time)

Die Übertragungszeit ist der Zeitabschnitt von der Übergabe des ersten atomaren Bestandteils der Nutzdaten (Bit, Oktet) an der Referenzschmittstelle einer Quelle und der Übergabe des letzten atomaren Bestandteils derselben Nutzdaten an der Referenzschmittstelle eines Ziels. Die Übertragungszeit kann zur Bewertung des Koexistenzzustandes herangezogen werden [RSGK16].

Eigene Publikationen

- [RSGK16] RAUCHHAUPT, L., D. SCHULZE, A. GNAD und M. KRAETZIG: *Requirement Profiles in RWCI*. Technischer Bericht 1, ifak e.V. Magdeburg, September 2016.
- [SJ18] SCHULZE, D. und U. JUMAR: *Controller Concept for an Automated Coexistence Management*. In: *3rd IFAC CESCIT, IFAC-PapersOnLine*, Faro, Portugal, 6. - 8. Juni 2018.
- [SJ19] SCHULZE, D. und U. JUMAR: *Modellierung der Koexistenz industrieller Funkkommunikationssysteme*. at - Automatisierungstechnik, 67(1):60–68, 2019.
- [SK18] SCHULZE, D. und O. KRUEGER: *Stabilitaetsanalyse fuer heterogene Funkkommunikationssysteme im Bereich Industrie 4.0*. In: *Entwurf komplexer Automatisierungssysteme (EKA2018)*, ISBN 978-3-944722-64-1, Magdeburg, Deutschland, 2. - 3. Mai 2018.
- [SKRJ17] SCHULZE, D., O. KRUEGER, L. RAUCHHAUPT und U. JUMAR: *Koexistenzsicherung von Funkloesungen fuer Industrie 4.0*. In: *13. Magdeburger Maschinenbautage*, Magdeburg, Deutschland, 27. - 28. September 2017.
- [SR16] SCHULZE, D. und L. RAUCHHAUPT: *A Control Engineering Approach for an Automated Coexistence Management*. In: *4th IFAC Symposium on Telematics Application (TA'16)*, IFAC-PapersOnLine, Band 49, Seiten 284 – 289, Porto Alegre, Brasilien, 6. - 9. November 2016.
- [SRJ17] SCHULZE, D., L. RAUCHHAUPT und U. JUMAR: *Coexistence for Industrial Wireless Communication Systems in the Context of Industrie 4.0*. In: *Australian and New Zealand Control Conference (ANZCC'17)*, Gold Coast, Australien, 17. - 20. Dezember 2017.
- [SRKJ17] SCHULZE, D., L. RAUCHHAUPT, M. KRAETZIG und U. JUMAR: *Coexistence Plant Model for an Automated Coexistence Management*. In: *20th IFAC World Congress (WC'17)*, IFAC-PapersOnLine, Band 50, Seiten 355–362, Toulouse, Frankreich, 9. - 14. Juli 2017.

- [SZ18a] SCHULZE, D. und H. ZIPPER: *A Decentralised Control Algorithm for an Automated Coexistence Management*. In: *57th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'18)*, Seiten 4187–4193, Miami Beach, USA, 17. - 19. Dezember 2018.
- [SZ18b] SCHULZE, D. und H. ZIPPER: *Koexistenz drahtloser Kommunikationssysteme im Kontext von Industrie 4.0*. In: *AUTOMATION 2018, Seamless Convergence of Automation & IT*, Baden-Baden, Deutschland, 3. - 4. Juli 2018. VDI Verlag GmbH.
- [SZJ18] SCHULZE, D., H. ZIPPER und U. JUMAR: *Modelling and Simulation of the Interference Behaviour in Industrial Wireless Communication*. In: *1st IEEE International Conference on Industrial Cyber-Physical Systems (ICPS-2018)*, Sankt Petersburg, Russland, 15. - 18. Mai 2018.

Betreute wissenschaftliche Arbeiten

- [Bak16] BAKR, A.: *Ermittlung der zeitlichen Mediumsnutzung drahtloser Netzwerke.* Technischer Bericht, ifak e. V. Magdeburg, 2016.
- [Kru17] KRUEGER, O.: *Analyse von Fehlermodellen fuer die robuste Regelung des Medienzugriffs von IEEE 802.11 -Geraeten.* Diplomarbeit, Hochschule Magdeburg-Stendal, 2017.

Literaturverzeichnis

- [ABFS08] ANGRISANI, L., M. BERTOCCHI, D. FORTIN und A. SONA: *Experimental Study of Coexistence Issues based between IEEE 802.11b and IEEE 802.15.4 Wireless Networks.* IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 57(8):1514 – 1523, 2008.
- [ACI18] ACIA, WORKING GROUP 5G: *5G for Connected Industries and Automation.* Technischer Bericht, ZVEI German Electrical and Electronic Manufacturers Association, 2018.
- [AFN04] ALLGOEWER, F., R. FINDEISEN und Z. K. NAGY: *Nonlinear Model Predictive Control: From Theory to Application.* Journal of the Chinese Institute of Chemical Engineers, 35(3):299–315, 2004.
- [ALS⁺18] AYOUBI, S., N. LIMAM, M. SALAHUDDIN, N. SHAHRIAR, R. BOUTABA, F. ESTRADA-SOLANO und O. CAICEDO: *Machine Learning for Cognitive Network Management.* IEEE Communications Magazine, 2018.
- [AMW12] AHMAD, K., U. MEIER und S. WITTE: *Predictive Opportunistic Spectrum Access Using Markov Models.* In: *17th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA 2012)*, Krakau, Polen, 17. - 21. September 2012.
- [Arb12] ARBEITSKREIS I4.0: *Umsetzungsempfehlungen fuer das Zukunftsprojekt Industrie 4.0.* Technischer Bericht, Promotorengruppe Kommunikation, 2012.
- [ASM11] AHMAD, K., G. SHRESTHA und U. MEIER: *Real-Time Issues of Predictive Modeling for Industrial Cognitive Radios.* In: *IEEE 9th International Conference on Industrial Informatics - INDIN 2011*, Lissabon, Portugal, 26. - 29. Juli 2011.
- [BCOQ92] BACCELLI, F., G. COHEN, G. OLSDER und J. QUADRAT: *Synchronization and Linearity : An Algebra for Discrete Event Systems.* Wiley and Sons, 1992.
- [Blu01] Core Specification of the Bluetooth System Specification, 2001.

- [BM13] BLOCK, D. und U. MEIER: *Wireless Deterministic Medium Access: A Novel Concept Using Cognitive Radio*. In: *The Third International Conference on Advances in Cognitive Radio - COCORA 2013*, Venedig, Italien, 21. - 26. April 2013.
- [BvdB00] B.D.SCHUTTER und T. VAN DEN BOOM: *Model Predictive Control for Max-Plus Linear Systems*. In: *American Control Conference (ACC 2000)*, Seiten 4046–4050, Chicago, USA, 28. - 30. Juni 2000.
- [CGQ99] COHEN, G., S. GAUBERT und J. QUADRAT: *Max-plus Algebra and System Theory : Where We Are and Where to go now*. In: *IFAC Annual Reviews in Control*, Band 23, Seiten 207–219, 1999.
- [CL08] CASSANDRAS, C.G. und S. LAFORTUNE: *Introduction to Discrete Event Systems*. Springer, 2 Auflage, 2008.
- [CLO95] CASSANDRAS, C., S. LAFORTUNE und G. OLSDER: *Trends in Control - A European Perspective*, Kapitel Discrete Event Systems, Seiten 217–291. Springer, 1995.
- [CMQV89] COHEN, G., P. MOLLER, J. QUADRAT und M. VIOT: *Algebraic Tools for the Performance Evaluation of Discrete Event Systems*. In: *IEEE Proceedings*, Band 77, Seiten 39–58, 1989.
- [CT17] COTTLE, R. W. und M. N. THAPA: *Linear and Nonlinear Optimization*, Band 253. Springer, 2017.
- [DLR13] DLRE.V.: *Zukunfts bild Industrie 4.0*. Technischer Bericht, Bundesministerium fuer Bildung und Forschung (BMBF), 2013.
- [FA515] FA5.21: *Messtechnische Performance-Bewertung von Funkloesungen fuer industrielle Automatisierungsanwendungen*. Technischer Bericht, VDI/VDE-GMA, 2015.
- [Fin04] FINDEISEN, ROLF: *Nonlinear Model Predictive Control: A Sampled-Data Feedback Perspective*. Doktorarbeit, University of Stuttgart, 2004.
- [GGR08] GNAD, A., L. GOLLUB und L. RAUCHHAUPT: *Multi-Functional Interface for Tests of Industrial Wireless Solutions*. In: *Embedded World Conference Proceedings Session 13-03*, Nuernberg, Deutschland, 26. - 28. Februar 2008.
- [GHKR17] GNAD, A., E. HINTZE, M. KRAETZIG und L. RAUCHHAUPT: *Aspekte der Zuverlaessigkeitsbewertung in ZDKI*. Technischer Bericht, ifak e.V. Magdeburg, 2017.

- [GKS⁺11] GNAD, A., M. KRAETZIG, J. SCHADE, R. SCHOENROCK, S. TRIKALIOTIS und L. RAUCHHAUPT: *Software Defined Radio und Cognitive Radio in der industriellen Automation*. Technischer Bericht ISBN 978-3-8163-0614-6, ifak e.V. Magdeburg, 2011.
- [GTS08] GEIERHOFER, S., L. TONG und B. M. SADLER: *Cognitive Medium Access: Constraining Interference Based on Experimental Models*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 26(1), 2008.
- [Hay05] HAYKIN, S.: *Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communication*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 23(2), 2005.
- [iec13] International Electrotechnical Vocabulary Part 351: Control technology (IEC 60050-351:2013, 2013.
- [IEC14] IEC62657-2: Ed1: Industrial Communication Networks: Wireless Communication Networks Part 2: Coexistence Management. Technischer Bericht, IEC, 2014.
- [IEC16] IEC62657-1: Ed1: Industrial Communication Networks: Wireless Communication Networks Part 1: Wireless Communication Requirements and Spectrum Conditions. Technischer Bericht, IEC, 2016.
- [IEC18] IEC62657-4: Ed1: Industrial Communication Networks: Wireless Communication Networks Part 4: Coexistence Management with Central Coordination of Wireless Applications. Technischer Bericht, IEC, 2018.
- [Ind17] Woerterbuch IndustrialRadio, 2017.
- [KF11] KOEGEL, M. und R. FINDEISEN: *A Fast Gradient Method for Embedded Linear Predictive Control*. In: 18th IFAC World Congress (WC'18), IFAC-PapersOnLine, Milano, Italien, 28. August - 02. September 2011.
- [KR08] KRAETZIG, M. und L. RAUCHHAUPT: *Parameters to Assess Coexistence of Industrial Wireless Solutions*. In: 5th International Symposium on Automatic Control, Book of Abstracts, Seiten 1–3, Wismar, Deutschland, 18. - 19. September 2008.
- [KR15] KRAETZIG, M. und L. RAUCHHAUPT: *Koordinierung heterogener industrieller Funkkommunikation durch ein zentrales Koexistenzmanagement*. In: Conference proceedings published on USB stick, ISBN 978-3-944722-33-7, Magdeburg, Deutschland, 17. - 18. November 2015.
- [Kra17] KRAETZIG, M.: *Studie zur Integration von Funkkommunikationssystemen in SINETPLAN (Siene)*. Technischer Bericht, ifak e.V. Magdeburg, 2017.

- [KWS17] KARRENBAUER, M., A. WEINAND und H. D. SCHOTTEN: *On Hybrid MAC Approaches within MC-CDMA Systems for the use in Wireless Industrial Communications.* In: *Proceedings of 23th European Wireless Conference;*, Dresden, Deutschland, 17. - 19. Mai 2017.
- [LRR12] LASORTE, N.J., S. A. RAJAB und H. H. REFAI: *Experimental Assessment of Wireless Coexistence for 802.15.4 in the Presence of 802.11g/n.* In: *2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Seiten 473 – 479, ISBN: 978-1-4673-2061-0, 6. - 10. August 2012.
- [Lun06] LUNZE, JAN: *Ereignisdiskrete Systeme: Modellierung und Analyse dynamischer Systeme mit Automaten, Markovketten und Petrinetzen.* Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2006.
- [LZZ⁺17] LI, R., Z. ZHAO, X. ZHOU, G. DING, Y. CHEN, Z. WANG und H. ZHANG: *Intelligent 5G: When Cellular Networks Meet Artificial Intelligence.* IEEE Wireless Communications, 24(5):175–183, 2017.
- [PTH⁺08] POLLIN, S., I. TAN, B. HODGE, C. CHUN und A. BAHAI: *Harmful Coexistence between 802.15.4 and 802.11: A Measurement-based Study.* In: *Proceedings of the 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom '08)*, Singapur, Singapur, 15. - 17. Mai 2008.
- [Rai16] RAISCH, J.: *Vorlesungsunterlagen: Discrete Event Systems (Version 1.6).* Technischer Bericht, TU Berlin, 2016.
- [RE13] RAUCHHAUPT, L. und S. ELPASS: *Coexistence considerations for wireless CAN systems with safety-requirements.* In: *14th international CAN Conference (iCC)*, Seiten 07–10 – 07–17, Paris, Frankreich, 12. - 13. November 2013.
- [RHG07] RAUCHHAUPT, L., E. HINTZE und A. GNAD: *Ueber die Bewertung der Zuverlaessigkeit industrieller Funkloesungen - Die theoretischen Grundlagen.* atp - automatisierungstechnische Praxis, 49(3):38 – 47, 2007.
- [RSG⁺18] RAFIQUE, D., T. SZYRKOWIEC, H. GRIESSEMER, A. AUTENRIETH und J. ELBERS: *Cognitive Assurance Architecture for Optical Network Fault Management.* Journal of Lightwave Technology, 36(7):1443–1450, April 2018.
- [RSGK16] RAUCHHAUPT, L., D. SCHULZE, A. GNAD und M. KRAETZIG: *Requirement Profiles in RWCI.* Technischer Bericht 1, ifak e.V. Magdeburg, September 2016.

- [SBSL06] SHUAIB, K., M. BOULMALF, F. SALLABI und A. LAKAS: *Co-existence of Zigbee and WLAN, a Performance Study*. In: *Proceedings of the International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (IFIP '06)*, Bangalore, Indien, 11. - 13. April 2006.
- [SC17] SIOSHANSI, R. und A. J. CONEJO: *Optimization in Engineering: Models and Algorithms*, Band 120. Springer, 2017.
- [Sch13] SCHIMSCHAR, A.: *Modellierung des Zeit- und Fehlerverhaltens industrieller Funklösungen zur Bewertung der Koexistenz*. Doktorarbeit, Otto-von-Guericke-Universitaet Magdeburg, 2013.
- [SG05] SIKORA, A. und V.F. GROZA: *Coexistence of IEEE802.15.4 with other systems in the 2.4 GHz-ISM-band*. In: *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC '05)*, Ottawa, Kanada, 16. - 19. Mai 2005.
- [SK12] SCHIMSCHAR, A. und M. KRAETZIG: *Assessment of LBT Systems Using Petri Net Modelling*. In: *CESCIT 2012 - 1st IFAC Conference on Embedded Systems, Computational Intelligence and Telematics in Control*, Seiten 289–295, Wuerzburg, Deutschland, 3. - 5. April 2012.
- [SvdB01a] SCHUTTER, B. DE und T. VAN DEN BOOM: *Model Predictive Control for Max-Plus-Linear Discrete Event Systems*. Automatica, 37:1049 – 1056, 2001.
- [SvdB01b] SCHUTTER, BART DE und TON VAN DEN BOOM: *Model Predictive Control for Max-Min-Plusscaling Systems*. In: *Proceedings of the 2001 IEEE American Control Conference*, Seiten 319–324, Arlington, USA, 25. - 27. Juni 2001.
- [SVL⁺12] SUN, C., G. P. VILLARDI, Z. LAN, Y. D. ALEMSEGED, H. N. TRAN und H. HARADA: *Optimizing the Coexistence Performance of Secondary-User Networks Under Primary-User Constraints for Dynamic Spectrum Access*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61(8):3665 – 3676, 2012.
- [TBG⁺11] TYTGAT, L., M. BARRIE, V. GONCALVES, O. YARON, I. MOERMAN, P. DEMEESTER, S. POLLIN, P. BALLON und S. DELAERE: *Techno Economical Viability of Cognitive Solutions for a Factory Scenario*. In: *IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*, Seiten 254 – 264, Aachen, Deutschland, 2011.
- [TYP⁺12] TYTGAT, L., O. YARON, S. POLLIN, I. MOERMAN und P. DEMEESTER: *Avoiding Collisions between IEEE 802.11 and IEEE 802.15.4 through Co-existence Aware clear Channel Assessment*. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012.

- [Unb07] UNBEHAUEN, H.: *Regelungstechnik 1: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linear kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*, Band 14. Vieweg, 2007.
- [vdBS02] BOOM, T. VAN DEN und B. D. SCHUTTER: *Properties of MPC for Max-Plus-Linear Systems*. European Journal of Control, 8:453 – 462, 2002.
- [VDI17] VDI: *Funkgestuetzte Kommunikation in der Automatisierungstechnik: Mess-technische Performancebewertung von Funkloesungen fuer industrielle Automatisierungsanwendungen, VDI/ VDE 2185 ,Blatt 4*. Technischer Bericht, VDI VDE, 2017.
- [WB08] WANG, Y. und S. BOYD: *Fast Model Predictive Control Using Online Optimization*. In: *17th IFAC World Congress (WC08), IFAC-PapersOnLine*, Seoul, Suedkorea, 6.-11. Juli 2008.
- [Wet04] WETJENS, DENNIS: *Discrete Event System Analysis using the Max-Plus-Algebra*. Diplomarbeit, Eindhoven University of Technology, 2004.
- [WLA] IEEE 802.11n.
- [WMP⁺14] WINTER, J., I. MULLER, C. PEREIRA, S. SAVAZZI, L. BECKER und J. NETTO: *Coexistence issues in Wireless Networks for Factory Automation*. In: *12th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, Porto Alegre, Brasilien, 27. - 30. Juli 2014.
- [WMPN14] WINTER, J., I. MULLER, C. PEREIRA und J. NETTO: *Towards a WirelessHART Network with Spectrum Sensing*. In: *19th IFAC World Congress (WC'14), IFAC-PapersOnLine*, Seiten 9744 – 9749, Kapstadt, Suedafrika, 24.-29. August 2014.
- [WMS⁺15] WINTER, J., I. MULLER, G. SOATTI, S. SAVAZZI, M. NICOLI, L. BECKER, J. NETTO, und C. PEREIRA: *Wireless Coexistence and Spectrum Sensing in Industrial Internet of Things: An Experimental Study*. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2015.
- [WSBU17] WIEBUSCH, N., P. SOEFFKER, D. BLOCK und U. MEIER: *A Multidimensional Resource Allocation Concept for Wireless Coexistence Management*. In: *22nd IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA '17)*, Limassol, Zypern, 13. - 15. September 2017.
- [XYH⁺18] XIE, J., F. YUY, T. HUANG, R. XIE, J. LIU, C. WANGZ und Y. LIU: *A Survey of Machine Learning Techniques Applied to Software Defined Networking (SDN): Research Issues and Challenges*. IEEE Communications Surveys and Tutorials, August 2018.

- [YA09] YUECEK, F. und H. ARSLAN: *A Survey of Spectrum Sensing Algorithm for Cognitive Radio Applications.* Communication Surveys and Tutorials IEEE, 11(1):116–130, 2009.
- [YXG11] YANG, D., Y. XU und M. GIDLUND: *Wireless Coexistence between IEEE 802.11 and IEEE 802.15.4-based Networks: A Survey.* International Journal of Distributed Sensor Networks, 2011.
- [ZVE09] ZVEI: *Coexistence of Wireless Systems in Automation Technology: Explanations on Reliable Parallel Operation of Wireless Radio Solution.* Technischer Bericht 1, ZVEI - Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie, 2009.

Ehrenerklärung

„Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die Hilfe eines kommerziellen Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Dritte haben von mir weder unmittelbar noch mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen. Verwendete fremde und eigene Quellen sind als solche kenntlich gemacht. Ich möchte insbesondere hervorheben, dass die methodische Anwendung der Herangehensweise für die Problemlösung zum technologieübergreifenden und automatisierten drahtlosen Koexistenzmanagement, was die zeitliche Entkopplung der Nachrichtenübertragung verschiedener Funkkommunikationssysteme beinhaltet, von mir selbst stammt. Weiterhin habe ich nicht wissentlich:

- Ergebnisse erfunden oder widersprüchliche Ergebnisse verschwiegen,
- statistische Verfahren absichtlich missbraucht, um Daten in ungerechtfertigter Weise zu interpretieren,
- fremde Ergebnisse oder Veröffentlichungen plagiert,
- fremde Forschungsergebnisse verzerrt wiedergegeben.

Mir ist bekannt, dass Verstöße gegen das Urheberrecht Unterlassungs- und Schadensersatzansprüche des Urhebers sowie eine strafrechtliche Ahndung durch die Strafverfolgungsbehörden begründen kann.

Ich erkläre mich damit einverstanden, dass die Dissertation gegebenenfalls mit Mitteln der elektronischen Datenverarbeitung auf Plagiate überprüft werden kann.

Die vorliegende Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form als Dissertation eingereicht und ist als Ganzes auch noch nicht veröffentlicht.“

Darina Schulze-Zipper
Magdeburg, 22.10.2019

Werden Sie Autor im VDI Verlag!

Publizieren Sie in „Fortschritt- Berichte VDI“



Veröffentlichen Sie die Ergebnisse Ihrer interdisziplinären technikorientierten Spitzenforschung in der renommierten Schriftenreihe **Fortschritt-Berichte VDI**. Ihre Dissertationen, Habilitationen und Forschungsberichte sind hier bestens platziert:

- **Kompetente Beratung und editorische Betreuung**
- **Vergabe einer ISBN-Nr.**
- **Verbreitung der Publikation im Buchhandel**
- **Wissenschaftliches Ansehen der Reihe Fortschritt-Berichte VDI**
- **Veröffentlichung mit Nähe zum VDI**
- **Zitierfähigkeit durch Aufnahme in einschlägige Bibliographien**
- **Präsenz in Fach-, Uni- und Landesbibliotheken**
- **Schnelle, einfache und kostengünstige Abwicklung**

PROFITIEREN SIE VON UNSEREM RENOMMEE!
www.vdi-nachrichten.com/autorwerden

VDI verlag

Die Reihen der Fortschritt-Berichte VDI:

- 1 Konstruktionstechnik/Maschinenelemente
- 2 Fertigungstechnik
- 3 Verfahrenstechnik
- 4 Bauingenieurwesen
- 5 Grund- und Werkstoffe/Kunststoffe
- 6 Energietechnik
- 7 Strömungstechnik
- 8 Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik
- 9 Elektronik/Mikro- und Nanotechnik
- 10 Informatik/Kommunikation
- 11 Schwingungstechnik
- 12 Verkehrstechnik/Fahrzeugtechnik
- 13 Fördertechnik/Logistik
- 14 Landtechnik/Lebensmitteltechnik
- 15 Umwelttechnik
- 16 Technik und Wirtschaft
- 17 Biotechnik/Medizintechnik
- 18 Mechanik/Bruchmechanik
- 19 Wärmetechnik/Kältetechnik
- 20 Rechnerunterstützte Verfahren (CAD, CAM, CAE CAQ, CIM ...)
- 21 Elektrotechnik
- 22 Mensch-Maschine-Systeme
- 23 Technische Gebäudeausrüstung

ISBN 978-3-18-526908-0