



HELMUT SCHMIDT
UNIVERSITÄT

Universität der Bundeswehr Hamburg

Hans-Jörg Körber

**Konzeptstudie zur Implementierung eines
modularen echtzeitfähigen drahtlosen
Sensor-/Aktornetzes
für die
Fertigungsautomatisierung**

**Konzeptstudie zur Implementierung eines
modularen echtzeitfähigen drahtlosen Sensor-/Aktornetzes
für die Fertigungsautomatisierung**

Vom Fachbereich Elektrotechnik

**der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte**

**DISSERTATION
vorgelegt von**

**Hans-Jörg Körber
aus Würselen**

Hamburg 2007

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. G. Scholl

2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. U. Zölzer

Tag des Abschlusses der mündlichen Prüfung: 11.07.2007

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiteroffizier an der Professur für Elektrische Messtechnik an der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg.

An dieser Stelle möchte ich mich zunächst bei meinem Doktorvater Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. G. Scholl dafür bedanken, dass er mir diese Arbeit ermöglichte und sie stets durch Anregungen und Ratschläge intensiv unterstützte und förderte.

Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. U. Zölzer danke ich für seine Bereitschaft zur Anfertigung des Zweitgutachtens und Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. J. Horn für die Übernahme des Vorsitzes des Promotionsausschusses.

Des Weiteren gilt mein besonderer Dank den wissenschaftlichen Mitarbeitern der Professur für Elektrische Messtechnik in Person von Herrn Dr.-Ing. R. Heynicke und Herrn Dipl.-Ing. H. Wattar. Der von ihnen mir gegenüber erbrachte „Input“ bezüglich der Hard- und Softwareentwicklung hat maßgeblich zu dem Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Weiterhin möchte ich mich bei den technischen Mitarbeitern der Professur für Elektrische Messtechnik in Person von Herrn Petersson und Herrn Torkewitz für die jederzeit freundliche und tatkräftige Unterstützung meiner Arbeit bedanken.

Ebenso bedanke ich mich recht herzlich bei meinen Diplomanden Herrn Dipl.-Ing. P. Kansy und Herrn Dipl.-Ing. S. Menzel für ihren hohen persönlichen Einsatz.

Schließlich möchte ich meiner Ehefrau Astrid Körber und meinem Sohn Aron meinen aufrichtigen Dank aussprechen. Ihre Geduld und Verständnis, mit der sie die zahlreichen Entbehrungen während der Zeit meiner Dissertation hingenommen haben, verdient meinen allergrößten Respekt.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Stand der Technik	7
2.1	Kopplungsprinzipien drahtgebundener und drahtloser Netze	7
2.2	Forschungsprojekte und wissenschaftliche Arbeiten.....	9
2.3	Funksysteme für die Fertigungsautomatisierung.....	13
3	Systemanforderungen	17
3.1	Forschungsprojekt „Energieautarke Aktor-/ Sensorsysteme“	17
3.2	VDI/VDE-Richtlinie 2185	18
3.3	Bussysteme auf Sensor-/Aktorebene als Vergleichsmaßstab	19
3.3.1	AS-Interface	23
3.4	Zusammenfassung	25
4	Systementwurf	27
4.1	Analyse verfügbarer Frequenzbereiche	27
4.2	Funkkanal in industrieller Umgebung	29
4.2.1	Pfadverlust	31
4.2.2	Langsamer Schwund.....	35
4.2.3	Schneller Schwund	38
4.2.4	Statische Kanalmessung	46
4.3	Netzwerktopologie.....	58
4.4	Analyse von Mehrfachzugriffsverfahren	59

4.5	Analyse verfügbarer Funktechnologien	64
4.5.1	802.11 b/g (WLAN)	64
4.5.2	802.15-Standards	67
4.5.3	nanoNET	74
4.5.4	WirelessUSB	75
4.5.5	(Upbanded) DECT	76
4.5.6	Bewertung	77
4.6	Systemarchitektur	77
5	Systemimplementierung	85
5.1	Hardware	85
5.1.1	Hardwareauswahl	85
5.1.2	Basisstation	97
5.1.3	Sensor-/Aktormodul	99
5.2	Software	100
5.2.1	Basisstation	107
5.2.2	Sensor-/Aktormodul	109
6	Systemeigenschaften	113
6.1	Echtzeiteigenschaften	114
6.2	Energieverbrauch	119
6.3	Koexistenz	122
6.3.1	Störung des WSA durch IEEE 802.11 b/g (WLAN)	124
6.3.2	Störung des WSA durch IEEE 802.15.1 (BT)	125
6.3.3	Störung des WSA durch IEEE 802.15.4	126
7	Zusammenfassung	129

1 Einleitung

Mitte der 90er Jahre wurde die Mobilkommunikation in Form der auf dem GSM-Standard basierenden zellularen Mobilfunknetze erstmals für eine breite Öffentlichkeit zugänglich. Die zellulare Mobilfunkkommunikation etablierte sich dabei in einem nahezu atemberaubenden Tempo und wurde sehr schnell zu einer Selbstverständlichkeit im Alltagsleben der Menschen. Dieser Durchbruch der zellularen Mobilfunknetze schuf die Ausgangsbasis für den anhaltenden Erfolg zahlreicher drahtloser Techniken in den Bereichen der Unterhaltungselektronik und der Bürokommunikation.

Einhergehend mit dem Erfolg der verschiedenen (standardisierten) Funktechnologien sind aufgrund der Massenproduktion hoch entwickelte funkbasierte Kommunikationstechnologien zu verhältnismäßig niedrigen Preisen verfügbar. Dies trifft zwar nicht ausschließlich, aber vor allem auf das weltweit für Anwendungen in den Bereichen „Industrial, Scientific, and Medical“ (ISM) verfügbare Frequenzband bei 2,4 GHz zu, für das mittlerweile zahlreiche Standards und proprietäre Funktechnologien existieren.

Gleichzeitig ist die Produktivität und damit einhergehend die Wirtschaftlichkeit eines industriellen Fertigungsprozesses in zunehmendem Maße abhängig von der Leistungsfähigkeit der eingesetzten Leit- und Steuerungsanlage. Einen Trend bildet hierbei die Dezentralisierung der Automatisierungsgeräte (Steuerungen, Sensoren, Aktoren etc.). Dabei nimmt insbesondere die Zahl der unmittelbar am Produktionsprozess eingesetzten Automatisierungskomponenten vielfach einen hohen Wert an. Insofern gewinnt die Vernetzung dieser zahlreichen Automatisierungsgeräte und die Schaffung passender Kommunikationssysteme eine immer größere Bedeutung.

Vor diesem Hintergrund sind in den letzten Jahren verstärkt Bestrebungen festzustellen, Funktechnologien auch im industriellen Umfeld zum Einsatz zu bringen. Angesichts des Wunsches nach mehr Flexibilität und Mobilität in der Fertigung, nach einfacherer und kostengünstiger Installierbarkeit und Inbetriebnahme der Steuerungssysteme sowie nach

einem Einsatz auch unter extremen Umgebungsbedingungen lassen drahtlose Kommunikationssysteme als auf den ersten Blick ideale Lösung für die industrielle Fertigungsautomatisierung erscheinen.

Nichtsdestotrotz werden in vielen industriellen Applikationen harte Anforderungen hinsichtlich Zuverlässigkeit und deterministischem Zeitverhalten an die eingesetzten Kommunikationssysteme gestellt. Diese Anforderungen sind zunächst unvereinbar mit den konträren Eigenschaften der (Mobil-)Funkübertragung, welche in industrieller Umgebung durch eine höhere Störanfälligkeit und somit schlechtere Zuverlässigkeit im Vergleich zu kabelgebundener Kommunikation gekennzeichnet ist. Insofern ist der vermeintliche Vorteil der Funkübertragung gegenüber kabelgebundenen Kommunikationssystemen in Form geringerer Stillstandszeiten aufgrund von Kabelfehlern als äußerst fragwürdig zu bewerten. Die Diskrepanz zwischen den Anforderungen der Fertigungsautomatisierung einerseits und den Eigenschaften der mobilen Funkübertragung andererseits wird sich keinesfalls zu hundert Prozent beseitigen lassen. Jedoch sollte sich mit geeigneten Verfahren und Methoden bzw. einer geschickten Kombination unterschiedlicher Lösungsansätze die mobile Funkübertragung in Bezug auf Zuverlässigkeit und Deterministik zumindest insoweit an die Anforderungen der Fertigungsautomatisierung anpassen lassen, dass eine den kabelgebundenen Systemen vergleichbare Performance erreicht werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wird das neuartige Konzept eines modularen, echtzeitfähigen, drahtlosen Sensor-/Aktornetzes (Wireless Sensor Actuator Network, WSAN) für die Fertigungsautomatisierung vorgestellt. Im Detail wird ebenfalls ein zellular aufgebautes Funksystem vorgeschlagen, wobei aber die Funkkommunikation des WSAN im Gegensatz zu [83] komplett, d.h. sowohl in der Basisstation (BS) als auch in den mobilen Systemkomponenten, mit Hilfe des Einsatzes von HF-Standardbausteinen realisiert wird. Dabei erfolgt wie in dem zuvor aufgeführten System der erforderliche Austausch der Steuerungsdaten zwischen einer gleichzeitig als Gateway zum übergeordneten kabelgebundenen Steuerungssystem (Superior Control Unit, SCU) operierenden BS und den mobilen Kommunikationsknoten des WSAN. Letztere werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Sensor-/Aktormodule (SAM) bezeichnet, da mit ihnen die funkbasierte Anbindung der Sensoren und Aktoren (SA) an die BS realisiert wird. Neben der Erfüllung der auf der Sensor-/Aktorebene gestellten Echtzeitanforderungen wird als weiteres Ziel dieser Arbeit die energieautarke Betriebsweise der SAMs angestrebt. Es soll dem späteren Anwender des WSAN die Möglichkeit geboten werden, die SAMs unabhängig von einer kabelgebundenen Energieversorgung zu

betreiben. Hierzu ist es zwingend notwendig, den Energiebedarf der SAMs zu minimieren. Dies soll durch das Verfolgen eines asymmetrischen Systemansatzes erreicht werden, bei dem die in ihrer Rechenleistung beschränkten, aber gleichzeitig energieautarken SAMs mit einer leistungsstarken, modular aufgebauten Basisstation kommunizieren. Der modulare Aufbau wird dabei durch den Einsatz funkbasierter Standardbausteine realisiert. Der modulare Ansatz bezüglich der Funkschnittstelle der BS des WSAAN ist insofern von entscheidender Bedeutung, als dass hierdurch in späteren Weiterentwicklungen der hier vorgestellten WSAAN-Implementierung z.B. die notwendigen Maßnahmen zur Sicherstellung der Robustheit der Datenübertragung, d.h. einer niedrigen Restfehlerrate, ohne zusätzlichen Hardwareaufwand realisiert werden können. Der Zusatzaufwand würde sich in diesem Fall „lediglich“ auf die Erstellung der entsprechenden Software-Routinen erstrecken. An dieser Stelle sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die Aspekte „Robustheit“ und „Sicherheit“ der Datenübertragung, die innerhalb von industriellen Kommunikationssystemen genauso wichtig sind wie die Echtzeitfähigkeit, nicht im Fokus dieser Arbeit stehen und im Rahmen einer parallel am Lehrstuhl laufenden Dissertation behandelt werden. Aufgrund des Ausschlusses dieser beiden Aspekte sind die erreichten Performancedaten des im Rahmen dieser Arbeit implementierten WSAAN-Prototyps hinsichtlich der Echtzeitfähigkeit sicherlich als idealtypisch zu betrachten.

Im Folgenden wird die Konzeption eines so aufgebauten WSAAN und dessen Prototypenrealisierung dargestellt.

Im Abschnitt 2 wird zunächst ein Überblick über den Stand der Technik im Hinblick auf den Einsatz von Funk in der Automatisierungstechnik gegeben. Hierbei werden sowohl Forschungsprojekte und themenverwandte wissenschaftliche Arbeiten als auch aktuelle Funksysteme für die Fertigungsautomatisierung einer näheren Betrachtung unterzogen, um hieraus gegebenenfalls Aspekte abzuleiten, die im späteren Systementwurf bzw. in der Prototypenimplementierung des WSAAN zu berücksichtigen sind.

Danach werden im Abschnitt 3 die allgemeinen Systemanforderungen an ein drahtloses Kommunikationssystem für den Sensor-/Aktorbereich analysiert und zusammengefasst. Hierzu werden neben den wichtigsten Feststellungen der VDI/VDE-Richtlinie 2185 „Funkgestützte Kommunikation in der Automatisierungstechnik“ [38] sowohl das Referenzsystem AS-Interface [10] aus dem Bereich der drahtgebundenen Sensor-/Aktorsysteme sowie die speziellen Anforderungen aus dem Forschungsprojekt „EnAS“ [15], innerhalb dessen der Lehrstuhl als Unterauftragnehmer maßgeblich für die Konzeption und Realisierung des Funksystems zuständig ist, herangezogen.

Die drei sich hieran anschließenden Abschnitte 4 (Systementwurf), 5 (Systemimplementierung) sowie 6 (Systemeigenschaften) bilden dann den eigentlichen Kern der Arbeit. Dabei wird im Abschnitt 4 zunächst der Systementwurf des WSAN, welches das Anforderungsprofil aus Abschnitt 3 erfüllt, präsentiert. Dazu werden in den entsprechenden Unterabschnitten die Frequenzbereiche, die Eigenschaften des Funkkanals in industrieller Umgebung, die Netzwerktopologie, die Mehrfachzugriffsverfahren sowie verschiedene verfügbare Funktechnologien im Hinblick auf die Realisierung eines WSAN analysiert. Der Schwerpunkt liegt dabei auf den spezifischen Eigenschaften des mobilen Funkkanals in der industriellen Umgebung. Es werden die wesentlichen den Funkkanal charakterisierenden Parameter sowie die Ergebnisse eigener statischer Kanalmessungen vorgestellt. Hieraus werden spezielle funkspezifische Anforderungen für das WSAN abgeleitet. Ausgehend von den gewonnenen Erkenntnissen wird dann in Abschnitt 4.6 die Architektur des WSAN ausführlich dargestellt.

Die Systemimplementierung, d.h. die Auswahl der geeigneten Hardware sowie die konkrete Hard- und Softwarearchitektur, wird dann im folgenden Abschnitt 5 detailliert erläutert. Zunächst wird im Abschnitt 5.1.1 die ausgewählte Hardware für den zu realisierenden WSAN-Prototypen präsentiert. Den Schwerpunkt bildet hierbei die Auswahl eines geeigneten und als Standardbaustein verfügbaren HF-Moduls. Bezüglich dieses Auswahlprozesses werden im Abschnitt 5.1.1.1 die Ergebnisse einer durchgeführten Marktsichtung von infrage kommenden HF-Modulen präsentiert. Dabei wurden alle betrachteten Module einer vergleichenden Bewertung unterzogen, bei der die allgemeinen Systemanforderungen des WSAN gemäß Abschnitt 3 sowie vor allem die zuvor im Abschnitt 4.2 herausgearbeiteten funkspezifischen Anforderungen für ein WSAN als Bewertungsmaßstab herangezogen wurden. Das auf Basis dieser vergleichenden Betrachtung ausgewählte Funkmodul wird im Folgenden hinsichtlich seiner Eigenschaften einer eingehenden Betrachtung unterzogen. Unter anderem wird dargelegt, wie sich mit diesem Funkmodul im Zusammenspiel mit den Controllern von BS und SAM ein echtzeitfähiges WSAN-Protokoll implementieren lässt. Im Anschluss wird die Auswahl der Controller für SAM (Abschnitt 5.1.1.2) und BS (Abschnitt 5.1.1.3) dargelegt, wobei es hinsichtlich des BS-Controllers den modularen Ansatz der BS des WSAN zu beachten galt. Der Abschnitt 5 enthält Ausführungen zur konkreten Hardwarearchitektur von BS (Abschnitt 5.1.2) und SAM (Abschnitt 5.1.3) und schließt ab mit den in Abschnitt 5.2 präsentierten Ausführungen zur Softwarearchitektur des WSAN. In Bezug auf die Softwarearchitektur werden zunächst das konkrete WSAN-Protokoll und die in diesem Zusammenhang zu beachtenden

Hardware-Spezifika des Funkmoduls erläutert. Hiernach wird dann die in der Programmiersprache „C“ erstellte Software, mit welcher das WSN-Protokoll in BS und SAM umgesetzt wurde, anhand von übergeordneten Programmablaufplänen ausführlich erklärt.

In Abschnitt 6 werden die Systemeigenschaften der Prototypenimplementierung, welche zusätzlich zu der eigentlichen Umsetzung der Hardware und Programmierung des WSN-Protokolls auch die Realisierung einer UDP-Schnittstelle zu einer in der Programmiersprache „C“ implementierten proprietären Steuerungsapplikation umfasst, diskutiert. Hierbei wird zunächst das Echtzeitverhalten untersucht, indem die Systemreaktionszeit, d. h. die Zeit von Auslösen eines beliebigen Funksensors über die Umsetzung durch die Steuerung bis zur Aktivierung eines funkbasierten Aktors, ermittelt wird. Danach wird der Energieverbrauch der gemäß dem WSN-Protokoll arbeitenden SAMs im Hinblick auf eine Versorgung mit verschiedenen Formen von Umgebungsenergie untersucht. Schließlich werden in diesem Abschnitt einige Betrachtungen zur Koexistenz mit anderen Funksystemen vorgenommen.

Im abschließenden Abschnitt 7 erfolgt eine Zusammenfassung der Ergebnisse einschließlich einer kritischen Bewertung der Arbeit.

2 Stand der Technik

In den vergangenen Jahren wurde in zahlreichen wissenschaftlichen Arbeiten der Einsatz von Funktechnologien im industriellen Umfeld untersucht. Ein sehr guter Überblick über den Einsatz von Funktechnologien im industriellen Umfeld wird sowohl in [73] als auch in [80] und [98] geboten.

Innerhalb dieses Abschnitts soll der Stand der Technik im Hinblick auf die Kopplung von drahtgebundenen und drahtlosen Kommunikationssystemen aufgezeigt werden. Hierbei werden sowohl Forschungsprojekte und themenverwandte wissenschaftliche Arbeiten als auch aktuelle funkbasierte Kommunikationssysteme für die Fertigungsautomatisierung einer näheren Betrachtung unterzogen. Dies erfolgt unter dem Gesichtspunkt, gegebenenfalls Erkenntnisse zu gewinnen, die es im später erfolgenden Systementwurf bzw. im Rahmen der Systemimplementierung zu berücksichtigen gilt. Bevor diese Betrachtung vorgenommen wird, werden aber zunächst die möglichen Prinzipien der Kopplung von drahtgebundenen mit drahtlosen Netzen behandelt.

2.1 Kopplungsprinzipien drahtgebundener und drahtloser Netze

Im Zusammenhang mit der Kopplung von drahtgebundenen und drahtlosen Kommunikationssystemen wird auch von sogenannten hybriden drahtgebundenen/drahtlosen Netzen gesprochen. Grundsätzlich lassen sich die Realisierungsansätze solcher hybriden Netze je nachdem, auf welcher Ebene des ISO/OSI-Schichtenmodells [53], [100] die Kopplung stattfindet, in drei Klassen unterteilen.

- *Drahtlose Repeater*: Dieser Ansatz sieht vor, dass die hybriden Komponenten innerhalb des Netzes – d.h. Module, die sowohl eine Kabel- als auch eine Funkschnittstelle haben – für den bloßen Kabelersatz eingesetzt werden. Die hybride Komponente fungiert hierbei als drahtloser Repeater, d.h. die drahtgebundenen Netzteilnehmer „sehen“ die Funkstrecke nicht; das Kabel

erfährt quasi eine virtuelle Verlängerung. Die Kopplung findet in diesem Fall auf der untersten Schicht des ISO/OSI-Schichtenmodells, nämlich der physikalischen Schicht (Physical Layer), statt. Die oberen Protokoll-Layer, insbesondere die Medienzugriffsschicht, bleiben hierbei unverändert. Das Netzwerkprotokoll wird somit in seiner ursprünglichen Form über die Funkstrecke übertragen, ohne dass die oberen Protokollschichten im Funk-Repeater durch funkspezifische Protokollschichten ersetzt werden. Die Verzögerungen von Telegrammen innerhalb des Netzes nehmen hier mit der Zahl der Medienschnittstellen (Draht/Funk) bzw. der Anzahl der eingesetzten Funk-Repeater zu und hängen zudem von den entsprechenden Übertragungseigenschaften der eingesetzten Funktechnik ab. Solche Funk-Repeater können überall dort eingesetzt werden, wo räumlich getrennte Netzsegmente drahtlos miteinander gekoppelt werden sollen.

- *Drahtlose Bridges*: Das Netz besteht in diesem Fall sowohl aus drahtgebundenen und hybriden als auch aus vollständig drahtlosen Teilnehmern. Die Kopplung der drahtlosen und drahtgebundenen Netzsegmente findet bei diesem Ansatz auf dem Layer 2 des ISO/OSI-Schichtenmodells, d. h. der Datensicherungsschicht (Data Link Layer), statt. Dabei wird der Medienzugriff (Medium Access, MAC) in der Medienzugriffsschicht (Medium Access Layer, MAC-Layer) als einer Unterschicht des Data Link Layers geregelt. Dieser MAC-Layer wird in der kabelgebundenen Domäne aufgrund der Unterschiedlichkeit der Übertragungsmedien in aller Regel nicht der gleiche sein wie in der Funkdomäne. Dies muss jedoch nicht zwingend so sein. In [98] wird diesbezüglich eine Unterscheidung zwischen MAC-aware und MAC-unaware Funk-Bridges vorgenommen, je nachdem, ob eine funkspezifische Medienzugriffsschicht vorgesehen ist (MAC-aware) oder ob der MAC-Layer des eingesetzten Netzwerkprotokolls auch für die Funkübertragung eingesetzt wird (MAC-unaware). Da in beiden Fällen die oberen Protokollschichten unverändert bleiben und dem Anwender die gleichen Dienste zur Verfügung stehen, tritt die Bridge nach oben hin normalerweise gar nicht in Erscheinung. Man spricht in diesem Zusammenhang von einer transparenten Bridge. Die Funk-Bridge erfüllt somit die Aufgabe, die gemeinhin Bridges zukommt, nämlich die Verbindung von Netzen verschiedener Topologien, Übertragungsarten und/oder physikalischen Übertragungsmedien [87]. Im Unterschied zu den vorgenannten Funk-Repeatern wird hier der Funk nicht als reiner Kabelersatz, sondern vielmehr zur Anbindung

einzelner mobiler, funkbasierter Teilnehmer eingesetzt. Der Einsatzbereich solcher Funk-Bridges ist vor allem im Bereich von mobilen Terminals zu sehen.

- *Drahtlose Gateways*: Mit drahtlosen Gateways erfolgt die Kopplung von drahtgebundenen und drahtlosen Netzen unterschiedlicher Architektur gemäß dem ISO/OSI-Modell auf dem Layer 4 (Transportschicht, Transport Layer). Es können aber auch die darüberliegenden Protokollschichten mit einbezogen werden. Ein hybrides Modul nimmt dabei als Gateway die Funktion eines Protokollkonverters wahr. Dabei fungiert der Protokollkonverter auf der drahtgebundenen Seite als herkömmlicher Teilnehmer des drahtgebundenen Kommunikationssystems und parallel als Master auf der Funkseite. In der Denkweise des ISO/OSI-Schichtenmodells hat der Protokollkonverter dabei die Aufgabe, die unterschiedlichen Kommunikationsprotokolle zu übersetzen. Typische Bestandteile dieser Aufgabenstellung sind die Adressenauflösung, Umwandlung der Paket- und Darstellungsformate, Bereitstellung von Diensten und gegebenenfalls Routingfunktionalitäten (vgl. [87]). Im Bereich der Fertigungsautomatisierung werden Gateways z.B. zur Anbindung von seriellen Bussystemen an Feldebussysteme eingesetzt.

2.2 Forschungsprojekte und wissenschaftliche Arbeiten

Im Prinzip ist allen im Folgenden dargestellten Arbeiten eine Fokussierung auf die Erweiterung bestehender Feldebussysteme um eine drahtlose Komponente gemein. Der Schwerpunkt liegt deshalb auf der Erweiterung und nicht dem Ersatz bestehender Feldebussysteme durch drahtlose Systeme, weil die Anwender klassischer Feldebussysteme vermutlich nicht dazu bereit sein werden, ihre zahlreichen funktionierenden und profitablen Systeme schlagartig gegen drahtlose Steuerungssysteme auszutauschen (vgl. [97]). Vielmehr besteht auf Nutzerseite die Forderung, dass die Erweiterung der bestehenden Systeme um drahtlose Segmente ohne grundlegende Modifikationen der Protokolle und Applikationen vollzogen werden können muss. Daher verwundert es nicht, dass in den themenverwandten Forschungsprojekten und wissenschaftlichen Arbeiten eine Konzentration auf die Erweiterung von drahtgebundenen Feldebussystemen durch drahtlose Komponenten festzustellen ist.

Im Bereich der MAC-unaware Bridges wurden in den vergangenen Jahren zahlreiche Lösungsansätze präsentiert, von denen nachfolgend die wichtigsten dargestellt werden. Im Rahmen des BMBF-geförderten Funbus-Projektes [14] war es das Ziel, eine kostengünstige und zuverlässige Technologie für die drahtlose Verbindung zwischen

Feldgeräten bzw. zwischen Feldgeräten und Steuerungen zu schaffen. Primärziel war dabei die „transparente“ Einbettung des drahtlosen Funksystems in die traditionellen Feldbussysteme PROFIBUS, INTERBUS und CAN. Im Falle von PROFIBUS wurde eine Field-Programmable-Gate-Array-(FPGA-)basierte Bridge entwickelt, in der ein 2,4-GHz-ISM-Band HF-Frontend für die Funkkommunikation eingesetzt wurde. In der Bridge werden die PROFIBUS-Telegramme in einem IEEE-802.11-Rahmen verpackt und gleichzeitig an alle Funkteilnehmer gesendet. Der MAC-Layer des IEEE-802.11-Standards kommt dabei nicht zum Einsatz, sondern wird durch das Pendant des PROFIBUS ersetzt, der somit die Kontrolle über das drahtlose Übertragungsmedium übernimmt. Die durch die Funkstrecke eingebrachte Übertragungsverzögerung wurde zu 200 μ s ermittelt, was im Wesentlichen auf die Preamble des physikalischen 802.11-Datenpakets zurückzuführen ist (vgl. Abschnitt 4.5.1). Die Antwortzeit eines PROFIBUS-Slaves innerhalb eines kompletten Nachrichtenzyklus verlängert sich durch die Funkschnittstelle von zuvor 200 μ s auf 1,2 ms. Im Ergebnis wurde die prinzipielle Realisierbarkeit einer transparenten Funklösung auf Feldbusebene konstatiert. Jedoch gelangte man abschließend zu der Feststellung, dass auf Basis der eingesetzten Hardware sowohl bezogen auf zeitkritische Anforderungen als auch hinsichtlich einer kontinuierlichen, sicheren Datenübertragung „eine für den praktischen Einsatz geeignete Entwicklung“ [14] nicht realisierbar sei. Vor allem positionsabhängige Übertragungseinbrüche (Fast Fading) führten dazu, dass die Prototypen die hohen Ansprüche, welche an ein Feldbussystem gestellt werden, nicht erfüllen konnten.

Im Rahmen des im IST-Programm der Europäischen Union geförderten RFieldbus-Projektes [79], [81] wurde der Einsatz von IEEE-802.11-Systemen mit Bandspreiztechnik in echtzeitfähigen Feldbussystemen untersucht, welche zusätzlich Mobilitätsupport und Multimedia-Services anbieten. Hierzu wurde die PROFIBUS-Spezifikation durch die Definition und Implementierung zusätzlicher Dienste für das PROFIBUS-Protokoll transparent erweitert. Auch in diesem Projekt wurde der IEEE-802.11-Medienzugriff durch den PROFIBUS-MAC-Layer ersetzt, also eine MAC-unaware Funk-Bridge realisiert. Neben der Entwicklung von Prototypen und der Durchführung von intensiven Feldversuchen [2] und Messreihen wurde festgestellt, dass die speziellen Umgebungsbedingungen im industriellen Bereich den Einsatz von unmodifizierten Funkstandards (vgl. Abschnitt 4.2) ausschließen.

Innerhalb des BMBF-geförderten Forschungsprojektes „Funkübertragung in Feldbussystemen“ [65] wurde hingegen eine MAC-aware Bridge zur Anbindung drahtloser Teilnehmer an den Interbus entwickelt. Dabei wurde wie bei dem Funbus-Projekt auf

den 802.11-Funkstandard zurückgegriffen, welcher dahingehend einer Adaption unterzogen wurde, dass dessen MAC-Schichten durch eine proprietäre Lösung ersetzt wurden. Auf diese Weise ließ sich ein deterministischer Zugriff auf die Luftschnittstelle erzielen. Für die Bridge wurde ein Wireless-Local-Area-Network-(WLAN-)Modul (HWB 1151, Firma Harris/Intersil) als reines Frontend einschließlich des Basisbandprozessors eingesetzt. Im Ergebnis gelangte man zu der Feststellung, dass sich mit der implementierten Funk-Bridge Interbus-Daten echtzeitfähig übertragen lassen. Die durch die Funkschnittstelle bedingten gemessenen Verzögerungen lagen je nach Betriebsmodus (paketorientiert oder kontinuierlich) zwischen 4 und 350 μ s. Jedoch ergaben sich Bitfehlerraten, die für eine produktnahe Anwendung zu hoch waren. Die Funktion der Brücke wurde anhand eines Demonstrators (Hochregallagersteuerung) erfolgreich nachgewiesen, wobei dabei keinerlei Echtzeitanforderungen an das System gestellt wurden.

Ein weiteres Beispiel für eine MAC-aware Bridge wird in [97] mit dem „Virtual Ring Extension Approach“ für den PROFIBUS dargestellt. In diesem Fall fungiert eine hybride Komponente als normaler PROFIBUS-Teilnehmer einerseits und als Funkmaster andererseits. Die an diesen Funkmaster angebotenen Funkteilnehmer werden durch den Funkmaster im PROFIBUS „vertreten“, wodurch die Funkteilnehmer virtuell als PROFIBUS-Teilnehmer agieren. In diesem Zusammenhang ist es u. a. die Aufgabe des Funkmasters, das Token-Passing des PROFIBUS-Protokolls stellvertretend für alle Funkteilnehmer durchzuführen.

In [73] sowie [74] wird ebenfalls eine MAC-aware Bridge vorgeschlagen, in der ein Mapping des Data Link Layers des jeweils eingesetzten Funkstandards (IEEE 802.11, IEEE 802.15.3 und Bluetooth 2.0) auf das entsprechende Pendant im Feldbusbereich vorgenommen wird. Somit kann auf den drahtgebundenen und drahtlosen Teilnehmern die gleiche Applikation eingesetzt werden. Die Machbarkeit wurde durch numerische Simulation theoretisch nachgewiesen. Im Falle des untersuchten Bluetooth 2.0 wurde gezeigt, dass die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Funktelegrammen eines Teilnehmers an den Funkmaster mit ca. 1,4 ms pro Netzteilnehmer ansteigt. Dies spiegelt das eingesetzte polling-basierte Bluetooth-Protokoll wider und entspricht im Wesentlichen ungefähr dem 2-Fachen der Bluetooth-Slot-Zeit von 625 μ s.

In [59] wird mit dem „Virtual Polling Algorithm“ ein gatewaybasierter Ansatz vorgeschlagen, der die Kopplung eines (mono-master) PROFIBUS-DP-Netzwerkes mit einem IEEE-802.11-WLAN-System auf Applikationsebene vornimmt. Dabei wird die Kopplung durch einen Protokollkonverter realisiert, der die Funktionen des

PROFIBUS-DP-Masters und des virtuellen Masters des WLAN-Netzes gleichzeitig wahrnimmt. In diesem Modul laufen folglich zwei Prozesse, nämlich das PROFIBUS-Protokoll und das drahtlose Protokoll, parallel. Auf der drahtlosen Seite pollt das Koppelmodul gemäß dem „Virtual Polling Algorithm“ die logisch angebotenen Funkslaves sequenziell. Bei einer Übertragungsrates des eingesetzten WLAN-Interface von 8 Mbits/s und einer Telegrammlänge von 40 Bytes dauert es ca. 1 ms, einen Slave zu pollen. Die Systemantwortzeit auf der Funkseite, welche als Zeit zwischen dem Beginn des ersten und dem Abschluss des letzten Pollvorgangs definiert ist, steigt somit linear mit der Anzahl der abzufragenden Funkslaves. Bei fünf Funkslaves beträgt die Systemantwortzeit somit 5 ms. Zwar wird durch das skizzierte System eine „Echtzeitunterstützung“ realisiert, jedoch fällt die Teilnehmerzahl, welche pro Zeiteinheit bedient werden kann, mit 1 Teilnehmer/ms vergleichsweise gering aus. Der Grund hierfür ist der durch das verwendete Standard-IP-Protokoll und IEEE-802.11-Protokoll entstehende Overhead (vgl. Abschnitt 4.5.1), der bei dem Datenaustausch mit jedem einzelnen Funkslave entsteht.

Eine völlig andere Vorgehensweise hinsichtlich der Kopplung drahtloser/drahtgebundener industrieller Kommunikationssysteme wurde in dem W₂F-Projekt (Wireline/Wireless Factory/Facility Fieldbus) [86] verfolgt. Anstelle einer Funkerweiterung existierender Feldbussysteme wurde hier der Entwurf eines völlig neuen Feldbusstandards mit einem einheitlichen Protokoll für die drahtlose und drahtgebundene Kommunikation vorgeschlagen. Im Mittelpunkt der theoretischen Betrachtungen stand die Realisierung einer echtzeitfähigen Übertragung zwischen allen Teilnehmern (Ad-hoc-Netzwerk) unter Einsatz von Code Division Multiple Access (CDMA) in beiden Kommunikationsmedien. Jedoch wurde sehr bald festgestellt, dass die gesteckten Ziele zu ambitioniert waren und daher drastisch reduziert werden mussten. So wurde erkannt, dass zunächst als Grundlage eine tragfähige theoretische Basis für fehlertolerante Kommunikation im Ad-hoc-Bereich etabliert werden muss. Die in diese Thematik hineinspielenden Aspekte (Topologiekontrolle, Fehlerdetektion, verteilte Algorithmen in verstreuten Netzwerken) werden gemäß Aussage des Autors von [86] immer noch bearbeitet.

In [66] und [67] wurden funkbasierte Erweiterungen des WorldFIP-Protokolls vorgestellt. Dabei wurde in [66] ein drahtloses Gateway zur funkbasierten Kommunikation mit entfernten Sensoren und Aktoren vorgestellt, bei dem der periodische Austausch von Sensor-/Aktordaten mittels eines Zeitschlitzverfahrens erfolgen soll. Hingegen

wurde in [67] ein drahtloser Repeater zur transparenten funkbasierten Verbindung räumlich getrennter FIP-Segmente vorgeschlagen.

Bei abschließender Betrachtung der skizzierten Ansätze für die Kopplung von drahtgebundenen und drahtlosen Netzwerken in der Fertigungsautomatisierung gelangt man zu der Feststellung, dass in keinem dieser Ansätze die Substitution etablierter drahtgebundener serieller Sensor-/Aktorbusssysteme durch drahtlose Systeme verfolgt wurde. Dies ist umso verwunderlicher, als dass diese seriellen Sensor-/Aktorbusssysteme im Bereich der Fertigungsautomatisierung weitverbreitet sind, da die klassischen Feldbusssysteme sich aufgrund ihrer Komplexität für die zum größten Teil binäre Sensor-/Aktorebene weniger eignen (vgl. [87]).

2.3 Funksysteme für die Fertigungsautomatisierung

Bevor die auf dem Markt verfügbaren Funksysteme für die Fertigungsautomatisierung vorgestellt werden, muss an dieser Stelle erwähnt werden, dass die (in den Datenblättern) verfügbaren Informationen teilweise sehr oberflächlich sind. Folglich sind eine exakte Bewertung und ein Vergleich der verschiedenen Produkte nicht möglich. Hierzu sind gründliche messtechnische Untersuchungen, wie sie z.B. in [40] durchgeführt wurden, unter möglichst normierten Bedingungen notwendig.

Das System DATAEAGLE DE 3002 der Firma Schildknecht Industrieelektronik Systeme [6], [11] ermöglicht die Ankopplung mehrerer PROFIBUS-DP-Slaves an einen PROFIBUS-DP-Master per Funk-Bridges. Hierzu wird ein DATAEAGLE-Master an einen gewöhnlichen PROFIBUS-DP-Master angeschlossen. Der DATAEAGLE-Master kommuniziert mit einem oder mehreren DATAEAGLE-Slaves, an die wiederum mehrere PROFIBUS-DP-Slaves angebunden werden können. Der PROFIBUS-DP-Master behandelt die PROFIBUS-DP-Slaves trotz der Funkübertragung wie herkömmliche kabelgebundene Slaves. Insofern ermöglicht dieses System eine transparente Einbindung einer drahtlosen Kommunikationslösung in bestehende Feldbusssysteme, ohne dass Änderungen an bestehenden Anlagen oder Software-Modifikationen notwendig werden. Bezüglich des eingesetzten Funksystems kann zwischen den Optionen 1,9 GHz Digital Enhanced Cordless Telecommunications (DECT) und 2,4 GHz Unlicensed National Information Infrastructure (U-NII) gewählt werden. Die maximale Profibusgeschwindigkeit beträgt 1,5 MBit/s. Die Signalverzögerungszeit durch die Funkstrecke (1,5 MBit/s PROFIBUS-DP-Geschwindigkeit, 4 Byte schreiben, 4 Byte lesen) beträgt je nach eingesetzter Funktechnik 20 ms (WLAN), 50 ms (Blue-

tooth) bzw. 60 ms (DECT). Das System hat seine Praxistauglichkeit in zahlreichen industriellen Applikationen und Vergleichstests erfolgreich unter Beweis stellen können [40], [85].

ProLinx High Speed Wireless PROFIBUS der Firma ProSoft Technology [4] ist ebenso ein transparentes Funksystem für den PROFIBUS-DP. Unterstützt werden sowohl Master-Slave- als auch Master-Master-Verbindungen. Als Funktechnologie wird ein WLAN-System eingesetzt, welches mit einem proprietären Protokoll betrieben wird. Die maximale Profibusgeschwindigkeit beträgt 12 MBit/s.

Die CAN-CBX-AIR Wireless CAN-Bridge [26] ermöglicht die drahtlose Funkverbindung räumlich getrennter CAN-Netze. Als Funkmodul kommt ein bidirektionales 2,4-GHz-ISM-Band Frontend zum Einsatz.

Die von der Firma RM MICHAELIDES [5] im Rahmen der Produktfamilie „CANview“ angebotenen Module „CANview Bluetooth“ (v1.0B, Serial Port Profile) und „CANview WLAN“ (802.11b) sind einfache Gateways/Bridges für CANopen-basierte Bussysteme.

Die Firma Phoenix Contact bietet verschiedene Funklösungen für die industrielle Automatisierungstechnik an. Die für den Bereich der Sensor-/Aktorebene interessanteste Lösung ist das Bluetooth-basierte „Wireless-IO“-System. Dieses System nutzt das sogenannte Human Interface Device Profil der Bluetooth Version 1.2. Mit diesem Profil lassen sich grundsätzlich Latenzzeiten erreichen, die im Bereich von 5 ms bis 15 ms liegen [95]. Im betreffenden Datenblatt des dem „Wireless-IO“-System verwandten drahtlosen Multiplexer-Moduls [92] ist beispielsweise eine Latenzzeit von typischerweise 8,1 ms spezifiziert. Bis zu drei drahtlose „Wireless-IO“-Module mit jeweils 8 digitalen Ein- und Ausgängen lassen sich an eine „Wireless-IO“-Basisstation anschließen. Die an einem lokalen Bus angeschlossene Basisstation lässt sich wiederum über den Buskoppler des lokalen Busses an verschiedene Feldbussysteme (PROFIBUS, DeviceNet, Interbus, CANopen) anbinden. Auf diese Weise lässt sich mit dem „Wireless-IO“-System ein Sensor-Aktor-Netzwerk realisieren, welches einfach in bestehende Automatisierungssysteme eingebunden werden kann.

Das „Wireless Sensor-/Aktor-Interface für die Fertigungsautomatisierung (WISA)“ der Fa. ABB Stotz-Kontakt [30], [83], [84] ist ein Kommunikationssystem, welches Sensoren und Aktoren drahtlos in den industriellen Fertigungsprozess einbindet. WISA ist, soweit es dem Autor dieser Arbeit bekannt ist, das einzig verfügbare System, welches eine funkgestützte Kommunikation auf Sensor-/Aktorebene bei gleichzeitig energie-

autarkem Betrieb der Sensoren ermöglicht. Insofern wurde dieses System in Bezug auf das hier zu entwickelnde WSAN als Referenzsystem herangezogen. Die Hardware des WISA-Kommunikationssystems basiert auf einer modifizierten Bluetooth-Technologie im 2,4-GHz-ISM-Band. Die Modifikation der herkömmlichen Bluetooth-Funktionalität wurde notwendig, da der zur Ansteuerung industrieller Sensoren und Aktoren notwendige Datenumfang nur wenige Bits umfasst, Bluetooth aber für die nicht zeitkritische Übertragung großer Datenmenge konzipiert ist [93]. Insofern ist das WISA-System als proprietäres System zu bezeichnen. In dem zellularen Funksystem gemäß Abbildung 2.1 kommuniziert ein sogenanntes Eingabemodul als Basis-Station mit den WISA-Sensoren bzw. mit drahtlosen Sensor-/Aktorverteilern. Bis zu 3 solcher Eingabemodule können in einer Fertigungszelle parallel eingesetzt werden.

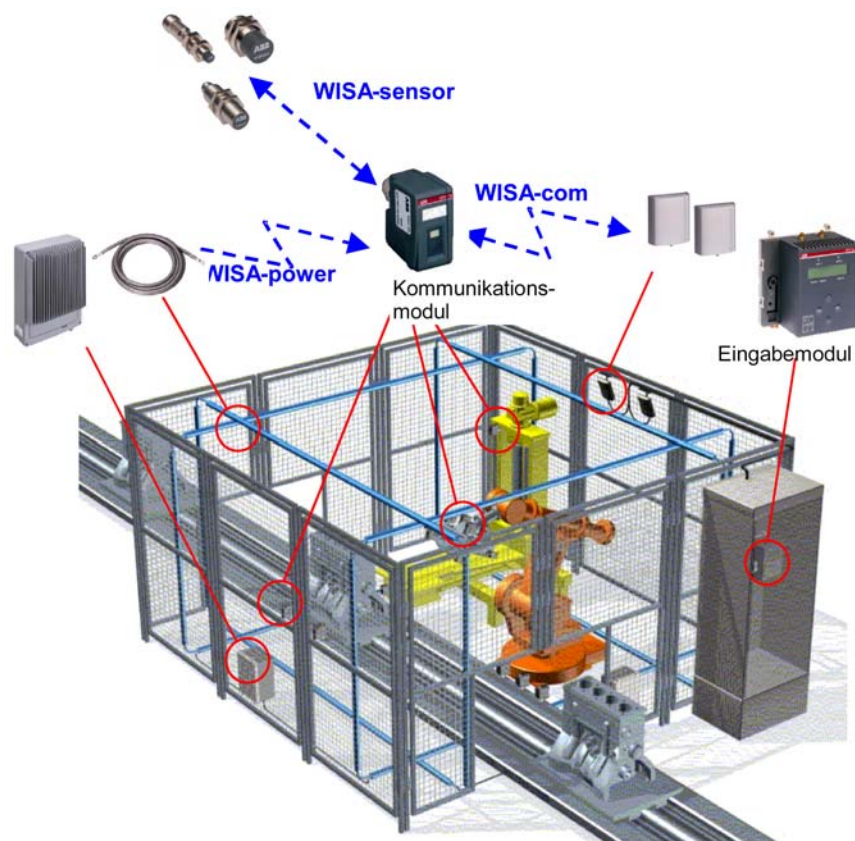


Abbildung 2.1: WISA-System der Firma ABB Stotz-Kontakt [84]

Die WISA-Sensoren werden dabei über induktive Kopplung durch ein von Primärschleifen erzeugtes elektromagnetisches Feld mit Energie versorgt, wobei die räumliche Ausdehnung max. $3 \times 3 \times 6 \text{ m}^3$ beträgt. Die Tabelle 2.1 fasst die wichtigsten Eigenschaften des WISA-Systems zusammen:

Teilnehmeranzahl pro Eingabemodul	120 drahtlose Näherungssensoren 13 drahtlose Sensor-/Aktorverteiler
Buszugriffsverfahren	TDMA
Übertragungsprotokoll	proprietär
max. Latenzzeit	34 ms (Zeitdauer bis Signal am Feldbus)
Datenrate (brutto)	1 MBit/s
Bitfehlerrate	10^{-9}
Reichweite	5 m
Topologie	sternförmig
Präsenzmeldung	periodisch alle 500 ms
Sonstiges	<ul style="list-style-type: none"> – Frequenzsprungverfahren, einprogrammierte Frequenzsätze – feste Zuordnung der Teilnehmer zu einer Zelle – Antennen-Switching – drahtlose Energieversorgung

Tabelle 2.1: Eigenschaften des WISA-Systems

Als nachteilig erscheint zum einen die relativ komplexe Architektur der Basisstation, die wohl wesentlich dazu beiträgt, dass die Systemkosten des WISA-Systems vergleichsweise hoch ausfallen. In [101] wird in diesem Zusammenhang festgestellt, dass drahtfreie Näherungsschalter in einer Gesamtkostenbetrachtung im Vergleich zu einer konventionellen drahtgebundenen Lösung zu einer ca. 20 bis 30 % teureren Applikation führen. Zudem erscheint die angegebene max. Latenzzeit von 34 ms, bis das Sensorsignal am übergeordneten Bussystem zur Verfügung steht, in Anbetracht der im nachfolgenden Abschnitt dargestellten Anforderungen an ein WSA als zu hoch.

3 Systemanforderungen

Um die Anforderungen eines WSAN in Bezug auf den Einsatz in der Fertigungsautomatisierung zu ermitteln, wird in drei Schritten vorgegangen. Im folgenden Unterabschnitt werden die aus dem Forschungsprojekt „Energieautarke Aktor- und Sensorsysteme für die intelligente drahtlose Vernetzung von Produktionsanlagen“ (EnAS) [15], innerhalb dessen der Lehrstuhl als Unterauftragnehmer maßgeblich für die Konzeption und Realisierung des Funksystems zuständig ist, resultierende Anforderungen an ein WSAN dargestellt. Danach werden in einem zweiten Schritt die in der VDI/VDE-Richtlinie 2185 [38] genannten Anforderungen, welche an Funksysteme in den Einsatzbereichen „Prozessautomatisierung“ bzw. „Produktionslinie“ gestellt werden, tabellarisch zusammengefasst. Zuletzt erfolgt dann eine genaue Betrachtung des standardisierten AS-Interface [10], welches das am weitesten verbreitete drahtgebundene Bussystem auf Sensor-/Aktorebene ist. Daher wird dieses Bussystem als Benchmark für eine funkbasierte Lösung auf Sensor-/Aktorebene herangezogen. Im Unterabschnitt 3.4 erfolgt dann die Synthese der einzelnen Anforderungen zu einem Gesamtanforderungsprofil, welches durch das zu realisierende Funksystem erfüllt werden muss.

3.1 Forschungsprojekt „Energieautarke Aktor-/ Sensorsysteme“

Im Rahmen des durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Arbeit innerhalb der Förderinitiative zu vernetzten intelligenten Systemen „Next Generation Media“ [70] geförderten EnAS-Projektes ist es u. a. das Ziel, auf der unteren Ebene der Steuerungshierarchie ein intelligentes und gleichzeitig energieautarkes Funksystem zu realisieren [15].

Zu Beginn des Projektes wurden sowohl die an ein WSAN gestellten Kundenbedürfnisse als auch die durch ein WSAN zu erfüllenden Qualitätsmerkmale im Hinblick

auf den Einsatz in der Fertigungsautomatisierung eingehend analysiert. Abgeschlossen wurde diese Analyse durch Experten- und Kundenbefragungen.

Als Ergebnis lassen sich die projektbezogenen Systemanforderungen für ein WSAN wie folgt darstellen:

- Geringer Installations- und Inbetriebnahmeaufwand
- Energieautarke Betriebsweise der Funkmodule
- Hohe mechanische Robustheit
- Niedrige Herstellkosten
- Robuste Datenübertragung (niedrige Bitfehlerrate)
- Sichere Datenübertragung (Authentifizierung, Verschlüsselung)
- Master Link Quality Indicator
- Modulare Bauweise
- Anschließbar an verschiedene Sensoren
- Hohe Skalierbarkeit
- Echtzeitfähigkeit (Referenzsystem: AS-Interface)
- Max. Ausdehnung des Funknetzes: $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$

3.2 VDI/VDE-Richtlinie 2185

Die VDI/VDE-Richtlinie 2185 „Funkgestützte Kommunikation in der Automatisierungstechnik“ [38] richtet sich an potenzielle Anwender von Funktechnologien in der Automatisierungstechnik. Hierzu bietet die Richtlinie zum einen eine Übersicht über verschiedene proprietäre Lösungen sowie über etablierte Funktechnologien- und -standards in lizenzfreien und lizenzpflichtigen Funkbändern. Zum anderen beschreibt die Richtlinie Anforderungsprofile für den Einsatz von Funktechnologien in fünf verschiedenen Branchen (Prozessautomatisierung, Infrastrukturanlagen, Gebäudeautomatisierung, Produktionslinien sowie Logistik/Transport). Diese Anforderungsprofile fundieren auf Befragungen von Anwendern in der Automatisierungstechnik.

In Tabelle 3.1 werden die im Rahmen dieser Arbeit interessierenden Anforderungsprofile für die Anwendungsbereiche „Prozessautomatisierung“ sowie „Produktionslinien“ in Wiedergabe der Richtlinie dargestellt.

Anforderung	Prozessautomatisierung	Produktionslinie
Netzwerk		
Topologie	- Ad-hoc-Netzwerk - Kombination Funk/Draht	- Ad-hoc-Netzwerk - Kombination Funk/Draht
Entfernung	30 bis > 1000 m	30 bis 300 m
Zykluszeit	< 1 ms bis 1s	<= 1 ms
Anzahl der Teilnehmer	30	unbestimmt
Nutzdaten	30 – 1500 Bytes	<= 30 Bytes
Mobilitätssupport		
Reichweite	30 bis > 300 m	10 bis 100 m
Geschwindigkeit	< 5 km/h	<5 bis 20 km/h
Sicherheit		
Einsatzort	Indoor/Outdoor	Indoor/Outdoor
EMV (anderer Systeme)	keine Einschränkung	keine Einschränkung
EMV (durch andere Systeme)	ja	ja
Verschlüsselung	ja	nein
Mithören unterbinden	nein	nein
Zuverlässigkeit		
Bitfehlerrate	< 10 ⁻⁵	< 10 ⁻⁵
Hammingdistanz	4	4
Teilnehmerausfall	nicht tolerierbar	nicht tolerierbar
Stromversorgung	AC 230V, DC 24V	AC 230V, DC 24V
Komponentenkosten	< 50 bis 500 €	< 50 €
Lizenzen	nein	nein
Gebühren Netzbetreiber	nein	nein

Tabelle 3.1: Anforderungen an industrielle Kommunikationssysteme gemäß [38]

3.3 Bussysteme auf Sensor-/Aktorebene als Vergleichsmaßstab

Entsprechend Abbildung 3.1 ist auf der untersten Ebene des Hierarchiemodells der Automatisierung – nämlich der Sensor-/Aktorebene – der größte Teil der Automatisierungsgeräte angesiedelt.

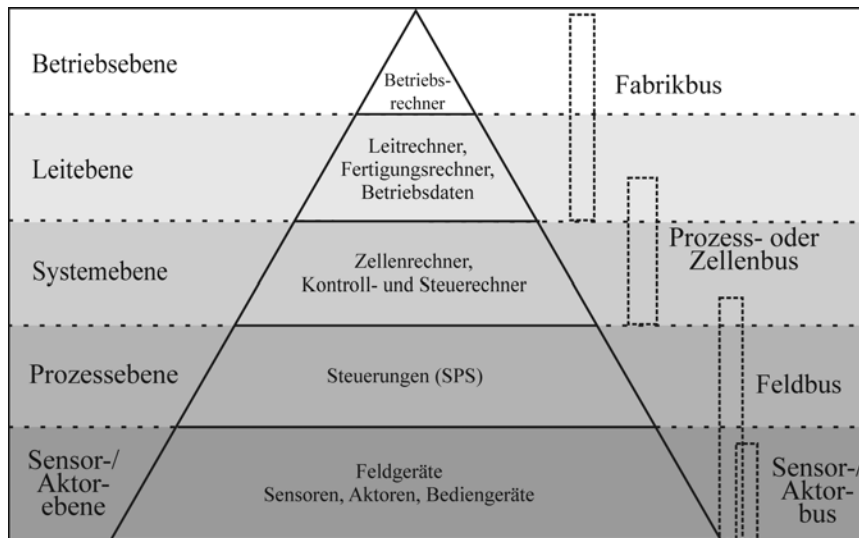


Abbildung 3.1: Hierarchiemodell industrieller Kommunikationsnetze

Dabei sind gemäß [84] von allen SA in der Fertigungsautomatisierung mehr als zwei Drittel Sensoren, von denen der größte Teil aus Näherungssensoren mit induktiven/magnetischen Prinzipien besteht. Aufgrund der hohen Stückzahlen der SA in der Fertigungsautomatisierung werden harte Wirtschaftlichkeitsanforderungen an die Kommunikationssysteme auf der untersten Feldebene gestellt. Entsprechend schwer fallen demzufolge die Installations- und Inbetriebnahmekosten drahtgebundener Kommunikationssysteme auf der Sensor-/Aktorebene ins Gewicht – gerade auch vor dem Hintergrund des innerhalb der Fertigungsautomatisierung bestehenden Trends zu flexiblen Anlagenkonzepten. In vielen Fällen sind die Sensoren und Aktoren an beweglichen und/oder schwer zugänglichen Maschinenteilen angebracht. Zusätzlich ist oftmals der Einsatz unter besonderen Umweltbedingungen (Ex-Bereich, EMV-Belastung, aggressive Chemikalien, Staub) erforderlich. Diese erschwerten Einsatzbedingungen erfordern eine aufwendige Installation und führen häufig zu einer hohen Fehleranfälligkeit kabelgebundener Kommunikationssysteme, einhergehend mit inakzeptablen Maschinenstillstandszeiten. Da hinsichtlich all dieser Punkte der Einsatz von Funktechnologien einen signifikanten Vorteil verspricht, scheint die Sensor-/Aktorebene prädestiniert für den Einsatz von funkbasierten Kommunikationslösungen zu sein.

Neben den harten Wirtschaftlichkeitsansprüchen ist die Sensor-/Aktorebene auch durch stringente Anforderungen an das Echtzeitverhalten gekennzeichnet. Die Sensoren und Aktoren sind grundsätzlich integraler Bestandteil einer geschlossenen Steuer- oder Regelschleife, sodass das Einhalten von festen Zeitvorgaben von größter Wichtigkeit

ist. So liegen die geforderten Zykluszeiten in Verbindung mit den übergeordneten speicherprogrammierbaren Steuerungen (SPS) im Bereich von 5 bis 10 ms [87].

Zusammengefasst weist der Sensor-/Aktorbereich die folgenden Eigenschaften auf bzw. ist durch folgende Anforderungen gekennzeichnet:

- Hohe Anzahl von anzuschließenden Sensoren und Aktoren (typisch > 100 Stück pro Busstrang)
- Skalierbarkeit, modulare Erweiterbarkeit
- Extreme örtliche Verteilung (unzugängliche Stellen, bewegte Maschinen)
- Echtzeitfähigkeit (5 – 10 ms)
- Geringe Datenmengen (Steuer-/Messwerte, typischerweise wenige Bits)
- Robustheit und Sicherheit
- Einsatz unter (harschen) Feldbedingungen (EMV, Staub, Hitze etc.)
- Wirtschaftlichkeit (geringe Anschaltkosten, niedrige Maschinenstillstandszeiten)
- Einfache Installation und Montage

Die klassischen zur kabelbasierten Anbindung der SA bei gleichzeitiger Erfüllung der vorgenannten Anforderungen eingesetzten Anschlusstechniken lassen sich in zwei Varianten unterscheiden. Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 zeigen diese beiden unterschiedlichen kabelgebundenen Anschlussmöglichkeiten.

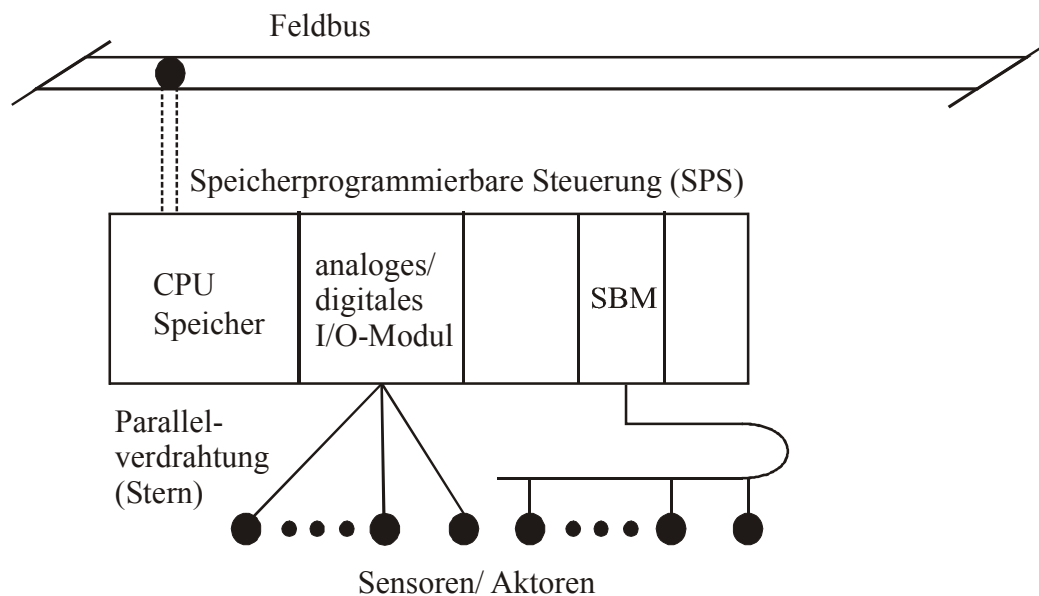


Abbildung 3.2: SPS mit sowohl über I/O-Module in Parallelverkabelung als auch über seriellen Bus-Master (SBM) angeschlossenen Sensoren und Aktoren (vgl. [87])

Abbildung 3.2 zeigt zum einen die Anbindung der Sensoren bzw. Aktoren an die übergeordnete Steuerungsebene mithilfe der weitverbreiteten I/O-Module. Solche I/O-Module werden in aller Regel auf einem Steckplatz an einer SPS angebracht, sodass letzterer eine entsprechende Anzahl von Ein- und Ausgängen ohne weitere Kommunikation unmittelbar zur Verfügung steht. Dies birgt aber den Nachteil, dass die Anbindung der SA an das I/O-Modul in Parallelverkabelung erfolgen muss. Der hieraus resultierende Installationsaufwand ist hoch und gleichzeitig mit einer hohen Fehleranfälligkeit verbunden.

Im Gegensatz dazu ist der Verkabelungsaufwand bei der ebenfalls in Abbildung 3.2 dargestellten Anbindung der SA an die Steuerungsebene über einen seriellen Busmaster um ein Vielfaches niedriger. Zudem ist ein fehlerhafter Anschluss je nach physikalischer Ausführung der Busschnittstelle praktisch ausgeschlossen. Nachteilig ist in diesem Falle der zusätzliche notwendige Kommunikationsaufwand, um die SAs an die SPS anzubinden. Die SAs werden nicht direkt durch die SPS angesteuert, sondern durch einen Busmaster, der als Gateway zu der SPS und somit als Protokollkonverter fungiert. Durch diese Protokollumsetzung kommt es zu einer zusätzlichen Verzögerung, die sich z. B. im Vergleich zu der Anschlussvariante mit Parallelverkabelung in einer späteren Aktivierung eines Aktors niederschlägt. Ein weiterer Nachteil ist der komplexere Aufbau der Sensoren und Aktoren, da diese zur Anbindung an den Busmaster zusätzlich eine Kommunikationsschnittstelle sowie weitere Logik benötigen.

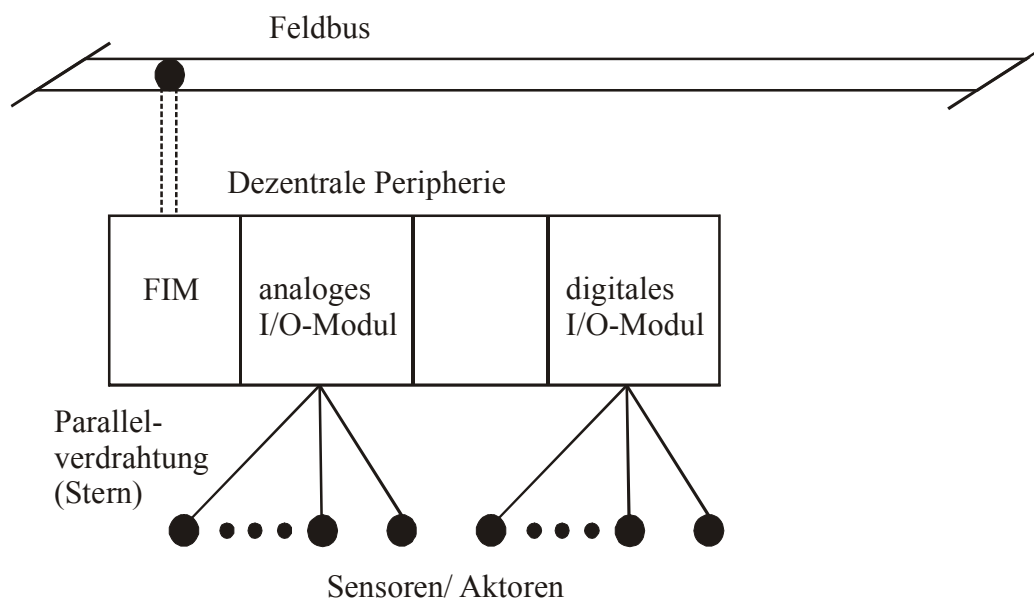


Abbildung 3.3: Über Feldbus-Interface-Module (FIM) am Feldbus angekoppelte dezentrale Peripherie (DP) mit in Parallelverdrahtung angeschlossenen Sensoren und Aktoren (vgl. [87])

Abbildung 3.3 hingegen stellt eine sogenannte dezentrale Peripherie mit in Parallelverdrahtung angeschlossenen Sensoren und Aktoren dar. Hierbei sind die SA wieder über ein aufsteckbares I/O-Modul an ein sogenanntes Feldbus-Interface-Modul angeschlossen, welches über den Feldbus mit der SPS kommuniziert und so die Einbindung der SA in den Steuerungsprozess gewährleistet. Dieser Ansatz ist immer dann vorteilhaft, wenn es die Anbindung entfernter SA an eine SPS zu realisieren gilt. Auch hier kommt wie bei der Variante mit dem seriellen Bussystem eine zusätzliche Verzögerung hinsichtlich der Sensor-/Aktordaten zum Tragen.

3.3.1 AS-Interface

Ein Bussystem, welches auf die speziellen Anforderungen in der untersten Feldebene ausgerichtet ist, ist das in den Normen EN 50295 [31] und IEC 62026-2 [52] standardisierte Actuator Sensor Interface (AS-i). AS-i wurde nicht als ein universeller Feldbus für alle Bereiche der Automatisierung geschaffen und stellt somit keine Konkurrenz zu den herkömmlichen Feldbussystemen dar. Vielmehr ist AS-i ein System für den einfachen Anschluss von binären und analogen Sensoren und Aktoren auf der unteren Feldebene an die übergeordnete Steuerungsebene. Wichtige Entwicklungsvorgabe war der Ersatz der aufwendigen und fehleranfälligen Parallelverkabelung durch ein System mit einer einfachen und günstigen Montage bei gleichzeitig niedrigen Anschlusskosten. Weiterhin stellte die Flexibilität bzw. die Skalierbarkeit des Systems, d.h. eine modulare Erweiterbarkeit der Teilnehmerzahl, ein wichtiges Kriterium bei der Entwicklung des Standards dar [10].

Das AS-Interface ist ein Single-Master-System, bei dem durch einen Master in einem zyklischen Polling maximal 31 Slaves (Spezifikation 2.1: 62 Slaves) angesprochen werden. Pro Master-Slave-Verbindung werden bei einer Bruttodatenrate von 167 KBit/s ca. 150 μ s für den Austausch der Ein- und Ausgabedaten zwischen Master und einem Slave benötigt, wodurch sich eine Zykluszeit von ca. 5 ms (Spezifikation 2.1: 10 ms) bei der maximalen Slaveanzahl von 31 ergibt. Der Master sendet dabei ein 14 Bit langes Telegramm zu einem Slave, welcher über eine einprogrammierte Adresse eindeutig identifizierbar ist. Nach einer Pause von normalerweise 3 Bitzeiten antwortet der Slave seinerseits mit einem 7 Bit langen Telegramm. Es werden dabei 5 Bit (Master) bzw. 4 Bit (Slave) an Nutzdaten übertragen. Analogwerte, die gemäß AS-i-Spezifikation 2.1 eine feste Länge von 16 Bits besitzen, werden in sogenannte Datentripel zerlegt, in mehreren Zyklen übertragen und vom Master wieder zusammengesetzt.

Allein aufgrund der Tatsache, dass der Master nur diejenigen Slaves, die auch tatsächlich angeschlossen sind, sequenziell und zyklisch abfragt, werden einige der oben genannten Anforderungen an Kommunikationssysteme auf der Sensor-/Aktor-ebene erfüllt. Als Erstes führt eine kurzzeitige Busstörung (einige Bits) lediglich zu einer Wiederholung eines Master-Slave-Zyklus. Es ist also nicht notwendig, den gesamten Zyklus zu wiederholen, wodurch die Deterministik des Systems erhalten bleibt. Zweitens passt sich die gesamte Zykluszeit ausgehend von 5 ms für die maximale Anzahl von Slaves automatisch an die tatsächliche Teilnehmeranzahl an. So ergibt sich z.B. bei 6 angeschlossenen Slaves eine Zykluszeit von etwa 1 ms. Es ist jedoch stets gewährleistet, dass nach 5 ms ein neues Prozessabbild in der Steuerung vorliegt. Auf diese Weise ist das AS-Interface skalierbar. Der Anschluss der Slaves an den Master erfolgt über ein einziges AS-Interface-Kabel, welches die sternförmigen Punkt-zu-Punkt-Verbindungen der traditionellen Parallelverkabelung und somit die aufwendigen Kabelbäume ersetzt. Über dieses ungeschirmte zweiadrige Kabel erfolgt sowohl die Versorgung als auch die Kommunikation. Die maximale Gesamtlänge beträgt ohne den Einsatz von Repeatern 100 m. Die Topologie ist frei wählbar; man spricht in diesem Fall von einer offenen Baumstruktur. Der Anschluss eines AS-Interface an die gängigen Feldbussysteme (CAN, Interbus, Profibus und andere) erfolgt über Buskoppler (vgl. Abbildung 3.2), welche als Gateways die Kopplung von Netzwerken mit unterschiedlichen Architekturen auf Applikationsebene ermöglichen. Tabelle 3.2 fasst die wichtigsten Systemeigenschaften des AS-Interface zusammen.

Teilnehmeranzahl	31 (62)
Buszugriffsverfahren	Master/Slave mit zyklischem Polling
Übertragungsprotokoll	seriell
Zykluszeit	< 5 ms (10 ms)
Datenrate (netto)	167 KBit/s
Buslänge	100 m (ohne Repeater)
Topologie	offener Baum
Datensicherung	Paritätsbit, ARQ, Timinganalyse des Telegramms, Prüfung der Signalpegel

Tabelle 3.2: Eigenschaften des AS-Interface (in Klammern Kennzahlen der Spezifikation 2.1)

Das AS-Interface stellt im Rahmen dieser Arbeit das Referenzsystem dar. Das zu entwickelnde Funksystem wird daher in Anlehnung an diesen Standard ausgelegt.

3.4 Zusammenfassung

In [38] wurden Richtlinien für den Einsatz von funkbasierter Kommunikation in der industriellen Automatisierung abgeleitet. Zusammen mit den Kundenbefragungen und einer Marktforschung innerhalb des öffentlich geförderten EnAS-Projektes, in dem die Entwicklung eines energieautarken Sensor-/Aktornetzwerks für den Einsatz in industriellen Produktionszellen verfolgt wird, können hinsichtlich der Systemanforderungen für ein WSA folgende Schlussfolgerungen gezogen werden.

Die Anzahl der Geräte, d. h. Sensoren und Aktoren, welche auf der Sensor-/Aktorebene verbunden sind und (über Steuerungen) miteinander kommunizieren, ist üblicherweise sehr hoch. Dabei werden in den meisten Applikationen typischerweise kurze Datentelegramme auf zyklische Weise ausgetauscht. Darüber hinaus sind in aller Regel strenge Echtzeitgrenzen zu erfüllen. Die Robustheit, d. h. die Qualität der Datenübertragung, ausgedrückt in einer niedrigen Restfehlerrate bzw. Paketfehlerrate des WSA, sollte dabei genauso hoch sein wie bei den drahtgebundenen Systemen (vgl. Tabelle 3.1). Da durch das WSA prozessrelevante Daten übertragen werden, müssen Übertragungsfehler innerhalb kürzester Zeit erkannt werden, um Schäden an Mensch und Material zu verhindern.

Abschließend erfolgt an dieser Stelle eine detaillierte Zusammenstellung der allgemeinen Systemanforderungen für das im Rahmen dieser Arbeit zu konzipierende WSA:

- Energieautarke Betriebsweise, da sich für den Anwender der volle Nutzen eines drahtlosen Systems nur bei gleichzeitigem Wegfall von Kommunikations- **und** Versorgungsleitungen erschließt.
- Echtzeitfähigkeit. Das Ziel ist ein Zeitintervall von 5 ms von Auslösen des Triggersignals am Sensor bis zum Vorliegen dieses Signals an der Schnittstelle zum drahtgebundenen Steuerungssystem.
- Monitoring und Kontrolle vieler Sensoren/Aktoren (zumindest 62 Sensoren/Aktoren wie bei AS-i), wobei diese sich innerhalb der Produktionszelle mit den Ausmaßen $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ mit Geschwindigkeiten von bis zu 20 km/h bewegen können.
- Hohe Verlässlichkeit der Datenübertragung, d. h. die Rest- bzw. Paketfehlerrate der Datenübertragung sollte im Bereich konventioneller Feldbussystem- und Sensor-/Aktorsysteme liegen.

- Möglichkeit der Koexistenz mit anderen drahtlosen Standards. Obwohl diese Systemeigenschaft hinsichtlich einer breiten Marktdurchdringung sicherlich sehr wichtig ist, sehen viele potenzielle Anwender in der Erstellung eines lokalen Frequenznutzungsplans kein grundsätzliches Problem.
- Skalierbarkeit und Modularität, d.h. Unterstützung sowohl einer kleinen als auch einer großen Anzahl von Sensoren, ohne die Performance des Systems zu beeinträchtigen.
- Aufgrund der vergleichsweise geringen Stückzahlen im Bereich der sehr speziellen Applikationen in der Automatisierungstechnik sollten standardisierte Komponenten eingesetzt werden, um Entwicklungs-, System- und Servicekosten zu minimieren.
- Das WSAN muss ohne größere Modifikationen weltweit einsetzbar sein.

4 Systementwurf

4.1 Analyse verfügbarer Frequenzbereiche

Die Forderung nach einer weltweiten Einsetzbarkeit des WSAW bedingt hinsichtlich des Frequenzbereichs die Auswahl eines ISM-Bandes. Die ISM-Frequenzen sind international zur lizenzfreien Hochfrequenznutzung im Rahmen von industriellen, wissenschaftlichen und medizinischen Anwendungen vorgesehen. Dabei ist die Lage der ISM-Bänder weltweit nicht einheitlich geregelt. Jedoch steht das sogenannte 2,4-GHz-ISM-Band im Frequenzbereich 2400 – 2483,5 MHz sowohl in den 46 Mitgliedsstaaten der Europäischen Konferenz der Verwaltung für Post und Telekommunikation (Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications, CEPT) als auch in den USA und in Japan und damit in den wichtigsten potenziellen Absatzmärkten eines WSAW zur Verfügung.

Hinsichtlich der Nutzung muss ein Geräte-/Systemhersteller lediglich das Einhalten der landestypischen gesetzlichen Bestimmungen, in denen neben anderen Parametern z. B. die maximal zulässige Kanalbreite oder die maximale Strahlungsleistung spezifiziert sind, nachweisen. Für die gesetzlichen Bestimmungen im europäischen Raum bildet die Empfehlung REC 70-03 [32] der CEPT/ERC die Grundlage für die jeweiligen nationalen Regulierungen. In REC 70-03 werden Frequenzbänder, Strahlungsleistung, relative Frequenzbelegungsdauer (Duty Cycle) sowie Kanalraster sowohl allgemein für nichtspezifische Short Range Devices (SRD) als auch für spezifische SRD-Einsatzgebiete wie z. B. Funkmikrofone oder Alarmanwendungen definiert. Während die CEPT/ERC für die Frequenzverwaltung und -regulierung zuständig ist, werden die technischen Details durch entsprechende Standards des Europäischen Instituts für Telekommunikationsnormen (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) abgedeckt. Für nichtspezifische SRD ist die ETSI-Norm EN 300 440 [34] maßgeblich, während für nach einem breitbandigen Übertragungsverfahren arbeitende SRDs die

ETSI-Norm EN 300 028 [33] einzuhalten ist. Zu den breitbandigen Übertragungsverfahren werden im Sinne dieser Norm auch Frequenzsprungverfahren wie z. B. Bluetooth gezählt. In den USA ist der durch die Federal Communications Commission (FCC) herausgegebene sogenannte Code of Federal Regulation 47, Part 15 für den Betrieb von Funksystemen im 2,4-GHz-ISM-Band maßgeblich. Dabei behandelt Section 247 sowohl Frequenzsprungverfahren (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS) als auch die auf Basis einer digitalen Modulation arbeitenden Funksysteme mit einer 6-dB-Bandbreite von mindestens 500 kHz. Unter die letztere Kategorie fallen auch die Bandspreizverfahren (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS). Section 247 umfasst alle anderen Hochfrequenzsysteme für das 2,4-GHz-ISM-Band. In Japan wird eine vergleichbare Regulierung des 2,4-GHz-ISM-Bandes durch die Association of Radio Industries and Businesses (ARIB) mit dem Standard STD-T66 vorgenommen.

Vor dem Hintergrund dieser Standards gelangt man zu der Bewertung, dass die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten auf Standardkomponenten basierten Funktransceiver (vergl. Abschnitt 5.1.1.1) alle den vorgenannten regulatorischen Bestimmungen genügen. Es ist demzufolge darauf zu achten, dass dies auch durch das WSAN als Gesamtsystem sichergestellt ist. Für den Fall einer Implementierung eines FHSS-Verfahrens sind so z. B. die Vorschriften hinsichtlich der Kanalanzahl sowie der Verweildauer auf einer bestimmten Frequenz einzuhalten.

Neben der weltweiten Einsetzbarkeit ermöglicht die Lizenzfreiheit des 2,4-GHz-ISM-Bands die Herstellung relativ preiswerter drahtloser Geräte, was schließlich auch für das hier zu implementierende WSAN eine wesentliche Forderung ist. Aus technischer Sicht bietet es – im Vergleich zu den weit genutzten Frequenzbändern bei 433 MHz, 868 MHz bzw. 915 MHz, welche vergleichsweise schmalbandig sind – die Möglichkeit der Übertragung mit einer höheren Datenrate. Zudem stehen die beiden letztgenannten Frequenzbänder einerseits nicht weltweit zur Verfügung und weisen andererseits starke Einschränkungen hinsichtlich der zulässigen Duty Cycle auf. Letzteres ist dabei hinsichtlich der Echtzeitfähigkeit eines Funksystems generell als kritisch zu bewerten. Daher ist das 2,4-GHz-ISM-Band insgesamt die erste Wahl für den Frequenzbereich eines WSAN.

Allerdings existieren für das 2,4-GHz-ISM-Band mittlerweile sehr viele standardisierte wie auch proprietäre Funksysteme (vergl. Abschnitt 4.5), sodass dieser Frequenzbereich weltweit sehr stark genutzt wird und es folglich zu Störungen zwischen den unterschiedlichen Geräten kommen kann. Daher ist die Frage der Koexistenz von besonderer Bedeutung. Dies ist beim späteren Systementwurf zu berücksichtigen.

4.2 Funkkanal in industrieller Umgebung

Generell wird der Anwender eines WSA eine gute Verbindungsqualität fordern, wobei er grundsätzlich nicht an den tatsächlichen Übertragungseigenschaften interessiert sein wird. Beim Entwurf eines drahtlosen Übertragungssystems für den Sensor-/Aktorbereich müssen daher die Eigenschaften des Funkkanals in industrieller Umgebung berücksichtigt werden, um neben der geforderten Echtzeitfähigkeit auch eine gute Verbindungsqualität zu gewährleisten. Es muss also – unabhängig vom tatsächlichen Ausbringungsort des WSA, d. h. unter systemimmanenter Berücksichtigung von Signaldämpfung, Schwunderscheinungen sowie Interferenzen – eine robuste, d. h. zuverlässige Datenübertragung sichergestellt sein. Daher ist es erforderlich, die Charakteristiken des (mobilen) Funkkanals in industrieller Umgebung eingehender zu betrachten, um daraus weitere Anforderungen an das zu entwickelnde WSA abzuleiten.

Unter dem Funkkanal wird dabei das physikalische Übertragungsmedium zwischen Sende- und Empfangsantenne verstanden, wobei die Antenneneigenschaften definitionsgemäß mit eingeschlossen sind. Das typische Szenario für den Sensor-/Aktorbereich ist dabei die mobile Funkübertragung innerhalb von geschlossenen Gebäuden (Indoor), wobei die verschiedenen Ausbreitungsmöglichkeiten eines Funksignals in Abbildung 4.1 exemplarisch für die Funkübertragung von einem Sensor/Aktor zu einem an der Steuerung befindlichen Empfänger dargestellt sind. Der Begriff Mobilität umfasst dabei sowohl die Bewegung von Sender/Empfänger als auch die Bewegung von Umgebungsobjekten.

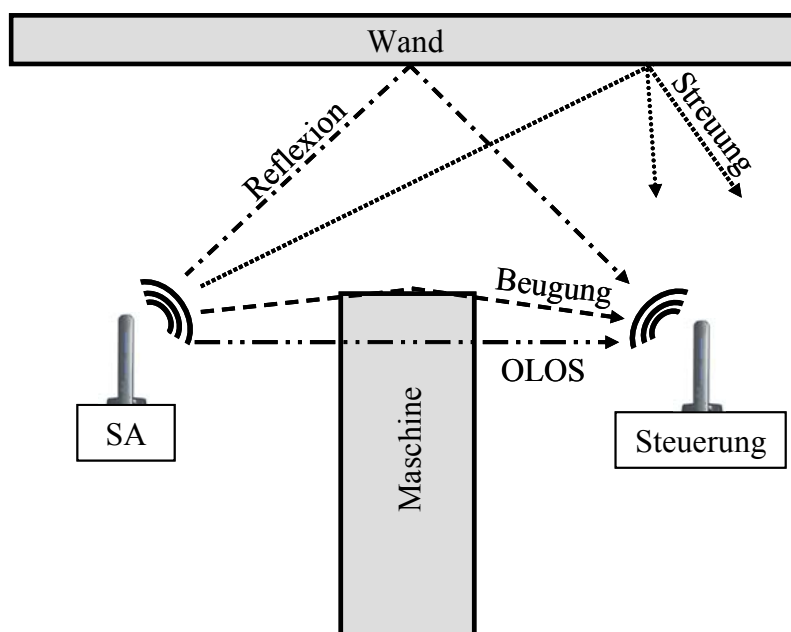


Abbildung 4.1: Ausbreitungsmöglichkeiten eines Funksignals in industrieller Umgebung

Häufig existiert ein direkter Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger, welcher auch als *line-of-sight* (LOS) bezeichnet wird. Befindet sich in diesem direkten Pfad ein Hindernis, so spricht man von *obstructed line-of-sight* (OLOS) bzw. im Fall einer kompletten Auslöschung der direkten Ausbreitungskomponente von *noneline-of-sight* (NLOS). Hinsichtlich des Einsatzes des WSA in einer industriellen Fertigungszelle kann für die meisten Fälle davon ausgegangen werden, dass der direkte Pfad einer OLOS entspricht. Die durch diesen Abschattungseffekt entstehende Signaldämpfung führt zum langsamen Schwund (vergl. Abschnitt 4.2.2).

Neben dem direkten Pfad entstehen in einer typischen industriellen Fertigungsumgebung bedingt durch die physikalischen Effekte Streuung, Reflexion sowie Beugung weitere Ausbreitungspfade. Hierdurch kommt es zu einer Überlagerung von verschiedenen zu unterschiedlichen Zeiten mit unterschiedlicher Amplitude und Phase am Empfänger eintreffenden Signalkomponenten. Diese Signalkomponenten bezeichnet man als Mehrwegekomponenten (Multipath), welche in bewegten Szenarien zum schnellen Schwund führen (vergl. Abschnitt 4.2.3). Durch die Beugung an scharfkantigen Gegenständen werden die Funkwellen von ihrer ursprünglichen Ausbreitungsrichtung abgelenkt und können so z.B. auch (über einen längeren Pfad) in den Abschattungsbereich vordringen. An Objekten, die wesentlich größer als die Wellenlänge sind, kommt es zu Reflexionen, wobei das reflektierte Signal aufgrund von

Absorption gedämpft wird. Schließlich spielen Streueffekte eine nicht unbedeutende Rolle bei der Ausbreitung von Funkwellen. Trifft ein Funksignal auf ein Objekt, welches Unebenheiten in der Größenordnung der Wellenlänge des Signals aufweist, so wird das Originalsignal in mehrere gedämpfte Signal aufgeteilt, welche in unterschiedliche Richtungen gestreut werden.

Diese unterschiedlichen Ausbreitungswege führen im Zusammenspiel mit bewegten Empfängern, Sendern bzw. Umgebungsobjekten zu folgenden für den (Mobil-)Funkkanal typischen Phänomenen:

- Pfadverlust
- Langsamer Schwund
- Schneller Schwund

Daneben ist der Funkkanal zusätzlich durch die beiden folgenden Eigenschaften gekennzeichnet:

- Rauschen
- Beeinflussung durch andere Funksignale bzw. sonstige elektromagnetische Störungen

Im Folgenden werden der Pfadverlust, der langsame Schwund sowie der schnelle Schwund einschließlich ihrer Ursachen und Auswirkungen auf das Systemdesign näher betrachtet. Danach werden die Ergebnisse eigener statischer Kanalmessungen dargestellt, woraus ebenfalls entsprechende Schlussfolgerungen für den Systementwurf gezogen werden.

4.2.1 Pfadverlust

Unter dem Pfadverlust wird das physikalische Phänomen verstanden, dass die Empfangsfeldstärke mit der Entfernung abnimmt. Hierzu wird zunächst das Modell für die Freiraumausbreitung betrachtet. Bei diesem Modell findet die Leistungsübertragung im Freiraum über eine Strecke der Länge d zwischen einer Sende- und einer Empfangsantenne statt, die bezüglich ihrer Richtcharakteristik und Polarisation optimal zueinander ausgerichtet sind. In diesem Fall gilt gemäß [29] für die Empfangsleistung

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \cdot G_T G_R. \quad (4.1)$$

Dabei ist c die Lichtgeschwindigkeit, f die Übertragungsfrequenz, d der Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne, G_T der Gewinn der Sendeantenne und G_R der Gewinn der Empfangsantenne.

Durch Umformung von Gl. (4.1) erhält man für das Verhältnis von Sende- zu Empfangsleistung das sogenannte Streckendämpfungsmaß für den Freiraum

$$L_{P,out} = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi fd}{c} \right)^2 \cdot \frac{1}{G_T G_R}. \quad (4.2)$$

Unter der Annahme von $G_T = G_R = 1$ ergibt sich das Freiraumstreckendämpfungsmaß in dB zu

$$\begin{aligned} L_{P,out} [\text{dB}] &= 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right) \\ &= 20 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}(d) - 148. \end{aligned} \quad (4.3)$$

In dem Fall, dass die Freiraumübertragung mit der maximalen Sendeleistung $P_{T,max}$ erfolgt und der Empfänger eine minimale Empfindlichkeit von $P_{R,min}$ aufweist, ergibt sich das maximal zulässige Streckendämpfungsmaß in dB zu

$$L_{P,max} [\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{T,max}}{P_{R,min}}\right). \quad (4.4)$$

Somit lässt sich mit Kenntnis von $L_{P,max}$ ausgehend von Gl. (4.3) die theoretische maximal erzielbare Reichweite bei Freiraumausbreitung wie folgt ermitteln:

$$d_{out,max} = 10^{\frac{L_{P,max} - 20 \cdot \log_{10}(f) + 148}{20}}. \quad (4.5)$$

In der Realität nimmt die Empfangsleistung hingegen sehr viel schneller als mit dem Quadrat des Abstandes zwischen Sender und Empfänger ab. Zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Umgebungsbedingungen wird in einem modifizierten Modell [44] ein sogenannter Ausbreitungskoeffizient γ eingeführt. Je nach Umgebungsbedingungen

weicht γ demnach von dem für die Freiraumausbreitung typischen Wert von 2 ab. Nach diesem Modell ergibt sich der Empfangspegel zu

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{c}{4\pi f} \right)^2 \cdot \frac{1}{d^\gamma} G_T G_R. \quad (4.6)$$

Womit sich das die Umgebungsbedingungen berücksichtigende Streckendämpfungsmaß in dB wie folgt berechnet:

$$L_{P,Env}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10}(f) + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(d) - 148. \quad (4.7)$$

In [77] und [78] wurden für den Frequenzbereich bei 1,3 GHz extensive Messungen in industriellen Umgebungen durchgeführt, bei denen ein Wert zwischen 2,4 und 2,8 für den Ausbreitungskoeffizienten γ ermittelt wurde. In [58] wurden vergleichbare Untersuchungen für den hier interessierenden Frequenzbereich bei 2,4 GHz vorgenommen. Für die beiden Indoor-Umgebungen (Labor, Laden) wurde ein Wert von 3,1 für den Ausbreitungskoeffizienten γ ermittelt.

Mit dem Indoor Propagation Model [54] der International Telecommunication Union (ITU) wird ein modifiziertes Modell vorgestellt, welches den Pfadverlust innerhalb von geschlossenen Räumen bzw. in Bereichen innerhalb geschlossener Gebäude abschätzt. Hierzu werden zusätzlich die Einflüsse von Wänden und Decken beliebiger Form bei der Ermittlung des Streckendämpfungsmaßes für die Funkübertragung innerhalb von Gebäuden berücksichtigt. Gemäß [54], Gl. (1) berechnet sich das Streckendämpfungsmaß innerhalb geschlossener Gebäude zu

$$L_{P,ind}[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10}(f) + N \cdot \log_{10}(d) + L_f(n) - 148. \quad (4.8)$$

Gl. (4.8) enthält den sogenannten Distance Power Loss Coefficient N , der die modifizierte Streckenabhängigkeit der Empfangsfeldstärke infolge der von den idealen Freiraumverhältnissen abweichenden Umgebungsbedingungen ausdrückt und der bis auf den Faktor 10 dem Ausbreitungskoeffizienten γ aus Gl. (4.7) entspricht. Zum anderen enthält Gl. (4.8) den „Floor Penetration Loss Factor“ $L_f(n)$, der die Dämpfungsverluste aufgrund der Durchdringung von Stockwerken beschreibt. Der Parameter n präsentiert dabei die Anzahl der Stockwerke. Für den LOS-Fall ($n = 0$) ergibt sich $L_f(n) = 0$, wodurch Gl. (4.7) und Gl. (4.8) identisch sind. Mit Kenntnis von

$L_{P,\max}$, N sowie $L_f(n)$ lässt sich nun in Analogie zu Gl. (4.5) die maximal erzielbare Reichweite für die Funkübertragung in Gebäuden auf einer bestimmten Frequenz gemäß dem Indoor Propagation Model wie folgt bestimmen:

$$d_{ind,\max} = 10^{\frac{L_{P,\max} - 20 \cdot \log_{10}(f) + L_f(n) + 148}{N}} \quad (4.9)$$

Hierzu bietet [54] eine tabellarische Auflistung empirisch ermittelter Werte für N und $L_f(n)$ für unterschiedliche Umgebungen und Frequenzbereiche. Die Werte für den Distance Power Loss Coefficient N decken sich unter Berücksichtigung des Faktors 10 dabei mit den zuvor angegebenen Werten für den Ausbreitungskoeffizienten γ . Abbildung 4.2 stellt das Streckendämpfungsmaß über die Entfernung in Anhängigkeit für die oben genannten typischen Werte des Ausbreitungskoeffizienten γ bei einer Frequenz von $f = 2,45$ GHz gemäß Gl. (4.7) dar.

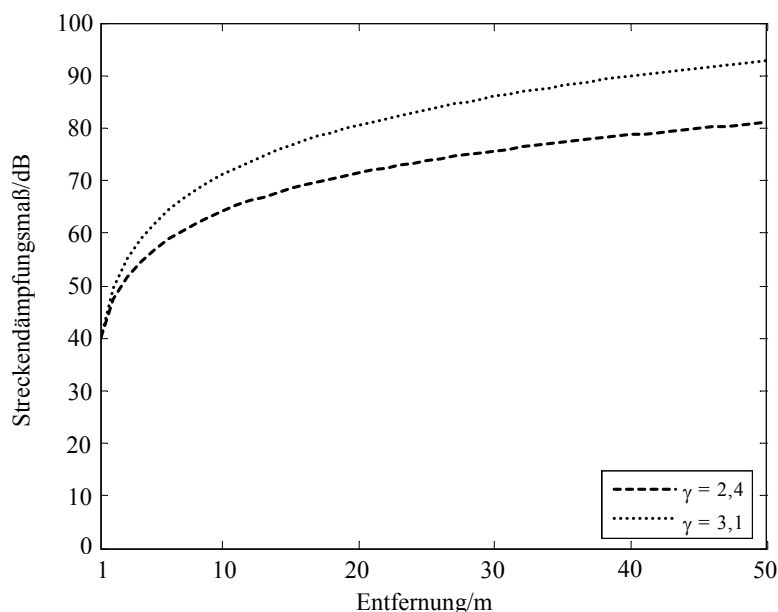


Abbildung 4.2: Streckendämpfungsmaß über Entfernung in Anhängigkeit typischer Ausbreitungskoeffizienten bei einer Frequenz $f = 2,45$ GHz

Grundsätzlich kann – ausgehend von Abbildung 4.2 und vor dem Hintergrund, dass moderne Standard-HF-Module für $L_{P,\max}$ typischerweise einen Wert von $80 \text{ dB} < L_{P,\max} < 90 \text{ dB}$ aufweisen (vgl. Abschnitt 5.1.1.1) – die Aussage getroffen werden, dass mit diesen HF-Modulen eine Produktionszelle mit der physikalischen Dimension $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ durch Funk abgedeckt werden kann. Andererseits muss aber

auch ein paralleler Betrieb mehrerer Produktionszellen in größeren Hallen möglich sein. Für den Fall, dass sich die Produktionszellen in gegenseitiger Funkreichweite befinden, muss das zu entwickelnde WSAAN Mechanismen bereitstellen, die in diesem Fall den parallelen Betrieb dieser Zellen ermöglichen. Vorstellbar ist hier z.B. eine Leistungsregelung der Teilnehmer innerhalb einer Produktionszelle oder aber auch eine automatische Frequenztrennung der Zellen. Weiterhin könnte natürlich auch eine Funknetzplanung, wie sie auf Makroebene bei den zellularen Mobilfunknetzen gängige Praxis ist, vorgenommen werden.

4.2.2 Langsamer Schwund

Die zuvor behandelten Pfadverluste stellen ideale Werte dar, sodass die tatsächlich gemessenen Feldstärken von den theoretischen Mittelwerten in aller Regel abweichen. Bewegt sich ein mobiler Sender/Empfänger hinter ein großräumiges Hindernis, so erfährt das Empfangssignal aufgrund der Abschattung zusätzlich zum Pfadverlust eine weitere Dämpfung. Dieses Phänomen einer graduellen Abschwächung des mittleren Empfangspegels, während Sender/Empfänger in den Funk Schatten des Hindernisses hineintreten, bzw. einer graduellen Zunahme des Empfangspegels, während Sender/Empfänger aus dem Funk Schatten des Hindernisses heraustreten, bezeichnet man als langsamen Schwund (*Slow Fading*).

Dabei folgt die Wahrscheinlichkeits-Dichte-Funktion der in dB ausgedrückten Empfangsleistung $P_{R,dB}$ gemäß [90] der folgenden Log-Normal-Verteilung:

$$p(P_{R,dB}) = \frac{1}{\sigma_{dB} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(P_{R,dB} - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right). \quad (4.10)$$

Dabei bezeichnen σ_{dB} , μ_{dB} die in dB ausgedrückte Standardabweichung bzw. den Mittelwert der Empfangsleistung $P_{R,dB}$. Die umgebungsabhängige Standardabweichung σ_{dB} stellt hierbei gemäß [90] das Maß für die sogenannte Abschattungstiefe dar.

Zur Berücksichtigung des langsamen Schwunds bei der Abschätzung des Pfadverlustes wird in dem *Distance-Dependent Path Loss Model* [88] (DDPLM) eine mittelwertfreie Zufallsvariable X_σ mit der Standardabweichung σ_{DDPLM} eingeführt, für die gilt:

$$X_\sigma = 0 \pm \sigma_{DDPLM}. \quad (4.11)$$

In diesem Fall wird die Standardabweichung σ_{DDPLM} dieser Zufallsvariablen als ein Maß für die Abschattungstiefe herangezogen. Mithin ergibt sich in diesem Modell das Streckendämpfungsmaß unter Berücksichtigung der Abschattungseffekte zu

$$L_{P,DDPLM}[\text{dB}] = \bar{L}_{P,DDPLM}[\text{dB}] + X_{\sigma}[\text{dB}]. \quad (4.12)$$

$\bar{L}_{P,DDPLM}[\text{dB}]$ ist hierbei das auf das Freiraum-Streckendämpfungsmaß $L_{P,out}$ entsprechend Gl. (4.2) (für eine Referenzdistanz von $d_0 = 1$ m zwischen Sender und Empfänger) normierte mittlere Streckendämpfungsmaß gemäß

$$\bar{L}_{P,DDPLM}[\text{dB}] = L_{P,out}(d_0)[\text{dB}] + 10 \cdot \lambda \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right). \quad (4.13)$$

Im Rahmen der in [77] bei 1,3 GHz durchgeführten Messungen wurden typische Abschattungsverluste für einen sich direkt hinter einem Hindernis befindenden Empfänger (Deep Shadowing) präsentiert. Je nach Hindernis betragen die Abschattungsverluste zwischen $\sigma_{DDPLM} = 4$ dB (2,5 m hohes, mit Metallteilen befülltes Regal) und $\sigma_{DDPLM} = 20$ dB (Maschine). Für eine typische industrielle Umgebung (OLOS, viele Hindernisse) wurde die Abschattungstiefe σ_{DDPLM} zu ca. 8 dB bestimmt. Abbildung 4.3 verdeutlicht die durch den langsamen Schwund bedingte Reichweitenabnahme bei 2,45 GHz unter der Annahme von $L_{P,max} = 85$ dB und eines Ausbreitungskoeffizienten von $\gamma = 3,1$.

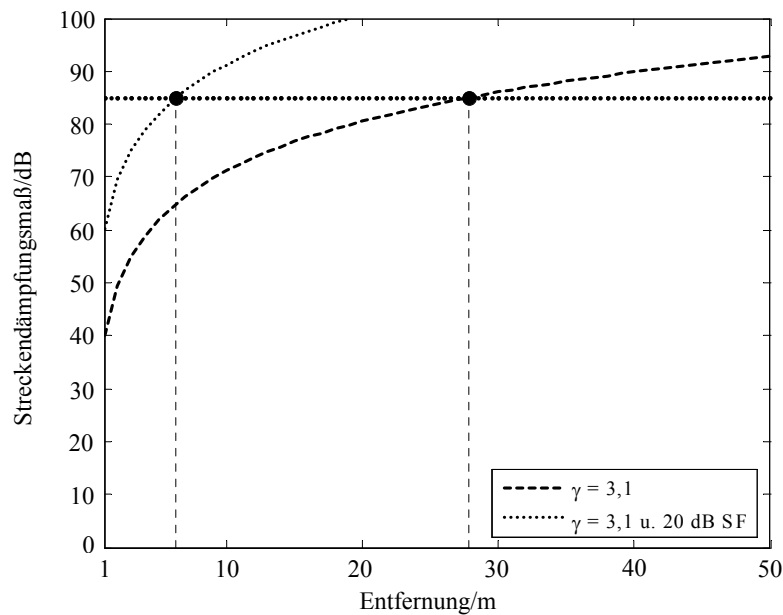


Abbildung 4.3: Streckendämpfungsmaß über Entfernung bei einem Ausbreitungskoeffizienten $\gamma = 3,1$ und einer Frequenz $f = 2,45$ GHz mit und ohne langsamen Schwund (SF)

Man erkennt in Abbildung 4.3, dass der Einfluss des langsamen Schwunds hinsichtlich der Funkabdeckung nicht unerheblich ist und dieser daher im Rahmen einer Worst-Case-Betrachtung bei der Systemauslegung und Inbetriebnahme eines mobilen Funksystems berücksichtigt wird. Hinsichtlich der Systemauslegung sollte so z.B. generell von einem höheren Streckendämpfungsmaß bzw. von geringeren Reichweiten ausgegangen werden als dies das modifizierte Abstandsgesetz gemäß Gl. (4.6) naheliegend erscheinen lässt. Weiterhin sind Mechanismen im System vorzusehen, welche die Pegelbrüche aufgrund des Slow Fadings ausgleichen. Vorstellbar wäre hier z.B. eine Anpassung der Sendeleistung bzw. eine automatische Verstärkungsregelung im Empfänger (Automatic Gain Control). Daneben ist aber auch der Einsatz von Computerprogrammen vorstellbar, welche die Feldstärkeverteilung innerhalb einer Produktionszelle berechnen und so genauen Aufschluss über den optimalen Ausbringungsort der SAMs bzw. der Antennen der BS des WSA bieten.

Letztlich bleibt es zwar, wenn man zusätzlich zu den Pfadverlusten die Effekte des langsamen Schwunds berücksichtigt, bei der Aussage, dass mit den verfügbaren Standard-HF-Modulen eine Produktionszelle mit der physikalischen Dimension $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ durch Funk abgedeckt werden kann. Jedoch ist der Abbildung 4.3 zu entnehmen, dass – unter der für Standard-HF-Module realistischen Annahme von

$L_{P,\max} = 85$ – im Worst Case allein durch die Pfadverluste in Kombination mit dem langsamen Schwund sämtliche Pegelreserven des WSA aufgezehrt werden.

4.2.3 Schneller Schwund

Im Gegensatz zum langsamen Schwund umfasst der Begriff „Schneller Schwund“, der auch als Fast-/Multipath- oder Rayleigh Fading bezeichnet wird, die über den Ort bzw. über die Zeit betrachteten schnellen Schwankungen des Empfangspegels. Im Falle, dass sich entweder eine Funkstation (Sender oder Empfänger) oder die Streuobjekte innerhalb des Ausbreitungsbereichs der Funkwellen mit einer Geschwindigkeit v bewegen, ist das Empfangssignal starken Schwankungen aufgrund von Interferenzerscheinungen ausgesetzt. Diese Interferenzen konstruktiver und destruktiver Art entstehen durch die Überlagerung der zuvor beschriebenen verschiedenen Mehrwegekomponenten des Funksignals und führen zu starken Fluktuationen des Empfangspegels im Zeit- und Ortsbereich. So führen schon kleine Änderungen der Position einer Funkstation im Bereich eines Bruchteils der Wellenlänge des Funksignals zu einer starken Änderung des Signalpegels. Da diese sehr kleinen Distanzen (z.B. $\lambda \approx 12$ cm bei 2,45 GHz) bei entsprechender Bewegung mit einer Geschwindigkeit v von Sender/Empfänger oder Streuobjekt schon nach sehr kurzer Zeit überbrückt werden, spricht man vom „schnellen“ Schwund.

Ursächlich für das Zustandekommen des schnellen Schwunds sind dabei zwei physikalische Phänomene, die im Folgenden näher betrachtet werden, nämlich:

- Mehrwegeausbreitung
- Dopplereffekt

Im Rahmen dieser Betrachtung werden die für den ausstehenden Systementwurf wichtigen Parameter vorgestellt.

4.2.3.1 Mehrwegeausbreitung

Nachfolgend werden die Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung für statische (ortsfeste) Sender, Empfänger und Streuobjekte untersucht. In diesem Fall müssen die im nächsten Unterabschnitt behandelten Dopplereffekte des dynamischen Funkkanals nicht berücksichtigt werden. Als Beispiel soll dabei der einfache Fall der Zweiwegeausbreitung gemäß Abbildung 4.4 dienen.

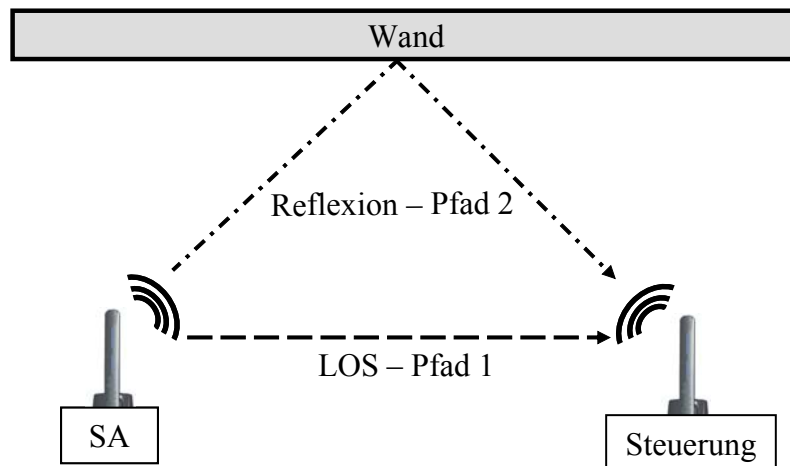


Abbildung 4.4: Mehrwegeausbreitung im Fall von zwei Ausbreitungspfaden

Ausgehend von einem zu übertragenden Basisbandsignal $x(t)$ ergibt sich das Empfangssignal zu

$$y(t) = a_1 x(t - t_1) + a_2 x(t - t_2). \quad (4.14)$$

Hierbei bezeichnen a_1 , a_2 die Dämpfungen und t_1 , t_2 die Signallaufzeiten des jeweiligen Pfades. Nach Fouriertransformation und entsprechender Umformung ergibt sich mit $\Delta t = t_2 - t_1$ die Übertragungsfunktion dieses vereinfachten Funkkanals zu

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = e^{-j2\pi f t_1} (a_1 + a_2 e^{-j2\pi f \Delta t}). \quad (4.15)$$

Somit ergibt sich der Betrag der Übertragungsfunktion zu

$$|H(f)| = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 \cos(2\pi f \Delta t)}. \quad (4.16)$$

Anhand Gl. (4.16) kann man erkennen, dass im Fall der Zweizegtausbreitung der Funkkanal durch unterschiedliche Signallaufzeiten bedingte lineare Verzerrungen aufweist. Es ergeben sich spektrale Einbrüche des Betrags der Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ in einem Frequenzabstand von

$$\Delta f = \frac{1}{\Delta t}. \quad (4.17)$$

Diese für einen statischen Funkkanal mit Mehrwegeausbreitung typischen linearen Verzerrungen werden als frequenzselektives Fading bezeichnet. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von zeitlicher Dispersion. Je nach Lage der tatsächlichen Trägerfrequenz kann der Empfangspegel dabei stark schwanken. Theoretisch sind auch komplette Signalauslöschungen möglich. Nimmt die zeitliche Dispersion im Verhältnis zur Symbolrate große Werte an, so kann es ohne Gegenmaßnahmen wie z. B. dem Einsatz von Kanalentzerrern zu Intersymbolinterferenzen (ISI), d. h. zu zeitlichen Überlappungen von Symbolen im Empfänger, kommen.

Der zeitdispersive, frequenzselektive statische Funkkanal wird dabei im Zeitbereich gewöhnlich durch drei Parameter beschrieben.

- Als erstes statistisches Moment der über die Laufzeit aufgetragenen Leistungsverteilung (Power Delay Profile) ist gemäß [56] die mittlere Laufzeitüberschreitung (Mean Excess Delay) wie folgt definiert:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2}. \quad (4.18)$$

Hierbei repräsentieren τ_k die Laufzeitverzögerung und a_k den Betrag des Empfangssignals nach Durchlaufen des k -ten Mehrwegpfades.

- Die maximale Laufzeitstreuung (Maximum Excess Delay) ist definiert als die Zeitspanne zwischen erstmaligem Über- und letztmaligem Unterschreiten eines definierten Empfangspegels.
- Der wohl am häufigsten messtechnisch untersuchte Parameter ist das zweite statistische Moment des Power Delay Profiles, die mittlere Laufzeitstreuung (Root Mean Square (RMS) Delay Spread)

$$\sigma_\tau = \pm \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad (4.19)$$

wobei $\overline{\tau^2}$ durch

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} \quad (4.20)$$

gegeben ist.

Messtechnisch können die Parameter z.B. wie in [89] bestimmt werden, indem ein kurzer HF-Trägerimpuls ausgesendet wird, um anschließend auf der Empfängerseite die zeitinvariante Impulsantwort $h(t)$ zu ermitteln. Somit werden neben dem Hauptimpuls auch alle durch die Mehrwegeausbreitung entstehenden „Kopien“ des Originalsignals erfasst. Dabei liegt die Impulsantwort als zeitdiskrete Funktion im Speicher eines digitalen Speicheroszilloskops, welches durch den Sendeimpuls getriggert wird, zur weiteren Verarbeitung vor. Die tatsächliche Berechnung der drei zuvor beschriebenen Parameter erfolgt dann auf Basis eines zu definierenden Schwellwertes. Dieser Schwellwert sollte gemäß [99] nicht zu tief gewählt werden, um nicht zu hohe Parameterwerte zu generieren. In [68] wird z.B. als Schwellwert ein Wert von 10 dB unterhalb des Spitzenpegels vorgeschlagen. Insgesamt stellt die Wahl dieses Schwellwerts einen Freiheitsgrad dar, der zu unterschiedlichen Ergebnissen führen kann.

Obwohl leichter zu berechnen, besitzt die maximale Laufzeitstreuung eine geringe Aussagekraft, da die relative Verteilung der Empfangspegel unberücksichtigt bleibt. Folglich können zwei Kanäle, die sich hinsichtlich ihrer Impulsantwort stark unterscheiden, dennoch die gleiche maximale Laufzeitstreuung aufweisen. Hingegen werden bei der Berechnung der mittleren Laufzeitstreuung σ_τ diese Unterschiede erfasst, sodass dieser Parameter für gewöhnlich zur Charakterisierung des statischen frequenzselektiven Funkkanals im Zeitbereich herangezogen wird.

Das der mittleren Laufzeitstreuung σ_τ entsprechende Pendant im Frequenzbereich, welches gleichfalls die Eigenschaften des statischen Funkkanals widerspiegelt, ist die sogenannte Kohärenzbandbreite B_c . Diese statistische Größe gibt die Frequenzspanne an, innerhalb derer die Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ einen konstanten Amplitudensowie einen linearen Phasengang aufweist. Alternativ kann die Kohärenzbandbreite B_c gemäß [90] auch als diejenige Frequenzspanne bezeichnet werden, innerhalb derer die Spektrallinien eine hohe Amplitudenkorrelation aufweisen. Die Kohärenzbandbreite B_c lässt sich dabei mittels zweier Methoden bestimmen.

Zum einen kann die Kohärenzbandbreite B_c für den statischen, zeitinvarianten Funkkanal durch Autokorrelation der unter Verwendung eines Network Analyzers

ermittelten Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ bestimmt werden. Dies führt zur Frequenzkorrelationsfunktion

$$R_H(\Delta f) = E[H(f) \cdot H^*(f + \Delta f)], \quad (4.21)$$

wobei E den Erwartungswert und Δf die Frequenzverschiebung relativ zum Koordinatenursprung darstellen. Mit einem zuvor definierten Wert für den Korrelationskoeffizienten ρ lässt sich die Kohärenzbandbreite B_c wie folgt berechnen:

$$|R_H(\Delta f = B_c / 2)| = \rho |R_H(\Delta f = 0)|, \quad (4.22)$$

wobei der Betrag der Autokorrelationsfunktion an der Stelle $\Delta f = B_c / 2$ dem um den Faktor ρ reduzierten Betrag der Autokorrelationsfunktion an der Stelle $\Delta f = 0$ MHz entspricht.

Typische Werte für den Korrelationskoeffizienten ρ sind 0,5 und 0,9. Ein Wert von 0,9 entspricht einem stark korrelierten Funkkanal, während ein Wert von 0,5 den unkorrelierten Funkkanal widerspiegelt. Bei Wahl eines Korrelationskoeffizienten $\rho = 0,5$ gibt die entsprechende Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,5}$ die Frequenzspanne an, die z. B. ein Frequenzsprungverfahren überbrücken müsste, um aus einem Funkloch in einen Frequenzbereich mit guten Übertragungsverhältnissen zu gelangen. Analog umfasst die Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,9}$ den Frequenzbereich mit relativ konstanten Übertragungseigenschaften.

Alternativ kann die Kohärenzbandbreite B_c auch anhand der mittleren Laufzeitstreuung σ_τ abgeschätzt werden. Gemäß [90] ergibt sich die Kohärenzbandbreite näherungsweise bei einem Korrelationskoeffizienten von $\rho = 0,5$ zu

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \quad (4.23)$$

und für einen Korrelationskoeffizienten von $\rho = 0,9$ zu

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (4.24)$$

Sowohl die Kohärenzbandbreite B_c als auch die mittlere Laufzeitstreuung σ_τ kann zur Abschätzung der maximal möglichen Datenrate herangezogen werden. Jedoch wird hier

diesbezüglich die Kohärenzbandbreite B_c der mittleren Laufzeitstreuung σ_τ aufgrund der oben dargelegten Schwellwertproblematik vorgezogen.

Zahlreiche Veröffentlichungen haben sich in den letzten Jahren mit der Charakterisierung des Indoor-Funkkanals im Frequenzbereich bei 2,4 GHz sowohl mit der simulationsbasierten [69] als auch der messtechnischen [57], [64], [89], [99] Bestimmung der mittleren Laufzeitstreuung σ_τ sowie der Kohärenzbandbreite B_c befasst. Messtechnisch wurden die Parameter dabei entweder durch Messung der zeitinvarianten Impulsantwort $h(t)$ im Zeitbereich (Channel Sounder) oder durch Messung der Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ im Frequenzbereich (Network Analyzer) erfasst.

In [57], [64] wurden die Ergebnisse von entsprechenden Messungen im Frequenzbereich für verschiedene Abstände von Sender und Empfänger in unterschiedlichen Umgebungen sowohl für LOS als auch für NLOS präsentiert. Die in [57] hinsichtlich der 90%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,9}$ dargestellten Messergebnisse weisen dabei starke Schwankungen auf, was darauf zurückzuführen ist, dass neben dem Abstand zusätzlich auch die Antennentypen variiert wurden. Hingegen kommt eine der Messreihen aus [64] dem Umgebungsszenario eines WSAN (NLOS, größere Halle) sehr nahe. In diesem Fall wurde bei einem Abstand von Sender und Empfänger von 3 m ein Wert von $\sigma_\tau = 21,1 \text{ ns}$ für die mittlere Laufzeitstreuung bestimmt, woraus gemäß Gl. (4.24) eine 90%-Kohärenzbandbreite von $B_{c,\rho=0,9} = 900 \text{ kHz}$ abgeleitet werden kann.

Die in [89], [99] präsentierten Messungen im Zeitbereich wurden jeweils in ein und derselben Umgebung für verschiedene Abstände von Sender und Empfänger sowohl für LOS als auch für NLOS durchgeführt. Der in [99] ermittelte Wert von $B_{c,\rho=0,9} = 745 \text{ kHz}$ in einem Laborraum ($8 \times 10 \text{ m}^2$) für NLOS und einem Antennenabstand von ca. 6 m steht dabei im Einklang mit dem zuvor genannten Messergebnis für $B_{c,\rho=0,9}$. Im Gegensatz dazu wurden in [89] Angaben zur 50%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,5}$ gemacht. Die für ein größeres Laborgebäude bei NLOS ermittelten Werte der 50%-Kohärenzbandbreite liegen zwischen 6,5 und 8,9 MHz. Zwar war bei diesen Messungen der Abstand von Sender und Empfänger mit einem Wert von 25 – 30 m viel höher als dies bei den anderen Messungen der Fall war, was sich zusätzlich auch nicht mit dem Einsatzszenario des WSAN deckt. Dennoch sind diese Werte vor dem Hintergrund der Gl. (4.23) und (4.24) konsistent zu den anderen aufgeführten Messergebnissen.

4.2.3.2 Dopplereffekt

Im Gegensatz zu den zuvor behandelten zeitdispersiven/frequenzselektiven Effekten der Mehrwegeausbreitung führt der Dopplereffekt zu einem zeitvarianten Kanal. Ursächlich hierfür ist die Bewegung einer oder beider Funkstationen oder eines Streuobjektes.

Daher soll im Folgenden untersucht werden, welche Auswirkung die Bewegung eines Senders bzw. Empfängers mit der maximalen Geschwindigkeit von 5,6 m/s (= 20 km/h), wie sie gemäß Abschnitt 3.2 für ein WSAAN gefordert wird, auf die Kanaleigenschaften hat.

Hierzu wird der einfache Fall einer Relativbewegung des an einem Sensor/Aktor (SA) angebandenen Empfängers gegenüber einem ortsfesten mit der Steuerung verbundenen Sender untersucht. Der Empfänger bewegt sich dabei mit der Geschwindigkeit v_R von einem Ort A zu einem Ort B über eine Distanz d gemäß Abbildung 4.5.

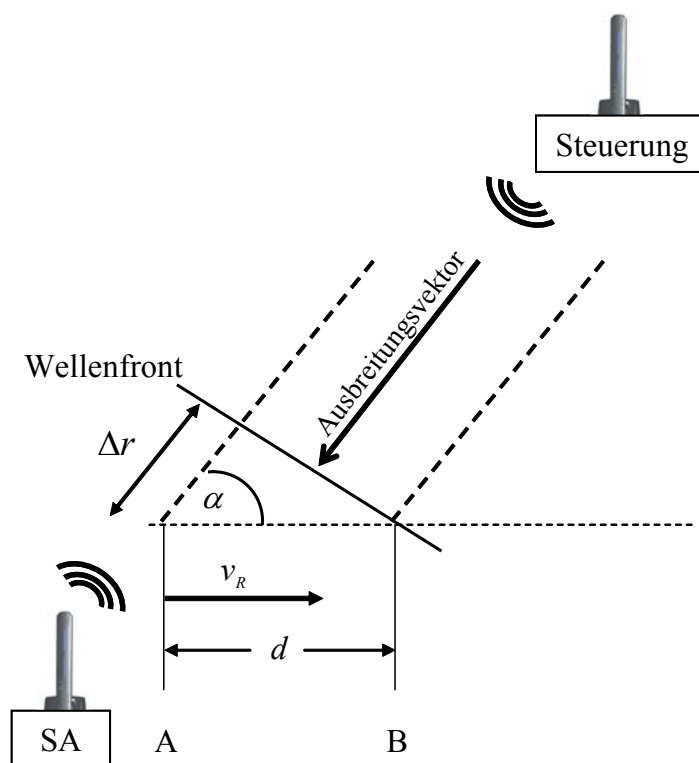


Abbildung 4.5: Entstehung des Dopplereffektes bei Relativbewegung eines Sensors/Aktors

Die Phase der elektromagnetischen Welle mit der Frequenz f_c zu einem Zeitpunkt t am Ort r ergibt sich zunächst allgemein gemäß

$$\varphi = kr - 2\pi ft, \quad (4.25)$$

wobei k die Wellenzahl darstellt. Betrachtet man nur die örtliche Abhängigkeit, so ergibt sich in Abhängigkeit von der Ortsänderung Δr die Phasenänderung zu

$$\Delta\varphi = k\Delta r. \quad (4.26)$$

Mit der Wellenzahl $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ und $\Delta r = d \cos(\alpha)$ lässt sich Gl. (4.26) umformen zu

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\alpha). \quad (4.27)$$

Mit $d = v \cdot \Delta t$, $\lambda = \frac{c}{f_c}$ und der Beziehung $\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$ ergibt sich schließlich die sogenannte Dopplerverschiebung

$$f_D = \Delta f = \frac{v}{c} f_c \cos(\alpha). \quad (4.28)$$

Für $\alpha = 0^\circ$ bzw. $\alpha = 180^\circ$ ergibt sich der Betrag der maximale Dopplerverschiebung

$$|f_{D,\max}| = \frac{v}{c} f_c. \quad (4.29)$$

Bei der geforderten Geschwindigkeit von 5,6 m/s ergibt sich bei einer Übertragungsfrequenz von 2,4 GHz für den Betrag der maximalen Dopplerverschiebung ein Wert von $|f_{D,\max}| \approx 45$ Hz.

Ein sich mit wechselnder Orientierung relativ zum Sender bewogender Empfänger wird daher im Fall eines kontinuierlich mit der Frequenz f_c ausgestrahlten Trägersignals ein Signal mit der Frequenz f_R empfangen, welche im Bereich

$$f_c - |f_{D,\max}| < f_R < f_c + |f_{D,\max}| \quad (4.30)$$

schwankende Werte annehmen wird. Dieser Frequenzbereich, welcher dem zweifachen des Betrags der maximalen Dopplerverschiebung entspricht, wird als Dopplerspreizung (Doppler Spread) bezeichnet. Die Dopplerstreuung ist gemäß [90] ein guter Indikator für das Ausmaß der zeitlichen Änderung des Kanals. Ist die Signalbandbreite viel größer als die Dopplerspreizung, sind die Effekte der Dopplerspreizung vernachlässigbar. Die Zeitspanne, während der sich die Impulsantwort des mobilen Funkkanals nicht wesentlich ändert, wird als Kohärenzzeit (Coherence Time) T_c bezeichnet. Dopplerspreizung und Kohärenzzeit T_c sind zueinander invers proportional, wobei die Kohärenzzeit gemäß [68] wie folgt abgeschätzt werden kann:

$$T_c = \frac{0,4}{2 \cdot |f_{D,\max}|}. \quad (4.31)$$

Die Symbolrate sollte so gewählt werden, dass sie viel kleiner ist als die Kohärenzzeit, um eine konstante Signalamplitude während des Empfangs zu garantieren und die Bitfehlerrate gering zu halten. Für das hier betrachtete mobile Szenario mit $|f_{D,\max}| \approx 45$ Hz ergibt sich mithin eine Kohärenzzeit von $T_c = 4$ ms. Aufgrund dieses Wertes könnte man zu der Annahme gelangen, dass die Funkkommunikation zwischen Sender und Empfänger innerhalb von 4 ms abgeschlossen sein muss, um Bitfehler zu verhindern. Eine solche Annahme ist jedoch insofern unzulässig, als dass der Dopplereffekt nicht isoliert von der Mehrwegeausbreitung betrachtet werden darf. Tatsächlich wirken sich im Fall des für das WSAN maßgeblichen dynamischen Szenarios, d. h. bei Bewegung der SAMs, beide Phänomene gleichzeitig auf die Übertragungseigenschaften des Funkkanals aus. Daher kann es, selbst wenn die Kommunikation zwischen SAM und BS innerhalb der Kohärenzzeit abgeschlossen wird, zu starken Pegelschwankungen infolge der Mehrwegeausbreitung kommen.

Insgesamt sind in Anbetracht der Datenraten moderner Standard-Funkmodule (vgl. Abschnitt 5.1.1.1) die Auswirkungen der Dopplerstreuung für ein bei 2,4 GHz arbeitendes WSAN, bei dem die an den Sensoren/Aktoren angebrachten Funkmodule mit einer Geschwindigkeit von max. 5,6 m/s bewegt werden, im Gegensatz zu den Effekten der Mehrwegeausbreitung eher vernachlässigbar.

4.2.4 Statische Kanalmessung

Der folgende Abschnitt beschreibt eine Messung zur Charakterisierung des statischen Indoor-Funkkanals in einer quasiindustriellen Umgebung. Wie bereits oben erwähnt, wurden in der Vergangenheit profunde Untersuchungen zur Charakterisierung der

statischen Kanaleigenschaften des Indoor-Funkkanals speziell im Frequenzbereich bei 2,4 GHz durchgeführt. Die Messung erfolgte dabei unter Beachtung der speziellen Randbedingungen des WSAN (Antennentypen, Entfernung, industrielle Umgebung).

4.2.4.1 Messaufbau

Die Kanalmessung wurde in einer Maschinenhalle durchgeführt, welche mit ihren physikalischen Dimensionen von $40 \times 50 \times 9 \text{ m}^3$ einer typischen industriellen Produktionshalle im Sinne von [13] entspricht. Den Messungen wurde also die Annahme zugrunde gelegt, dass industrielle Fertigungsprozesse in aller Regel innerhalb größerer Hallen stattfinden und folglich auch das WSAN später in solchen Hallen eingesetzt wird. Für den Messaufbau gemäß Abbildung 4.6 wurde eine relativ zentrale Position innerhalb der mit vielen statischen Streuobjekten unterschiedlicher Größe ausgestatteten Halle gewählt.

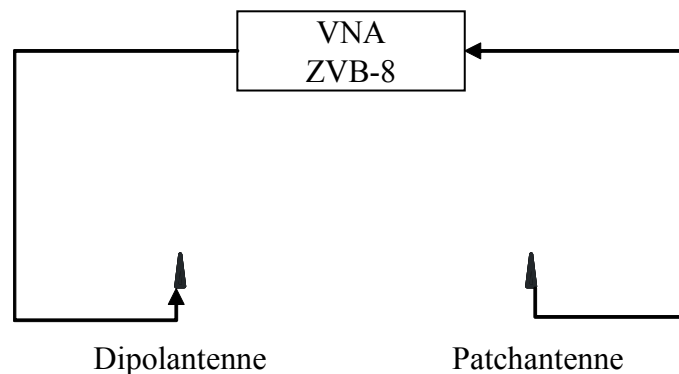


Abbildung 4.6: Messaufbau für die Messung des statischen Funkkanals

Als Antennen wurden zwei unterschiedliche Typen verwendet, wie sie in der späteren Prototypenimplementierung eingesetzt werden sollen. Dabei wird für die funkbasierte Steuerung angenommen, dass diese sich an einem festen Ort befindet. Insofern erscheint der Einsatz einer Antenne mit einer ausgeprägten Richtcharakteristik, welche eine gute Abdeckung der Produktionszelle gewährleistet, sinnvoll. Daher wurde an einen Eingang eines Vektor Network Analyzers (VNA) vom Typ „Rohde-Schwarz, ZVB8“ eine vertikal polarisierte Planarantenne vom Typ „Huber+Suhner, SPA 2400/75/9/10/V“ [19] mit einem Gewinn von 8,5 dBi und einem horizontalen/vertikalen Öffnungswinkel der Hauptkeule (3-dB-Grenze) von 75° bzw. 60° angeschlossen. Für die drahtlosen SA wurde eine einfache Antenne mit einer Richtcharakteristik ähnlich der eines isotropen Rundstrahlers vorgesehen. Dies ist angebracht, da für die SA Mobilität gefordert und daher eine gleichbleibende Richtcharakteristik in alle Richtungen nötig ist. Demzufolge wurde eine kleine, vertikal polarisierte Dipolantenne vom Typ „gigaAnt Titanis 2,4

GHz" [18] mit einem Gewinn von 4,1 dBi und einer über alle Richtungen betrachtet relativ konstanten Richtcharakteristik an einen zweiten Eingang des VNAs angeschlossen. Die Einfügedämpfungen der zum Anschluss der Antennen an den VNA verwendeten Koaxial-Leitungen und SMA-Buchsen wurden vor Durchführung der Messung mit dem VNA ermittelt und bei der Auswertung als multiplikative Komponente berücksichtigt.

4.2.4.2 Messprozedur

Ziel der Messung war es, zum einen die Parameter Streckendämpfungsmaß L_p sowie die Kohärenzbandbreite B_c zur Charakterisierung des statischen Indoor-Funkkanals zu ermitteln. Zum anderen sollte mittels der Messung ein Überblick über den tatsächlichen Einfluss der Mehrwegeausbreitung gewonnen werden. Hierzu wurde mit dem VNA ein Frequenzsweep im interessierenden Frequenzbereich 2,4 – 2,5 GHz mit einer Frequenzauflösung von 100 kHz erzeugt und von einer Antenne zur anderen übertragen. Im VNA wurde das Empfangssignal aufgezeichnet, sodass nunmehr die statische, d. h. zeitinvariante Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung stand. Der entsprechende Datensatz wurde dann in MATLAB eingespielt, wo die weitere Berechnung der Frequenzkorrelationsfunktion $R_H(\Delta f)$ gemäß Gl. (4.21) vorgenommen wurde. Ausgehend von $R_H(\Delta f)$ wurde die Kohärenzbandbreite B_c bestimmt. Das Streckendämpfungsmaß L_p wurde durch Mittelung der Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ über alle Frequenzen berechnet.

Die Messung wurde sowohl bei LOS als auch bei NLOS zwischen den Antennen durchgeführt. Bei der Messung mit NLOS befand sich eine Metallwand zwischen den Antennen. Weiterhin fand jeweils eine Variation des Antennenabstandes mit einer Schrittweite von 1 m bis zu einem maximalen Abstand von 6 m statt, der sich aus Abbildung 4.7 ergibt.

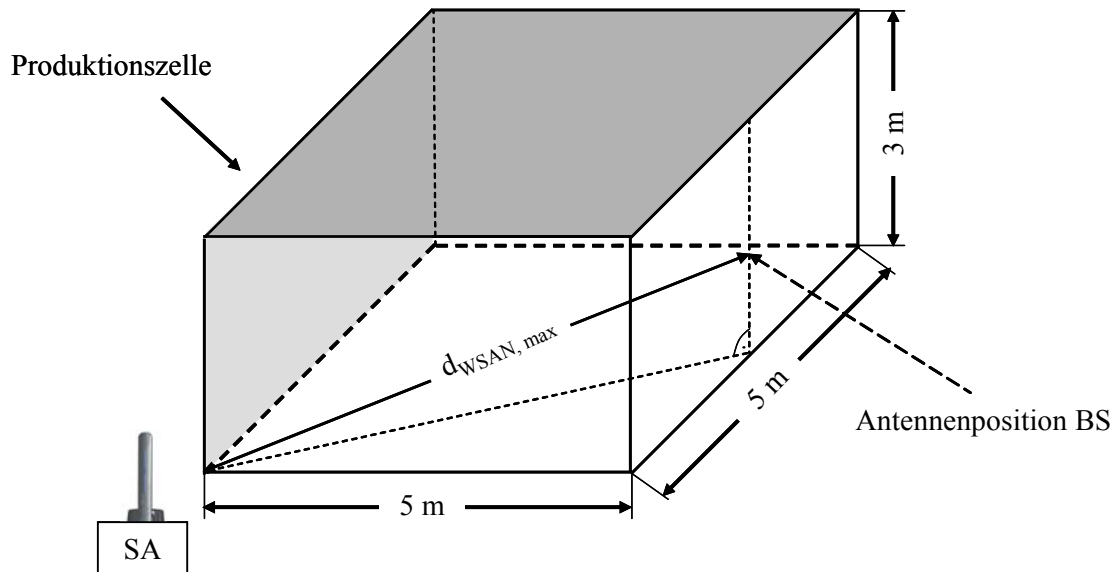


Abbildung 4.7: Physikalische Dimensionierung der Produktionszelle und optimale Antennenpositionierung der Steuerung

Ausgehend von der physikalischen Dimension einer Fertigungszelle gemäß Abschnitt 3 mit $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ sowie einer Positionierung der BS des WSAN bzw. deren Antenne wird als maximaler Abstand zwischen SAM und Antenne der BS des WSAN ein Abstand von $d_{WSAN, max} = 6 \text{ m}$ festgelegt.

4.2.4.3 Messergebnisse

Nachfolgende Abbildungen visualisieren diejenigen Teile der Messungen, welche wichtige Rückschlüsse bezüglich des Streckendämpfungsmaßes L_p , der Kohärenzbandbreite B_c sowie der Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung zulassen. Hierbei entspricht die gemessene Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ dem invertierten Streckendämpfungsmaß L_p .

In einem ersten Schritt wurde sowohl für LOS als auch für NLOS eine Mittelung der bei dem jeweiligen Abstand von Sender und Empfänger gemessenen Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ über die Frequenz durchgeführt. Abbildung 4.8 und Abbildung 4.9 visualisieren das Ergebnis dieser Auswertung.

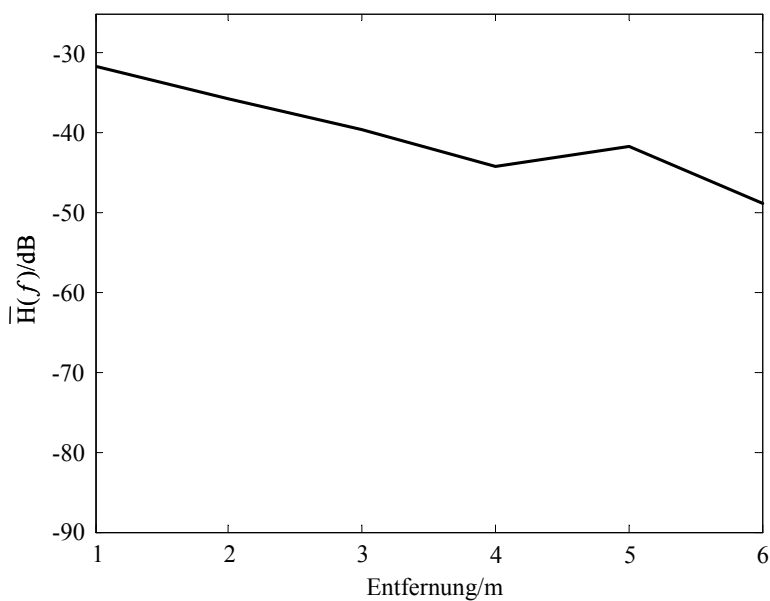


Abbildung 4.8: Über die Frequenz gemittelte Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ bei LOS und verschiedenen Antennenabständen

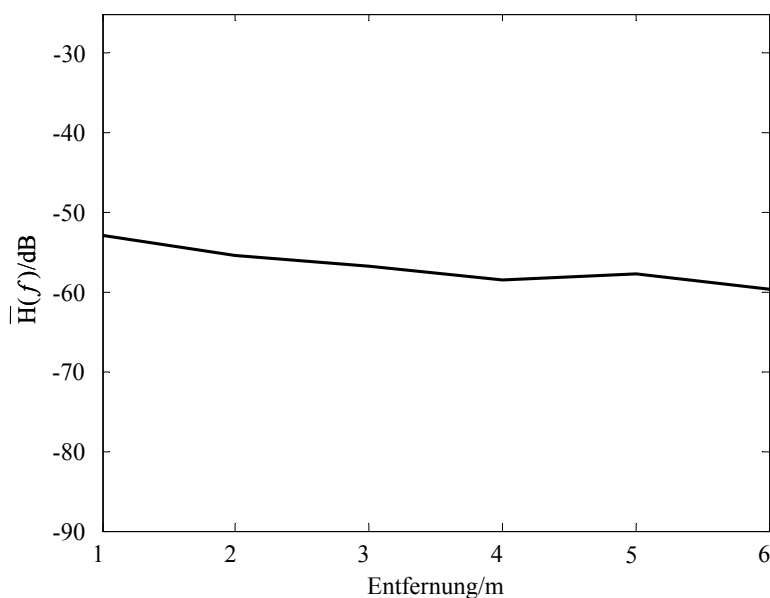


Abbildung 4.9: Über die Frequenz gemittelte Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ bei NLOS und verschiedenen Antennenabständen

Hinsichtlich der über die Frequenz gemittelten Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ kann ausgehend von Abbildung 4.8 zunächst festgestellt werden, dass diese unter LOS-Bedingungen eine grundsätzliche Entfernungsabhängigkeit analog zu den Gleichungen

4.7 bzw. 4.8 aufweist. Hingegen nimmt unter NLOS-Bedingungen $\bar{H}(f)$ ausgehend von Abbildung 4.9 generell niedrigere Werte als bei LOS an. Dies kann mit der längeren Signallaufzeit über die unterschiedlichen Mehrwegepfade und der damit verbundenen höheren Signaldämpfung begründet werden. Daneben ist die Entfernungsabhängigkeit zwar auch bei NLOS erkennbar, aber bei weitem nicht so stark ausgeprägt wie bei Vorhandensein der direkten Ausbreitungskomponente. Hier wirkt sich die Überlagerung der verschiedenen Mehrwegekomponenten aus. Die bei NLOS stärker ausgeprägten Fadingeinbrüche machen sich bei der Mittelung der Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ unmittelbar durch einen niedrigeren Mittelwert bemerkbar. Zwar erkennt man in Abbildung 4.10, dass auch bei LOS aufgrund des schnellen Schwundes Fadingeinbrüche vorhanden sind, jedoch nehmen diese im Vergleich zur NLOS-Übertragung gemäß Abbildung 4.11 ein nicht so starkes Ausmaß an. D. h., zum einen sind im NLOS-Fall die Fadingeinbrüche tiefer und zum anderen treten diese häufiger auf als bei LOS. Es ist offensichtlich, dass im NLOS-Fall bei einer Mittelung über alle Frequenzen bei einem festen Antennenabstand $\bar{H}(f)$ im Vergleich zu LOS weiter gemindert wird.

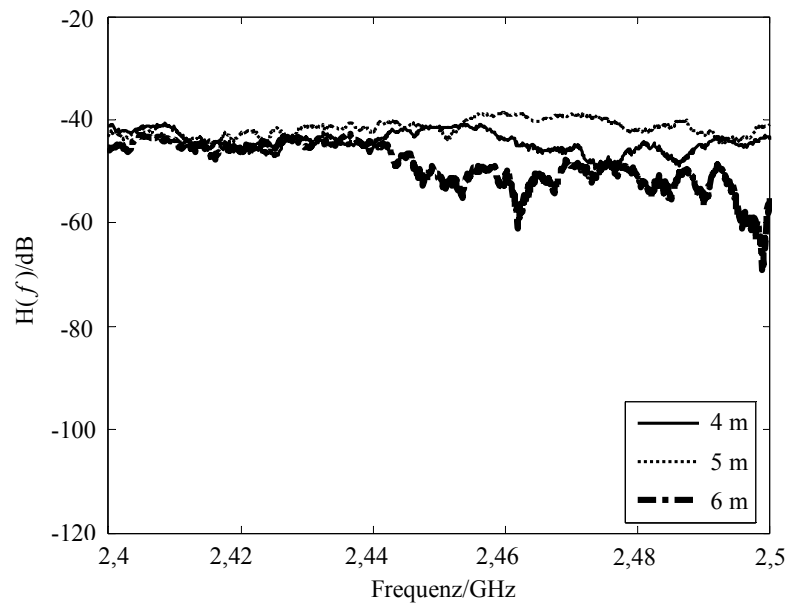
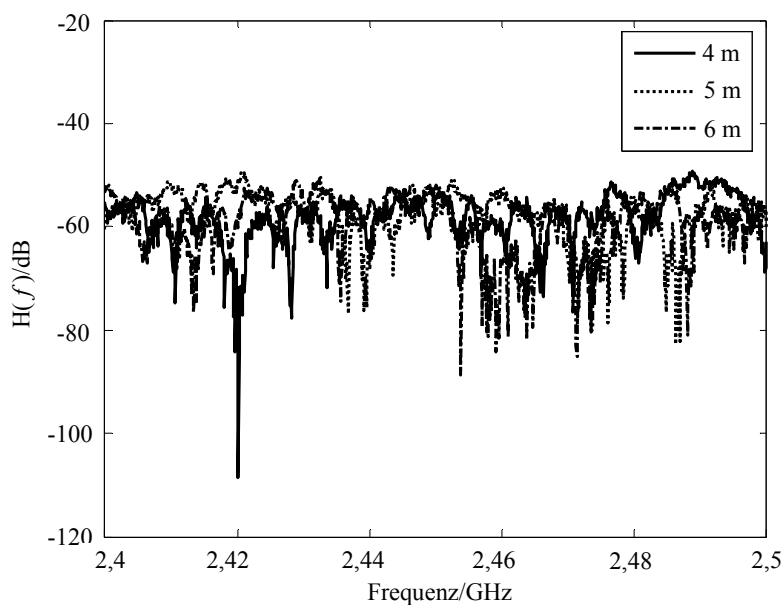
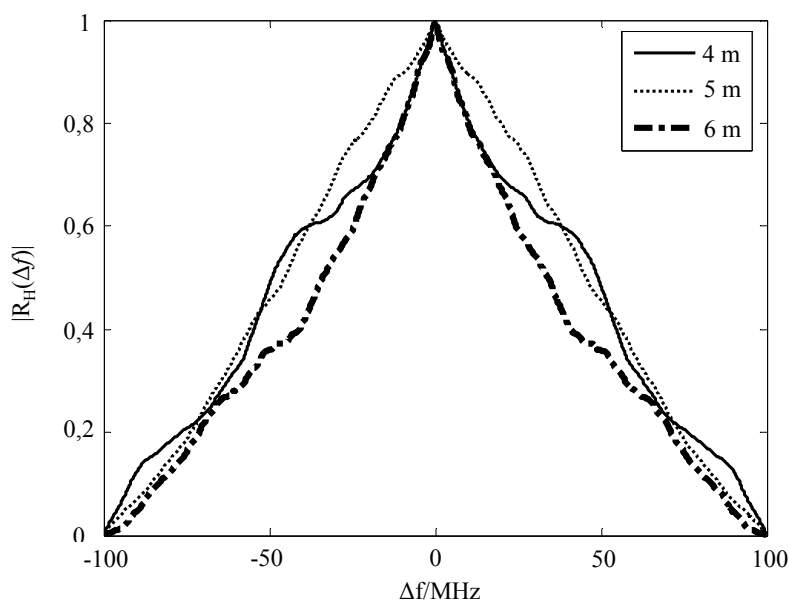


Abbildung 4.10: Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ bei LOS

Abbildung 4.11: Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ bei **NLOS**

Ausgehend von der Tatsache, dass sich die Mehrwegeausbreitung im NLOS-Fall stärker auswirkt, ist die Kohärenzbandbreite B_c bei NLOS-Übertragung kleiner als bei LOS-Übertragung. Dies zeigen Abbildung 4.12 und Abbildung 4.13, welche die Frequenzkorrelationsfunktion $R_H(\Delta f)$ sowohl für LOS als auch für NLOS bei Antennenabständen zwischen 4 und 6 m darstellen.

Abbildung 4.12: Normierter Betrag der Frequenzkorrelationsfunktion $R_H(f)$ bei **LOS** und einem Antennenabstand von 4 bis 6 m

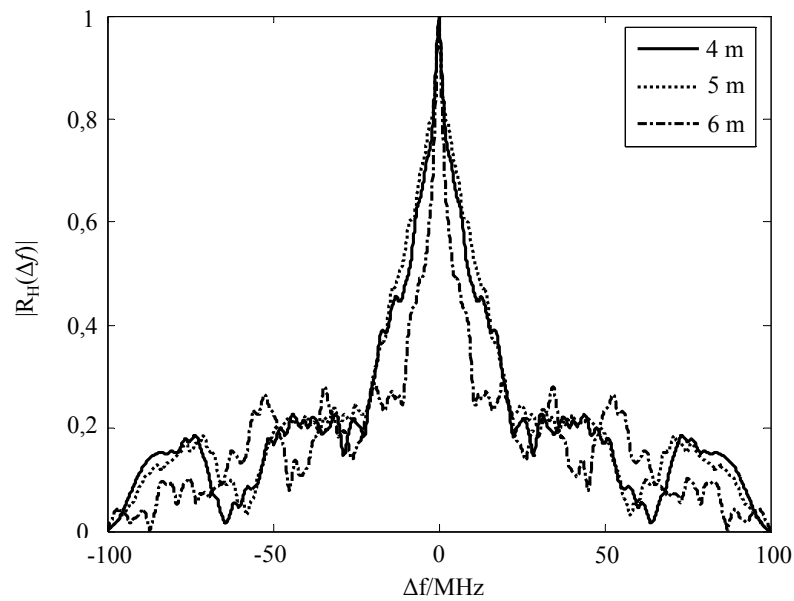


Abbildung 4.13: Normierter Betrag der Frequenzkorrelationsfunktion $R_H(f)$ bei **NLOS** und einem Antennenabstand von 4 bis 6 m

Daher wurde, um die Datenrate des WSAW aus der Kohärenzbandbreite B_c abzuleiten, die Frequenzkorrelationsfunktion $R_H(\Delta f)$ bei NLOS und einem Antennenabstand von 6 m herangezogen. Abbildung 4.14 stellt daher sowohl die 50%- als auch die 90%-Kohärenzbandbreite für diesen Fall dar.

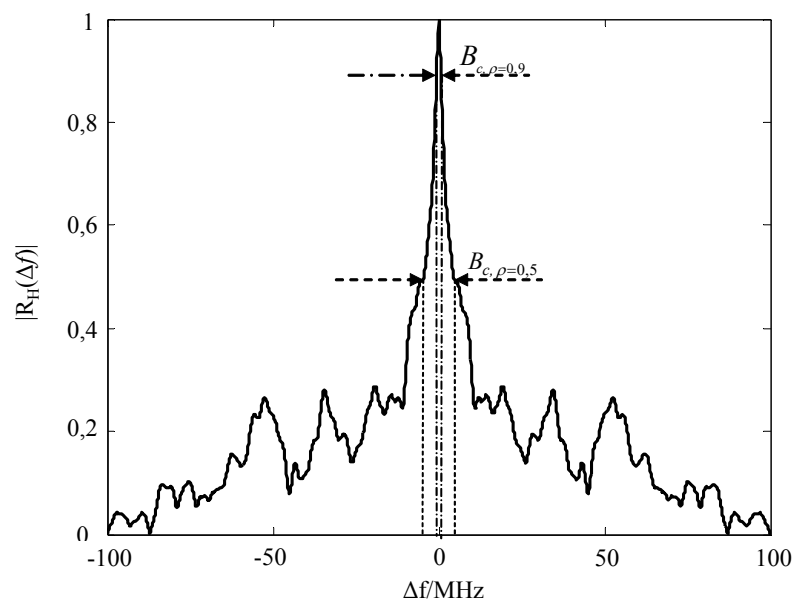


Abbildung 4.14: Kohärenzbandbreite B_c für $\rho = 0,5$ bzw. $\rho = 0,9$ bei **NLOS** und einem Antennenabstand von 6 m

Die in Abbildung 4.14 dargestellten Kohärenzbandbreiten betragen für einen Korrelationskoeffizienten von $\rho = 0,5$ ca. $B_{c,\rho=0,5} = 9$ MHz und für einen Korrelationskoeffizienten von $\rho = 0,9$ ca. $B_{c,\rho=0,9} = 1,2$ MHz. Die Messergebnisse weisen zum einen hinsichtlich der 90%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,5} = 9$ MHz eine hohe Übereinstimmung mit den in [89] präsentierten Ergebnissen auf. Andererseits steht auch der für die 50%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,9}$ ermittelte Wert von 1,2 MHz im Einklang mit den weiter oben erwähnten Messergebnissen, welche in [57] und [99] präsentiert wurden.

4.2.4.4 Bewertung

Bezüglich der über die Frequenz gemittelten Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ kann angesichts der dargestellten Messergebnisse festgehalten werden, dass mit modernen HF-Modulen in Standardbauweise eine Produktionszelle mit der physikalischen Dimension $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ im Mittel durch Funk abgedeckt werden kann. Diese Aussage deckt sich mit dem Ergebnis der im Abschnitt 4.2.1 dargestellten theoretischen Vorbetrachtung hinsichtlich des Streckendämpfungsmaßes L_p . Dabei bedeutet „im Mittel“, dass die gemittelte Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ einen minimalen Wert annimmt, deren Betrag kleiner ist als der in dB ausgedrückte Quotient von Ausgangspegel und min. Empfängerempfindlichkeit der verfügbaren HF-Module (vergl. Abschnitt 5.1.1.1). In Zahlen ausgedrückt heißt dies, dass für den Worst Case eines maximalen Abstandes von Sender und Empfänger von 6 m sowie gleichzeitigem Vorliegen von NLOS-Ausbreitungsbedingungen die über die Frequenz gemittelte Kanalübertragungsfunktion $\bar{H}(f)$ gemäß Abbildung 4.9 einen Mittelwert von $\bar{H}(f) = 60$ dB annimmt. Dieser Wert liegt zwischen 20 und 30 dB unterhalb der gemäß Abschnitt 5.1.1.1 bei standardisierten Funkmodulen maximal tolerierbaren Streckendämpfung. Insofern stehen lediglich diese 20 – 30 dB als Pegelreserve für die Funkübertragung zur Verfügung.

Jedoch wird, wie die vorhergehenden Abbildungen gezeigt haben, diese Pegelreserve durch die Effekte des langsamen und schnellen Schwunds sehr schnell aufgezehrt, sodass ein WSA, dessen Funkübertragung mit HF-Modulen in Standardbauweise realisiert werden soll, sehr schnell an die Grenze seiner Leistungsfähigkeit geführt wird. Daher sind die tiefen und insbesondere unter NLOS-Bedingungen häufigen Fadingeinbrüche, die gemäß Abbildung 4.11 bei NLOS im Mittel ca. 30 dB betragen, innerhalb des Systementwurfs des WSA zu berücksichtigen.

Das WSA ist folglich von seiner Architektur her so auszulegen, dass den Fadingeffekten aktiv begegnet werden kann, um die Zuverlässigkeit der Datenübertragung zu

gewährleisten. Neben der einfachen Verstärkung der HF-Ausgangsleistung sind insbesondere die beiden Methoden Diversität (Diversity) sowie Combining eine interessante Möglichkeit, die Zuverlässigkeit der Datenübertragung zu steigern. Mittels Diversität werden mehrere unkorrelierte Funkkanäle genutzt, um den korrekten Empfang eines Funktelegramms zu gewährleisten. Die für den hier interessierenden Frequenzbereich bei 2,4 GHz sowie unter dem Standardkomponenten-Ansatz besonders interessanten Diversitätstechniken sind

- Frequenzdiversität
- Zeitdiversität
- Raumdiversität

Frequenzdiversität kann durch das parallele Senden bzw. den parallelen Empfang des gleichen Funktelegramms über mehrere Frequenzen erreicht werden. Um die Unkorreliertheit der Datenübertragung zu gewährleisten, muss die Separation der Frequenzen dabei jeweils größer als die 50%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,5}$ sein. Die zeitliche Diversität bezieht sich auf das zeitlich sequenzielle Senden des gleichen Funktelegramms. Die Kanalcodierung stellt in gewisser Hinsicht einen Sonderfall der Zeitdiversität dar, da hierbei redundante Symbole zu unterschiedlichen Zeitpunkten gesendet werden. Die einfachsten Mechanismen sind dabei einfache Wiederholungs-codes, wie sie z. B. bei Bluetooth ihre Anwendung finden. Zeitdiversität allein ist aber im Fall mobiler Funkstationen nicht ausreichend, um Fadingeinbrüche adäquat zu begegnen. So könnte z. B. eine mobile Funkstation in einem Funkloch ihre Bewegung einstellen, wodurch die Datenübertragung u. U. nicht möglich wäre. Schließlich lässt sich ein Funktelegramm auch über mehrere örtlich getrennte Antennen senden bzw. empfangen, was als Raumdiversität bezeichnet wird. Hierbei wird die Tatsache ausgenutzt, dass z. B. zwei sich im Abstand d zueinander befindlichen Empfangsantennen ein unkorreliertes Ausgangssignal bei gleichem Sendesignal liefern kann. Diese unkorrelierten Ausgangssignale können nun über eine geeignete Combining-Technik so zusammengefasst werden, dass die Fadingeffekte gemildert werden können. Die dem Standardkomponenten-Ansatz entsprechenden Combining-Techniken sind

- Selective Combining
- Switched Combining

Beim Selective Combining findet eine parallele Überwachung des Signal-Rausch-Abstands (SNR) aller Antennenausgänge statt, um über eine entsprechende Schaltlogik den Kanal mit dem maximalen SNR auszuwählen und der weiteren Verarbeitung

zuzuführen. Das Switched Combining stellt eine Vereinfachung des Selective Combining dar, indem zu jeder Zeit nur ein Kanal überwacht wird, um bei Unterschreiten eines SNR auf den nächsten Kanal zu wechseln.

Abbildung 4.15 verdeutlicht den positiven Effekt der Antennendiversity im Zusammenspiel mit dem Selective Combining.

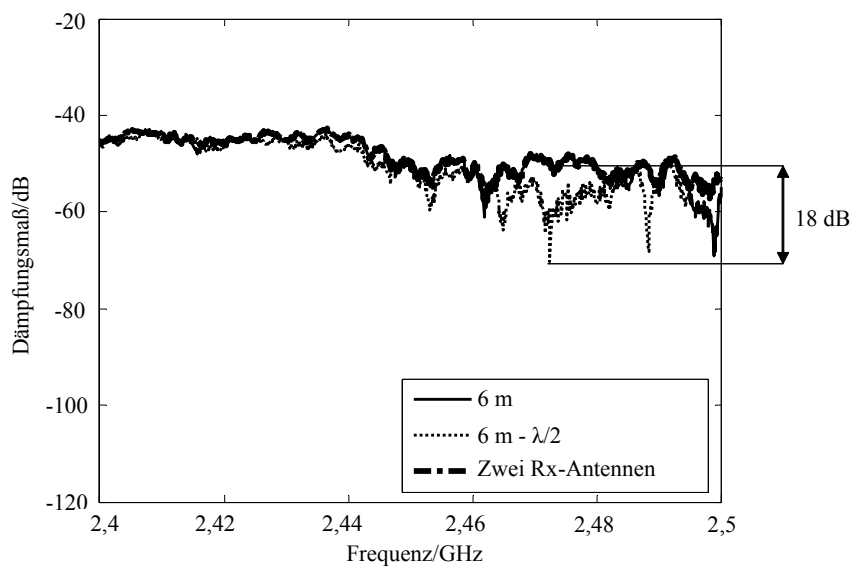


Abbildung 4.15: Ergebnis eines einfachen Selective Combining bei LOS

Hierbei wurde im Rahmen der oben beschriebenen Messung unter LOS-Bedingungen die Position der Empfangsantenne bei einem Abstand von 6 m zur Sendeantenne um eine halbe Wellenlänge variiert. Hinsichtlich des Antennenabstandes wird in [90] ein minimaler Abstand von $d = \lambda/4$ vorgeschlagen, sodass die entsprechenden Sendee- und Empfangskanäle unkorreliert sind. Für beide Positionen der Empfangsantenne wurde die Kanalübertragungsfunktion $H(f)$ ermittelt. Für jeden Frequenzstützpunkt wurde ein Vergleich der Dämpfungen der beiden Antennenpositionen durchgeführt und der größere Wert fett in Abbildung 4.15 eingezeichnet. Man erkennt deutlich, dass mit dieser Methode Fadingeinbrüche stark unterdrückt werden können. Mithin lässt sich unter LOS-Bedingungen durch das Selective Combining gemäß Abbildung 4.15 ein Gewinn von 18 dB erzielen. Ausgehend von den tieferen Fadingeinbrüchen gemäß Abbildung 4.11 wird bei NLOS dieser positive Effekt des Combinings noch stärker ausfallen.

Zur Abschätzung der geeigneten Symbolrate der einzusetzenden Funktechnik werden die Messergebnisse hinsichtlich der Kohärenzbandbreite B_c herangezogen. Dabei ist

ausgehend von dem Standardkomponenten-Ansatz der Einsatz von Equalizern zu vermeiden. Daher muss die Datenrate des WSA, um Intersymbolinterferenzen zu verhindern, geringer als die hier für NLOS ermittelte minimale Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,9} = 1,2$ MHz gewählt werden. Mit Bezug auf die aus der Literatur verfügbaren Daten und basierend auf den eigenen Messergebnissen sollte eine Symbolrate in der Größenordnung von 1 MHz für eine Datenübertragung in industrieller Umgebung in jedem Fall unkritisch sein. Diese Aussage wird durch die zahlreichen Bluetooth-basierten Applikationen [83], [95] bestätigt, welche mit der BT Basic Rate von 1 MBit/s arbeiten.

Zusammenfassend können vor dem Hintergrund der dargelegten Eigenschaften des mobilen Indoor-Funkkanals folgende Feststellungen in Bezug auf das zu entwerfende WSA getroffen werden:

1. Um eine Produktionszelle mit der geforderten physikalische Dimension $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$ mit Funk abdecken zu können, muss das HF-Frontend des WSA ein Verhältnis von max. Ausgangsleistung zu min. Empfangsempfindlichkeit von mehr als 90 dB aufweisen. Dies würde jedoch gerade die bei NLOS ermittelte Streckendämpfung (ca. 60 dB) sowie die Fadingeinbrüche (ca. 30 dB) kompensieren.
2. Daher muss das WSA von seiner Architektur her so ausgelegt werden, dass es die Möglichkeit des Einsatzes der oben beschriebenen Diversitätstechniken bietet. Eine optionale Verstärkung der HF-Ausgangsleistung ist ebenfalls ein sinnvolles technisches Feature, um Pegelbrüche auszugleichen.
3. Die Beschränkung auf einfache, kostengünstige HF-Frontends ohne Equalizer bedingt vor dem Hintergrund der unter NLOS ermittelten Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,9} = 1,2$ MHz die Wahl einer Symbolrate, die kleiner als die Kohärenzbandbreite ist.
4. Weiterhin muss, um eine robuste Datenübertragung zu gewährleisten, das HF-Frontend frequenzagil sein. Dies bedeutet, dass im Fall von (fadingbedingten) Pegelbrüchen den oberen Protokollschichten die Möglichkeit geboten wird, die 50%-Kohärenzbandbreite $B_{c,\rho=0,5}$, welche bei NLOS zu 9 MHz ermittelte wurde, durch einen Frequenzsprung zu überbrücken. Die Frequenzagilität lässt sich zudem zur Sicherstellung der Koexistenz mit anderen Funksystemen nutzen.

4.3 Netzwerktopologie

Innerhalb der letzten Jahre haben – initiiert durch die Firma Intel sowie durch die Defense Advanced Research Projects Agency des US-amerikanischen Verteidigungsministeriums – die sogenannten „Wireless Ad-Hoc Sensor Networks“ (WSN) [9], [75] enorme Popularität erlangt. Ein WSN ist hierbei ein aus mehreren mobilen Endgeräten/Netzwerkknoten (Node) bestehendes und nach Ausbringung der Netzwerkknoten sich selbst konfigurierendes (Ad-hoc-)Netzwerk, welches ohne feste Infrastruktur betrieben wird. Innerhalb der zumeist vermaschten Netze (Meshnet) lassen sich zum einen über Gatewayknoten Informationen gezielt in das WSN einspeisen, um dann über die vielen möglichen Ausbreitungspfade an den richtigen Netzwerkknoten weitergeleitet (Routing) zu werden. Zum anderen lassen sich mit den an den einzelnen Netzwerkknoten angeschlossenen Sensoren beliebige Informationen aus dem Netz ziehen, welche nach optionaler lokaler Datenaggregation und -fusion an eine oder mehrere Netzwerksenken weitergeleitet werden können. Der herausragende Schwerpunkt der WSN-bezogenen Forschung liegt in der Entwicklung energieeffizienter Routing- und MAC-Protokolle, welche einen jahrelangen Batteriebetrieb bzw. die ausschließliche Versorgung der Knoten mit Umgebungsenergie ermöglichen, bei gleichzeitiger Sicherstellung des sogenannten Quality of Service (QoS, Zuverlässigkeit, Echtzeitverhalten).

Vor dem Hintergrund der sehr energieeffizienten Funktionsweise der WSNs ist es nicht verwunderlich, dass WSNs auch im Kontext von Anwendungen auf der Sensor-/Aktor-ebene zunächst als ein vielversprechender Technologieansatz erscheinen. Schließlich ist auch für diese Anwendungen eine energieautarke Betriebsweise gefordert (vergl. Abschnitt 3.4). Mithin wird sogar in der oben erwähnten VDI-Richtlinie [38] für die Anwendungsbereiche „Prozessautomatisierung“ sowie „Produktionslinie“ ein Ad-hoc-Netzwerk als Netzwerktopologie vorgeschlagen.

Bei diesem Ansatz wird jedoch völlig der Sachverhalt außer Acht gelassen, dass bei WSNs die Energieeffizienz im Wesentlichen durch extrem niedrige Duty Cycles erreicht wird. Letztlich findet nämlich in den WSN-Routing- und MAC-Algorithmen ein Tausch von QoS gegen den Energieverbrauch statt. Da aber gerade hinsichtlich der Robustheit und Verlässlichkeit der Datenübertragung in echtzeitfähigen drahtlosen Sensor-/Aktornetzwerken keine Abstriche gemacht werden können, wird im Rahmen dieser Arbeit ähnlich dem in [83] und [84] vorgestellten Ansatz ein klassisches Infrastrukturnetzwerk in sternförmiger Topologie realisiert. Im Rahmen eines solchen Infrastrukturnetzwerkes lassen sich zum einen relativ einfach viele mobile Netzwerkknoten deterministisch an einen zentralen Netzwerkknoten anbinden, welcher als Gateway des

WSAN zu den übergeordneten (Feldbus-)Systemen fungiert. Zum anderen können die Freiräume, die sich in den einzelnen mobilen Knoten aufgrund der geordneten Datenübertragung innerhalb eines Infrastrukturnetzwerkes ergeben, für den Übergang in energiesparende Betriebsmodi (Sleep Mode) genutzt werden. Auf diese Weise lassen sich Energieeffizienz und deterministische Datenübertragung durchaus in Einklang bringen.

Als Referenzsystem für das sternförmige WSAN, welches im Abschnitt 4.6 detailliert dargestellt wird, dient dabei das ebenfalls sternförmig ausgelegte AS-Interface (vergl. Abschnitt 3.3.1).

4.4 Analyse von Mehrfachzugriffsverfahren

Generell werden komplexe Produktionsprozesse in kleinere Subprozesse aufgespaltet, welche in „unabhängigen“ Produktionszellen realisiert werden. Daher ist es erforderlich, dass das zu entwerfende WSAN reibungslos in die gegebenen Strukturen der Fabrikautomatisierung eingebettet werden kann. Folglich bietet es sich an, das WSAN zellular zu strukturieren. Das bedeutet, dass pro Subprozess bzw. Produktionszelle ein WSAN eingesetzt wird und mehrere sich in gegenseitiger Funkreichweite befindliche WSANs koexistieren müssen.

Ausgehend von dieser zellularen Struktur sowie der gewählten Netzwerktopologie stellt sich daher die Frage nach der Wahl des geeigneten Mehrfachzugriffsverfahrens auf das gemeinsame drahtlose Übertragungsmedium aller sich in gegenseitiger Funkreichweite befindlichen Teilnehmer des oder der WSANs.

Grundsätzlich konkurrieren alle drahtlosen Netzwerkteilnehmer um den Zugriff auf das gemeinsame Übertragungsmedium. Zum anderen unterliegt der Funkkanal einer durch die verschiedenen internationalen Regulierungsbehörden festgelegten Bandbreitenbegrenzung. Vor diesem Hintergrund muss für das zellulare Funksystem ein Mechanismus implementiert werden, welcher die verfügbare Bandbreite effizient ausnutzt und gleichzeitig den Zugriff der Teilnehmer so regelt, dass es nicht zu Kollisionen von Funktelegrammen und somit zum Verlust von Daten kommen kann. Diese Art von Mechanismus wird unter dem Begriff „Mehrfachzugriffsverfahren“ (Multiple Access Scheme) subsumiert. Softwareseitig wird der Medienzugriff im sogenannten MAC-Layer, einer Unterschicht des Data Link Layers des OSI-Referenzmodells, implementiert.

Hinsichtlich der Mehrfachzugriffsverfahren lassen sich vier grundlegende Verfahren unterscheiden (vgl. [29]):

- Zeitvielfachzugriff (Time Division Multiple Access, TDMA)
- Frequenzvielfachzugriff (Frequency Division Multiple Access, FDMA)
- Codevielfachzugriff (Code Division Multiple Access, CDMA)
- Raumvielfachzugriff (Space Division Multiple Access, SDMA)

Beim TDMA-Verfahren wird der Vielfachzugriff auf das Übertragungsmedium im Zeitbereich geregelt. Die Zeit wird hierbei in Zeitschlitze (Timeslots, Slots) unterteilt. In aller Regel (vgl. Abschnitt 4.2) werden die einzelnen Slots zu Gruppen von Slots, welche als Zeitrahmen (Frames, Superframes) bezeichnet werden, zusammengefasst.

In einem zellularen Funksystem auf TDMA-Basis werden jedem Teilnehmer ein oder mehrere Slots pro Frame sowohl in der Downlink-Richtung (BS → Teilnehmer) als auch in der Uplink-Richtung (Teilnehmer → BS) zugewiesen. In der Downlink-Richtung überträgt die BS ihre Daten grundsätzlich in einem sogenannten Broadcast-Verfahren („einer an alle“) an die aktiven Teilnehmer. Das Funktelegramm der BS wird auch als Beacon bezeichnet, wenn es durch die Teilnehmer zur Synchronisation mit der BS genutzt wird. Die aktiven Teilnehmer empfangen im Downlink parallel und können die für sie bestimmten Daten auslesen. Insofern findet im Downlink ein zeitliches Multiplex (Time Division Multiplex) statt. Im Uplink steht jedem Teilnehmer in den ihm zugewiesenen Slots das Übertragungsmedium mit seiner gesamten Bandbreite für die Übertragung seiner Daten zur Verfügung. Zur Vermeidung von Interferenzen ist seitens der Teilnehmer das exakte Einhalten der Zeitschlitze zwingend notwendig. Daher werden zum Schutz vor zeitlichen Überlappungen in TDMA-Systemen oftmals sogenannte Schutzintervalle (Guardtimes), d. h. Zeitintervalle, in denen nicht gesendet werden darf, zwischen die einzelnen Slots bzw. Frames gelegt. Uplink und Downlink können zum einen zeitlich getrennt werden, wobei man in diesem Fall von Time Division Duplex (TDD) spricht. Zum anderen können Uplink und Downlink unterschiedliche Frequenzen zugewiesen werden, was mithin als Frequency Division Duplex (FDD) bezeichnet wird. TDD erfordert einen höheren Synchronisationsaufwand, kommt aber mit einer vom Aufbau her betrachtet einfacheren und somit kostengünstigeren HF-Architektur aus, als dies bei FDD der Fall ist. Zudem lässt sich mit TDD die Übertragungsressource zwischen Uplink und Downlink flexibel regeln [35].

Neben diesem klassischen TDMA-Verfahren gibt es mit dem Token- und dem Polling-Verfahren zwei weitere Techniken, bei welchen die Trennung der Netzwerkteilnehmer im Zeitbereich vorgenommen wird. In Token-basierten Verfahren wird das Senderecht

von einem Netzwerkknoten zum anderen weitergereicht. Derjenige Knoten, welcher den Token besitzt, wird auch als Active Talker bezeichnet. Alle Netzwerkteilnehmer mit Ausnahme des Active Talker verbleiben grundsätzlich im Empfangsmodus. Dieses widerspricht jedoch den an ein WSAAN gestellten Anforderungen hinsichtlich Echtzeitverhalten und Energieverbrauch. Weiterhin impliziert ein Token-basiertes Verfahren die Verbindungsfähigkeit aller logisch (Token-Bus) bzw. physikalisch (Token-Ring) benachbarten Netzwerkknoten zu jedem Zeitpunkt, was wiederum für ein drahtloses Netzwerk nicht als selbstverständlich vorausgesetzt werden kann.

Aus demselben Grund scheidet auch ein Polling-basiertes Verfahren als Mehrfachzugriffsverfahren für ein WSAAN aus. Zudem weisen Funktelegramme grundsätzlich einen relativ großen, mehrere Bytes umfassenden physikalischen Overhead auf. Dieser physikalische Overhead besteht normalerweise aus einer Präambel und dem sogenannten Start-of-Frame-Delimiter (SFD), welche auf Empfängerseite zur Bitsynchronisation und zur Erkennung des Telegrammstarts benötigt werden. Daher würde ein Polling-basiertes Verfahren dazu führen, dass pro Polling-Zyklus, bestehend aus Abfrage durch einen Master und Antwort durch einen Slave, der Overhead der Funktelegramme zweimal entstünde. Das hätte insgesamt höhere Systemantwortzeiten zur Folge. Zudem besteht auch beim Polling das Problem, dass die zu pollende Station sich grundsätzlich im Empfangsmodus befinden müsste, was wie beim Token-Verfahren einen erhöhten Energieverbrauch zur Folge hätte.

Beim FDMA-Verfahren findet eine Unterteilung der Gesamtbandbreite des Übertragungsmediums in mehrere Frequenzbänder statt. Auf den einzelnen Unterbändern erfolgt dann eine parallele Kommunikation.

Erreicht wird diese Unterteilung des Übertragungsspektrums durch die Verwendung mehrerer Trägerfrequenzen. Der Sender strahlt seine Telegramme auf einer spezifischen Trägerfrequenz aus, die im Empfänger herausgefiltert wird. Aufgrund der endlichen Flankensteilheit der Filter sind bei FDMA-Verfahren sogenannte Schutzbänder (Guardbands) vorgesehen, welche einen Mindestabstand der Trägerfrequenzen sicherstellen, um Interferenzen durch Übersprechen zu verhindern. Ein Vorteil des FDMA-Verfahrens im Vergleich zum TDMA-Verfahren sind die geringeren Synchronisationsanforderungen.

In der Praxis hat sich, um eine Reduzierung frequenzselektiver Störungen zu erreichen, eine Kombination von FDMA und TDMA durchgesetzt. In diesem sogenannten Frequenzsprungverfahren (Frequency Hopping) wird die Trägerfrequenz von TDMA-Rahmen zu TDMA-Rahmen variiert.

Hinsichtlich der Geschwindigkeit des Frequenzwechsels wird weiterhin zwischen Systemen mit langsamem und schnellem Frequenzspringen (Slow bzw. Fast Frequency Hopping) unterschieden. Beim Slow Frequency Hopping wird minimal 1 Bit pro Frequenzsprung übertragen, bevor ein Frequenzwechsel stattfindet. Hingegen findet bei einem Fast Frequency Hopping mindestens ein Frequenzsprung pro 1 Bit statt (vgl. [41]). Als bekannte Beispiele sind hier GSM sowie die Bluetooth-Technik (vgl. Abschnitt 4.5.2) zu nennen.

Beim CDMA-Verfahren steht jedem Teilnehmer zu jeder Zeit das gesamte Frequenzspektrum für die Datenübertragung zur Verfügung. Getrennt werden die Teilnehmer über ein spezielles Codierverfahren. Dabei wird das schmalbandige Signal eines jeden Teilnehmers durch den sogenannten Spreizcode spektral so aufgeweitet, dass das resultierende breitbandige Signal unempfindlicher gegenüber schmalbandigen, frequenzselektiven Störern wird. Neben der geringeren Störanfälligkeit gegenüber schmalbandigen Störern sind als weitere Vorteile des CDMA-Verfahrens zum einen die systemimmanente Datenverschlüsselung und zum anderen die nicht erforderliche Synchronisation der einzelnen Teilnehmer untereinander zu nennen. Als Hauptnachteil gilt das sogenannte Near/Far-Problem, welches die Notwendigkeit einer Leistungsregelung in den einzelnen Teilnehmern aufgrund unterschiedlicher Entfernungen zur Basisstation bezeichnet. Daneben sind die entsprechenden Empfänger vom Aufbau her komplexer (Korrelatoren) und sie haben einen vergleichsweise hohen Energiebedarf.

Schließlich ist als letztes Vielfachzugriffsverfahren der Raumvielfachzugriff SDMA zu nennen, bei dem zur Erhöhung der Systemkapazität die Funkzelle durch Verwendung von gerichteten Antennen bzw. Antennenarrays in Raumsegmente unterteilt wird. In benachbarten Raumsegmenten kann dabei die gleiche Frequenz genutzt werden.

Bewertet man die verschiedenen Mehrfachzugriffsverfahren hinsichtlich ihres Einsatzes in echtzeitfähigen industriellen Funksystemen, so ist das TDMA-Verfahren grundsätzlich die erste Wahl. Zum einen erhält jeder Teilnehmer – sofern das System entsprechend dimensioniert ist – die benötigte Bandbreite. Zum anderen ist die Verzögerung der einzelnen Teilnehmerdaten deterministisch und lässt sich mittels Worst-Case-Betrachtungen zumeist im Vorhinein bestimmen. Jedoch gilt es die besonderen Charakteristika des Funkkanals im industriellen Umfeld zu beachten (vgl. Abschnitt 4.2). Daher sollte ein zelluläres Funksystem für den industriellen Bereich, wie weiter oben bereits erwähnt, zusätzlich über die Möglichkeit des Frequenzspringens verfügen, um schmalbandigen frequenzselektiven Störungen adäquat zu begegnen.

In [96] wird die Idee eines zellularen drahtlosen Kommunikationssystems für die industrielle Applikation auf Basis eines flexiblen TDMA-MAC-Protokolls präsentiert. Die Funkzelle (Picozelle) besteht aus einer Basisstation und mehreren (mobilen) Teilnehmern, wobei die mobilen Teilnehmer innerhalb der Picozelle direkt miteinander kommunizieren können. Die Trennung benachbarter Zellen soll über die Frequenz erfolgen. Der Rahmen des TDMA-MAC-Protokolls gliedert sich gemäß Abbildung 4.16 in mehrere Teile.

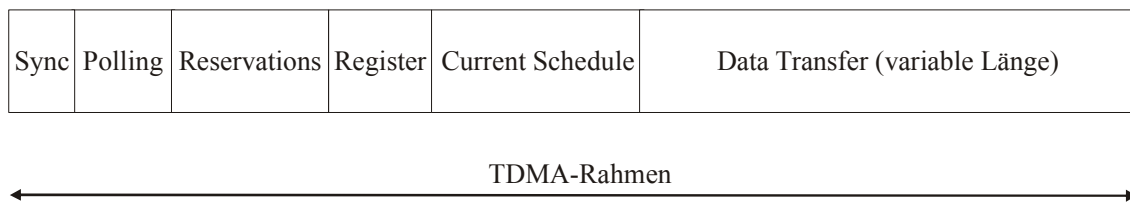


Abbildung 4.16: FDTMA-Rahmenstruktur

Nach erfolgter Synchronisation pollt die Basisstation in einer ersten Phase (Polling) alle Teilnehmer. In der folgenden Reservierungsphase (Reservations) melden die einzelnen Teilnehmer ihren Bandbreitenbedarf (Anzahl von Zeitschlitz) bei der Basisstation an. Danach können sich im nächsten Zeitintervall (Register) neue Teilnehmer bei der Basisstation registrieren. Die Basisstation nimmt daraufhin eine Verteilung der Zeitschlitz auf die einzelnen Teilnehmer vor und teilt diesen die Ressourcenverteilung (Current Schedule) mit. Hiernach können die Teilnehmer in den ihnen zugewiesenen Zeitschlitz den eigentlichen Datentransfer durchführen.

Der Fokus der Arbeit liegt zum einen auf der Echtzeitfähigkeit und zum anderen auf einer optimalen und flexiblen Bandbreitenausnutzung. Jedoch stellt sich die Frage, ob die gewünschte Flexibilität bei der Vergabe der Zeitschlitz in industriellen Steuerungsprozessen tatsächlich notwendig ist. Vor dem Hintergrund des statischen Charakters von Sensor-/Aktordaten – so bleiben z. B. sowohl die Auflösung der Sensoren als auch die Anzahl der Sensoren/Aktoren während des Betriebs grundsätzlich konstant – darf dies bezweifelt werden. Insofern wird durch die gewonnene, aber nicht erforderliche Flexibilität ein solch großer zeitlicher Overhead erzeugt, dass das Primärziel der Echtzeitfähigkeit stark beeinträchtigt wird. Hinzu kommt, dass das vorgeschlagene System kein Frequenzsprungverfahren beinhaltet, was aber, wie oben bereits dargestellt wurde, in industrieller Umgebung unabdingbar ist. Abschließend bleibt festzustellen, dass sich das in dieser Arbeit verwendete Pollingschema aufgrund des physikalischen Overheads der

Funkübertragung nicht für den Einsatz in echtzeitfähigen funkbasierten Systemen eignet (vgl. Abschnitt 5.1.1.1).

4.5 Analyse verfügbarer Funktechnologien

Grundsätzlich lassen sich die zahlreichen verfügbaren Funktechnologien in standardisierte und proprietäre Lösungen unterscheiden (vgl. [91]). Der Einsatz von standardisierten Technologien scheint dabei in zweierlei Hinsicht sinnvoll zu sein. Zum einen wird seitens der Automatisierungsindustrie generell standardisierten Lösungen der Vorzug gegeben, da hierdurch das Risiko der Abhängigkeit von Zulieferern vermindert wird. Zum anderen führt eine Standardisierung in aller Regel zur Verfügbarkeit von preisgünstigen Technologien, wodurch den Wirtschaftlichkeitsbestrebungen der Industrie Rechnung getragen wird.

Im Folgenden wird auf Basis der im Abschnitt 4.1 dargelegten Feststellungen eine genauere Betrachtung sowohl der standardisierten als auch der proprietären funkbasierten Kommunikationstechniken im lizenzfreien 2,4-GHz-ISM-Band vorgenommen. Dabei wird aufgezeigt, in welchem Maß sich die betrachteten Technologien für den Einsatz im Sensor-/Aktorbereich eignen. Die Bewertung wird anhand derjenigen Eigenschaften vorgenommen, welche für die Eignung der jeweiligen Technologie für den Einsatz im interessierenden Sensor-/Aktorbereich maßgeblich sind. Dies sind zum einen das zeitliche Verhalten, welches sowohl die Übertragungsraten als auch den Medienzugriff beinhaltet, und zum anderen der Energieverbrauch der betrachteten Technologie.

4.5.1 802.11 b/g (WLAN)

Die vom Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) herausgegebene Normen-Familie 802.11, bekannt als WLAN, beschreibt einen Standard für die drahtlose Netzwerkkommunikation im lokalen Bereich, wobei der Fokus auf einen hohen Datendurchsatz gerichtet ist. Typischerweise werden WLAN-Systeme für den Anschluss von Computern an das lokale Netzwerk (LAN) und indirekt an das Internet eingesetzt.

Die mittlerweile veraltete Urversion [46], welche im Jahr 1997 verabschiedet wurde, spezifiziert den MAC-Layer sowie den Physical Layer gemäß dem OSI-Modell. Auf der physikalischen Schicht wurden zwei Spreizspektrumverfahren (FHSS, DSSS) für die Datenübertragung im 2,4-GHz-ISM-Band mit einer Datenrate von 1 oder 2 MBit/s festgelegt. Im Jahr 1999 erfolgte dann mit 802.11b [47] die Festlegung eines Higher-

Speed Physical Layers für das DSSS-Verfahren, was eine Datenrate von 5,5 und 11 MBits/s ermöglichte. Mit 802.11g [48] wurde im Jahr 2003 die physikalische Schicht des DSSS-Verfahrens mit der Spezifikation einer „Extended Rate“ abermalig erweitert, wodurch eine Datenrate von max. 54 MBits/s ermöglicht wurde.

Grundsätzlich stehen innerhalb von 802.11 bei Nutzung des DSSS-Verfahrens 13 (USA: 11) verschiedene Kanäle zur Verfügung. Bei parallelem Betrieb lassen sich jedoch aufgrund der Bandbreite eines einzelnen Kanals von 22 MHz nur 3 Kanäle gleichzeitig nutzen.

Der IEEE-802.11-MAC-Layer regelt den Medienzugriff grundsätzlich mit einem Time-Division-Multiplex-Verfahren (TDD), d.h. Senden und Empfangen finden auf einer Frequenz sowie in zeitlicher Hinsicht sequenziell statt. Zur genauen Koordination des Medienzugriffs wurden zwei verschiedene Koordinierungsfunktionen definiert.

In der sogenannten „Distributed Coordination Function“ (DCF), welche zwingend vorgeschrieben ist, wird als MAC-Protokoll ein „Carrier Sense Multiple Access“ (CSMA) mit „Collision Avoidance“ (CA) verwendet. Dabei scannt ein Teilnehmer zunächst das Medium. Im Falle eines freien Mediums kann der Teilnehmer den Sendevorgang starten. Andernfalls wartet der Teilnehmer ab, bis die laufende Übertragung beendet ist. Nun beginnt das sogenannte „Contention Window“ (CW), eine Zeitspanne, in der jeder Teilnehmer versucht, das Recht des Medienzugriffs zu bekommen. Ist das Medium frei, so wartet jeder Teilnehmer innerhalb des CWs für eine zufällig bestimmte Zeit. Ist nach Ablauf dieser Zufallszeit das Medium weiterhin frei, so kann der Teilnehmer mit dem Senden beginnen. Mit jedem Übertragungsfehler erfolgt eine Verdoppelung der Zeitspanne des CWs. Als zusätzlicher Sicherungsmechanismus kann ein „Ready to Send (RTS)/ Clear to Send (CTS)“-Handshake eingesetzt werden. Hiermit wird dem „Hidden Terminal“-Problem begegnet, bei dem die Datentelegramme eines ersten Senders durch einen zweiten Sender, welcher sich zwar in Reichweite des Empfängers, aber außerhalb der Reichweite des ersten Senders befindet, gestört werden. Der erste Sender setzt vor dem Beginn der eigentlichen Datenübertragung zunächst ein RTS-Telegramm ab, welches vom Empfänger mit einem CTS-Telegramm beantwortet wird.

Neben der DCF-Funktion ist mit der optionalen „Point Coordination Function“ (PCF), die sich jedoch praktisch nicht hat durchsetzen können, ein weiterer MAC-Mechanismus definiert. Durch die PCF-Funktion wird die Zeit in eine „Contention Period“ (CP) und eine „Contention Free Period“ (CFP) unterteilt. Der Medienzugriff wird in der CP unter Anwendung der DCF geregelt. Ist der Zugriff festgelegt, so kommt

in der anschließenden CFP ein Polling-Schema zur Anwendung, bei dem jedem Teilnehmer mit Zugriffsrecht über ein Synchronisations-Telegramm (Beacon) des Empfängers ein Zeitschlitz für die Übertragung zugeordnet wird.

Vor dem Hintergrund der Funktionsweise der DCF-Funktion lässt sich feststellen, dass die DCF-Funktion und die PCF-Funktion und somit der 802.11-MAC-Layer insgesamt aufgrund der fehlenden Deterministik im Kanalzugriff für einen zeitkritischen periodischen Datenverkehr, wie es auf Sensor-/Aktorebene der Fall ist, ungeeignet sind.

Auf der physikalischen Ebene ist in der Rahmenstruktur der physikalischen Telegramme entsprechend Abbildung 4.17 grundsätzlich ein Overhead (SYNC + SFD) von $144 \mu\text{s}$ definiert. Dies mindert die Eignung von WLAN für die Übertragung kleiner Datenmengen, was wiederum für den Sensor-/Aktorbereich typisch ist.

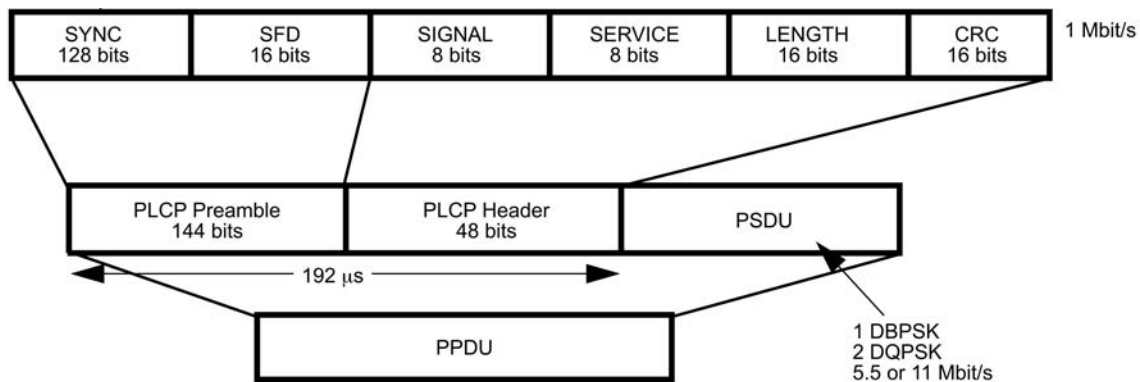


Abbildung 4.17: 802.11-b-DSSS-Paketformat [47]

Zudem erscheint die Leistungsaufnahme von WLAN-Funkmodulen ausgehend von deren absoluter Leistungsaufnahme im Vergleich zu anderen Funktechnologien auf den ersten Blick als sehr hoch. Betrachtet man hingegen den Energieverbrauch relativ, so ergibt sich ein ganz anderes Bild. So ist der Energieverbrauch von WLAN-Systemen ausgedrückt in verbrauchter Energie pro Bit im Vergleich zu den konkurrierenden Technologien im 2,4-GHz-ISM-Band (vgl. Tabelle 5.1) sowohl im Sendemodus als auch im Empfangsmodus sehr niedrig. So nimmt beispielsweise der Parameter Energie/Bit für den IEEE 802.11 b/g Single-Chip gemäß [16] für den Sendemodus einen Wert von $0,008 \mu\text{J}/\text{Bit}$ und für den Empfangsmodus einen Wert von $0,005 \mu\text{J}/\text{Bit}$ an. Diese Werte liegen um den Faktor 3 – 6 unterhalb der niedrigsten in Tabelle 5.1 aufgeführten Werte.

Zusammenfassend bleibt festzustellen, dass vor dem Hintergrund der fehlenden Deterministik des MAC-Layers sowie aufgrund des zeitlich fixierten Overheads der

Funktelegramme von 144 μ s die Verwendung von WLAN-Systemen im Rahmen eines echtzeitfähigen drahtlosen Sensor-/Aktornetzes auszuschließen ist.

4.5.2 802.15-Standards

Insgesamt wurden durch die IEEE-802.15-Arbeitsgruppe drei verschiedene Klassen sogenannter Wireless Personal Area Networks (WPAN) innerhalb jeweils eigener Standards definiert. WPANs umfassen hierbei drahtlose, grundsätzlich infrastrukturlose Kommunikationsnetze mit einer typischen Funkreichweite von ≤ 10 m. Die drei verschiedenen Klassen unterscheiden sich hinsichtlich der Datenrate, des Energieverbrauchs und des QoS. IEEE 802.15.3 beschreibt den Standard für das High-Data Rate WPAN, wobei dieser Standard noch nicht verabschiedet wurde und sich derzeit noch im Entwurfsstadium befindet (Stand November 2006). Der Fokus liegt hier auf hohen Datenraten bei gleichzeitig hohem QoS, was drahtlose Multimediaapplikationen ermöglichen soll. Das Medium-Rate WPAN (Bluetooth/IEEE 802.15.1) wurde vorrangig als Kabelersatz im Bereich der Consumer-Elektronik entwickelt und stellt mittlere Anforderungen hinsichtlich Datenrate und QoS. Die letzte Klasse von WPANs, das Low-Data Rate WPAN IEEE 802.15.4, wurde entwickelt, um diejenigen Applikationen zu adressieren, welche durch die beiden anderen Standards nicht abgedeckt werden. Applikationen mit niedrigeren Anforderungen bezüglich Datenrate und QoS sind demzufolge das vorrangige Einsatzgebiet der letztgenannten WPAN-Klasse. Im Folgenden werden die beiden IEEE-Standards 802.15.1 sowie 802.15.4 unter dem Gesichtspunkt ihrer Eignung für den Einsatz im Sensor-/Aktorbereich analysiert. Der IEEE-Standard 802.15.3 für High-Data Rate WPANs wird dabei, obschon seine Features (hohe Datenrate, Mehrfachzugriffsverfahrenhoher QoS) für das industrielle Einsatzszenario interessant erscheinen, bewusst außer Acht gelassen, da es sich wie bereits erwähnt noch um einen Entwurf handelt, die Technologie noch nicht ausgereift ist und es mithin keine am Markt verfügbaren Frontends auf Basis dieser Technologie gibt.

4.5.2.1 802.15.1 (Bluetooth)

Die von der Bluetooth (BT) Special Interest Group [1] als einfache, aber robuste Kabelersatzlösung für die Bürokommunikation (PC + Peripherie) konzipierte Bluetooth-Spezifikation [12] wurde durch das IEEE adaptiert und in den Standard 802.15.1 [49], [51] überführt. BT ist ein offener Standard, wobei die einzelnen Produkte einer Zertifizierung unterzogen werden müssen.

BT arbeitet im 2,4-GHz-ISM-Band auf insgesamt 79 verschiedenen Frequenzen ($2402 + k$ MHz, $k = 0, \dots, 78$). Die GFSK-modulierten Datenpakete werden in einem Zeitschlitz-Verfahren (TDD) übertragen. Die Länge eines Zeitschlitzes beträgt dabei $625 \mu\text{s}$. Zusätzlich wird zur Verbesserung der Störuneempfindlichkeit ein FHSS angewendet.

Ein BT-Netzwerk, das sogenannte Piconet, besteht aus einem Master, der mit max. 7 aktiven Slaves kommunizieren kann, wobei eine Slave-Slave-Kommunikation nicht möglich ist. Der Master sorgt zum einen für die Synchronisation und regelt zum anderen die Vergabe der Zeitschlitz. Der Master darf dabei grundsätzlich nur auf den ungeraden Zeitschlitz senden, während den Slaves das Senden nur während der geraden Zeitschlitz erlaubt ist. Die Länge der Datenpakete kann dabei zwischen 1, 3 und 5 Zeitschlitz variieren. Daraus ergibt sich im Falle von 1-Slot-Paketen eine maximale Frequenzwechselfrequenz von bis zu 1600 Sprüngen/s (entsprechend $625 \mu\text{s}$ Slot-Zeit). Einzelne BT-Geräte können als Teilnehmer in bis zu vier verschiedenen Piconets fungieren. Die auf diese Weise verbundenen Piconets werden als Scatternets bezeichnet.

BT der Version 1.2 unterstützt bei einer Bruttodatenrate (Übertragungsrate der Nutzdaten + Headerdaten) von 1 MBit/s (Basic Rate, BR) sowohl asynchrone, verbindungslose (ACL) als auch symmetrische, verbindungsorientierte (SCO) Datenübertragung. Mit der in 2005 herausgegebenen BT-Spezifikation 2.0 [12] erfolgte eine Erhöhung der max. Datenrate auf max. 3 MBit/s (Enhanced Data Rate, EDR).

BT-Datenpakete beider Versionen bestehen zunächst aus einem 68- bzw. 72-Bit-Zugriffscod, gefolgt von einem 54-Bit-Header, welche beide mit der BR übertragen werden. Im Falle des EDR-Paketes schließt sich an den Header zunächst ein ca. $5 \mu\text{s}$ langes Schutzintervall (Guard Time) an, während dessen ein Wechsel der Modulationsart stattfindet. Das eigentliche Nutzdatenintervall ist bei EDR-Paketen nochmals in ein Synchronisationsintervall, die Nutzdaten sowie einen Trailer unterteilt. Maximal lassen sich mit BT 1.2 zwischen 0 und max. 2745 Bit Nutzdaten übertragen, während mit BT 2.0 + EDR maximal 8168 Bits gesendet werden können. Abbildung 4.18 sowie Abbildung 4.19 zeigen die Paketformate für BR bzw. EDR.

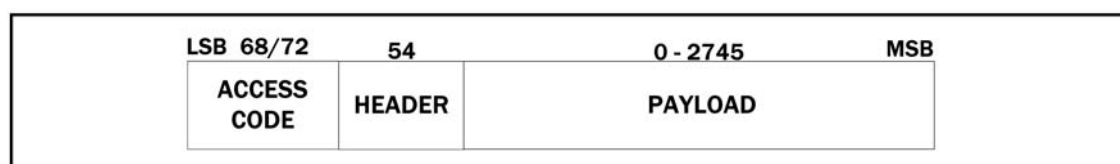


Abbildung 4.18: Bluetooth-Basic-Rate-Paketformat [49]

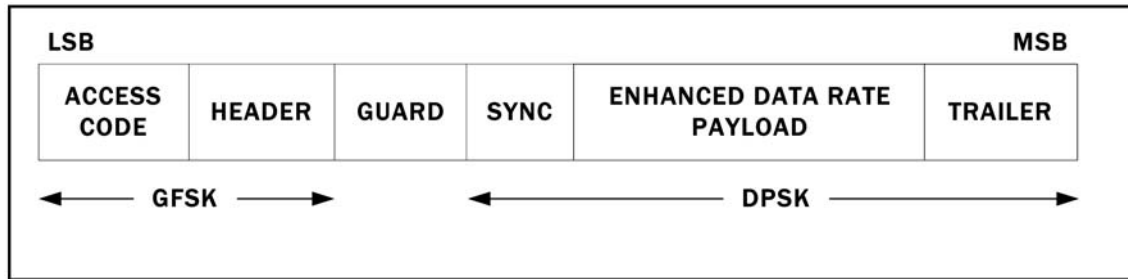


Abbildung 4.19: Bluetooth-Enhanced-Data-Rate-Paketformat [51]

Daraus ergibt sich im Falle von BT 1.2 für die asynchrone Übertragung eine Netto-datenrate (Übertragungsrate der tatsächlichen Nutzdaten) im Downlink von max. 723,2 KBit/s sowie im Uplink von max. 57,6 KBit/s sowie für die synchrone Übertragung von max. 434 KBit/s (beide Richtungen). Für BT 2.0 [12] sind diese maximalen Übertragungsraten mit dem Faktor 3 zu multiplizieren.

Die Reichweite hängt von der Sendeleistung ab und reicht von bis zu 10 Metern bei Klasse-3-Geräten (bis zu 1 mW Sendeleistung) bis zu ca. 100 Metern bei Klasse-1-Geräten (bis zu 100 mW Sendeleistung). Zur Senkung des Stromverbrauchs wurden als Low-Power-Modi die Betriebsarten Sniff-, Park- und Hold-Mode spezifiziert, welche durch eine Sendeleistungsregelung (Power Control) ergänzt werden.

Für eine echtzeitfähige Kommunikation kommen nur die synchronen SCO-Paketformate in Betracht, bei denen den einzelnen Slaves periodisch Zeitschlitz zugesichert werden. Die drei verschiedenen SCO-Pakete von BT 1.2 benötigen 366 μ s für eine Payload, die, je nachdem ob eine Vorwärtsfehlerkorrektur (Forward Error Correction, FEC) zum Einsatz kommt oder nicht, zwischen 10 und 30 Bytes lang ist. Hingegen ist bei den synchronen Paketen der Spezifikation 2.0, d.h. bei den eSCO-Pakettypen, die Länge der Nutzdaten frei wählbar, wodurch sich die oben angegebene Zeit von 366 μ s deutlich unterschreiten lässt.

Auf der physikalischen Ebene stellt der Overhead der physikalischen Telegramme von 126 μ s (vgl. Abbildung 4.18) in Kombination mit der fixierten und vergleichsweise langen Zeitschlitzlänge von 625 μ s der BT-Technik eine starke Einschränkung für den Einsatz im Sensor-/Aktorbereich dar, wo es darum geht, in einem determinierten, engen Zeitfenster mit möglichst vielen Sensoren und Aktoren über Funk zu kommunizieren.

Eine weitere Einschränkung für einen BT-Einsatz im Sensor-/Aktorbereich stellt der Implementierungsaufwand des BT-Protokollstacks dar. Der Speicherbedarf (ROM: > 100 KByte, RAM: mehrere KByte) liegt in einer Größenordnung, der eine

Implementierung auf einem kostengünstigen und gleichzeitig energiearmen 8-Bit-Mikrocontroller ausschließt [63].

4.5.2.2 802.15.4 (ZigBee)

Bevor im Folgenden eine genauere Betrachtung von 802.15.4/ZigBee vorgenommen wird, ist an dieser Stelle zunächst darauf hinzuweisen, dass, obwohl beide Begriffe oftmals im Gleichklang verwendet werden, klar zwischen dem IEEE-Standard 802.15.4 [50] und dem Industriestandard ZigBee [8] zu unterscheiden ist. Während im aus dem Jahr 2003 datierenden IEEE-Standard 802.15.4 mit dem MAC- und Physical-Layer die beiden unteren Schichten des vereinfachten ISO/OSI-Referenzmodells spezifiziert werden, liegt der Fokus des ZigBee-Industriekonsortiums auf der Spezifikation der höheren Protokollschichten (Netzwerkunterstützung, Anwendungsprofile etc.).

Es war das Ziel der IEEE 802.15.4 Task Group, einen Standard zu definieren, welcher eine sehr einfach zu implementierende, kostengünstige und dabei gleichzeitig energiesparende drahtlose Vernetzung von statischen, portablen sowie beweglichen Geräten ermöglicht. Es werden mit diesem Standard-Anwendungen adressiert, bei denen zwischen vielen Teilnehmern eines infrastrukturlosen Funknetzes (d. h.: eines sogenannten drahtlosen ad-hoc Wireless Sensor Network, WSN) unregelmäßig geringe Datenmengen ausgetauscht werden [42]. Typische Anwendung in diesem Sinne sind drahtlose Lichtschalter oder funkbasierte passive Infrarotsensoren.

Auf der physikalischen Schicht kann IEEE 802.15.4 in insgesamt drei verschiedenen unlicenzierten Frequenzbereichen betrieben werden. Im weltweit verfügbaren 2,4-GHz-ISM-Band stehen für die Datenübertragung insgesamt 16 verschiedene Frequenzen ($2405 + k \cdot 5$ MHz, $k = 0, \dots, 15$) mit einer Datenrate von 250 KBit/s zur Verfügung. Daneben kann die Funkübertragung auch im 868-MHz-Band (Europa) bzw. im 915-MHz-Band (USA) erfolgen, wobei diese beiden Frequenzbereiche auch als Low-Band bezeichnet werden. Im 868-MHz-Band kann hierfür ein Kanal (868 – 868,6 MHz) mit einer Datenrate von 20 KBit/s, im 915-MHz-Band können 10 Kanäle ($906 + 2 \cdot (k-1)$ MHz, $k = 1, \dots, 10$) à 40 KBit/s genutzt werden. Aufgrund der mit der DSSS-Modulation verbundenen vergleichsweise geringen Übertragungsleistung sollte ein IEEE-802.15.4-basiertes Funknetz gute Koexistenzeigenschaften aufweisen.

Da die Definition des IEEE-802.15.4-Standards für das Low-Data Rate WPAN in Hinblick auf WSNs erfolgte, wurde der Standard in erster Linie hinsichtlich einer drahtlosen Funkkommunikation optimiert, welche sich über kurze Distanzen (Short-Range, 10 Meter) erstreckt sowie geringe Anforderungen hinsichtlich des Nutzdaten-

durchsatzes aufweist. Auf der Ebene des MAC-Sublayers sind zwei Topologiearten vorgesehen, nämlich sternförmig bzw. peer-to-peer. Das genaue Management der Peer-to-Peer-Topologie wird mithin im Gegensatz zum sternförmigen Netzwerk im Standard nicht beschrieben und muss folglich durch die oberen (ZigBee-)Protokollschichten erfolgen.

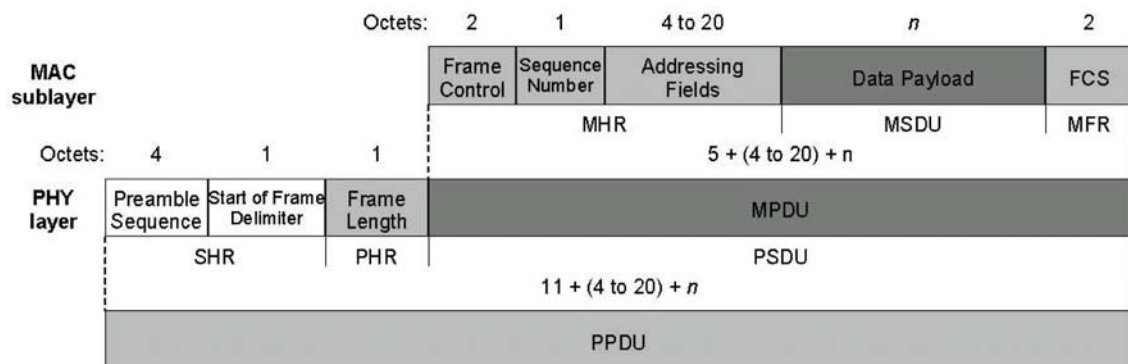


Abbildung 4.20: 802.15.4-Paketformat [50]

802.15.4-Datenpakete beider Versionen bestehen gemäß Abbildung 4.20 neben den eigentlichen Nutzdaten (Command Payload) der Länge n in Byte aus einem bis zu 32 Byte großen Overhead. Ausgehend von der IEEE-64-bit-Adresse kann ein IEEE-802.15.4-basiertes Netzwerk aus einer enorm hohen Anzahl an Teilnehmern bestehen. Hinsichtlich der Teilnehmer unterscheidet der Standard dabei zwischen Geräten mit voller Funktionalität (Full-Function Device, FFD) und Geräten mit reduziertem Funktionsumfang (Reduced-Function Device, RFD). Letztere stehen stets mit einem FFD in einem logischen Verbund. Jedes FFD kann als Koordinator eines eigenen Funknetzes fungieren und übernimmt auf diese Weise die Aufgabe des sogenannten „Personal Area Network“- (PAN-)Koordinators.

Für den Kanalzugriff des sternförmigen Netzes sieht IEEE 802.15.4 zwei unterschiedliche Betriebsarten vor. Im sogenannten „Non Beacon enabled“-Modus erfolgt der Kanalzugriff auf Basis eines CSMA/CA-Verfahrens. Dieses erfordert von den einzelnen Netzwerkteilnehmern, zunächst den Kanal abzutasten und erst, wenn der Kanal als frei detektiert wurde, nach einer zufälligen Backoffzeit die eigenen Daten über Funk zu senden. In der zweiten Betriebsart, dem „Beacon enabled“-Modus, wird der Kanalzugriff gemäß Abbildung 4.21 geregelt.

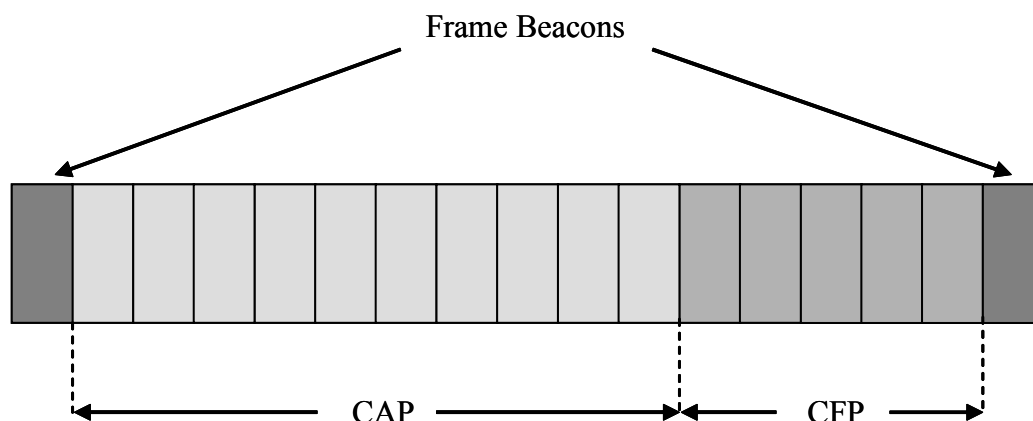


Abbildung 4.21: Superframe-Struktur, CAP = Contention Access Period, CFP = Contention Free Period

Dabei sendet der PAN-Koordinator periodisch innerhalb eines Rahmens (Frame) Beacons aus, wobei das Beacon-Intervall eine Periode von minimal 15,36 ms und maximal 251,65 s umfasst. Die Zeit zwischen den Beacons (Superframe) ist dabei in 16 aneinandergrenzende Zeitschlitze unterteilt. Diese Zeitschlitze können wiederum auf zwei Weisen genutzt werden. In der ersten Variante stehen die 16 Zeitschlitze den Netzwerkteilnehmern als so bezeichnete „Contention Access Period“ (CAP) zur Verfügung. Um mit dem PAN-Koordinator zu kommunizieren, kommt nun auch in diesem Fall das erwähnte CSMA/CA zum Einsatz. Jedoch handelt es sich hierbei im Gegensatz zum „Non Beacon enabled“-Modus um ein Slotted CSMA, da die einzelnen Teilnehmer den Beginn ihrer Datenübertragung genau auf die 16 Zeitschlitze abstimmen müssen. In der alternativen Variante des „Beacon enabled“-Modus kann die Zeit zwischen zwei Beacons in eine CAP sowie in eine CFP unterteilt werden. Dabei können durch den PAN-Koordinator einzelnen Teilnehmern ein oder mehrere der 16 Zeitschlitze fest zugewiesen werden. Diese fest zugewiesenen Zeitschlitze werden dann als „Guaranteed Time Slots“ (GTS) bezeichnet. Ein GTS kann aus mehreren Zeitschlitzen bestehen. Maximal kann der PAN-Koordinator sieben GTS vergeben.

Die Datenübertragung zwischen PAN-Koordinator und dem einzelnen Netzwerkteilnehmer folgt dabei im „Beacon enabled“-Modus dem in Abbildung 4.22 und Abbildung 4.23 dargestellten Ablauf:

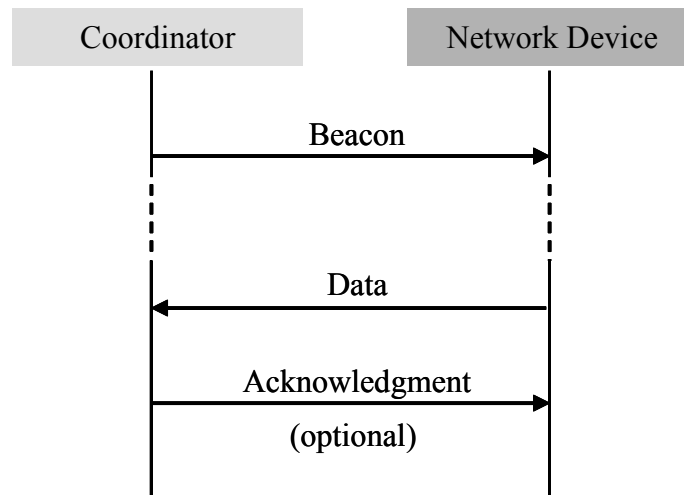


Abbildung 4.22: „Beacon enabled“-Modus, Datenübertragung im Uplink (Device → Koordinator)

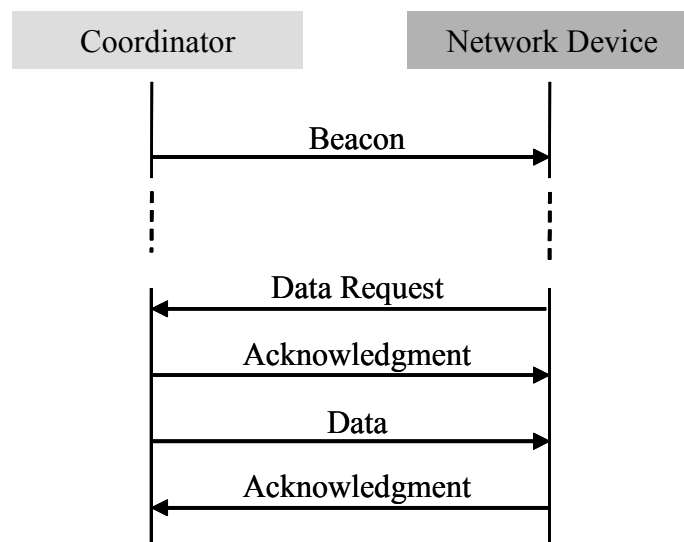


Abbildung 4.23: „Beacon enabled“-Modus, Datenübertragung im Downlink (Koordinator → Device)

Hinsichtlich der Eignung von IEEE 802.15.4 für den Einsatz im Sensor-/Aktorbereich lässt sich vor dem Hintergrund der dargelegten Funktionsweise des MAC-Layers feststellen, dass allein ein IEEE-802.15.4-Funknetz in sternförmiger Topologie im „Beacon enabled“-Modus ein deterministisches, echtzeitfähiges Verhalten aufweist. In der Tat wurde im Standard die Option der GTS vorgesehen, um Applikationen zu ermöglichen, welche bestimmte Bandbreitenanforderungen aufweisen bzw. geringe Latenzzeiten erfordern [42]. Somit können in einem IEEE-802.15.4-basierten Funknetz in seiner „echtzeitfähigsten“ Variante maximal sieben Teilnehmer in einem Intervall von minimal 15,36 ms mit dem PAN-Koordinator über Funk kommunizieren. Betrachtet man zudem den Ablauf einer Datenübertragung zwischen PAN-Koordinator und

Netzwerkteilnehmer (vgl. Abbildung 4.22 und Abbildung 4.23), so dürften sich – selbst bei ungestörten Übertragungsverhältnissen – Latenzzeiten zwischen Auslösen eines Sensors an einem Netzwerkteilnehmer und Aktivieren eines Aktors an einem anderen Netzwerkteilnehmer von einem Vielfachen des Beacon-Intervalls ergeben.

Dies mag für einige Anwendungsfälle im Sensor-/Aktorbereich durchaus ausreichen, für die Mehrzahl der Applikationen stellt IEEE 802.15.4 – auch im Vergleich mit dem am Markt verfügbaren WISA-System der Firma ABB (siehe Abschnitt 2.3) – jedoch keine geeignete Technologie dar.

4.5.3 nanoNET

Die Berliner Firma Nanotron bietet mit ihrer nanoNET-Technologie [43] eine interessante proprietäre Alternative zu den vorgenannten Standards im 2,4-GHz-ISM-Band an. Das verwendete Übertragungsverfahren wird als Multidimensional Multiple Access (MDMA) bzw. Chirp Spread Spectrum (CSS) bezeichnet. Bei MDMA/CSS werden die einzelnen Informationsbits im Basisband zunächst zu sinc-Impulsen geformt. Der einzelne sinc-Impuls wird dann über eine dispersive Verzögerungsleitung in ein linear frequenzmoduliertes Signal – das sogenannte Chirp-Signal – überführt. Die genutzte Bandbreite ist mit 80 MHz stets die gleiche und zwar unabhängig von der tatsächlich genutzten Datenrate, welche beim nanoNet-Transceiver maximal 2 MBit/s beträgt. Insofern ist MDMA/CSS ebenso wie die DSSS-Technologie den spektralen Spreizverfahren zuzurechnen. Weiterhin kann die Dauer des Chirp-Signals, also die Zeit, innerhalb der die Bandbreite durch das lineare frequenzmodulierte Signal überstrichen wird, variiert werden. Auf diese Weise kann ein großes BT-Produkt mit dem Vorteil einer hohen Störsicherheit gegenüber schmalbandigen mit vergleichbarer Amplitude sendenden Störern realisiert werden.

Die in C programmierte Treibersoftware für den nanoNET TRX Transceiver bietet Basis-Funktionen wie Initialisieren des Chips oder Senden und Empfangen von Daten. Mithilfe dieser Treibersoftware lassen sich in Kombination mit einem geeigneten Controller die Funktionalitäten des nanoNET TRX Transceivers auf der physikalischen Schicht bzw. auf Ebene des MAC-Layers nutzen. Auf diese Weise kann der Nanotron Transceiver-Baustein durch selbst erstellte Software auf den untersten Schichten angesteuert werden. Mit dem weitgehend in ANSI C programmierten nanoNET Portable Protocol Stack (PPS) stellt Nanotron einen proprietären Stack für die Einrichtung eines Funknetzes zur Verfügung, der z.B. TDMA-Unterstützung oder Packet Forwarding für den Relaisstellenbetrieb bietet. Der Stack kann je nach Anforderung

konfiguriert und durch den Anwender erweitert werden und läuft auf allen gängigen 8-Bit-Mikrocontrollern. Die Speicheranforderungen (ROM und RAM) liegen gemäß [62] in einer dem ZigBee-Stack vergleichbaren Größenordnung.

In der Tat erscheint die Robustheit der nanoNET-Technologie vor dem Hintergrund der Überfrachtung des 2,4-GHz-ISM-Bandes mit verschiedenen Funklösungen zunächst als vorteilhaft. Jedoch wird die Kanalressource des ISM-Bandes „zu fast 100 Prozent“ [43] ausgenutzt, was bedeutet, dass nanoNET eine sehr schlechte Koexistenzfähigkeit zu anderen im gleichen Frequenzbereich operierenden Funkverfahren besitzt. Zumindest im Falle des hier zu implementierenden WSAAN wird der Anwender aber nicht auf den Einsatz von parallel im gleichen Frequenzbereich arbeitenden Funkverfahren und dabei insbesondere nicht auf die vorgenannten Funkstandards (WLAN, Bluetooth, ZigBee) verzichten wollen. Eine verbesserte Koexistenz sollte sich aber mit der Verfügbarkeit der angekündigten schmalbandigeren Variante (20 MHz Bandbreite) des nanoNET-Transceivers realisieren lassen. Nichtsdestotrotz stellt die nanoNET-Technologie schon jetzt für diejenigen Anwendungsfälle, in denen es um eine robuste Datenübertragung geht und keine Koexistenz anderer Funkverfahren gefordert wird, eine geeignete Funktechnologie dar.

Ausgehend von den entsprechenden Angaben des Datenblatts [23] bleibt festzustellen, dass im Vergleich zu den in Tabelle 5.1 aufgeführten proprietären HF-Frontends der Energieverbrauch eines nanoNET-Transceivers pro Bit hoch ist. Betrachtet man zudem für den Sendebetrieb das Verhältnis von aufgenommener Leistung des nanoNET-Transceivers zur abgegebenen HF-Ausgangsleistung, so zeigt sich sowohl im Vergleich zu den proprietären HF-Frontends als auch zum IEEE-802.15.4-Frontend der Tabelle 5.1, dass der nanoNET-Transceiver einen sehr geringen Wirkungsgrad aufweist. Dies steht in Widerspruch zu der geforderten energieautarken Betriebsweise eines WSAAN.

4.5.4 WirelessUSB

Die Firma Cypress bietet mit WirelessUSB gleichfalls eine proprietäre Funktechnik für das 2,4-GHz-ISM-Band an. Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich des ISM-Bandes wird bei WirelessUSB zunächst in 78 diskrete Frequenzkanäle unterteilt. Auf jedem dieser 78 Frequenzkanäle findet nun die Datenübertragung mit einem DSSS-Spreizverfahren statt, wobei die verfügbaren Transceiver-Bausteine derzeit maximal 49 Spreizcodes zur Verfügung stellen. Durch diese Kombination von FDMA auf MAC-Ebene und DSSS auf der physikalischen Schicht ergibt sich eine theoretisch sehr hohe

Anzahl von 3822 Übertragungskanälen. Die derzeitig verfügbaren Transceiver-Module [27], welche durch einen herkömmlichen Mikrocontroller über eine SPI-Schnittstelle angesteuert werden können, verfügen über zwei parallel arbeitende Basisbandcontroller. Hierdurch können im Empfangsbetrieb von den genannten 3822 Übertragungskanälen zwei Kanäle parallel ausgewertet werden. Die Datenraten von WirelessUSB sind im Vergleich zu allen vorgenannten Funktechniken für das 2,4-GHz-ISM-Band mit maximal 62,5 KBit/s sehr niedrig. Nichtsdestoweniger lassen sich mit der WirelessUSB auf Basis eines selbst erstellten Protokollstacks durchaus Echtzeitanwendungen implementieren, sofern die Echtzeitanforderungen der Applikation in Einklang mit den geringen Datenraten gebracht werden können. Eine Anwendung dieser Technologie im Sensor-/Aktorbereich wird hingegen aufgrund der hier geltenden Echtzeitanforderungen (vgl. Abschnitt 3.3) nicht gesehen.

4.5.5 (Upbanded) DECT

Eine weitere alternative Funktechnologie für das 2,4-GHz-ISM-Band stellt das sogenannte upbanded DECT dar. DECT ist ein vom Europäischen Institut für Telekommunikationsnormen (ETSI) erlassener Standard für schnurlose und mobile Telefonie im Bereich bis maximal 50 Metern. Grundsätzlich arbeitet DECT im Frequenzbereich 1880 MHz bis 1900 MHz. Da dieser jedoch nicht weltweit verfügbar ist, wurden durch die ETSI Erweiterungsbander spezifiziert – u. a. eines, welches mit einem Frequenzbereich von 2400 – 2480 MHz genau im 2,4-GHz-ISM-Band liegt.

Der DECT-Standard sieht zur Übertragung ein gemischtes TDD bzw. TDMA-Verfahren (vgl. Abschnitt 4.3) vor. Hierzu wird die Zeit in Rahmen von 10 ms Dauer unterteilt. Jeder dieser Rahmen ist wiederum in 24 Zeitschlitze unterteilt, welche für den Up- und Downlink verwendet werden. Durch die optionale Kopplung von Zeitschlitzen werden auch asymmetrische Datenraten von Up- und Downlink ermöglicht. Die Bruttodatenrate eines DECT-Systems beträgt 1,152 MBit/s. DECT leistet eine dynamische Kanalauswahl und -zuweisung, indem ein DECT-Gerät alle 30 Sekunden die einzelnen Kanäle scannt und den entsprechenden Empfangsfeldstärkeindikator (Received Signal Strength Indicator, RSSI) in einer RSSI-Liste speichert. Wird ein neuer Kanal benötigt, wählt das jeweilige Gerät den Kanal mit den wenigsten Interferenzen anhand der RSSI-Liste aus.

Die Verfügbarkeit von Funkmodulen mit der Fähigkeit von upbanded DECT hält sich stark in Grenzen. Eines dieser DECT-Module mit der Möglichkeit der DECT-Kommunikation im 2,4-GHz-ISM-Band ist z.B. das „DECT@ISM M5“-Funkmodul vom

Fraunhofer Institut [76]. Dieses Funkmodul arbeitet auf insgesamt 45 Trägerfrequenzen mit einer Kanalbandbreite von 1,728 MHz. Weiterhin wendet es ein Frequenzsprungverfahren an, bei dem 100 Frequenzsprünge pro Sekunde vollzogen werden. Hinsichtlich des Energieverbrauchs konnten dem entsprechenden Datenblatt keine Angaben entnommen werden, jedoch dürfte dieser in der gleichen Größenordnung wie bei normalen DECT-Modulen liegen. Mit Zuteilung eines Frequenzbandes (1920 MHz – 1930 MHz) in den USA durch die FCC für den DECT-Standard Anfang des Jahres 2006 wird diese sogenannte upbanded DECT-Version aller Voraussicht nach in den Hintergrund rücken. Daher sollte diese Technologie für neu zu entwickelnde Funk-systeme nicht in Betracht gezogen werden, obschon sie aufgrund der beschriebenen Funktionsweise gute Echtzeiteigenschaften besitzt.

Letztlich bleibt festzustellen, dass die DECT-Frequenzen ausschließlich durch nach dem DECT-Standard arbeitende Funk-systeme genutzt werden dürfen. Folglich ist der Einsatz eines WSA in diesen Frequenzbändern auf Basis der derzeitigen Regulierungsbestimmungen ausgeschlossen.

4.5.6 Bewertung

Obschon es eine Vielzahl von standardisierten und proprietären Funk-techniken für das 2,4-GHz-ISM-Frequenzband gibt, so kann in diesem Abschnitt abschließend festgestellt werden, dass vor dem Hintergrund der präsentierten Details aus den unterschiedlichsten Gründen keine dieser Techniken die für das WSA geltenden Anforderungen in Gänze erfüllt. Daher gilt es, für die Funkschnittstelle des WSA ein geeignetes und als Standardbaustein verfügbares HF-Frontend auszuwählen (vergl. Abschnitt 5.1.1.1). Darauf aufbauend ist dann ein proprietäres Funkprotokoll zu implementieren, welches die an das WSA gestellten Anforderungen – insbesondere im Hinblick auf Echtzeitverhalten, Energieverbrauch sowie HF-Charakteristik – erfüllt.

4.6 Systemarchitektur

Neben ihrem hierarchischen Aufbau sind industrielle Kommunikationsnetze weiterhin dadurch gekennzeichnet, dass sie auf unterster Ebene (Prozessebene, Sensor-/Aktor-ebene) überwiegend einem zellularen Aufbau folgen. Dies zeigt nicht zuletzt die weite Verbreitung serieller Bussystem auf Sensor-/Aktorebene (z.B. As-i). Daher ist es notwendig, bei dem Entwurf eines drahtlosen Steuerungssystems für den Sensor-/Aktorbereich dem Beispiel der kabelgebundenen Systeme zu folgen und das drahtlose System ebenfalls zellular auszulegen (vgl. [83]).

Die grundlegende Architektur des WSAZ gestaltet sich entsprechend Abbildung 4.24 wie folgt: Eine WSAZ-Zelle besteht aus einer BS sowie einem oder mehreren (mobilen) Funkteilnehmern, den sogenannten SAMs. Der Aufbau einer WSAZ-Zelle weist dabei gemäß nachfolgender Abbildung eine sternförmige Struktur auf, d. h. eine Kommunikation findet grundsätzlich nur zwischen der BS und den SAMs, nicht jedoch – wie beim in [96] vorgestellten System – zwischen den einzelnen SAMs statt.

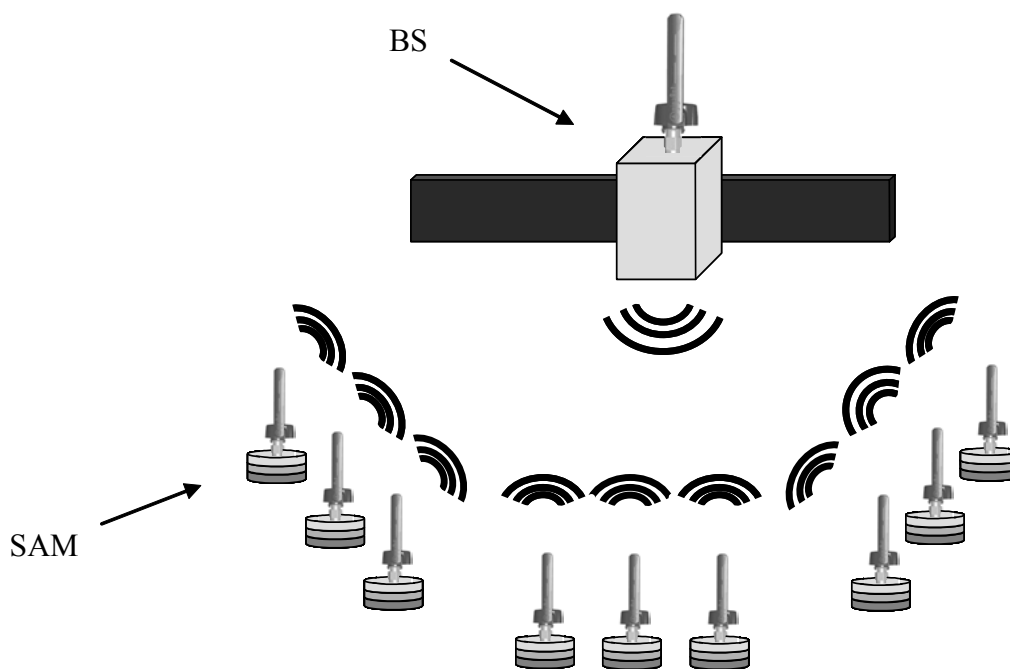


Abbildung 4.24: Allgemeine Architektur des WSAZ

Eine WSAZ-Zelle besitzt dabei ausgehend von den aufgezeigten Systemanforderungen eine Ausdehnung von $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$. Benachbarte WSAZ-Zellen werden über die Frequenz getrennt, wofür entsprechende Mechanismen zu implementieren sind.

Die BS fungiert innerhalb der WSAZ-Zelle als Funkmaster, dem im Einzelnen die folgenden Aufgaben zukommen:

- Initialisierung der WSAZ-Zelle (Setup, ID-Vergabe)
- Organisation des Funkverkehrs innerhalb der WSAZ-Zelle (Medienzugriff)
- Teilnehmerüberwachung (Ausfallkontrolle)
- Datenübernahme aus der übergeordneten Steuerungsebene und Einkoppelung in die WSAZ-Zelle, d. h. Weiterleitung der Daten an das richtige SAM

- Übernahme der Daten von den einzelnen SAMs und Übergabe an die übergeordnete Steuerungsebene
- Sicherstellung der Datenintegrität

Hinsichtlich der Kopplung der drahtgebundenen und drahtlosen Domäne fungiert die BS als Protokollkonverter auf Application-Layer-Ebene. Es handelt sich also um ein klassisches zur Protokollumsetzung genutztes Gateway. Abbildung 4.25 veranschaulicht die Gateway-Funktion der Basisstation anhand des OSI-Schichtenmodells [53].

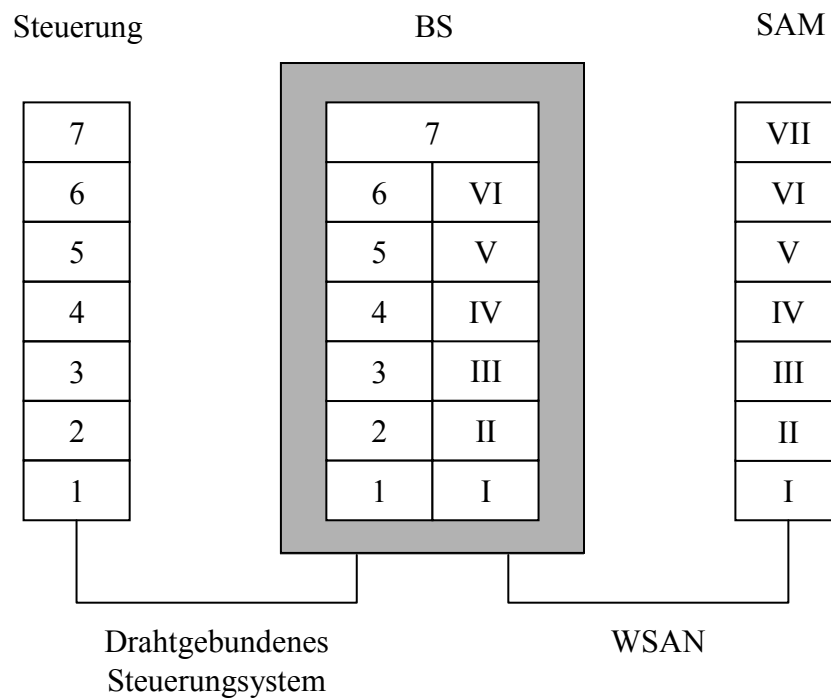


Abbildung 4.25: WSAN, Basisstation als Gateway zum drahtgebundenen Steuerungssystem

Die als Gateway operierende BS entfernt dabei sämtliche Protokollinformationen des drahtgebundenen Kommunikationssystems, extrahiert die notwendigen Sensor-/Aktordaten, fügt diese in eine WSAN-spezifische Protokolldateneinheit (Protocol Data Unit, PDU) ein und sorgt schließlich für den funkbasierten Transport der PDU auf WSAN-Seite, sodass die Daten die richtigen SAMs erreichen.

Die SAMs haben zum einen die Aufgabe, die für sie bestimmten Daten von der BS zu übernehmen und in entsprechende Steuersignale umzusetzen. Zum anderen sind sie für die Übergabe von Sensorsignalen an die BS verantwortlich. Daneben sind die SAMs hinsichtlich ihres Energieverbrauchs zu optimieren, sodass ein „energieautarker“ Betrieb ermöglicht wird.

Kennzeichnendes Merkmal für das Gesamtsystem soll die echtzeitfähige Skalierbarkeit des Systems sein. Darunter wird die Möglichkeit verstanden, dass der Anwender die Anzahl der SAMs und somit die Anzahl der angeschlossenen Sensoren und Aktoren den spezifischen Erfordernissen der konkreten Steuerungsapplikation unter Beibehaltung der Echtzeitfähigkeit anpassen kann. Dies bedeutet, dass die Verzögerung für jedes einzelne SAM unabhängig von der Gesamtzahl der angeschlossenen SAMs einen konstanten Wert annimmt. Diese Systemeigenschaft soll durch einen modularen Aufbau der BS realisiert werden, der in Abbildung 4.26 schematisch dargestellt ist.

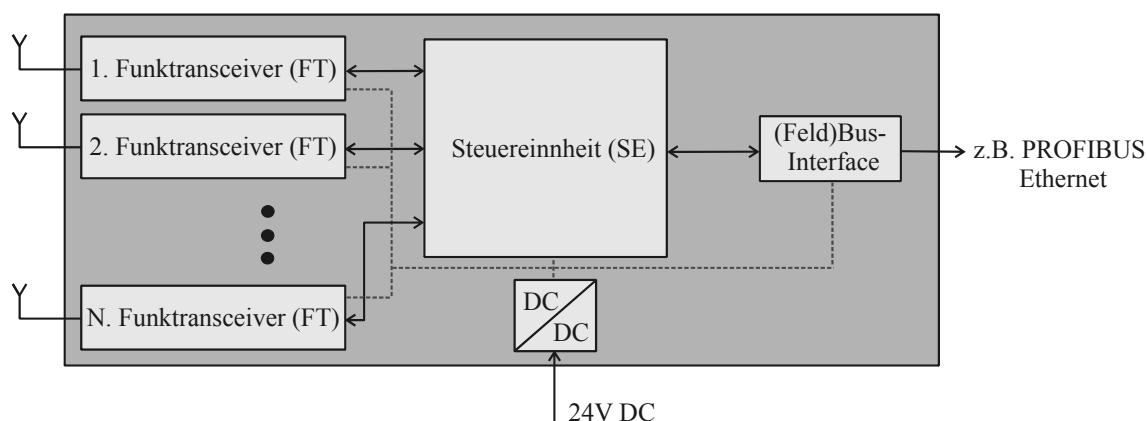


Abbildung 4.26: Basisstation, Blockschaltbild

Die Funkschnittstelle der BS ist durch einen modularen Aufbau gekennzeichnet; sie ist aus einer frei wählbaren Anzahl von schmalbandigen Funktransceivern (FT) in Form von Standardbausteinen zusammengesetzt. Die Anzahl der parallel an die Controller-Einheit der BS anschließbaren Transceiver wird lediglich durch die endliche Verarbeitungsgeschwindigkeit des Controllers und die gegebenen Echtzeitbedingungen begrenzt. Generell gilt, je schneller die Schnittstelle zwischen HF-Transceiver und Controller und je höher die Taktrate des Controllers ist, desto mehr Transceiver und dadurch mehr SAMs können in einem gegebenen Zeitintervall bearbeitet werden. Dieser Zusammenhang ist bei der Hardwareauswahl für die verschiedenen Systemkomponenten zu berücksichtigen (vgl. Abschnitt 5.1).

Der skizzierte modulare Aufbau der BS bietet den enormen Vorteil, dass das WSAN über eine entsprechende Softwarekonfiguration an die jeweiligen applikationsspezifischen Erfordernisse angepasst werden kann. Das System kann so je nach Erfordernis des Produktionsprozesses entweder für maximalen Datendurchsatz oder für hohe Robustheit der Datenübertragung ausgelegt werden, wobei auch Mischvarianten

implementierbar sind. Diese beiden „extremen“ Betriebsmodi werden im Folgenden kurz erläutert.

Bei einer Auslegung für maximalen Datendurchsatz bzw. für eine maximale innerhalb der vorgegebenen Echtzeitschranken durch die BS bearbeitbare Anzahl von SAMs kann das System in einem TDMA-Modus ähnlich dem in [66] beschriebenen Ansatz betrieben werden. Dabei kann das TDMA-Verfahren aufgrund der modular aus vielen Funktransceivern aufgebauten Funkschnittstelle der Basisstation um eine frequenzagile Funkweise ergänzt werden. Letztlich wird das WSAN auf diese Weise in einem gemischten TDMA/FDMA-Modus betrieben, wie er in Abbildung 4.27 dargestellt ist.

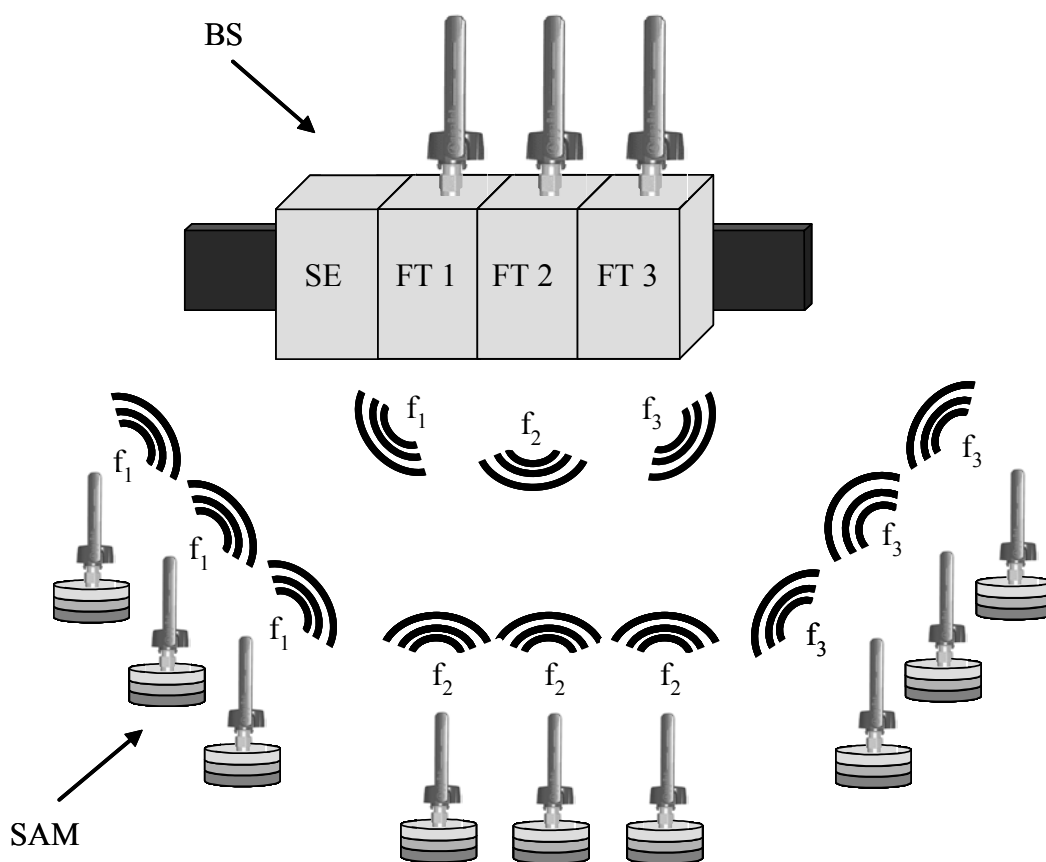


Abbildung 4.27: WSAN, Auslegung für maximalen Durchsatz

Die FT der BS operieren parallel auf unterschiedlichen Frequenzen. Jedem FT wird dabei eine Gruppe von SAMs zugeordnet, welche in einem Zeitschlitzverfahren mit dem jeweiligen FT der BS über Funk kommunizieren. Zwischen den TDMA-Rahmen lassen sich weiterhin Frequenzsprünge implementieren, wodurch das WSAN als Frequency Hopping System ähnlich dem Bluetooth-Standard betrieben werden kann.

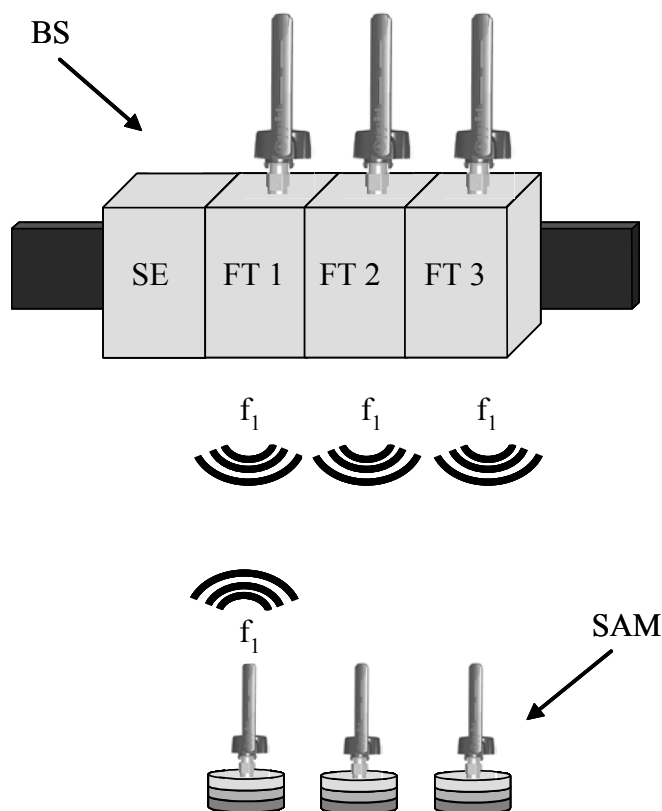


Abbildung 4.28: WSAAN, Auslegung für robuste Datenübertragung

Bei einer Softwarekonfiguration des WSAAN für maximale Robustheit gemäß Abbildung 4.28 können die parallel arbeitenden FT der BS hingegen zur Erhöhung der Redundanz eingesetzt werden. So kann z. B. ein Funktelegramm eines SAM parallel durch die auf der gleichen Frequenz operierenden FT der BS empfangen werden. Auf diese Weise kann den negativen Effekten der Mehrwegeausbreitung mit Hilfe von Antennendiversität begegnet werden. Idealerweise sollten die FT der Basisstation bzw. deren Antennen, wie in Abschnitt 4.2.4.4 dargelegt wurde, so angebracht sein, dass der Antennenabstand größer als $\lambda/4$ ist. Unter dieser Voraussetzung kann z. B. aufgrund der Unkorreliertheit der Übertragungskanäle zwischen dem SAM und dem Funktransceiver FT 2 der Basisstation eine störungsfreie Übertragung stattfinden, während dies im Fall der Funktransceiver FT 1 und FT 3 aufgrund von Fadingeinbrüchen nicht möglich ist. Selbst wenn alle FT der BS ein fehlerhaftes Telegramm empfangen würden, bestünde immer noch die Möglichkeit, aus den beschädigten Telegrammen durch entsprechende Softwareeroutinen ein fehlerfreies Telegramm zu generieren. Darüber hinaus kann die Robustheit der Datenübertragung durch eine zeitliche Diversität (Kanalkodierung, Wiederholungen) weiter gesteigert werden. Es liegt auf der Hand, dass die Robustheit

der Datenübertragung dabei zu Lasten der Echtzeitfähigkeit bzw. der durch die BS bearbeitbaren SAMs pro Zeitintervall geht.

Anhand der beiden beschriebenen Betriebsmodi lässt sich erkennen, dass ein so modular mit Standardbausteinen aufgebautes WSAN über entsprechende Softwarekonfiguration sehr einfach und äußerst flexibel an die applikationsspezifischen Anforderungen angepasst werden kann. Die Möglichkeit, je nach Anwendungsfall und Vorgaben einen optimalen Kompromiss zwischen einer geforderten Übertragungssicherheit und einer schnellen Datenübertragung zu wählen, ist so bislang in keinem anderen drahtlosen Steuerungssystem für den Sensor-/Aktorbereich verfügbar. Ebenso ist die Systemeigenschaft einer variablen Skalierbarkeit unter Einhaltung gegebener Echtzeitbedingungen in dieser Form in keinem anderen funkbasierten Steuerungssystem auf Sensor-/Aktorebene verfügbar.

Insgesamt werden sowohl die allgemeinen Systemanforderungen gemäß Abschnitt 3 als auch die funkspezifischen Anforderungen gemäß Abschnitt 4.2.4.4 durch die beschriebene WSAN-Architektur erfüllt. Zudem kann das WSAN ausgehend von einer über Software einstellbaren frequenzagilen Funktionsweise für die Koexistenz mit anderen Funksystemen ausgelegt werden. Hierzu würde sich die Erweiterung des BS um sogenannte Protokollsniffer anbieten, welche Aufschluss über das Verhalten etwaiger parallel operierender Funksysteme geben könnten.

Abschließend bleibt an dieser Stelle anzumerken, dass im Juni 2006 in Zusammenarbeit mit der Firma Festo eine Erfindungsmeldung [36] eingereicht wurde, welche das in diesem Abschnitt vorgestellte Konzept eines modularen echtzeitfähigen WSAN umfasst.

5 Systemimplementierung

5.1 Hardware

Bei der Auswahl der Hardware für die BS und das SAM sind, neben dem Ansatz, Standardkomponenten einzusetzen, zwei Kriterien von entscheidender Bedeutung. Als Erstes müssen sowohl die jeweiligen (Mikro-)Controller als auch das HF-Frontend als Kernbausteine des WSN für echtzeitfähige Anwendung ausgelegt sein. Daher müssen die Controller eine Verarbeitungsgeschwindigkeit bzw. das HF-Frontend eine Datenrate bieten, die es ermöglicht, mit dem WSN eine vergleichbare Teilnehmeranzahl pro Zeitintervall an das übergeordnete Steuerungssystem anzubinden, wie dies bei dem kabelgebundenen Referenzsystem AS-Interface (vgl. Abschnitt 3.3.1) der Fall ist. Daneben gilt es den Energieverbrauch zu optimieren, um den gewünschten energieautarken Betrieb der Sensor-/Aktormodule zu ermöglichen. Sollte sich dies – in Abhängigkeit der spezifischen Applikation und der zur Verfügung stehenden Umgebungsenergieformen – als nicht realisierbar erweisen, so ist zumindest ein möglichst langer Batteriebetrieb der Sensor-/Aktormodule anzustreben.

Im folgenden Abschnitt wird zunächst der Auswahlprozess der Hardwarekomponenten sowohl für das SAM als auch für die BS dargestellt. Daran anschließend wird der Hardwareaufbau von Basisstation (vgl. Abschnitt 5.1.2) und SAM (vgl. Abschnitt 5.1.3) im Detail präsentiert.

5.1.1 Hardwareauswahl

5.1.1.1 HF-Frontend

Vor der Festlegung auf ein spezielles HF-Frontend wurde zunächst die erforderliche Bruttodatenrate (BDR) des HF-Frontends abgeschätzt. Drahtlose Datenübertragung unterscheidet sich von kabelgebundener Übertragung u. a. dadurch, dass neben den

eigentlichen Nutzdaten eine im Vergleich zu kabelgebundenen Systemen größere, von der jeweiligen Empfängerarchitektur abhängige Menge von Daten übertragen werden muss, welche ausschließlich der Synchronisation des Funkempfängers mit den Empfangsdaten dienen. Diese Synchronisationsdaten stellen den sogenannten physikalischen Overhead eines Funktelegramms dar. Daher wird im Weiteren zwischen der Nettodatenrate (NDR) als der Datenrate der Nutzdaten und der Bruttodatenrate (BDR) als der Datenrate der Summe aus Overhead und Nutzdaten unterschieden. Folglich muss ein Funksystem, um die gleiche Menge an Nutzdaten in der gleichen Zeit übertragen zu können, im Vergleich zu einem kabelgebundenen System eine höhere BDR aufweisen. Somit ist bei der Auswahl des HF-Frontends zum einen auf die BDR und zum anderen auf den notwendigen physikalischen Overhead zu achten.

Hinsichtlich der Bestimmung der Obergrenze der BDR sind die in Abschnitt 4.2.4.4 zur Kohärenzbandbreite B_c gemachten Ausführungen heranzuziehen. Folglich wird für die Bruttodatenrate des auszuwählenden HF-Frontends folgende Obergrenze festgesetzt:

$$\text{BDR}_{\text{WSAN,max}} = 1 \text{ MBit/s} . \quad (5.1)$$

Die tatsächlich notwendige BDR des WSAN wird durch eine vergleichende Betrachtung eines fiktiven Funksystems mit dem kabelgebundenen Referenzsystem AS-Interface abgeschätzt. Hierzu wird zunächst die Auswirkung des physikalischen Overheads auf die BDR anhand einer kurzen Beispielrechnung aufgezeigt. Beim AS-Interface werden zwischen Master und Slave während eines Pollzyklus mit einem Zeitintervall von $150 \mu\text{s}$ insgesamt 14 Bits vom Master zum Slave und als Antwort 7 Bits vom Slave zum Master übertragen. Davon sind 17 Bits Nutzdaten und lediglich 4 Bits dem physikalischen Overhead des AS-Interface zuzurechnen. Die BDR des AS-Interface beträgt einschließlich aller funktionsbedingten Pausen insgesamt

$$\text{BDR}_{\text{AS-i}} = 167 \text{ KBit/s} . \quad (5.2)$$

Die gleiche Datenmenge soll nun – gleichfalls pollingbasiert – zwischen Master und Slave über Funk ausgetauscht werden. Dabei wird von einem physikalischen Overhead von 8 Bytes pro Telegramm ausgegangen, was dem minimalen Overhead des weiter unten ausgewählten HF-Frontends entspricht. Folglich müssen zusätzlich zu den 17 Nutzdatenbits im gleichen Zeitintervall von $150 \mu\text{s}$ noch 16 Bytes bzw. 128 Bits übertragen werden. Dieses führt zu einer Bruttodatenrate des fiktiven Funksystems von

$$\begin{aligned}
 \text{BDR}_{\text{HF, fiktiv}} &= \frac{81\text{Bit}}{150\mu\text{s}} \\
 &\approx 966\text{KBit/s} \\
 &\approx 5,8 \times \text{BR}_{\text{AS-i}} .
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Man erkennt, dass bei Verwendung eines am Markt verfügbaren Funktransceivers die BDR eines pollingbasierten Funksystems fast sechsmal so hoch sein muss, um die gleiche Nettodatenrate wie das kabelgebundene AS-Interface zu erreichen. Daher wird auf Basis dieser Vergleichsrechnung als erforderliche BDR des WSAF-Frontends folgender Wert festgelegt:

$$\text{BDR}_{\text{WSAN}} = \text{BR}_{\text{WSAN,max}} = 1\text{MBit/s} .
 \tag{5.4}$$

Für den Fall, dass die BS im Downlink mit den SAMs in einem Broadcast-Verfahren (einer an alle) kommuniziert, wäre der Overhead im Downlink im Gegensatz zu dem betrachteten Polling-Verfahren nur einmal zu berücksichtigen. Insofern könnte für die notwendige BDR des WSAF-Frontends auch ein geringerer Wert angesetzt werden. Jedoch bietet die Wahl einer höheren BDR in zeitlicher Hinsicht Systemreserven, die im Hinblick auf die notwendige Implementierung von Maßnahmen zur Sicherstellung der Robustheit des WSAF eventuell benötigt werden.

Einen weiteren Umstand, den es bei der Auswahl des HF-Frontends zu berücksichtigen gilt, ist die erforderliche Nutzung des 2,4-GHz-ISM-Bandes (vergl. Abschnitt 4.1). Der Nachteil der Nutzung des 2,4-GHz-ISM-Bandes besteht, wie bereits weiter oben dargelegt wurde, in der Existenz zahlreicher standardisierter als auch proprietärer Funksysteme (vergl. Abschnitt 4.5), sodass ein im 2,4-GHz-ISM-Band eingesetztes WSAF permanent der Gefahr von Systemstörungen, bedingt durch parallel arbeitende Funksysteme, ausgesetzt sein wird. Daher muss das HF-Frontend des WSAF von seinen Eigenschaften her so ausgelegt sein, dass es die Möglichkeit der Koexistenz mit anderen im gleichen Frequenzbereich arbeitenden Funksystemen bietet.

Hierzu bieten sich in erster Linie zwei Verfahren an. Zum einen kommt das spektrale Spreizverfahren DSSS in Frage. Hierbei werden die zu übertragenden Daten mittels einer vorgegebenen Bitfolge spektral aufgeweitet, indem der Nutzdatenstrom mit dem sogenannten Spreizcode, dessen Datenrate (Chiprate) höher ist als die des Nutzdatenstroms, multipliziert wird. Auf diese Weise wird die Signalenergie über eine große Bandbreite verteilt bzw. ein schmalbandiges in ein breitbandiges Signal mit niedrigerer

Amplitude überführt. Auf Empfängerseite wird das Originalsignal durch Korrelation mit dem Spreizcode zurückgewonnen. Der Vorteil dieses Verfahrens ist die Unempfindlichkeit gegenüber schmalbandigen Störern. Bezüglich des hier zu realisierenden WSAAN erscheint die Anwendung der Spreiztechnik jedoch aus mehreren Gründen als nachteilig. Zum einen ist der Hardwareaufbau eines mit DSSS arbeitenden HF-Frontends aufwendiger als bei einem HF-Transceiver mit einfacher Schmalbandmodulation. Zum anderen ist die Spreizung in der Regel mit einer Reduzierung der Bruttodatenrate verbunden, was vor dem Hintergrund der Echtzeitanforderungen kontraproduktiv ist. Beispielsweise wird in dem DSSS-Verfahren der 2,4-GHz-Variante des IEEE-802.15.4-Standards ein 4 Bit umfassendes Symbol in eine 32 Bit lange Chip-Sequenz überführt, sodass die Chiprate 2 MBit/s beträgt. Dies ergibt einen Faktor von 16 zwischen der Bitrate von 250 Kbit/s des IEEE-802.15.4-Standards und der tatsächlich über Funk gesendeten Chiprate. Somit erklärt sich auch die im Vergleich zu den anderen im 2,4-GHz-ISM-Band verfügbaren Frontends geringere Datenrate des Freescale MC 132002 IEEE 802.15.4 Funktransceivers (vergl. Tabelle 5.1).

Eine Alternative zum DSSS-Verfahren stellt das FHSS dar, wie es z.B. bei IEEE 802.15.1/Bluetooth (vgl. Abschnitt 4.5.2) zum Einsatz kommt. Viele kommerziell verfügbare HF-Transceiver bieten die Möglichkeit, die Trägerfrequenz zur Laufzeit zu ändern. So können mit diesen Funktransceivern „Slow Frequency-Hopping“-Systeme bzw. frequenzagile Systeme realisieren werden, welche z.B. bei Störungen des Funkkanals einen Wechsel der Übertragungsfrequenz ermöglichen.

Somit wurden für die Sichtung der am Markt verfügbaren HF-Frontends für das 2,4-GHz-ISM-Band folgende Auswahlkriterien herangezogen:

- Low Power (niedriger Energieverbrauch pro Bit)
- Echtzeitfähigkeit (Bruttodatenrate von ca. 1 MBit/s, geringe Aufwachzeit aus den Low-Power-Modi)
- Frequenzagilität, Möglichkeit des Frequency Hopping
- Schmalbandige Übertragung
- Schnelles Mikrocontroller-Interface
- Standardkomponente, Verfügbarkeit

Die geforderte Datenrate von 1 MBit/s, welche im Vergleich zum IEEE-802.15.4-Standard viermal so hoch ausfällt, steht dabei im vollen Einklang mit dem zu minimierenden Energieverbrauch der Sensor-/Aktormodule. Grundsätzlich ist in den meisten

drahtlosen Anwendungen der HF-Teil derjenige Schaltungsteil, welcher die meiste Energie verbraucht. Insofern bietet es sich hinsichtlich der Funkübertragung an, Energie durch eine hohe Datenrate zu sparen (vgl. [61]), da hierdurch das Verhältnis von verbrauchter Energie pro Bit minimiert wird.

Eine Marktsichtung von entsprechenden Funkmodulen für das 2,4-GHz-ISM-Band brachte folgendes, auf den jeweiligen Datenblattangaben basierendes Ergebnis:

Parameter	Nordic nRF2401	Chipcon CC2400	ATMEL ATR2406	Nanotron nanoNet TRX	Freescale MC13202 IEEE 802.15.4
Versorgungsspannung (V)	1,8	1,8	2,9	3,0	2,4
Bruttodatenrate (KBit/s)	1.000	1000	1.152	1.000	250
Overhead (Bit)	8	64	k.A.	k.A.	40
Stromaufnahme, Sleepmodus (μ A)	0,4	1,5	1,0	1,5	0,2
Aufwachzeit aus Powerdown (ms)	3	1,3	0,3	1,5 < t < 5	7 < t < 20
Stromaufnahme, Tx (mA)	13	19	42	64	30
Stromaufnahme, Rx (mA)	19	24	24	35	37
Energie pro Bit - Tx (μ J)	0,02	0,03	0,11	0,19	0,29
Energie pro Bit -Rx (μ J)	0,03	0,04	0,06	0,11	0,36
RF-Ausgangsleistung (dBm)	0	0	4	-5	-1
Tx Eingangsleistung/ Tx Ausgangsleistung	23,40	34,20	48,53	607,21	90,65
Kanalabstand (MHz)	1	1	1,728	1 Channel 80 MHz	5
Nachbarkanalunterdrückung					
1.Nachbarkanal	0 dB	0 dB	4 dBc	k.A.	30 dB
2.Nachbarkanal	20 dB	20 dB	30 dBc	k.A.	42 dB
3.Nachbarkanal	30 dB	41 dB	40 dBc	k.A.	53 dB
Empfängsempfindlichkeit (dBm)	-80	-87	-93	-92	-92
MCU Interface (Funkdaten)	3-Wire	SPI	3-Wire	SPI	SPI

Tabelle 5.1: Vergleich kommerziell verfügbarer Funkmodule für das 2,4-GHz-ISM-Band

Legt man die oben aufgeführten Auswahlkriterien an die Vergleichsdaten gemäß Tabelle 5.1 an, so scheidet zunächst das Nanotron-Modul aufgrund der Tatsache aus, dass es ein so breitbandiges Übertragungsverfahren ist, dass es das gesamte ISM-Band quasi als einen Kanal nutzt. Dies bedeutet eine sehr schlechte Koexistenzfähigkeit zu anderen im gleichen Frequenzbereich operierenden Funkverfahren. Zusätzlich liegen sowohl die Aufwachzeit aus dem Low-Power-Modus als auch die Energieaufnahme über den entsprechenden Werten der anderen Module. Aus ebendiesen Gründen sowie aufgrund der geringeren Datenrate scheidet auch das IEEE-802.15.4-Modul der Firma Freescale als HF-Frontend für das WSA-N aus. Da sich das HF-Frontend der Firma Nordic im betreffenden Zeitraum noch in der Markteinführung befand und nicht zeitgerecht zur Verfügung gestanden hätte, fiel die Entscheidung auf den Funktransceiver CC2400 [17] der Firma Chipcon. Hätte das HF-Frontend der Firma Nordic zur

Verfügung gestanden, so wäre dieses Modul trotz seiner insgesamt sehr guten Eigenschaften deshalb nicht die erste Wahl gewesen, da zum einen die Empfangsempfindlichkeit deutlich gegenüber den anderen Modulen abfällt und zum anderen das 3-Wire Mikrocontroller-Interface mit 1 MBit/s zu langsam ist.

Über alle Vergleichsparameter hinweg betrachtet weist das HF-Frontend von Chipcon die besten Eigenschaften auf. Es verfügt über die geforderte Bruttodatenrate bei gleichzeitig niedrigem Energieverbrauch. Der Overhead fällt mit minimal 64 Bit bei einer BDR von 1 MBit/s im Vergleich zu den anderen aufgelisteten Funkmodulen zwar vergleichsweise hoch aus, was jedoch mit Bezug auf die Betrachtungen im Zusammenhang mit Gl. (5.4) als unkritisch zu bewerten ist. Zudem ist die Aufwachzeit aus dem Low-Power-Modus gering und kann bei geringfügig erhöhter Stromaufnahme auf ca. 250 μs reduziert werden. Schließlich verfügt das Chipcon-Modul als Mikrocontroller-Schnittstelle über ein sehr schnelles Serial Peripheral Interface (SPI), womit es in Abhängigkeit vom angeordneten Controller mit einem Takt von bis zu 20 MHz betrieben werden kann. Dies ist insbesondere für die Basisstation von Wichtigkeit, da diese u. a. die Empfangsdaten mehrerer HF-Frontends parallel auslesen können muss. Als weiterer Pluspunkt verfügt das Chipcon-Modul im Vergleich zu den anderen Modulen gemäß Tabelle 5.1 über die beste Nachbarkanalunterdrückung.

Die Schnittstelle zwischen dem Mikrocontroller (μC) und dem CC2400-Modul besteht, wie in Abbildung 5.1 skizziert, aus insgesamt 10 Leitungen.

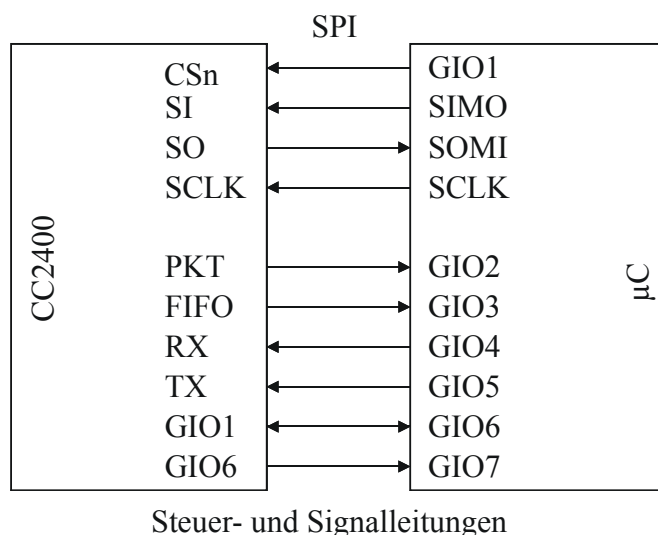


Abbildung 5.1: CC2400 Mikrocontroller-Schnittstelle [17]

Der Austausch von Konfigurations- und Funkdaten erfolgt über die SPI-Schnittstelle (CSn, SI, SO sowie SCLK). Daneben besitzt das CC2400-Modul mit den Pins RX, TX, PKT und FIFO sowie den beiden konfigurierbaren General Purpose IO-Pins GIO1 und GIO6 zusätzliche Steuer- und Signalleitungen, deren Funktion im weiteren Verlauf erläutert wird.

Zusätzlich kann das CC2400-Modul in einem Paket-Modus betrieben werden, der den Controller zeitlich stark entlastet, sodass die entsprechend im Controller frei werdende Zeit zur Bearbeitung anderer Aufgaben genutzt werden kann. Hierbei kann im Sendebetrieb zunächst das interne FIFO-Register des CC2400-Moduls mit einem gemäß Abbildung 5.1 angeschlossenen Controller über die SPI-Schnittstelle befüllt werden. Während des Sendens können durch den Controller weitere Daten in den FIFO nachgeführt werden. Hierzu stellt das CC2400 über seinen FIFO-P im Controller ein Signal zur Verfügung, welches das Erreichen eines einstellbaren Befüllungsgrades des FIFO-Registers signalisiert. Hierdurch kann ein Buffer Underrun bzw. Overflow des FIFO-Registers und somit eine Korruption des Funktelegramms verhindert werden. Die Generierung des physikalischen Overheads sowie der für die Fehlererkennung nutzbaren Cyclic Redundancy Check (CRC) Bytes erfolgt dann automatisch durch das CC2400-Modul. Das Ende des Sendevorgangs wird dem Controller über einen Zustandswechsel des CC2400-seitigen PKT-Pins signalisiert. Im Empfangsbetrieb wird dem Controller durch das CC2400-Modul die Detektion des Synchronisationswortes (Sync-Word) und somit der Beginn der Nutzdatensequenz eines Funktelegramms durch einen Zustandswechsel des PKT-Pins mitgeteilt. Mit dem Auslesen des letzten Bytes des empfangenen Funktelegramms stehen dem Mikrocontroller im FIFO die beiden durch das CC2400 automatisch berechneten CRC-Bytes für die weitere Verarbeitung zur Verfügung. Zusätzlich kann das CC2400-Modul so konfiguriert werden, dass einer der beiden General Purpose IO-Pins GIO1 bzw. GIO6 im Empfangsbetrieb das Ergebnis der automatisch durch das CC2400-Modul durchgeführten CRC-Prüfung anzeigt.

Der in Abbildung 5.2 dargestellte Auszug aus dem Datenblatt des CC2400 zeigt die zuvor beschriebenen zeitlichen Verläufe des FIFO- und PKT-Signals im Paket-Modus für den Sende- und Empfangsfall.

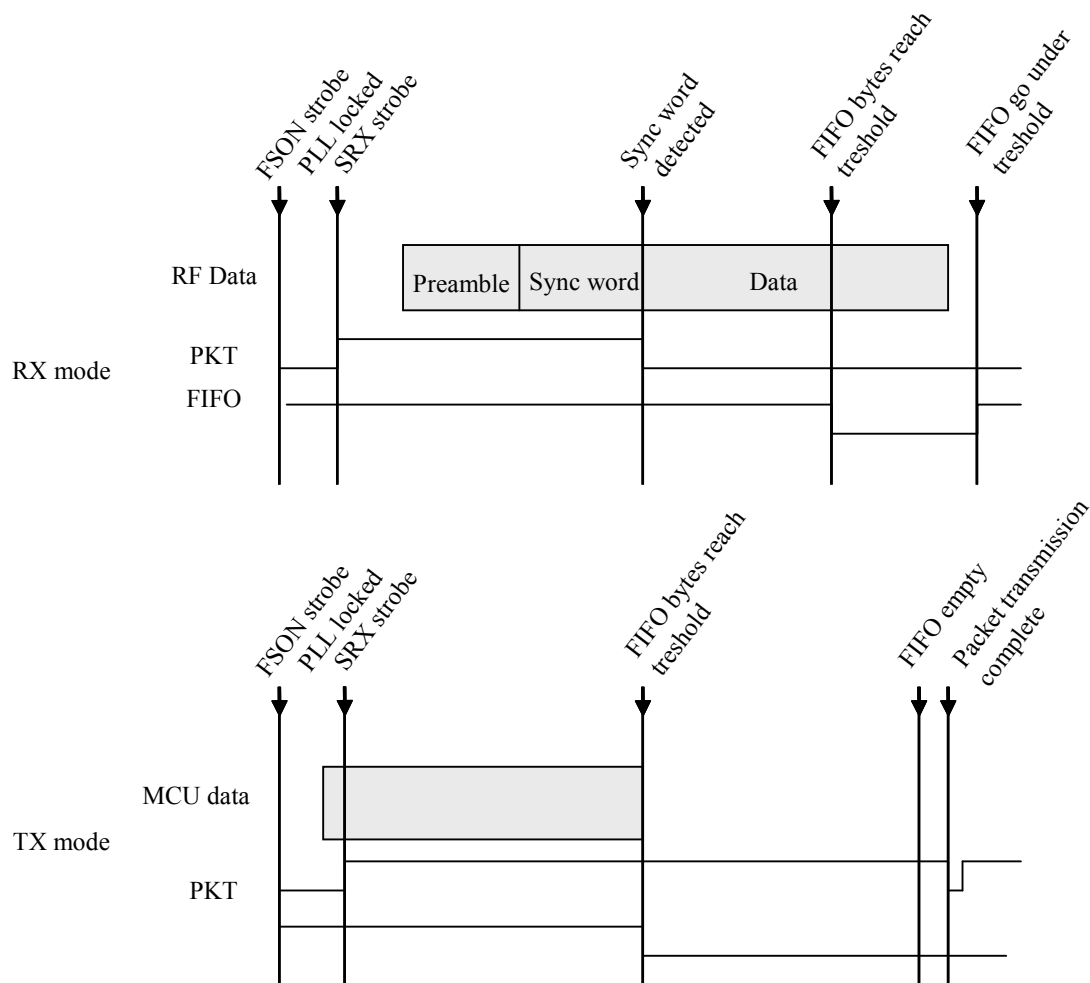


Abbildung 5.2: CC2400 Timing des FIFO- und PKT-Pins im Paket-Modus [17]

Neben dem beschriebenen Paket-Modus verfügt das CC2400-Modul zusätzlich über die Möglichkeit, dass sein interner Zustandsautomat (Radio Control State) sowohl über die SPI-Schnittstelle als auch über die CC2400-seitigen TX- und RX-Pins gesteuert werden kann. Das in Abbildung 5.3 dargestellte Zustandsdiagramm veranschaulicht diese Variante der Ansteuerung des CC2400-Zustandsautomaten über die beiden genannten Pins. Dabei ist die Ansteuerung des CC2400-Moduls über den RX- und TX-Pin deshalb zu bevorzugen, weil hierdurch das Senden bzw. der Empfang zu einem genau definierten Zeitpunkt, wie es für ein TDMA-Verfahren erforderlich ist, ermöglicht wird. Hierzu muss der angeschlossene Controller jedoch über spezielle Timer-Module verfügen, was im Folgenden näher erläutert wird.

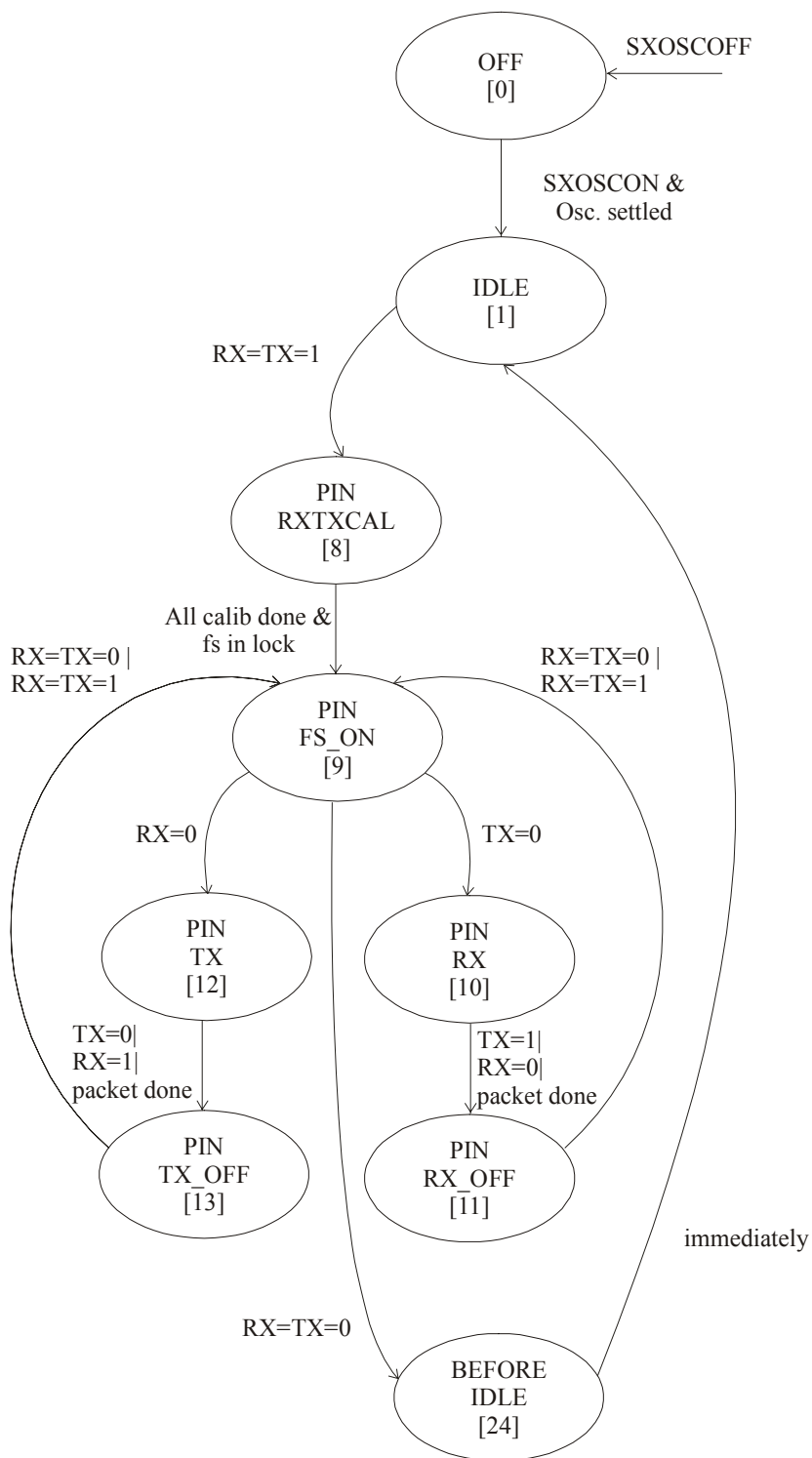


Abbildung 5.3: Chipcon CC2400, Radio Control State Diagramm [17]

5.1.1.2 Controller Sensor-/Aktormodul

Zur Steuerung des Sensor-/Aktormoduls ist ein 8- bzw. 16-Bit-Mikrocontroller einzusetzen, der die folgenden Anforderungen erfüllt:

- Speicher in der Größenordnung 60 KByte (ROM) bzw. 2 KByte (RAM)
- Möglichst hohe Taktrate, um die Echtzeitbedingungen des zu implementierenden TDMA-Verfahrens erfüllen zu können, bei gleichzeitig geringem Energieverbrauch (Low-Power-Betriebsarten, schnelle Aufwachzeit aus dem Low-Power-Modus)
- Verfügbarkeit von Hardware-Timern, welche über sogenannte Capture- und Generate-Funktionen verfügen (Capture: Festhalten des Zeitpunkts eines Triggerereignisses; Generate: Erzeugen des Zustandswechsels eines Mikrocontroller-Pins zu einem bestimmten Zeitpunkt)
- Verfügbarkeit einer SPI-Schnittstelle zur Anbindung des HF-Frontends
- Verfügbarkeit von AD- und DA-Wandlermodulen für den Anschluss von Sensoren und Aktoren
- Verfügbarkeit eines Hardware-Multiplizierers für eine zukünftige Implementierung von (Kanal-)Kodiervverfahren
- Programmierbarkeit in der Programmiersprache „C“

Die geforderte Speichergröße basiert auf einem Vergleich mit Hardwaremodulen und Applikationen aus dem Bereich der WSN. Zwar unterscheiden sich die Anwendungen im Bereich der WSN von dem zu implementierenden zellularen, echtzeitfähigen drahtlosen Kommunikationssystem, gerade was den sogenannten Duty-cycle (Tastverhältnis zwischen aktivem Sendebetrieb und Sendepause) sowie die Datenrate betrifft, grundlegend. Dennoch sind sowohl in einem WSN als auch in einem WSAN die Daten räumlich getrennter, drahtloser Sensormodule an eine Netzwerksenke zu überführen. Jedoch sind die Programme auf den Netzwerkknoten eines WSN grundsätzlich von komplexerer Natur als dies bei einem Sensor-/Aktormodul eines WSAN der Fall sein wird. Dies liegt darin begründet, dass in den Knoten eines WSN Routinen für z. B. Routing, Zeitsynchronisation und lokale Datenaggregation und -auswertung implementiert werden müssen, was bei dem SAM eines zellularen, in sternförmiger Topologie ausgelegten WSAN nicht notwendig ist.

Mitte des Jahres 2005 war die sogenannte Telos-Plattform [3] das neueste Hardwaremodul für TinyOS[39], dem weitestverbreiteten Betriebssystem für WSN. Die Telos-

Plattform hat als Steuereinheit einen Mikrocontroller mit 60 KByte Programmspeicher und eine RAM-Größe von 2 KByte. Aufgrund der Tatsache, dass auf ebendiesem Modul TinyOS-Programme einer größerer Komplexität laufen als dies bei den zu implementierenden SAMs des WSN der Fall ist, werden die Speichergrößen der Telos-Plattform als ausreichend für das SAM erachtet.

Die Forderung nach der Verfügbarkeit von Hardware-Timern, welche über sogenannte Capture- und Generate-Funktionen verfügen, resultiert direkt aus der Funktionsweise des TDMA-Verfahrens. Nur das Einhalten der Zeitschlitz durch die einzelnen Teilnehmer gewährleistet die einwandfreie Funktion eines TDMA-Systems. Insofern ist es erforderlich, dass der Mikrocontroller die Möglichkeit bietet, über die entsprechenden Pins die Ansteuerung des HF-Frontends exakt zu den vorbestimmten Zeitpunkten vorzunehmen. Dies kann z.B. über ein mikrocontrollerseitiges Timer-Modul, welches über eine Generate-Funktion verfügt, realisiert werden. Hierbei erzeugt das Timer-Modul bei Erreichen eines einstellbaren Zählerwertes auf einem Mikrocontroller-Pin einen Zustandswechsel. Neben dieser Generate-Funktion muss das Timer-Modul auch über eine Compare-Funktion verfügen, welche den genauen Zeitpunkt eines Triggerereignisses auf einem Mikrocontroller-Pin in Form eines Zählerwertes liefert.

Insgesamt gibt es auf dem Markt eine breite Masse von 8- bzw. 16-Bit-Mikrocontrollern, welche über ähnliche Leistungsmerkmale verfügen. Signifikante Unterschiede sind jedoch bezüglich des Energieverbrauchs auszumachen. In [60] wurde ein Vergleich verschiedener Controller hinsichtlich ihres Energieverbrauchs anhand einer einfachen TDMA-Anwendung vorgenommen. Es wurde festgestellt, dass für ein breites Anwendungsfeld im Bereich der WSN der Mikrocontroller vom Typ TI MSP430 [22] den Stand der Technik repräsentiert. Vor diesem Hintergrund sowie aufgrund der Tatsache, dass dieser Mikrocontrollertyp die oben aufgeführten Anforderungen erfüllt, wurde ein TI MSP430 16F1612 [21] mit einer Taktrate von 8 MHz sowie 55 KByte (ROM) bzw. 5 KByte (RAM) als Steuereinheit für das SAM ausgewählt.

5.1.1.3 Controller Basisstation

Für den in der Basisstation einzusetzenden Controller entfällt aufgrund der kabelgebundenen Versorgung die Forderung nach einem geringen Energieverbrauch. Dennoch decken sich die an den Controller des BS gestellten Anforderungen mit den im vorangegangenen Abschnitt für den SAM-Controller aufgelisteten in folgenden Punkten:

- Verfügbarkeit von Hardware-Timern, welche über sogenannte Capture- und Generate-Funktionen verfügen (Capture: Festhalten des Zeitpunkts eines

Triggerereignisses; Generate: Erzeugen des Zustandswechsels eines Mikrocontroller-Pins zu einem bestimmten Zeitpunkt)

- Verfügbarkeit einer SPI-Schnittstelle zur Anbindung der parallel anzuschließenden HF-Frontends

Jedoch unterscheidet sich die BS von dem SAM vor allem dadurch, dass die BS hinsichtlich der HF-Frontends gemäß der WSA-Struktur modular aufzubauen ist. Zudem wird die BS zusätzlich als Gateway des WSA zum kabelgebundenen Steuerungssystem fungieren. Dies hat zur Folge, dass die Verarbeitungsgeschwindigkeit des Controllers der BS viel höher sein muss als dies beim Controller des SAM der Fall ist. Hierzu bieten sich zahlreiche Lösungen wie z.B. FPGAs oder höher getaktete Controller an. Jedoch erscheint die Wahl eines FPGAs unter mehreren Gesichtspunkten als vorteilhaft. Zum einen bietet es den Vorteil einer hohen Flexibilität, da man nicht durch eine spezifische Hardware limitiert ist, sondern vielmehr das FPGA als Controller den jeweiligen Applikationserfordernissen anpassen kann. In zukünftigen Versionen des WSA könnten so innerhalb des FPGAs zusätzliche Logikblöcke z.B. für die Kanalcodierung oder zur Datenverschlüsselung eingebettet werden, ohne Änderungen am Hardwaredesign vornehmen zu müssen.

Als weiteren Vorteil bietet das FPGA die Möglichkeit einer echten parallelen Ansteuerung der HF-Frontends über eine Implementierung in einer Hardware Description Language (HDL). Dies ist mit einem klassischen Controller nicht möglich. Hier müsste die Ansteuerung sequenziell erfolgen.

Letztlich wurde für die BS ein FPGA vom Typ XILINX Spartan-3 FPGA [25] als Controllereinheit ausgewählt. XILINX stellt mit seinen IP Cores [7] komplette HDL-Implementierungen zahlreicher peripherer Schnittstellen und Module dar. Hier sind z. B. GPIO, SPI, I²C, UART, Timer, ADC, DAC sowie Speicher- und DMA-Controller zu nennen. Daneben steht mit dem MicroBlaze Soft Processor Core [20] die VHDL-Implementierung eines 32-Bit-Controllers zur Verfügung.

Somit kann in einem ersten Syntheseschritt basierend auf dem MicroBlaze Soft Processor Core sowie den ausgewählten IP Cores die Logikschaltung eines Controllers mit nahezu beliebiger Peripherie erzeugt und auf das FPGA aufgespielt werden. Der Controller kann dann in der Programmiersprache C programmiert und einem Debugging unterzogen werden, wie man es von einem „normalen“ Controller her kennt. Dieser Ansatz hat zwar den Nachteil, dass die Ansteuerung der an die BS angeschlossenen HF-Frontends nur sequenziell erfolgen kann. Jedoch wurde die

Taktrate des MicroBlaze Cores von 60 MHz für die sequenzielle Ansteuerung dreier CC2400-Module – vor dem Hintergrund der Implementierung eines gemischten FDMA/TDMA-Verfahrens gemäß Abbildung 4.27 – als ausreichend eingeschätzt. Zudem ermöglicht die Taktrate von 60 MHz den Datenaustausch mit dem CC2400-Modul mit dessen maximaler SPI-Datenrate von 20 MBit/s.

5.1.2 Basisstation

Ausgehend von dem ausgewählten FPGA sowie dem CC2400 Funktransceiver wurde der Prototyp einer WSAN-Basisstation gemäß Abbildung 5.4 aufgebaut:

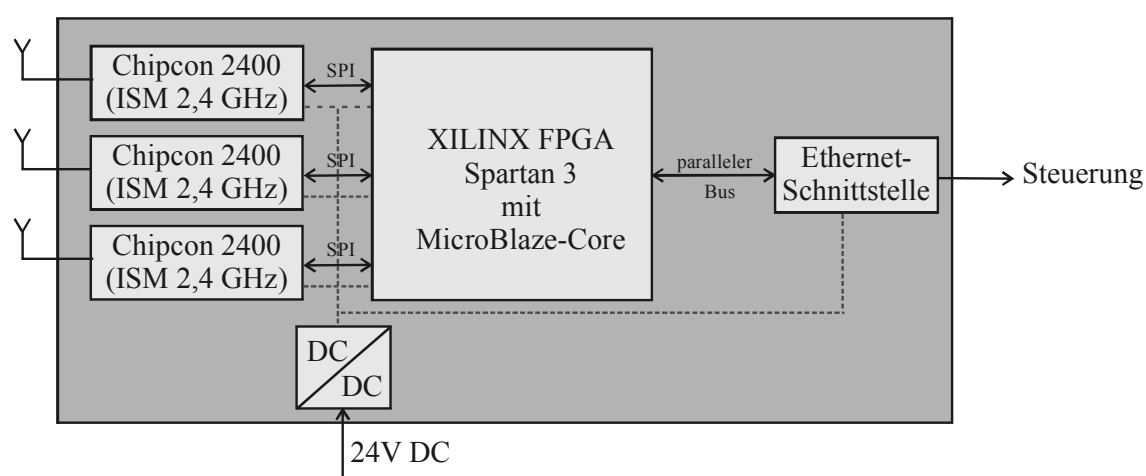


Abbildung 5.4: Blockschaltbild, Basisstation

Dem dargestellten Blockschaltbild ist der modulare Aufbau der Funkschnittstelle zu entnehmen. In der derzeitigen Softwareimplementierung (vgl. Abschnitt 5.2) ist der quasiparallele Betrieb – in Wirklichkeit werden diese durch das FPGA sequenziell angesteuert – von drei CC2400-Modulen möglich. Als Verbindung zum übergeordneten Steuerungssystem wurde eine Ethernet-Schnittstelle implementiert. Der konkrete Aufbau wurde mit Prototypenboards der verschiedenen Module realisiert. Auf diese Weise ließ sich das Blockschaltbild ohne größeren Aufwand in einen Hardwareaufbau gemäß Abbildung 5.5 überführen.

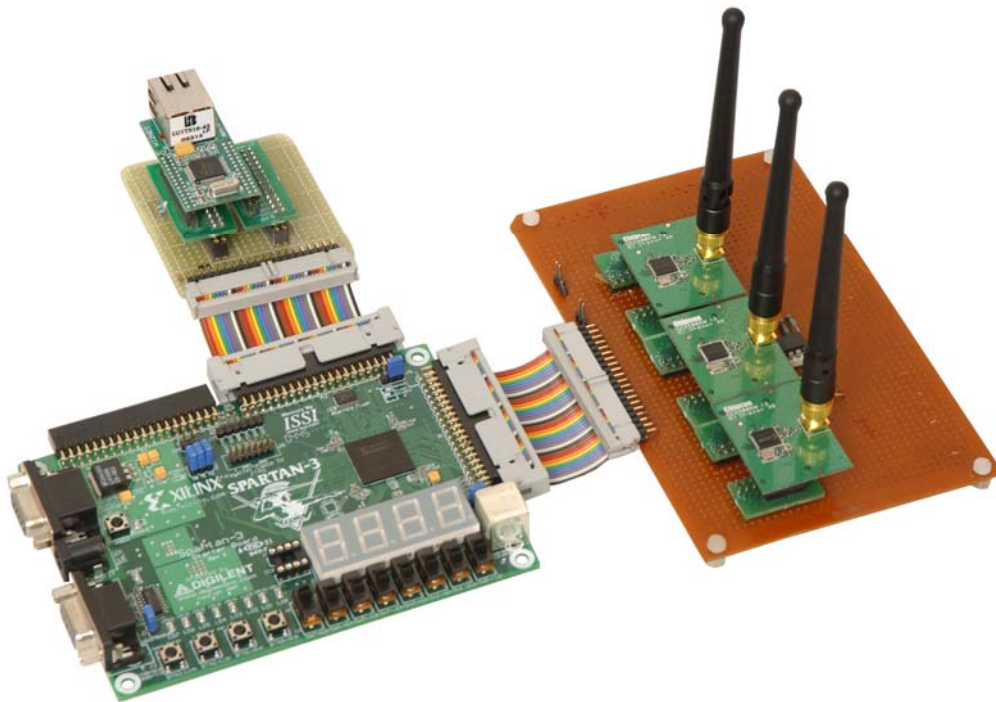


Abbildung 5.5: Prototyp der WSN-Basisstation

Auf der in Abbildung 5.5 rechts befindlichen Lochrasterplatine sind die drei CC2400-Prototypenboards aufgesteckt, die mit dem FPGA-Board (links unten) verbunden sind. Daneben ist ebenfalls eine standardisierte Ethernet-Schnittstelle [24] mit dem FPGA-Board verbunden (links oben). Programmiert werden kann das Spartan-3 FPGA über eine auf dem FPGA-Board verfügbare Joint-Test-Action-Group-(JTAG-)Schnittstelle, über die auch das Debugging durchgeführt wird.

5.1.3 Sensor-/Aktormodul

Auf Basis der ausgewählten Hardware gestaltet sich das Blockschaltbild des Sensor-/Aktormoduls gemäß Abbildung 5.6.

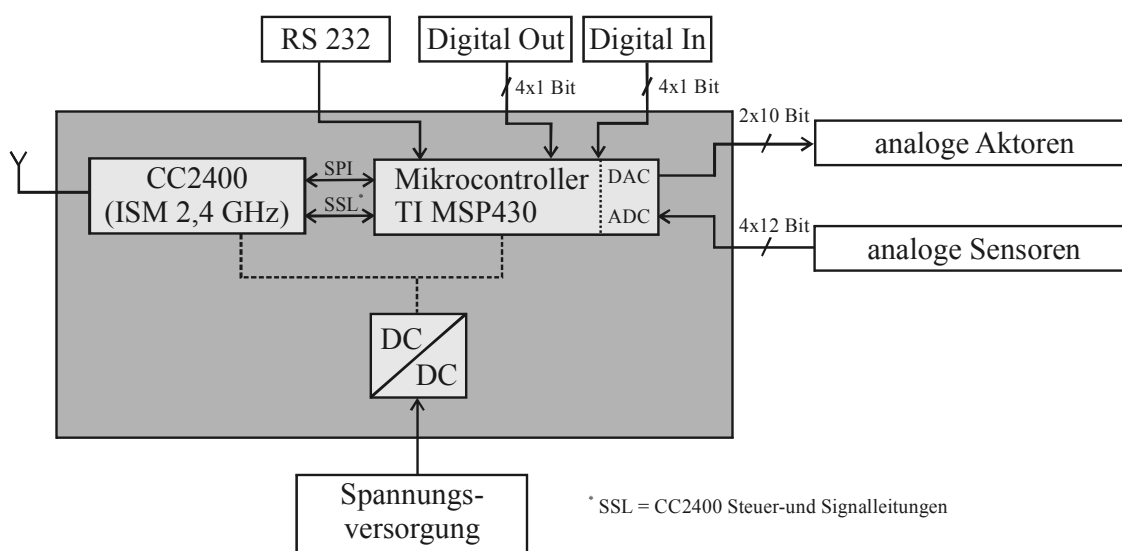


Abbildung 5.6: Blockschaltbild, Sensor-/Aktormodul

Neben der oben beschriebenen Controller/CC2400-Schnittstelle verfügt das SAM zum Anschluss von analogen SA über vier analoge Eingänge mit je 12 Bit Auflösung und einer theoretischen Wandlungszeit $\leq 10 \mu\text{s}$ sowie zwei analoge Ausgänge mit jeweils 10 Bit Auflösung. Weiterhin lassen sich über vier digitale Eingänge auch digitale Sensoren anschließen. Schließlich wurde im SAM noch eine serielle Schnittstelle (RS 232) implementiert, über welche z.B. eine manuelle Parametrierung des SAM vorgenommen werden kann.

Das Blockschaltbild des SAM wurde ebenfalls in einen entsprechenden Hardwareaufbau umgesetzt. Dabei wurden die beiden in der folgenden Abbildung 5.7 gezeigten Platinen entwickelt.

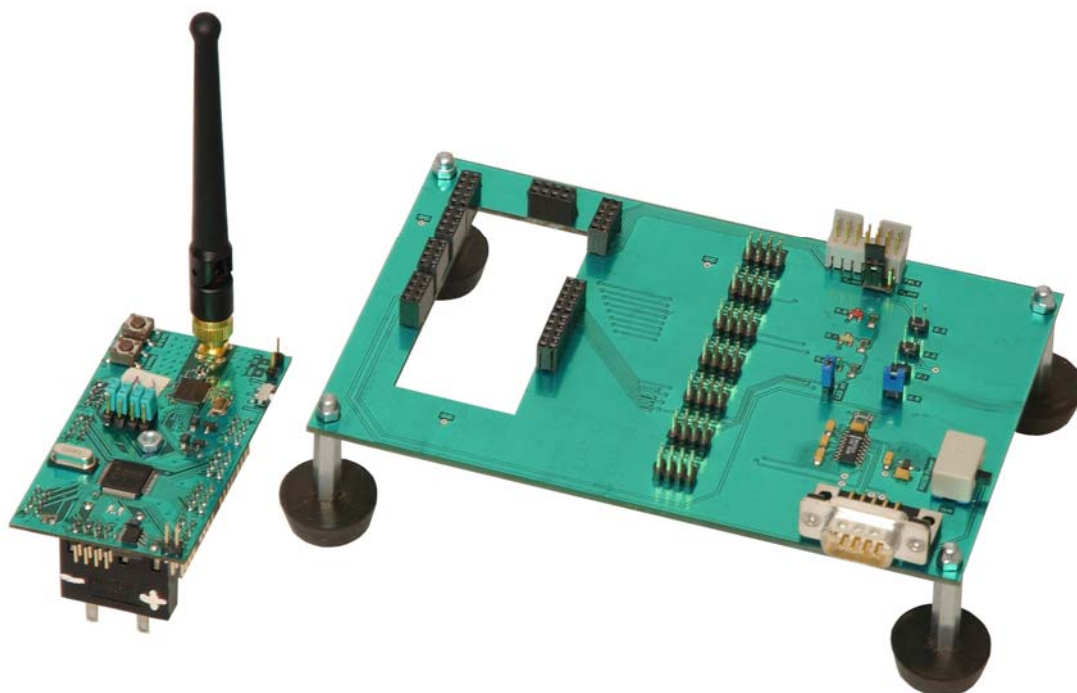


Abbildung 5.7: Prototyp des Sensor-/Aktormoduls

Links befindet sich das eigentliche SAM mit dem MSP430-Mikrocontroller, dem CC2400 Funktransceiver inklusive Antenne sowie einer Batterie. Das SAM wird auf eine Trägerplatine gesteckt, auf der alle wichtigen Signale abgegriffen werden können und auf der die zusätzlich benötigte Peripherie (RS 232, LEDs, JTAG etc.) untergebracht ist.

5.2 Software

Hinsichtlich der Softwarearchitektur wurde auf Basis der vorgestellten Hardware ein WSN-Protokoll gemäß Abschnitt 4.6 implementiert, welches für einen maximalen Datendurchsatz bzw. für eine maximale innerhalb der vorgegebenen Echtzeitschranken bearbeitbare Anzahl von SAMs ausgelegt ist. Dabei wird das System, wie in Abbildung 4.27 dargestellt, in einem gemischten TDMA/FDMA-Modus betrieben. Hierzu operieren die drei CC2400 Funktransceiver der BS zeitlich parallel auf unterschiedlichen Frequenzen. Jedem FT wird dabei eine Gruppe von SAMs zugeordnet, welche in einem Zeitschlitzverfahren mit dem jeweiligen FT der BS über Funk kommunizieren. Dabei ist jedem SAM durch die BS ein Zeit- und Frequenzschlitz zugeteilt. Auf diese Weise werden Kollisionen einzelner Telegramme unterschiedlicher SAMs des WSN vermieden. Zwischen den TDMA-Rahmen, welche im Folgenden als Superframes

bezeichnet werden, wird jeweils ein Frequenzsprung durchgeführt, wodurch das WSAN letztlich als Frequency Hopping System betrieben wird. Das implementierte Frequenzsprungverfahren ist eine Abwandlung des Bluetooth-inhärenten Sprungalgorithmus. Für dieses Frequenzsprungverfahren steht grundsätzlich die gesamte Bandbreite von 83,5 MHz des 2,4-GHz-ISM-Bandes zur Verfügung. Die tatsächlich nutzbare Bandbreite wird allerdings durch EN 300 028 [33] (vgl. Abschnitt 4.1) reglementiert. Diese Norm besagt, dass ein nach dem Frequenzsprungverfahren arbeitendes System außerhalb des ISM-Bandes nur einen Signalpegel von -30 dBm erzeugen darf. Um dies mit einem CC2400 FT einhalten zu können, wurde im Rahmen des implementierten Frequenzsprungverfahrens ein Sicherheitsabstand von 1 MHz zu den Bandgrenzen des 2,4-GHz-ISM-Bandes vorgesehen. Somit stehen für das Frequenzsprungverfahren des WSAN insgesamt 82 je 1 MHz breite Kanäle im Frequenzbereich von 2401 MHz bis 2482 MHz zur Verfügung. Diese 82 Kanäle werden im Rahmen des Frequenzsprungverfahrens quasi zufällig durchlaufen, wobei die Frequenzen der drei FT der BS stets eine Differenz von 10 MHz aufweisen. Dieser Offset wurde deswegen zu 10 MHz gewählt, da dies zum einen im Datenblatt [17] zur Minimierung der gegenseitigen Interferenz parallel sendender CC2400-Module empfohlen wird und zum anderen die 50%-Kohärenzbandbreite im Abschnitt 4.2 zu 9 MHz bestimmt wurde.

Das WSAN-Protokoll wurde in der Programmiersprache C für beide Controllertypen erstellt, d.h. sowohl für den MSP430 des SAM als auch für den MicroBlaze Soft Processor Core, welcher auf dem Xilinx FPGA der BS zum Einsatz kommt.

Anhand der Abbildung 5.8 wird der genaue zeitliche Ablauf des WSAN-Protokolls verdeutlicht.

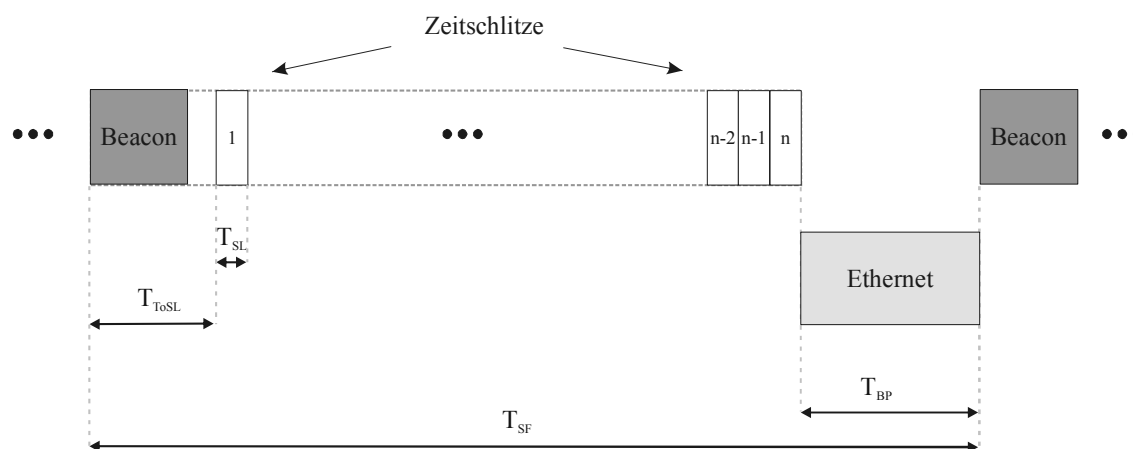


Abbildung 5.8: Zeitlicher Ablauf des WSAN-Protokolls

Hierbei steht die Zeitdauer T_{SF} in Abbildung 5.8 für das sogenannte Superframe-Intervall. Jeder Superframe beginnt dabei zunächst in der Downlink-Richtung, d. h. von der BS zu den SAMs, mit einem einleitenden Beacon-Telegramm. Das Beacon-Telegramm dient zum einen der zyklischen Synchronisation der einzelnen SAMs des WSA mit der Basisstation. Auf diese Weise wird ein Auseinanderdriften der lokalen Oszillatoren der BS und der SAMs verhindert. Zum anderen enthält das Beacon-Telegramm in seinem Nutzdatenbereich die durch das übergeordnete Steuerungssystem an die BS übermittelten Konfigurationsdaten aller in das WSA eingebundenen SAMs. Daher besitzen die von der BS über die drei CC2400 Funktransceiver zeitlich parallel ausgestrahlten Beacon-Telegramme grundsätzlich einen unterschiedlichen Nutzdateninhalt, da jedem FT der BS eine andere Gruppe von SAMs zugeordnet ist.

In der Uplink-Richtung antworten die SAMs in ihrem jeweiligen Slot der Länge T_{SL} („Slottime“) sowie auf der entsprechenden Frequenz. Der erste der n Zeitschlitze beginnt dabei vom Startzeitpunkt des Beacon-Telegramms gerechnet nach einer Zeit T_{ToSL} („Time to Slot“). Diese Zeitspanne wird für den Empfang und die Verarbeitung des Beacon-Telegramms benötigt und hängt im Wesentlichen von der Länge des Beacon-Telegramms sowie der Taktung des auf dem SAM eingesetzten MSP430 Mikrocontrollers ab.

Nach dem Ende des n -ten Slots wird der Datenaustausch der BS mit der übergeordneten SCU über Ethernet innerhalb der als „Beacon Preparation Time“ bezeichneten Zeitspanne T_{BP} durchgeführt.

Um Energie zu sparen, ist es nicht erforderlich, dass die SAMs Telegramme in jedem ihrer Slots senden. Obschon jeder Zeitschlitz exklusiv einem SAM innerhalb des WSA zugewiesen ist, ermöglicht das Protokoll das Aussenden eines sogenannten „Alive“-Signals, wenn keine aktuellen Sensor-/Aktordaten im SAM anliegen. In der Software könnte zusätzlich ein Mechanismus implementiert werden, mit dem das Intervall zwischen zwei „Alive“-Signalen frei zu konfigurieren wäre, sodass das SAM zwischen den „Alive“-Signalen für eine längere Zeit in den Low-Power-Modus übergehen könnte. Dies würde zu einer signifikanten Energieersparnis führen. Davon unabhängig wird in der derzeitigen Softwareimplementierung im SAM dieser Low-Power-Modus immer dann aktiviert, wenn keine weiteren Aktivitäten des SAM erforderlich sind.

Hinsichtlich der Softwareimplementierung des WSA-Protokolls war es notwendig, das Zeitverhalten der einzusetzenden Hardware genauestens zu analysieren. Schließlich ist das Einhalten der Zeitschlitze durch die einzelnen Teilnehmer bei TDMA-Verfahren

die Grundvoraussetzung für eine einwandfreie Funktionsweise des Systems. In diesem Zusammenhang waren bei dem sowohl auf der Basisstation als auch auf den Sensor-/Aktormodulen eingesetzten Chipcon CC2400 Funktransceiver die für das Timing relevanten Signale auf ihr Zeitverhalten hin zu untersuchen. Für das Einhalten der Zeitschlitz sind genau zwei Signale des CC2400-Moduls von Relevanz. Zum einen ist es der RX-Pin, über den u. a. der Sender eingeschaltet werden kann. Zum anderen ist der PKT-Pin von Interesse, welcher u. a. den Empfang eines Radiotelegramms signalisiert.

Ein entsprechender Zustand der CC2400 Radio State Control Machine vorausgesetzt, kann über eine fallende Flanke des RX-Pins der Sender bzw. der HF-Output aktiviert werden. Um diese Flanken zu exakt definierten Zeitpunkten zu erzeugen, sollen die oben beschriebenen mikrocontrollerseitigen Hardware-Timer mit den genannten Capture- und Generate-Funktionen eingesetzt werden.

Diesbezüglich galt es jedoch zu beachten, dass das CC2400-Modul das HF-Ausgangssignal nach einer fallenden Flanke des RX-Pins erst nach einer Verzögerung ΔT_{TX} aktiviert. Zur Messung dieser Verzögerung wurde das HF-Ausgangssignal des CC2400 mit einem Spektrumanalyzer aufgenommen. Das Videoausgangssignal des Spektrumanalyzers wurde dann zusammen mit dem RX-Pin auf einem Digitaloszilloskop zur Anzeige gebracht und die Zeitdifferenz ΔT_{TX} zwischen der fallenden Flanke des RX-Pins und dem Zeitpunkt, bei dem ein signifikanter Anstieg des HF-Ausgangssignals festzustellen war, gemäß Abbildung 5.9 ermittelt.

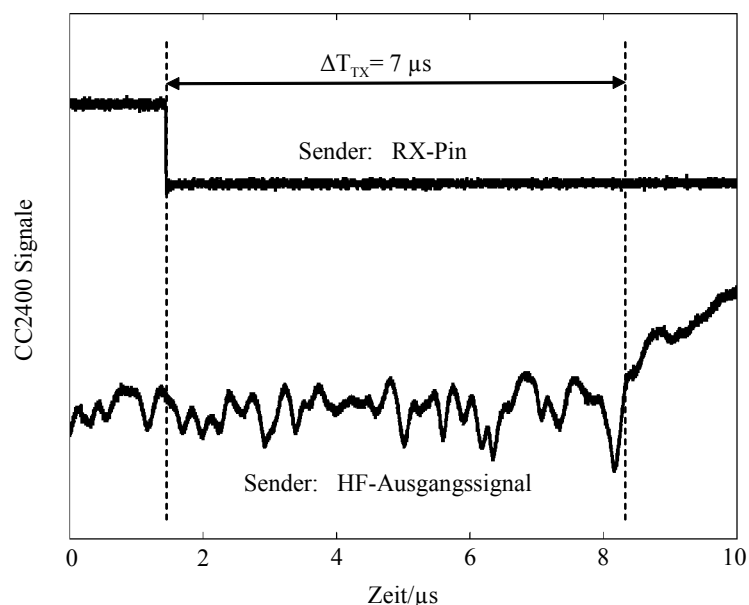


Abbildung 5.9: CC2400, Einschaltverzögerung ΔT_{TX}

Für die Einschaltverzögerung des HF-Ausgangssignals wurde ausgehend von Abbildung 5.9 ein Wert von

$$\Delta T_{TX} = 7 \mu s \quad (5.1)$$

ermittelt.

Neben dieser Einschaltverzögerung des Senders weist das CC2400-Modul hinsichtlich des Einschaltvorgangs des Empfängers ebenfalls eine Verzögerung auf. Der PKT-Pin sollte im Idealfall bzw. gemäß Datenblatt den Empfang eines Funktelegramms (d. h. detektiertes Synchronisationswort) unmittelbar mit einer fallenden Flanke quittieren. Jedoch reagiert der PKT-Pin mit einer Verzögerung von ΔT_{PKT} auf ein detektiertes Synchronisationswort. Diese zur Detektion eines Synchronisationswortes notwendige Zeit ΔT_{PKT} wurde in zwei Schritten bestimmt.

Zunächst wurden wieder, wie dies bei der Bestimmung von ΔT_{TX} der Fall war, das Videoausgangssignal des Spektrumanalyzers zusammen mit dem RX-Pin auf einem Digitaloszilloskop zur Anzeige gebracht. In diesem Fall jedoch mit der Intention, die Zeitdauer $\Delta T_{Preamble}$ zwischen dem Verlassen des Low-Pegels des HF-Ausgangssignals und dem Beginn des 1. Bit des Synchronisationswortes des HF-Ausgangssignals zu ermitteln. Abbildung 5.10 stellt den entsprechenden Oszilloskopausschnitt dar.

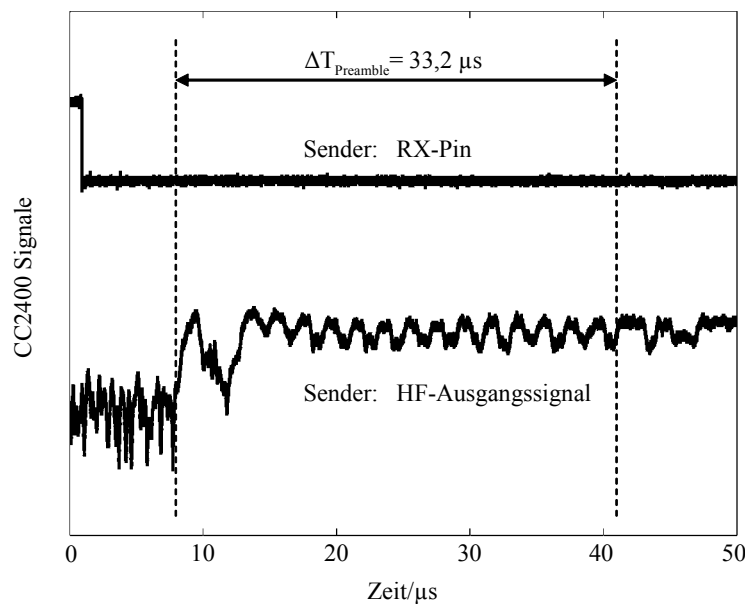


Abbildung 5.10: CC2400, Preamblelänge $\Delta T_{Preamble}$

Gemäß Datenblatt sollte die Preambledauer bei einer Länge von 4 Byte und einer Datenrate von 1 MBit/s genau $32 \mu\text{s}$ betragen. Für die reale Preamblelänge wurde hingegen ein Wert von

$$\Delta T_{\text{Preamble}} = 33,2 \mu\text{s} \quad (5.2)$$

ermittelt.

Um die Verzögerung des PKT-Pins auf ein detektiertes Sync-Wort zu ermitteln, wurde in einem zweiten Schritt die gesamte Zeitspanne ΔT_{RX} zwischen der fallenden Flanke des RX-Pins (logischer Telegrammbeginn) beim Sender und der fallenden Flanke des PKT-Pins im Empfänger ermittelt. Der nach bekannter Methode ermittelte Oszilloskop-ausschnitt ist in Abbildung 5.11 dargestellt.

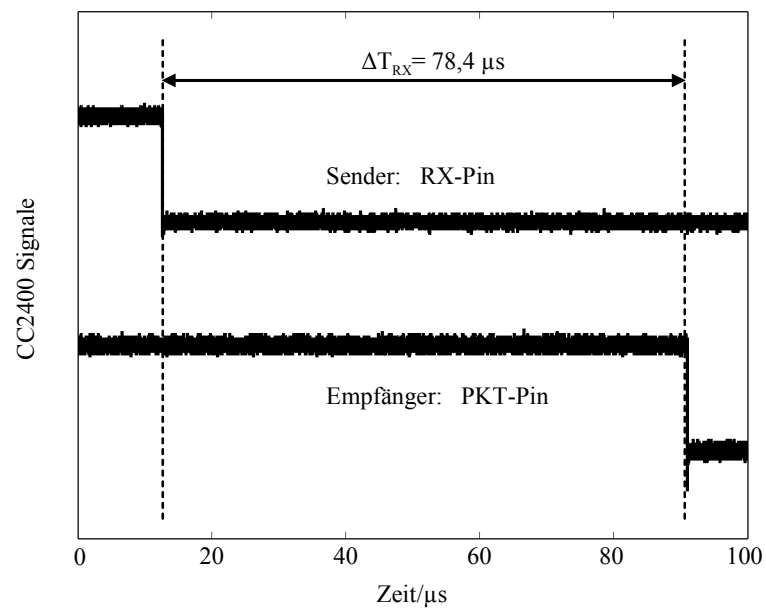


Abbildung 5.11: CC2400, Zeitdifferenz ΔT_{RX} zwischen logischem Telegrammbeginn und Detektion

Für die Zeitdifferenz zwischen logischem Telegrammbeginn und Detektion des ersten Bit des Sync-Wortes wurde folgender Wert ermittelt:

$$\Delta T_{RX} = 78,4 \mu\text{s}. \quad (5.3)$$

Somit kann die Verzögerung des PKT-Pins, mit der dieser ein detektiertes Synchronisationswort eines Funktelegramms mit einer fallenden Flanke quittiert, wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned}\Delta T_{PKT} &= \Delta T_{RX} - \Delta T_{Preamble} - \Delta T_{Sync-Wort} - \Delta T_{TX} \\ &= 78,4 \mu s - 33,2 \mu s - 32 \mu s - 7 \mu s \\ &= 6,2 \mu s .\end{aligned}\tag{5.4}$$

$\Delta T_{Sync-Wort}$ bezeichnet hierbei die Dauer des Synchronisationswortes, welche bei einer Länge von 4 Byte und einer Datenrate von 1 MBit/s genau 32 μs beträgt.

Ausgehend von den so ermittelten Werten konnte dann die tatsächliche Softwareimplementierung des WSAAN-Protokolls für beide Zielplattformen, d.h. MSP430 und Xilinx FPGA mit aufgespieltem MicroBlaze Soft Processor Core, vorgenommen werden. Im Rahmen dieser Implementierung werden z.Zt. von der Basisstation 57 Byte im Rahmen eines Beacon-Telegramms gesendet, während das SAM-Telegramm aus insgesamt 16 Byte besteht (jeweils inklusive 10 Byte Telegrammoverhead für Synchronisation und CRC). Der genannte Nutzdatenumfang von 47 Byte pro Beacon-Telegramm ist dabei ausreichend, um über jedes an die BS angeschlossene CC2400-Modul einen zyklischen Datenaustausch mit jeweils 18 SAMs während eines Superframezyklus von $T_{SF} = 6$ ms Dauer durchzuführen.

Im Folgenden werden daher die Programmablaufpläne des WSAAN-Protokolls sowohl für die BS als auch für das SAM gemäß [28] dargestellt, ohne auf die einzelnen C-Quelltexte im Einzelnen einzugehen, was den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde.

5.2.1 Basisstation

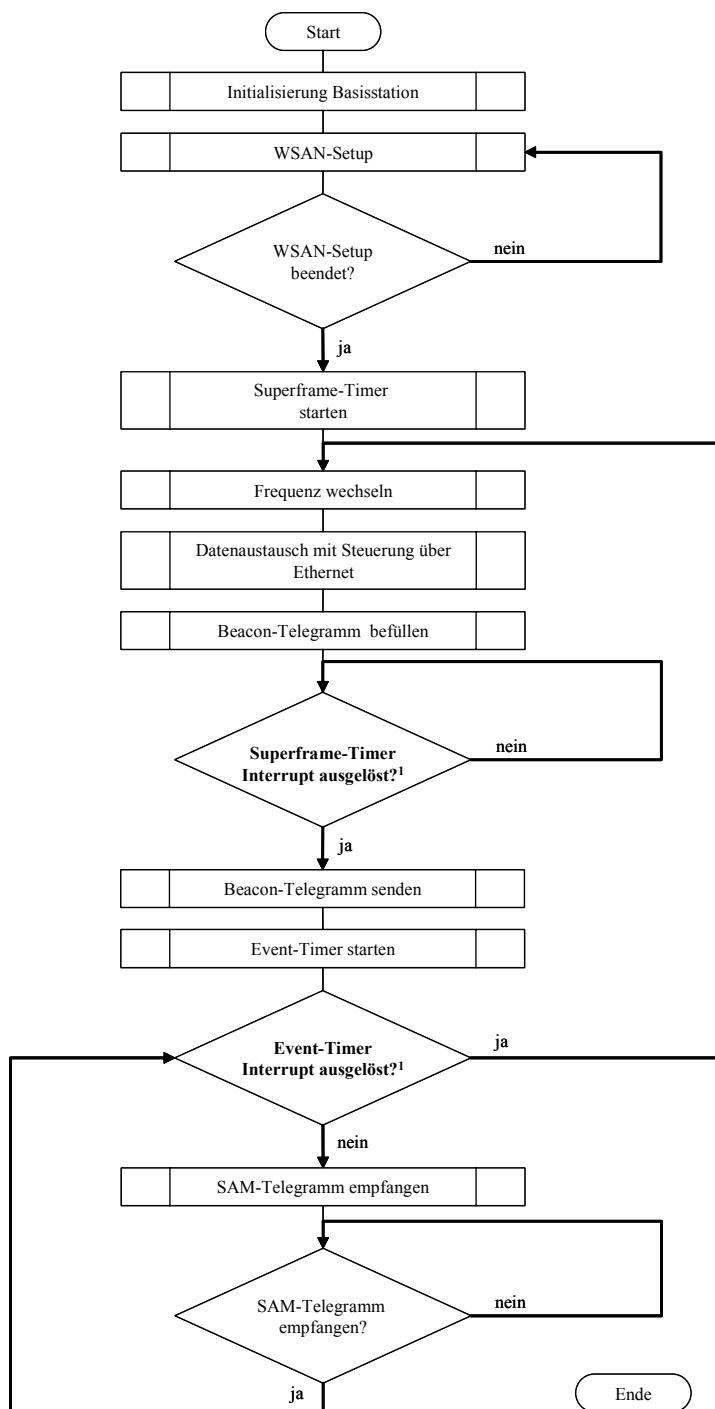


Abbildung 5.12: Programmablaufplan Basisstation

¹ Die fett markierten Routinen werden asynchron abgearbeitet, d.h. das Auslösen des jeweiligen Interrupts unterbricht den aktuellen Programmablauf. Insofern entspricht Abbildung 5.12 nicht der tatsächlichen Implementierung. Der dargestellte synchrone Ablauf ist jedoch zur Veranschaulichung des zeitlichen Ablaufs besser geeignet und vereinfacht mithin das Verständnis.

Nach dem Systemstart erfolgt gemäß Abbildung 5.12 zunächst die *Initialisierung* der *Basisstation*. Hierbei werden sowohl der MicroBlaze Soft Processor Core einschließlich der eingebundenen IP Cores (SPI, GPIO, etc.) als auch die drei an das XILINX FPGA angeschlossenen CC2400-Module der für den Systembetrieb erforderlichen Konfiguration unterzogen. Es handelt sich hierbei um das Hardware-Setup. Hiernach wird das *WSAN-Setup* durchgeführt. Dabei werden so lange SAMs in die BS eingebucht, bis entweder die maximal zulässige Anzahl von SAMs, die mit einer BS in Interaktion treten können, erreicht wurde oder ein manueller Abbruch durch einen Tastendruck erfolgt. Einbuchen bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die einzelnen SAMs den CC2400-Modulen der BS logisch zugeordnet werden.

Anschließend wird mit dem so bezeichneten *Superframe-Timer* ein Timer zur Generierung des Superframe-Intervalls T_{SF} gestartet. Dieser Timer erzeugt alle 6 ms einen Interrupt. Hiernach wird die *Frequenz*, auf der das Setup durchgeführt wurde, verlassen, wobei gemäß dem FDMA-Prinzip in den drei CC2400-Modulen der BS eine unterschiedliche Frequenz eingestellt wird.

Daran schließt sich der ethernetbasierte Datenaustausch zwischen BS und SCU an. In der BS werden in einem nächsten Schritt die von der SCU übermittelten aktualisierten Steuerungs- und Kontrolldaten in den drei für das Beacon-Telegramm reservierten Sendepuffern – jeweils ein Sendepuffer pro CC2400-Modul der BS – gemäß der logischen Zuordnung von SAMs und CC2400-Modulen der BS abgelegt.

Im FPGA wurde innerhalb der Konfigurationsphase der Interrupt des Beacon-Intervall-Timers mit dem Rücksetzen aller CC2400-seitigen RX-Pins (vgl. Abschnitt 5.1.1.1) verknüpft. Ein Auslösen des Superframe-Timer-Interrupts führt daher unmittelbar zum Rücksetzen der RX-Pins der drei angeschlossenen CC2400-Module. Dadurch schalten alle CC2400 zum exakt gleichen Zeitpunkt alle 6 ms in den Sendemodus und senden auf unterschiedlichen Frequenzen operierend das jeweilige Beacon-Telegramm an die ihnen zugeordneten SAMs.

Nachdem über jedes CC2400-Modul das entsprechende *Beacon-Telegramm* gesendet wurde, wird der *Event-Timer* gestartet. Solange der Interrupt des Event-Timers noch nicht ausgelöst wurde, kann gemäß Abbildung 5.12 die BS über ihre drei FT die *SAM-Telegramme* im Rahmen des FDMA/TDMA-Verfahrens empfangen. Die empfangenen SAM-Daten werden auf aktuelle Daten hin überprüft, welche dann im Ethernet-sendepuffer abgelegt werden.

Mit Auslösen des *Event-Timer-Interrupts* wird die Empfangsschleife unmittelbar verlassen und die Vorbereitungsphase des folgenden Beacons eingeleitet. In der derzeitigen Implementierung wird der Interrupt des Event-Timers genau 1 ms vor dem Auslösen des Interrupts des Superframe-Timers ausgelöst. Somit stehen einerseits die ersten 5 ms eines Superframezyklus für den funkbasierten Datenaustausch zwischen BS und SAMs und andererseits genau 1 ms als „Beacon Preparation Time“ T_{BP} für den erneuten Frequenzwechsel, Datenaustausch mit der SCU sowie für das Befüllen der Sendepuffer zur Verfügung.

5.2.2 Sensor-/Aktormodul

Wie bei der BS, so erfolgt auch im SAM nach dem Systemstart gemäß Abbildung 5.13 zunächst in einer *Initialisierung* das Hardwaresetup des SAM, innerhalb derer sowohl der MSP430-Mikrocontroller als auch das an diesen angeschlossene CC2400-Modul der für den Systembetrieb erforderlichen Konfiguration unterzogen werden.

Hiernach wird das *WSAN-Setup* gemäß der im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Weise durchgeführt. Nachdem das jeweilige SAM in die BS eingebucht und so einem FT der BS logisch zugeordnet wurde, wird auch im SAM die Setup-Frequenz verlassen und eine neue *Frequenz* entsprechend dem zugeordneten FT der BS eingestellt.

Anschließend wird im SAM der Empfangsmodus eingeschaltet, um den *Empfang des Beacon-Telegramms* zu ermöglichen. Nach dem Empfang eines Beacon-Telegramms erfolgt im SAM eine Auswertung der empfangenen Daten und eine Prüfung, ob eine spezifische *SAM-Aktion* (Aktivierung eines Sensors oder Aktors) durch die SCU gefordert wurde. Wurde eine Aktion von der SCU gefordert, so wird diese durchgeführt.

Hiernach bzw. wenn keine Aktion gefordert wurde, wird die Zeit bis zu dem Slot, welcher dem SAM zugewiesen wurde, berechnet. Ist diese Zeit ausreichend, so wird der sogenannte *Slot-Timer* gestartet, der einen Interrupt so zeitgerecht generiert, dass das SAM vor Beginn des ihm zugewiesenen Slots den Low-Power-Modus (*Power-Down*) verlässt. Der Power-Down wird nämlich nach dem Start des Slot-Timers aktiviert, um die Leistungsaufnahme des SAM zu minimieren.

Nach Verlassen des Low-Power-Modus bzw. wenn die Zeit für ein Power-Down nicht ausreicht, wird der *Latch-Timer* gestartet. Im MSP430 wurde innerhalb der Initialisierungsphase der Interrupt dieses Latch-Timers mit dem Rücksetzen des CC2400-seitigen RX-Pins (vgl. Abschnitt 5.1.1.1) verknüpft.

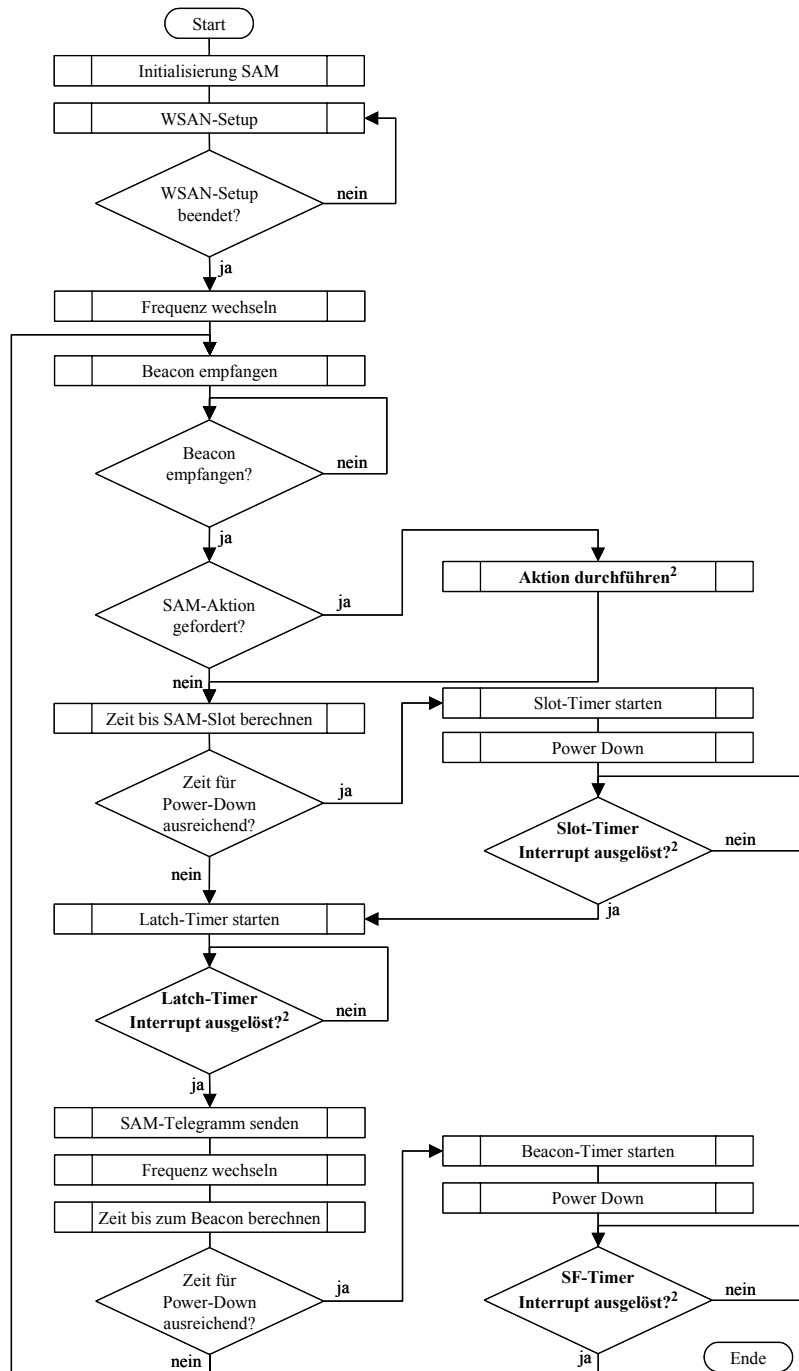


Abbildung 5.13: Programmablaufplan Sensor-/Aktormodul

Das *Auslösen des Latch-Timer-Interrupts* führt daher unmittelbar zum Rücksetzen des RX-Pins des CC2400-Moduls. Dadurch schaltet das CC2400-Modul exakt zum Beginn

² Die fett markierten Routinen werden asynchron abgearbeitet, d.h. das Auslösen des jeweiligen Interrupts unterbricht den aktuellen Programmablauf. Insofern entspricht Abbildung 5.13 nicht der tatsächlichen Implementierung. Der dargestellte synchrone Ablauf ist jedoch zur Veranschaulichung des zeitlichen Ablaufs besser geeignet und vereinfacht mithin das Verständnis.

des zugewiesenen Zeitschlitzes in den Sendemodus und sendet ein *SAM-Telegramm* an den zugeordneten FT der BS. Nachdem das SAM-Telegramm an die BS gesendet wurde, erfolgt ein *Frequenzwechsel* entsprechend dem implementierten Frequenzsprungverfahren. Danach wird geprüft, ob die verbleibende Zeit bis zum nächsten Beacon-Telegramm ein Power-Down zulässt oder nicht. Reicht diese Zeit nicht für ein Power-Down aus, erfolgt ein sofortiger Wechsel in den Empfangsmodus, sodass der Empfang des folgenden Beacon-Telegramms ermöglicht wird. Ist diese Zeit jedoch ausreichend, so wird der *Superframe-Timer (SF-Timer)* gestartet, der einen Interrupt so rechtzeitig generiert, dass das SAM vor Beginn des folgenden Beacon-Telegramms den Low-Power-Modus verlässt und in den Empfangsmodus wechselt. Hierzu wurde der MSP430-Mikrocontroller innerhalb der Initialisierungsphase so konfiguriert, dass der Interrupt des Superframe-Timers (SF-Timer) mit dem Rücksetzen des CC2400-seitigen TX-Pins (vgl. Abschnitt 5.1.1.1) verknüpft ist. Ein Auslösen des Superframe-Timer-Interrupts führt dementsprechend unmittelbar zum Rücksetzen des TX-Pins des angeschlossenen CC2400-Moduls. Dadurch schaltet das CC2400-Modul rechtzeitig vor Ablauf des Superframe-Intervalls T_{SF} in den *Empfangsmodus*, sodass das nächste *Beacon-Telegramm empfangen* werden kann.

Aufgrund des beschriebenen Ablaufs erfolgt mit jedem Empfang eines Beacon-Telegramms eine Neusynchronisation des lokalen Oszillators des SAM mit dem Oszillator der BS, wodurch, wie bereits weiter oben erwähnt wurde, ein Auseinanderdriften der beiden Oszillatoren verhindert wird. Die für das reibungslose Funktionieren des Zeitschlitzverfahrens notwendige Synchronisation von SAMs und BS ist somit stets gewährleistet. Um dies auch für den Fall garantieren zu können, dass ein Beacon-Telegramm bei gleichzeitig aktivem Frequenzsprungverfahren nicht empfangen wird, wurde im SAM ein entsprechender Überwachungsmechanismus implementiert, der für eine schnelle Aufsynchronisation sorgt. Dieser Überwachungsmechanismus ist jedoch aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht in Abbildung 5.13 dargestellt.

6 Systemeigenschaften

Zur Systemevaluierung wurde gemäß Abbildung 6.1 die BS in einer Client-Server-Verbindung als Client an einen Server mit einer einfachen Steuerungsapplikation angebunden.

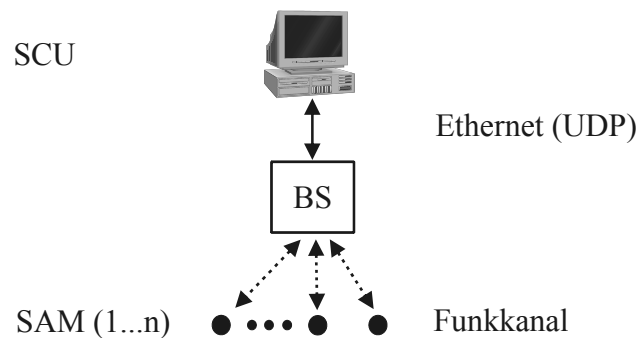


Abbildung 6.1: Client-Server-Verbindung zur Systemevaluierung

Die Steuerungsapplikation wurde in der Programmiersprache C auf einem Personal Computer implementiert, welcher auf diese Weise als übergeordnete Steuerungseinheit fungierte. Sie bestand aus einer einfachen Zustandsmaschine, mit Hilfe derer bestimmte Sensoren und Aktoren des WSAN aktiviert, deaktiviert bzw. ausgelesen werden konnten.

Client und Server wurden über die standardisierte Ethernetschnittstelle der BS miteinander verbunden. Um die geforderte Echtzeitfähigkeit erfüllen zu können, wurde auf der Transportschicht das sogenannte User Datagram Protocol (UDP) [55] eingesetzt, da es die Datenübertragung über Ethernet mit einem Minimum an zusätzlichen Protokollmechanismen ermöglicht. Der Einsatz des UDP-Protokolls ist dabei durchaus konform zu ethernetbasierten industriellen Kommunikationssystemen wie z.B. PROFINET [45] oder Ethernet/IP [71].

6.1 Echtzeiteigenschaften

Grundsätzlich existieren hinsichtlich der Systemantwortzeit ΔT_{SA} , welche im Rahmen dieser Arbeit als das Zeitintervall zwischen dem Auslösen eines Sensors und dem Einschalten eines Aktors definiert ist, die beiden in Abbildung 6.2 dargestellten Szenarien.

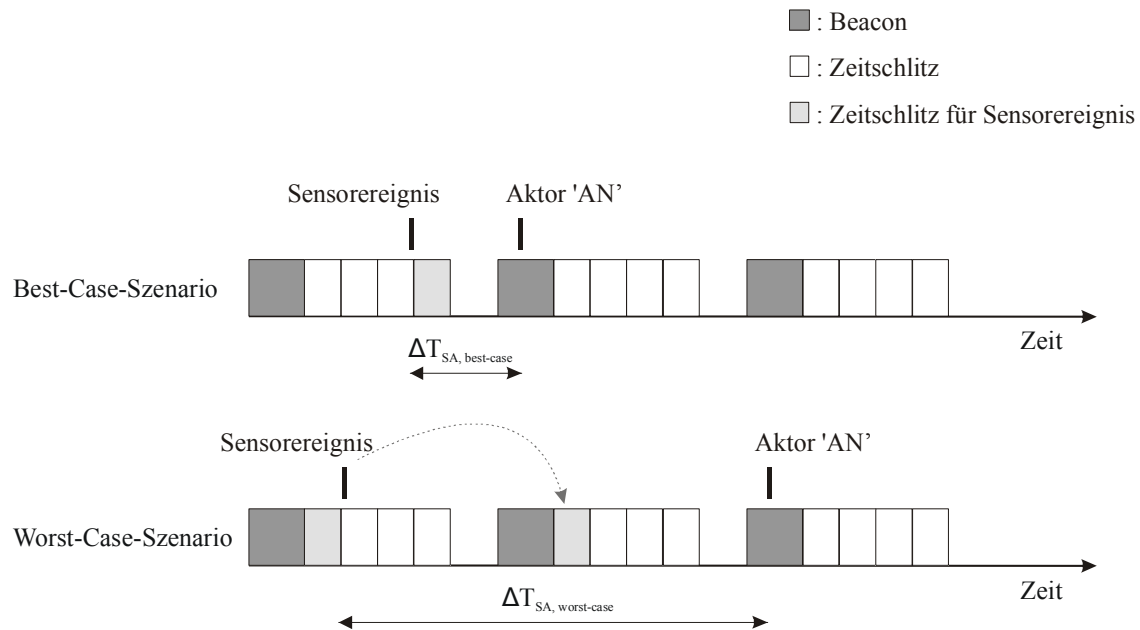


Abbildung 6.2: Systemantwortzeit, Illustration des Best/Worst Case Szenarios

Im Best-Case-Szenario löst ein an einem SAM angeschlossenes Sensorelement einen Interrupt unmittelbar vor dem Zeitschlitz aus, welcher dem betreffenden SAM (hellgrau) zugeordnet ist. Somit kann das Sensorereignis noch in dem entsprechenden Zeitschlitz zur BS übertragen werden, welche dieses wiederum über UDP an die SCU zur weiteren Verarbeitung weiterleitet. Hingegen erfolgt im Worst-Case-Szenario das Sensorereignis gerade, nachdem der Zeitschlitz des SAM begonnen hat bzw. die Vorbereitung des SAM-Telegramms bereits abgeschlossen wurde. Somit kann die Übermittlung des Sensorereignisses durch das SAM an die BS erst nach Verstreichen eines kompletten Superframe-Zyklus erfolgen. Die Systemreaktionszeit ΔT_{SA} gemäß Abbildung 6.2 steht für das Zeitintervall, welches erforderlich ist, um die Daten vom SAM zur BS zu senden, den Datenaustausch zwischen BS und SCU durchzuführen und die Daten zur Aktoraktivierung mit dem anstehenden Beacon-Telegramm durch die BS an das entsprechende SAM zu übertragen.

Sowohl für das Best-Case-Szenario als auch für das Worst-Case-Szenario wurde eine messtechnische Bestimmung der Systemantwortzeit ΔT_{SA} vorgenommen, indem für beide Fälle jeweils 100 manuelle Triggerungen eines SAM durch einen entsprechenden Zustandswechsel eines digitalen Eingangs vorgenommen wurden.

Auf diese Weise wurde für das Best-Case-Szenario gemäß Abbildung 6.3 ein Wert von 6,1 ms für die Systemantwortzeit ΔT_{SA} ermittelt.

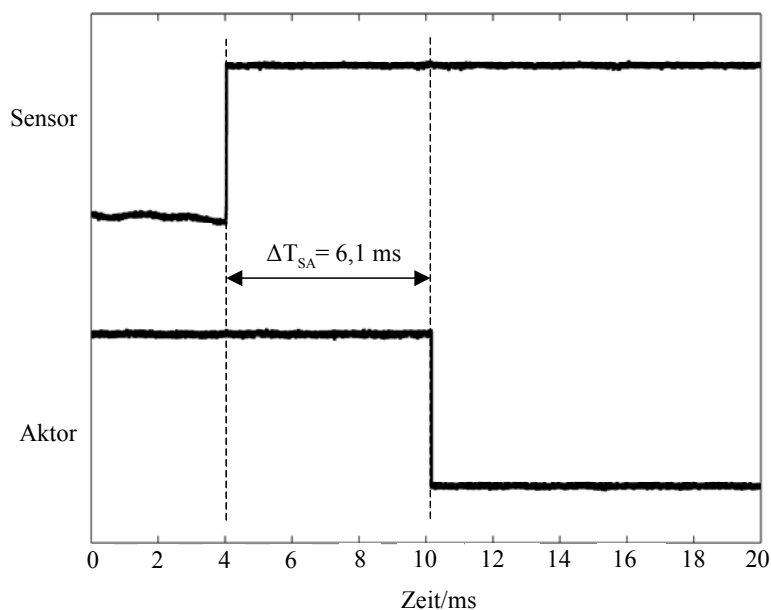


Abbildung 6.3: Messung der Systemreaktionszeit, Best-Case-Szenario

Hingegen wurde für das Worst-Case-Szenario gemäß Abbildung 6.4 ein Wert $\Delta T_{SA} = 11,4 \text{ ms}$ ermittelt.

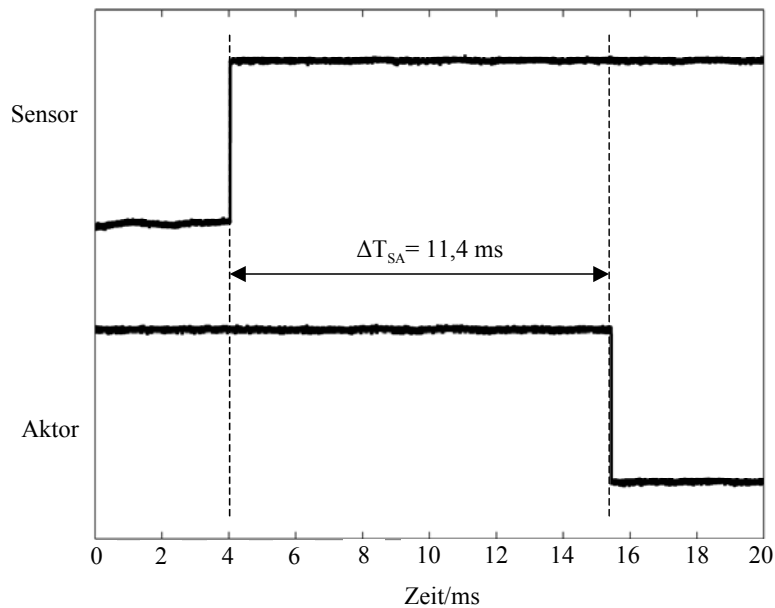


Abbildung 6.4: Messung der Systemreaktionszeit, Worst-Case-Szenario

In der derzeitigen FDMA/TDMA-Implementierung erlaubt der Demonstrator den funkbasierten Zugriff auf jeweils 18 SAMs pro an der BS angeschlossenes CC2400-Modul. Bei maximal drei parallel an der BS anschließbaren CC2400-Modulen können folglich insgesamt maximal 54 SAMs im Rahmen des FDAM/TDMA-Verfahrens über Funk angesteuert werden. Hierbei wird eine Systemreaktionszeit ΔT_{SA} zwischen ca. 6 ms und 11 ms unter Laborbedingungen erreicht, wobei 1 ms für den Datenaustausch zwischen BS und SCU über UDP benötigt wird.

Diese Werte für die Systemreaktionszeit ΔT_{SA} , welche die Strecke *Sensor – BS – SCU – BS – Aktor* umfasst, sind in Bezug auf die an das WSAN gestellte Echtzeitanforderung zu bewerten. Vom WSAN wurde im Abschnitt 3.4 gefordert, dass die Zeitdauer von 5 ms für die Strecke *Sensor – BS – SCU*, d.h. von Auslösen des Sensorereignisses bis zum Vorliegen dieses Signals an der Schnittstelle zum drahtgebundenen Steuerungssystem, nicht überschritten wird. Ausgehend von der für das Worst-Case-Szenario ermittelten Systemreaktionszeit $\Delta T_{SA} = 11,4$ ms kann somit festgestellt werden, dass diese Anforderung durch den Demonstrator annähernd erfüllt wird. Jedoch muss dies insofern relativiert werden, als dass in der derzeitigen Implementierung noch keine Maßnahmen zur Sicherstellung einer robusten Datenübertragung vorgesehen sind. Eine entsprechende Implementierung, welche aufgrund des modularen Aufbaus des BS über reine Softwarekonfiguration vorgenommen werden kann, wird zwar grundsätzlich einen Anstieg der Systemreaktionszeit ΔT_{SA} bedingen. Dennoch sollte das WSAN aufgrund

der Systemreserven die genannten Echtzeitanforderungen erfüllen können. Diese Systemreserven lassen sich zwar nicht anhand eines genauen Wertes quantifizieren. Jedoch wird eine HDL-basierte Implementierung des Physical und MAC-Layers des WSAN-Protokolls im FPGA der BS, bei der die derzeitigen seriellen Programmstrukturen durch parallele ersetzt werden, einerseits zu einer starken zeitlichen Entlastung des MicroBlaze Controllers führen. Zum anderen können Fehlerkorrekturmaßnahmen bzw. andere für eine robuste Datenübertragung benötigte Mechanismen, die in der derzeitigen seriellen Protokollimplementierung vor dem Hintergrund der Echtzeitanforderung aufgrund der auf 60 MHz begrenzten Taktrate des MicroBlaze Controllers nicht mehr unterzubringen sind, in den HDL-Code des Physical und MAC Layers integriert werden.

Neben der Bestimmung der Systemreaktionszeit wurde der WSAN-Demonstrator weiteren Messungen mit einem Tektronix Spektrum Analysator unterzogen. Das Spektrogramm gemäß Abbildung 6.5 veranschaulicht das Prinzip der gemischten FDMA/TDMA-Betriebsweise des WSAN-Demonstrators.

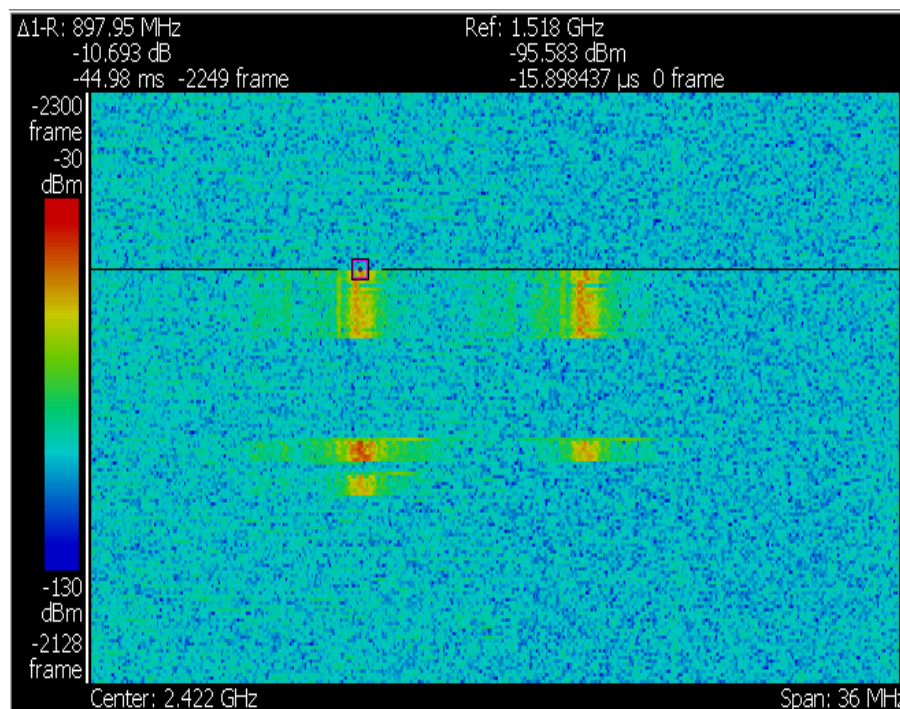


Abbildung 6.5: Gemessenes Spektrogramm des WSAN im FDMA/TDMA-Modus

Hierbei präsentiert die horizontale Achse den 36 MHz umfassenden Frequenzbereich mit einer Mittenfrequenz von 2,422 GHz. Die vertikale Achse stellt den Zeitbereich dar, wobei jede Zeile des Spektrogramms einen Zeitraum von 10 µs umfasst. Der abgebil-

dete Frequenz-/Zeitbereich zeigt das parallel auf zwei Frequenzen operierende WSA, wobei insgesamt drei SAMs aktiv sind (zwei auf dem unteren und ein SAM auf dem oberen Frequenzband). Die SAMs antworten im Rahmen des FDMA/TDMA-Verfahrens in ihrem jeweils zugewiesenen Zeitschlitz sowie im richtigen Frequenzband auf das von der BS ausgesendete Beacon-Telegramm, welches die aktuellen von der SCU über UDP übermittelten Prozessdaten enthält.

Schließlich zeigt Abbildung 6.6 die Funktionsweise des FDMA/TDMA-Verfahrens in Kombination mit einem Frequenzsprungverfahren.

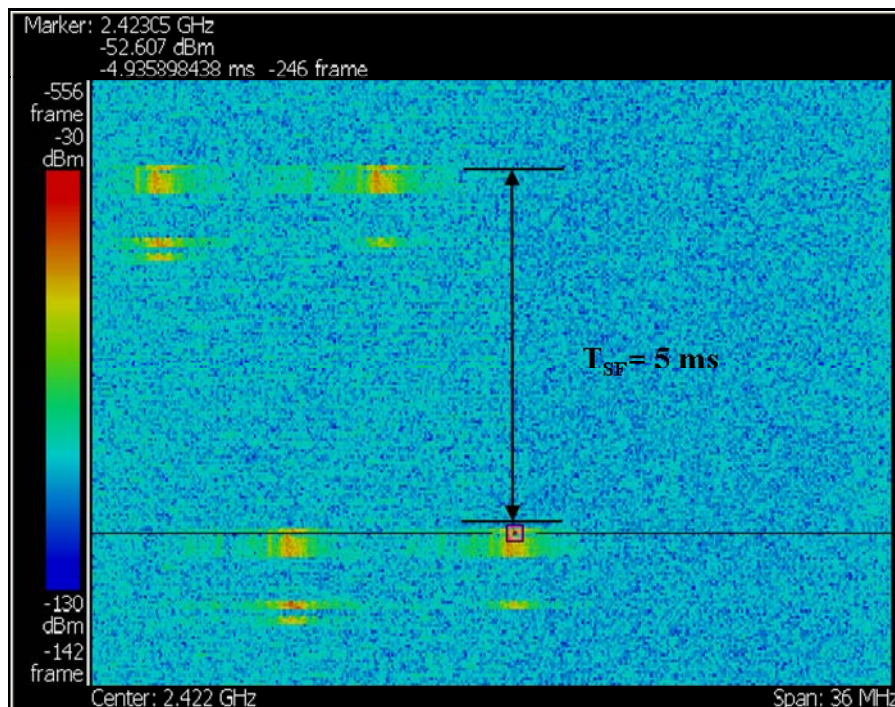


Abbildung 6.6: Gemessenes Spektrogramm des WSA im FDMA/TDMA-Modus mit Frequenzsprung

Hierbei erfolgt alle $T_{SF} = 6$ ms ein Frequenzsprung, wobei derzeit eine vereinfachte Version des Bluetooth-Sprungalgorithmus eingesetzt wird. Für eine zukünftige Systemkonfiguration zur robusten Datenübertragung wird hingegen anstelle eines zufälligen Frequenzsprungverfahrens eher eine Frequenzagilität in dem Sinne gefordert sein, dass diese im Falle von Einbrüchen des Empfangspegels zum Überbrücken der Kohärenzbandbreite eingesetzt wird. Darüber hinaus könnte durch einen geschickten Einsatz von Frequenzagilität in Kombination mit einem Einsatz von Protokollsniffern die Koexistenz mit anderen Funkssystemen sichergestellt werden.

6.2 Energieverbrauch

Die mittlere Leistungsaufnahme eines SAM wurde im Rahmen des FDMA/TDMA-Verfahrens mit einem Superframezyklus von $T_{SF} = 6$ ms zu 10,13 mW gemessen. Hierzu wurde die Leistungsaufnahme des Sensor-/Aktormoduls in beiden Versorgungspfaden (1,8 V, 3 V) jeweils mit Hilfe eines Vorwiderstandes während eines Superframezyklus gemessen und an einem Digitaloszilloskop zur Anzeige gebracht. Die Leistungsaufnahme im 1,8-V-Versorgungspfad fällt dabei stärker ins Gewicht, da hierüber das HF-Modul versorgt wird, welches im aktiven Sende- und Empfangsbetrieb mehr Leistung im Vergleich zum Mikrocontroller aufnimmt. Abbildung 6.7 zeigt den Oszilloskopausschnitt der im 1,8-V-Versorgungspfad gemessenen Leistungsaufnahme.

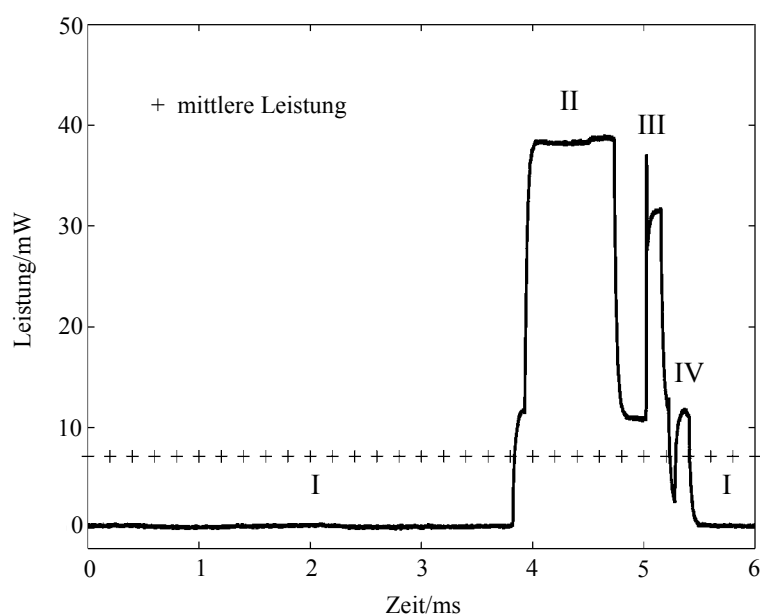


Abbildung 6.7: Leistungsaufnahme SAM im 1,8-V-Versorgungspfad während eines Superframezyklus

Für den 3,0-V-Versorgungspfad ergibt sich eine analoge Darstellung. Aus Abbildung 6.7 können die verschiedenen Phasen innerhalb des Superframezyklus abgelesen werden. In der Phase I befindet sich das SAM im Low-Power-Modus, in Phase II und III im Empfangs- bzw. Sendebetrieb, während in Phase IV ein Frequenzwechsel durchgeführt wird. Das SAM wurde so konfiguriert, dass es in den sehr energiesparsamen Betriebsmodus von Phase I eintritt, wenn keine Aktivität erforderlich ist. In diesem Low-Power-Betriebsmodus nimmt das SAM dann eine Leistung von nur 0,3 mW auf. Im Empfangsmodus werden durch das SAM hingegen 38,5 mW und im Sendemodus 31,5 mW benötigt.

Im Folgenden soll untersucht werden, inwiefern sich ein SAM mithilfe von Umgebungsenergie betreiben lässt. Dies ist erforderlich, da viele interessante Applikationen erst dann für drahtlose Technologie zugänglich werden, wenn neben den Signalleitungen auch die Versorgungsleitungen eingespart werden können. Daher wird, wie in [94] dargestellt wurde – ähnlich den drahtlosen Ad-hoc-Sensornetzwerken – für ein breites Anwendungsfeld die Forderung nach einer energieautarken Betriebsweise des WSN bzw. der SAMs bestehen.

Obwohl in der Vergangenheit große Fortschritte hinsichtlich der Leistungsaufnahme digitaler Schaltungstechnik bzw. analoger HF-Technik erzielt werden konnten und zahlreiche Strategien zur Minimierung der Leistungsaufnahme bestehen, erscheint eine Versorgung der SAMs eines WSN komplett durch kleine, leichte Batterien mit einer Betriebsdauer von mehreren Jahren derzeit nicht möglich. Dies wird dadurch verstärkt, dass – Umweltaspekte dabei nicht berücksichtigt – in der Regel der kostenintensive Batterieaustausch ungewünscht sein wird.

Daher ist es notwendig, hinsichtlich der Energieversorgung neue Wege zu beschreiten. In [72] und [82] wurden verschiedene technologische Ansätze zur Wandlung von Umgebungsenergie (Energy Scavenging) untersucht. Dabei wurden die Untersuchungen aus dem Blickwinkel der WSN vorgenommen, wo der Energieverbrauch eines Netzwerkknotens von zentraler Bedeutung ist. Dies gilt aufgrund oben aufgeführter Gründe ebenso für ein WSN, sodass in Zusammenfassung der beiden zuvor zitierten Veröffentlichungen mit der folgenden Tabelle 6.1 eine Zusammenstellung der wichtigsten für die Energieversorgung eines WSN in Frage kommenden Umgebungsenergieformen geboten wird. Primär- und Sekundärzellen, d.h. wiederaufladbare Batterien bzw. Akkumulatoren, sind hierbei in Tabelle 6.1 zu Vergleichszwecken ebenfalls mit aufgelistet. Grundsätzlich kommen auch Mikrobrennstoffzellen bzw. Mikroverbrennungsmotoren für die Energieversorgung eines WSN in Betracht, jedoch wurden diese in Tabelle 6.1 nicht berücksichtigt, da die Zeit bis zur Verfügbarkeit dieser Technologien als zu lang im Vergleich zu den anderen aufgeführten Technologien eingeschätzt wird.

Energiequelle	Verfügbare Leistung	Notwendigkeit eines Energiespeichers	Kommerzielle Verfügbarkeit	Notwendige Dimension
Primärzelle	2880 J/ cm ³	-	Ja	-
Sekundärzelle	1080 J/ cm ³	-	Ja	-
Licht (Gebäude)	10 - 100 μW/cm ²	Ja	Ja	101- 1013 cm ²
Luftströmung	0.4 - 1 mW/cm ³	Ja	Nein	10 - 25 cm ³
Vibrations	200 - 380 μW/cm ³	Ja	Ja	27- 51 cm ³
Thermoelekt. Wandler	40 - 60 μW/cm ²	Ja	Ja	169 - 253 cm ²

Tabelle 6.1: Leistungsvergleich verschiedener Umgebungsenergieformen

In der letzten Spalte der Tabelle 6.1 sind die physikalischen Dimensionen der Energiewandler aufgeführt, die notwendig sind, um ein SAM mit einer mittleren Leistungsaufnahme von 10,13 mW gemäß Abbildung 6.7 mit Hilfe der jeweiligen Umgebungsenergie versorgen zu können.

Ausgehend von den genannten Werten gelangt man zu der Feststellung, dass es für die Mehrzahl industrieller Applikationen nicht möglich ist, die Energieversorgung der verteilten SAM mit Hilfe einer einzigen Umgebungsenergieform sicherzustellen. Vielmehr wird bei tatsächlicher Realisierung eines WSAN grundsätzlich die geschickte Kombination mehrerer Energieformen notwendig sein. Darüber hinaus sind nicht alle Energy-Scavenging-Techniken in gleichem Maße für die verschiedenen Applikationen geeignet. So wird z.B. die Wandlung des Umgebungslichtes mit Solarzellen für diejenigen Applikationen, die durch eine hohe Staubbelastung gekennzeichnet sind, nahezu ausgeschlossen sein. Daher muss für jede Applikation eine geeignete Strategie zur Versorgung mit Umgebungsenergie entwickelt werden, die die zur Verfügung stehenden Energiereservoirs ausnutzt. Als Beispiel hierfür kann das EnAS-Projekt [15] genannt werden, innerhalb dessen ein WSAN entwickelt werden soll, welches mit zurückgewandelter Prozessenergie versorgt werden soll. Als Energiequelle wird hierbei die Luftströmung des im Produktionsprozess eingesetzten Pneumatiksystems ausgenutzt. Die erste Prototypenversion eines entsprechenden Energiewandlers, welcher durch den Projektpartner Festo entwickelt wurde, weist dabei eine Leistungsdichte von 3,3 W/cm³ [37] auf, was die Werte der Tabelle 6.1 um drei Größenordnungen übersteigt und für die Versorgung eines SAM mit einer mittleren Leistungsaufnahme von 10,13 mW völlig ausreichend ist.

Selbstverständlich spiegelt die ermittelte Leistungsaufnahme des SAM im Wesentlichen nur die Energieaufnahme der Mikrocontrollereinheit und des HF-Frontends wider. In einer realen Anwendung müsste jedoch die Leistungsaufnahme der an das SAM

angeschlossenen Sensoren/Aktoren ebenso berücksichtigt und durch den Energiewandler zur Verfügung gestellt werden. Jedoch sollte dies zumindest für den im Rahmen des EnAS-Projektes gewählten Ansatz der Fall sein.

Schließlich ermöglicht der skizzierte modulare Ansatz des WSA nicht nur die Möglichkeit, Echtzeitperformance gegen robuste Datenübertragung auszutauschen, sondern ebenso den Energieverbrauch als Designkriterium einzubeziehen. So könnte z. B. durch entsprechende Softwarekonfiguration das Systemverhalten den spezifischen Energieanforderungen der jeweiligen Applikation angepasst werden.

6.3 Koexistenz

Da es mittlerweile eine sehr große Anzahl unterschiedlicher drahtloser Kommunikationssysteme für das 2,4-GHz-ISM-Band gibt, gewinnt die Frage der Koexistenz dieser Systeme immer mehr an Bedeutung.

Dabei kann hinsichtlich der Koexistenz drahtloser Kommunikationsnetze zwischen der passiven und der aktiven Koexistenz unterschieden werden (vgl. [68]). Unter passiver Koexistenz wird der parallele Betrieb unterschiedlicher drahtloser Kommunikationssysteme in einem Bereich möglicher gegenseitiger Interferenzen verstanden, ohne dass in den einzelnen Systemen gesonderte Maßnahmen zur Anwendung gelangen, mithilfe derer die Auswirkungen der gegenseitigen Störungen minimiert bzw. beseitigt werden. Die verschiedenen drahtlosen Kommunikationssysteme verhalten sich also so, als würden sie in einer interferenzfreien Umgebung betrieben. Unter aktiver Koexistenz werden hingegen sämtliche Mechanismen subsumiert, welche die Kollision von Funkdaten verhindern und Übertragungsfehler reduzieren. Als Beispiele für aktive Koexistenz können hier die Kanalcodierung, die Frequenzagilität bzw. die dynamische Kanalauswahl, eine dynamisch einstellbare Sendeleistung und Datenrate, ein adaptiver Duty Cycle, ausgefeilte Filtermechanismen ebenso aufgeführt werden wie eine zentrale Steuerung unterschiedlicher Funknetze oder auch die Integration verschiedener Funkschnittstellen in einem Gerät.

Im Folgenden werden einige vereinfachte Betrachtungen zur Koexistenzfähigkeit im Sinne der passiven Koexistenz bezüglich des im Rahmen dieser Arbeit realisierten WSA-Demonstrators vorgenommen. Als weitere Beschränkung werden ausschließlich die Auswirkungen parallel im 2,4-GHz-ISM-Band agierender Funkssysteme auf das WSA betrachtet.

Daher wird zunächst ermittelt, wie nah ein im 2,4-GHz-ISM-Band sendender Störer einem beliebigen Empfänger des WSA-N-Demonstrators kommen darf, ohne dass die Funkübertragung innerhalb des WSA-N signifikant gestört wird. Es soll also der minimale Abstand d_I zwischen Störsender und WSA-N-Empfänger bestimmt werden, der nicht zu einer Erhöhung der Bitfehlerrate bezüglich der Übertragung eines WSA-N-Senders zu einem WSA-N-Empfänger führt, deren Abstand zueinander d_{WSAN} entspricht. Hierzu wird im Rahmen einer Worst-Case-Betrachtung die Annahme getroffen, dass der Störer mit 20 dBm und der Sender des WSA-N mit 0 dBm HF-Ausgangsleistung senden. Die Ausgangsleistung des Störers wurde deshalb zu 20 dBm gewählt, weil dieser Wert dem zulässigen Maximum der Ausgangsleistung der Standards IEEE 802.11 und 802.15.1 entspricht. Weiterhin wird vereinfachend angenommen, dass zum einen Störsender und aktiver WSA-N-Sender hinsichtlich ihrer Antennen die Charakteristik eines isotropen Rundstrahlers aufweisen und zum anderen die Funkübertragung unter LOS-Bedingung stattfindet.

Ausgehend von Gl. (4.7) ergibt sich für das Träger-zu-Interferenz-Verhältnis (Carrier-to-Interference, C/I) unter Berücksichtigung der um 20 dB erhöhten Ausgangsleistung des Störers der folgende formelmäßige Zusammenhang:

$$C/I [dB] = 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(d_I) - 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(d_{WSAN}) - 20. \quad (6.1)$$

Dies lässt sich unter der für das WSA-N geltenden Annahme von $d_{WSAN} = d_{WSAN, \max} = 6$ m (maximaler Abstand Sender/Empfänger) sowie eines für die Funkausbreitung innerhalb von Gebäuden typischen Ausbreitungskoeffizienten $\gamma = 3$ zu

$$d_I = 10^{\frac{C/I [dB] + 20}{30}} \cdot 6 \text{ m} \quad (6.2)$$

umformen.

Auf Basis der Gl. (6.2) sowie unter Berücksichtigung der Datenblattangaben [17] hinsichtlich des Träger-zu-Interferenz-Verhältnisses C/I des im WSA-N eingesetzten Funkmoduls CC2400 ergeben sich folgende Abstände d_I , ohne dass die Bitfehlerrate des CC2400-seitigen Empfängers bei einer Bruttodatenrate von 1 MBit/s über $BER = 10^{-3}$ hinaus erhöht wird. Positive Werte von C/I bedeuten, dass der Pegel des Nutzsignals größer als der des Störers ist. Für negative Werte von C/I gilt das Umgekehrte.

Der Tab. 6.2 kann entnommen werden, dass schon bei einem Abstand von 60 m eines mit 20 dBm sowie im aktuellen Kanal sendenden Störsenders die Übertragung innerhalb des WSAW signifikant gestört wird.

C/I			
Typ	Wert (dB)	Anzahl gestörter Kanäle	d_i (m)
Gleichkanal	10	1	60,0
Nachbarkanal (+/- 1 MHz)	0	3	27,8
Nebenkanal (+/- 2 MHz)	-20	5	6,0
Nebenkanal (+/- 3 MHz)	-41	7	1,2
Nebenkanal (+/- 50 MHz)	-59	82	0,3

Tab. 6.2: Minimaler Abstand Störer zu WSAW-Empfänger, sodass bei einer Bruttodatenrate von 1 MBit/s des CC2400-Moduls für die Bitfehlerrate gilt: $BER < 10^{-3}$

Nähert sich ein Störer bis auf 6 m dem WSAW-Empfänger, so wird die Funkübertragung innerhalb des WSAW in einer Bandbreite von 4 MHz gestört, sodass 5 Kanäle innerhalb des FDMA-Verfahrens des WSAW eine erhöhte Bitfehlerrate aufweisen werden. Nähert sich der Störer dem WSAW-Empfänger bis auf 30 cm unterliegen alle Kanäle des WSAW einer signifikanten Störung.

Nachfolgend wird zum einen davon ausgegangen, dass sich ein parallel arbeitendes Funksystem gemäß IEEE 802.11 b/g, 802.15.1 bzw. 802.15.4 in LOS zum WSAW befinden. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass die Entfernung dieser Funksysteme so groß ist, dass es zu Störungen der WSAW-Funkübertragung im Sinne der vorangegangenen Ausführungen kommen kann. Auf dieser Basis soll der genaue Einfluss dieser Systeme auf die Funkübertragung innerhalb des WSAW im Rahmen von Worst-Case-Betrachtungen quantifiziert werden.

6.3.1 Störung des WSAW durch IEEE 802.11 b/g (WLAN)

Hinsichtlich der Störung des WSAW durch IEEE 802.11 b/g wird zum einen die Annahme getroffen, dass das IEEE-802.11-b/g-System permanent sendet. Zum anderen wird angenommen, dass bei einem Sprung des WSAW-Systems in den 22 MHz breiten WLAN-Kanal der aktuelle WSAW-Superframe zerstört wird. Die Wahrscheinlichkeit einer solchen Überlagerung eines WSAW-Superframes und eines WLAN-Datenpaketes im Frequenzbereich kann dann wie folgt berechnet werden:

$$P_{WLAN \rightarrow WSA\!N} = 1 - \left(\frac{82 - 22}{82} \right) \approx 0,27. \quad (6.3)$$

Dies bedeutet, dass durch ein statisches und auf einem WLAN-Kanal arbeitendes WLAN-System ca. 27 % der WSA\!N-Superframes zerstört werden. Bei dieser Worst-Case-Betrachtung bleibt der Umstand unberücksichtigt, dass aufgrund des schmalbandigen Eingangsfilters des CC2400-Funkmoduls nur ein Teil der Signalenergie des WLAN Zugang in den Empfangsteil des CC2400 findet, wodurch der Einfluss von Blocking-Effekten gemindert wird. Zudem liegt an den Kanalgrenzen des 22 MHz breiten WLAN-Kanals eine um 30 dB geringere spektrale Leistungsdichte als auf der Trägerfrequenz des WLAN vor. Insofern ist die berechnete Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{WLAN \rightarrow WSA\!N}$ tatsächlich als Worst Case zu betrachten.

6.3.2 Störung des WSA\!N durch IEEE 802.15.1 (BT)

Bezüglich des Einflusses eines mit IEEE 802.15.1 (BT) arbeitenden Störers wird zunächst eine zeitliche Betrachtung vorgenommen. Für den Datenaustausch über Funk sind in der derzeitigen WSA\!N-Implementierung wie im Abschnitt 5.2 dargestellt 5 ms innerhalb des 6 ms langen Superframezyklus T_{SF} vorgesehen. Andererseits beträgt die Slot-Länge bei BT exakt 625 μ s. Es passen folglich genau acht BT-Slots in das 5 ms lange Zeitintervall, innerhalb dessen die funkbasierte WSA\!N-Datenübertragung stattfindet. Da jedoch beide Sprungalgorithmen asynchron laufen, wird es in der Regel dazu kommen, dass während der 5 ms langen WSA\!N-Funkübertragung durch das BT-System zeitweise 9 Frequenzen belegt werden.

Es wird nun die Wahrscheinlichkeit $P_{BT \rightarrow WSA\!N}$ berechnet, dass ein BT-basiertes Funk-system mit seinem systemimmanenten Frequenzsprungalgorithmus innerhalb dieser 5 ms auf die aktuell vom WSA\!N genutzte Frequenz springt. Die Berechnung dieser Wahrscheinlichkeit lässt sich vor dem Hintergrund der 79 möglichen Frequenzen des BT-Standards vereinfacht auf eine 9 Frequenzen umfassende Stichprobe einer 79 Frequenzen umfassenden Grundgesamtheit zurückführen. Diese Stichprobe gilt es daraufhin zu untersuchen, ob genau eine BT-Frequenz mit der aktuellen WSA\!N-Frequenz übereinstimmt. Mithin ergibt sich die gesuchte Wahrscheinlichkeit gemäß der hypergeometrischen Verteilung („Ziehen ohne Zurücklegen“) zu

$$P_{BT \rightarrow WSA N} = \frac{\binom{1}{1} \binom{78}{8}}{\binom{79}{9}} \approx 0,11 . \quad (6.4)$$

Somit ergibt sich eine Wahrscheinlichkeit $P_{BT \rightarrow WSA N}$ von 11 %, dass es während der 5 ms langen Funkübertragung innerhalb eines WSA N-Superframe zu einer Überlagerung der Funkdaten des WSA N mit denen eines BT-Systems kommt. Dabei wurde bei der Berechnung der Wahrscheinlichkeit $P_{BT \rightarrow WSA N}$ vereinfachend angenommen, dass sowohl das WSA N als auch das BT-System durchgängig Funkdaten senden, was einen 100 % Duty cycle impliziert. Zudem verfügt das WSA N in seiner derzeitigen Implementierung über drei zusätzliche Frequenzen im Vergleich zu BT. Insofern ist die berechnete Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{BT \rightarrow WSA N}$ tatsächlich als Worst Case zu betrachten.

6.3.3 Störung des WSA N durch IEEE 802.15.4

Hinsichtlich der von einem parallel arbeitenden, IEEE-802.15.4-basierten Funksystem induzierten Störungen der WSA N-Funkübertragung werden die gleichen Annahmen getroffen wie im Falle der Überlagerung des WSA N mit IEEE 802.11 b/g.

So wird auch in diesem Fall davon ausgegangen, dass das IEEE-802.15.4-Funksystem permanent sendet und dass bei einem Sprung des WSA N-Systems in den Funkkanal des IEEE-802.15.4-Funksystems der aktuelle WSA N-Superframe zerstört wird. Jedoch ist der Funkkanal eines IEEE-802.15.4-basierten Funksystems nur 7 MHz breit. Somit ergibt sich die Wahrscheinlichkeit, dass es zu einer Überlagerung von WSA N-Superframes und IEEE-802.15.4-Datenpaketen im Frequenzbereich kommt, zu

$$P_{IEEE\ 802.15.4 \rightarrow WSA N} = 1 - \left(\frac{82-7}{82} \right) \approx 0,09 . \quad (6.5)$$

Dies bedeutet, dass durch ein statisch arbeitendes IEEE-802.15.4-Funksystem ca. 9 % der WSA N-Superframes zerstört werden. Auch bei dieser Worst-Case-Betrachtung bleibt der Umstand unberücksichtigt, dass nur ein Teil der Signalenergie des IEEE-802.15.4-Funksystems Eingang in den Empfangsteil des CC2400 findet, wodurch der Einfluss von Blocking-Effekten gemindert wird. Zudem liegt wie bei einem WLAN an den Kanalgrenzen des 7 MHz breiten IEEE-802.15.4-Funkkanals eine um 30 dB geringere spektrale Leistungsdichte als auf der Trägerfrequenz vor. Da zudem IEEE

802.15.4 auf Applikationen mit sehr geringen Dutycycles ausgerichtet ist und auch im WSAN nicht durchgängig Funkdaten gesendet werden, ist die berechnete Ausfallwahrscheinlichkeit $P_{IEEE\ 802.15.4 \rightarrow WSAN}$ als Worst Case zu betrachten

Die hinsichtlich der passiven Koexistenz getätigten Worst-Case-Betrachtungen zeigen, dass, sofern andere Funkssysteme wie IEEE 802.11 b/g, 802.15.1 bzw. 802.15.4 parallel zum WSAN betrieben werden, das WSAN einer starken Zunahme von Übertragungsfehlern ausgesetzt sein wird. Für den umgekehrten Fall – obwohl hierzu keine detaillierten Betrachtungen vorgenommen wurden – wird sich ein WSAN in Analogie zum Abschnitt 6.3.2 auch negativ auf die Performance eines BT-Systems auswirken. Hinsichtlich IEEE 802.11 b/g bzw. 802.15.4 werden sich diese negativen Auswirkungen hingegen in Grenzen halten, da die beiden Verfahren auf Grund ihrer Spreiztechnik zum einen relativ unempfindlich gegenüber schmalbandigen Störern sind und zum anderen das WSAN nur mit 0 dBm Ausgangsleistung sendet.

Vor dem Hintergrund der in der Fertigungsautomatisierung geforderten Robustheit der Datenübertragung muss das Problem der gegenseitigen Interferenz gelöst werden. Hierzu bieten sich verschiedene Ansätze an. Zum einen kann der Anwender auf den parallelen Betrieb des WSAN mit anderen im 2,4-GHz-ISM-Band arbeitenden Funksystemen verzichten. Da der Verzicht auf diesen parallelen Betrieb in den meisten Fällen ausgeschlossen sein wird, müssen, um eine gute Koexistenz zu gewährleisten, weiterreichende, dem Bereich der aktiven Koexistenz zuzuordnende Mechanismen implementiert werden. Schließlich kann hinsichtlich der Koexistenzfähigkeit die abschließende Aussage getroffen werden, dass mit allergrößter Wahrscheinlichkeit eine Funknetzplanung, wie sie bei den klassischen zellularen Mobilfunknetzen allgemein üblich ist, unumgänglich sein wird.

7 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, ein neuartiges Konzept eines modularen, echtzeitfähigen, drahtlosen Sensor-/Aktornetzes für die Fertigungsautomatisierung zu entwickeln. Neben der Echtzeitfähigkeit wurden als weitere bestimmende Randbedingungen zum einen die energieautarke Betriebsweise der mobilen Sensor-/Aktormodule und zum anderen die Realisierung der Funkschnittstelle des drahtlosen Sensor-/Aktornetzes mittels des Einsatzes von Funkmodulen in Form von Standardkomponenten herangezogen. Die für die Fertigungsautomatisierung ebenso wichtigen Aspekte „Robustheit“ und „Sicherheit“ der Datenübertragung standen dabei nicht im Fokus dieser Arbeit. Dennoch sollte das zu entwickelnde drahtlose Sensor-/Aktornetz von seiner Architektur her so ausgelegt werden, dass eine Implementierung entsprechender Maßnahmen zur Sicherstellung von Robustheit und Sicherheit ohne zusätzlichen Hardwareaufwand ermöglicht wird.

Da an ein Kommunikationsnetzwerk im industriellen Umfeld vielfältige und hohe Anforderungen insbesondere in Bezug auf Echtzeitfähigkeit, Sicherheit, Verfügbarkeit, Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit gestellt werden, wurde in einem ersten Schritt das genaue Anforderungsprofil eines drahtlosen Sensor-/Aktornetzes für die Fertigungsautomatisierung definiert. Hierzu wurden neben der VDI/VDE-Richtlinie 2185 sowohl das AS-Interface als kabelgebundenes Referenzsystem als auch die speziellen Anforderungen des Forschungsprojektes „EnAS“ herangezogen.

Ausgehend von dem ermittelten Anforderungsprofil wurden dann mögliche Frequenzbereiche, Netzwerktopologien, Mehrfachzugriffsverfahren sowie verschiedene am Markt verfügbare Funktechnologien bezüglich ihrer Eignung für ein drahtloses Sensor-/Aktornetz analysiert. Dabei wurde einerseits gezeigt, dass derzeit das 2,4-GHz-ISM-Band der am besten geeignete Frequenzbereich für ein echtzeitfähiges drahtloses Sensor-/Aktornetz ist. Andererseits wurde festgestellt, dass sich keine der am Markt verfügbaren Funktechnologien in Gänze für den Einsatz in einem drahtlosen Sensor-/Aktornetz eignet. Darüber hinaus wurden statische Kanalmessungen durchgeführt, um

die Eigenschaften des Funkkanals in industrieller Umgebung zu charakterisieren. Die hierbei ermittelten charakteristischen Parameter wurden mit aus der Literatur bekannten Werten verglichen und dienten als Auswahlkriterium für das Funkmodul des Sensor-/Aktornetzes. Als wesentliches Ergebnis dieser Untersuchung des Funkkanals wurde festgestellt, dass bei einer Funkübertragung mit Funkmodulen in Standardbauweise die verfügbaren Pegelreserven durch die Effekte des langsamen und schnellen Schwundes sehr schnell aufgezehrt werden. Folglich wird ein drahtloses Sensor-/Aktornetz ohne weitere Maßnahmen sehr schnell an die Grenze seiner Leistungsfähigkeit stoßen. Daher wurde das drahtlose Sensor-/Aktornetz von seiner Architektur her so ausgelegt, dass den Fadingeffekten aktiv begegnet werden kann.

Im Folgenden wurde dann der Systementwurf des modularen, echtzeitfähigen, drahtlosen Sensor-/Aktornetzes vorgenommen. Das vorgestellte System sieht ein modular und komplett mit Standardbausteinen aufgebautes, zellulares, drahtloses Sensor-/Aktornetz vor, bei dem eine Basisstation auf Basis einer sternförmigen Topologie mit in ihrer Rechenleistung eingeschränkten mobilen Sensor-/Aktormodulen kommuniziert. Dabei kann das System per Softwarekonfiguration flexibel an die applikationsspezifischen Anforderungen angepasst werden, sodass ein optimaler Kompromiss zwischen geforderter Übertragungssicherheit/-robustheit einerseits und notwendiger Echtzeitfähigkeit andererseits erreicht werden kann. Diese Systemeigenschaft ist so bislang in keinem anderen drahtlosen Steuerungssystem für den Sensor-/Aktorbereich verfügbar und stellt daher eine technische Neuerung dar. Ebenso ist die Systemeigenschaft einer variablen Skalierbarkeit, d.h. einer Variation der Teilnehmeranzahl, unter Einhaltung gegebener Echtzeitbedingungen in dieser Form in keinem anderen funkbasierten Steuerungssystem auf Sensor-/Aktorebene verfügbar. Insgesamt ermöglicht die Architektur des WSAN die Erfüllung sowohl des allgemeinen Anforderungsprofils als auch der funkspezifischen Anforderungen. Insbesondere kann das vorgeschlagene drahtlose Sensor-/Aktornetz ausgehend von seiner über Software einstellbaren frequenzagilen Funktionsweise für eine verbesserte Koexistenz mit anderen Funksystemen ausgelegt werden.

Im Anschluss an den Systementwurf wurde eine Systemimplementierung vorgenommen, deren Hard- und Softwarearchitektur detailliert beschrieben wurde. Im Rahmen der Ausführungen zur Hardwarearchitektur wurde der Schwerpunkt auf die Auswahl des Funkmoduls gelegt. Hierzu wurde eine Marktsichtung bezüglich als Standardkomponente verfügbarer Funkmodule vorgenommen und das gemessen an den skizzierten Anforderungen am besten geeignete Funkmodul ausgewählt. Hinsichtlich der Software-

architektur wurde ein Protokoll implementiert, welches basierend auf einem gemischten TDMA/FDMA-Verfahren für einen maximalen Datendurchsatz bzw. für eine maximale innerhalb der vorgegebenen Echtzeitschranken bearbeitbare Anzahl von Sensor-/Aktormodulen ausgelegt ist. In diesem Rahmen wurde gezeigt, wie mit dem ausgewählten Funkmodul in Kombination mit den in der Basisstation bzw. dem Sensor-/Aktormodul eingesetzten Mikrocontrollern ein TDMA/FDMA-Verfahren realisiert werden kann.

Danach wurden die Systemeigenschaften des realisierten Demonstrators, der über eine UDP-Schnittstelle in ein fiktives Leitsystem eingebettet wurde, ermittelt. In Bezug auf Echtzeitfähigkeit und Energieverbrauch konnte messtechnisch nachgewiesen werden, dass mit dem realisierten Demonstrator die entsprechenden Anforderungen grundsätzlich erfüllt werden. Jedoch ist dies insofern zu relativieren, als dass in dem Demonstrator noch keine Maßnahmen zur Sicherstellung einer robusten bzw. sicheren Datenübertragung vorgesehen sind. Daher sind die ermittelten Performancedaten des Demonstrators vor allem hinsichtlich der Echtzeitfähigkeit als idealtypisch zu betrachten. Die Maßnahmen zur Sicherstellung einer robusten bzw. sicheren Datenübertragung können aber aufgrund des modularen Aufbaus der Basisstation ohne zusätzlichen Hardwareaufwand implementiert werden. Dies wird zwar grundsätzlich zu einem Anstieg der Systemreaktionszeit führen. Jedoch verfügt das System über ausreichend Reserven, um dennoch die genannten Echtzeitanforderungen erfüllen zu können. Durch die abschließende Betrachtung der Koexistenzfähigkeit mit anderen Funksystemen wurde die Untersuchung der Systemeigenschaften des Demonstrators abgerundet. Hinsichtlich der Koexistenzfähigkeit wurde festgestellt, dass es nicht nur in Anbetracht der in der Fertigungsautomatisierung geforderten Robustheit der Implementierung weiterreichender, die Koexistenz sichernder Mechanismen bedarf.

Zusammenfassend kann somit festgehalten werden, dass im Rahmen dieser Arbeit die Realisierbarkeit eines kostengünstigen, auf Standardkomponenten aufbauenden drahtlosen Sensor-/Aktornetzes für die Fertigungsautomatisierung erfolgreich nachgewiesen wurde. Gleichfalls wurde aufgezeigt, dass in Abhängigkeit der im jeweiligen Fertigungsprozess verfügbaren Umgebungsenergieform die Sensoren/Aktoren durchaus energieautark über Funk in den Steuerungsprozess eingebunden werden können. Jedoch sind, um in der Zukunft tatsächlich den Einsatz eines solchen Systems in realen Applikationen zu erreichen, noch intensive Arbeiten im Bereich der robusten und sicheren Datenübertragung notwendig. Mit dem modularen Aufbau der Basisstation sowie aufgrund der Flexibilität des in der Basisstation eingesetzten FPGAs wurden aber hierfür zumindest die Grundvoraussetzungen gelegt.

Nomenklatur

Lateinische Formelzeichen

a_k	Betrag des Empfangssignals nach Durchlaufen des k-ten Mehrwegepfades.
\overline{H}	Gemittelte Übertragungsfunktion
$\overline{L}_{P,DDPLM}$	Mittleres, normiertes Streckendämpfungsmaß
ΔT_{PKT}	Verzögerung PKT-PIN im Empfänger des CC2400
$\Delta T_{Preamble}$	Preamblelänge
ΔT_{RX}	Verzögerung zwischen Telegrammbeginn und -detektion im Empfänger des CC2400
ΔT_{SA}	Systemantwortzeit WSAN
$\Delta T_{SA,best-case}$	Best-Case-Systemantwortzeit WSAN
$\Delta T_{SA,worst-case}$	Worst-Case-Systemantwortzeit WSAN
$\Delta T_{Sync-Wort}$	Länge des Synchronisationswortes CC2400
ΔT_{TX}	Einschaltverzögerung Sender CC2400
a	Dämpfung
B_c	Kohärenzbandbreite
c	Lichtgeschwindigkeit
C/I	Träger-zu-Interferenz-Verhältnis
d	Abstand Sende- und Empfangsantenne
d_0	Referenzdistanz von $d_0 = 1$ m
d_I	Abstand zwischen Störsender und WSAN-Empfänger
$d_{ind,max}$	Maximale Funkreichweite innerhalb von Gebäuden
$d_{out,max}$	Maximale Funkreichweite im Freiraum
E	Erwartungswert
f	Frequenz
f_c	Trägerfrequenz

f_D	Maximale Dopplerverschiebung
f_D	Dopplerfrequenz
f_R	Empfangsfrequenz
G_R	Gewinn Sendeantenne
G_T	Gewinn Empfangsantenne
H	Übertragungsfunktion
h	Impulsantwort
k	Wellenzahl
L_f	Floor Penetration Factor
$L_{P,DDPLM}$	Streckendämpfungsmaß Distance-Dependent Path Loss Model
$L_{P,Env}$	Streckendämpfungsmaß unter Berücksichtigung der Umgebungsbedingungen
$L_{P,ind}$	Streckendämpfungsmaß innerhalb von Gebäuden
$L_{P,max}$	Maximales Streckendämpfungsmaß
$L_{P,out}$	Streckendämpfungsmaß für den Freiraum
N	Distance Power Loss Coefficient
p	Wahrscheinlichkeits-Dichte-Funktion Empfangsleistung in dB
P_R	Empfangene Leistung
$P_{R,dB}$	Empfangsleistung in dB
$P_{R,min}$	Minimale Empfindlichkeit des Empfängers
P_T	Gesendete Leistung
$P_{T,max}$	Maximale Sendeleistung
$P_{BT \rightarrow WSN}$	Wahrscheinlichkeit Überlagerung Bluetooth mit WSN
$P_{IEEE\ 802.15.4 \rightarrow WSN}$	Wahrscheinlichkeit Überlagerung IEEE 802.15.4 mit WSN
$P_{WLAN \rightarrow WSN}$	Wahrscheinlichkeit Überlagerung WLAN mit WSN
R_H	Frequenzkorrelationsfunktion
t	Zeit
T_{BP}	Beacon Preparation Time
T_c	Kohärenzzeit
T_{SF}	Superframe-Intervall
T_{SL}	Slottime
T_{ToSL}	Time to Slot
v	Geschwindigkeit
v_R	Geschwindigkeit Empfänger
X_σ	Zufallsvariable mit Standardabweichung σ
Δr	Ortsänderung

Griechische Formelzeichen

Fehler! Es ist nicht möglich, durch die Bearbeitung von Feldfunktionen Objekte zu erstellen.

τ_k	Laufzeitverzögerung nach Durchlaufen des k-ten Mehrwegepfad.
σ_τ	Laufzeitstreuung
α	Winkel
γ	Ausbreitungskoeffizient
Δ	Differenz
λ	Wellenlänge
μC	Mikrocontroller
μdB	Mittelwert in dB
ρ	Korrelationskoeffizient
σ	Standardabweichung
σdB	Standardabweichung in dB
φ	Phase

Indizes

dB	Dezibel
k	Laufindex Mehrwegpfad
max	Maximal
min	Minimal
n	Laufindex Zeitschlitz
n	Anzahl Stockwerke
R	Empfänger
T	Sender

Abkürzungen

AS-i	Actuator Sensor Interface
BDR	Bruttodatenrate
BDR _{AS-i}	Bruttodatenrate Actuator Sensor Interface
BDR _{HF,fiktiv}	Bruttodatenrate fiktives pollingbasiertes Funksystem
BDR _{WSAN}	Bruttodatenrate WSAN

BDR _{WSAN,max}	Maximale Bruttodatenrate WSAN
BR	Basic Rate
BS	Basisstation
BT	Bluetooth
CA	Collision Avoidance
CAP	Contention Access Period
CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	Conférence Européenne des Administrations des Postes et des Télécommunications
CFP	Contention Free Period
CP	Contention Period
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CSS	Chirp Spread Spectrum
CTS	Clear to Send
CW	Contention Window
DCF	Distributed Coordination Function
DDPLM	Distance-Dependent Path Loss Model
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EDR	Enhanced Data Rate
EnAS	Energieautarke Aktor- und Sensorsysteme für die intelligente drahtlose Vernetzung von Produktionsanlagen
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FFD	Full Function Device
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FPGA	Field Programmable Gate Array
FT	Funktransceiver
GIO	General Input/Output
GTS	Guaranteed Time Slots
HDL	Hardware Description Language
ISI	Intersymbolinterferenz

ISM	Industrial, Scientific, and Medical
ITU	International Telecommunication Union
JTAG	Joint Test Action Group
LOS	Line-of-Sight
MAC	Medium Access
MDMA	Multidimensional Multiple Access
NDR	Nettodatenrate
NLOS	Noneline-of-Sight
OLOS	Obstructed Line-of-Sight
PAN	Personal Area Network
PCF	Point Coordination Function
PDU	Protocol Data Unit
QoS	Quality of Service
RFD	Reduced Function Device
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RTS	Ready to Send
SA	Sensoren/Aktoren
SAM	Sensor-/Aktormodul
SCU	Superior Control Unit
SDMA	Space Division Multiple Access
SFD	Start-of-Frame-Delimiter
SNR	Signal-zu-Rauschabstand
SPI	Serial Peripheral Interface
SPS	Speicherprogrammierbare Steuerung
SRD	Short Range Device
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
VNA	Vector Network Analyzer
WISA	Wireless Sensor-/Aktor-Interface für die Fertigungsautomatisierung
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSAN	Wireless Sensor Actuator Network
WSN	Wireless Sensor Network

Literaturverzeichnis

- [1] [online] <http://www.bluetooth.com/> [Stand: 09.01.2006].
- [2] [online] <http://www.hurray.isep.ipp.pt/rfpilot/> [Stand: 31.03.2005].
- [3] [online] <http://www.moteiv.com/> [Stand: 20.04.2006].
- [4] [online] <http://www.prolinxgateways.com/> [Stand: 29.12.2005].
- [5] [online] <http://www.rmcan.com/> [Stand: 29.12.2005].
- [6] [online] <http://www.schildknecht-elektronik.de/> [Stand:29.12.2005].
- [7] [online] <http://www.xilinx.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [8] [online] <http://www.zigbee.org/> [Stand: 30.06.2006].
- [9] Akyildiz, I.F.; Su, W.; Sankarasubramaniam, Y.; Cayirci, E.: „A survey on sensor networks“. *IEEE Comm. Magazine*, Vol. 40, No. 8, 2002, S. 102-114.
- [10] AS-Interface [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.as-interface.net/> [Stand: 19.12.2005].
- [11] Bedienungsanleitung *DATENFUNKSYSTEM DATAEAGLE* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.schildknecht-elektronik.de> [Stand: 28.12.2005].
- [12] Bluetooth Special Interest Group, *Specification of the Bluetooth System 2.0 +DER [vol 3]* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://bluetooth.com/> [Stand: 09.01.2006].
- [13] Correia, L.M.: *Wireless flexible personalised communications: COST 259, European co-operation in Mobile Radio Research*. Chichester : John Wiley, 2001, S. 178-193.
- [14] Das Verbundprojekt *Drahtlose Feldbusse im Produktionsumfeld (Funbus)*. Abschlussbericht, 2002.

- [15] Das Verbundprojekt *Energieautarke Aktor- und Sensorsysteme für die intelligente drahtlose Vernetzung von Produktionsanlagen (EnAS)*. Gesamtvorhabensbeschreibung, 2005.
- [16] Datenblatt *Broadcom BCM4326 – AirForce One Single-Chip IEEE 802.11b/g* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.broadcom.com/> [Stand: 07.11.2005].
- [17] Datenblatt *Chipcon CC2400 – 2.4 GHz Low-Power RF Transceiver* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.chipcon.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [18] Datenblatt *gigaAnt Titanis 2,4 GHz Swivel Antenna* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.gigaant.com/> [Stand: 19.9.2005].
- [19] Datenblatt *Huber+Suhner Planar Antenna SPA 2400/75/9/0/V*. Erhältlich im Internet unter: <http://www.hubersuhner.com/> [Stand: 19.9.2005].
- [20] Datenblatt *MicroBlaze Processor Reference Guide* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.xilinx.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [21] Datenblatt *MSP430x15x, MSP430x16x, MSP430x161x – MIXED SIGNAL MICROCONTROLLER* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://focus.ti.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [22] Datenblatt *MSP430x1xx Family User's Guide (Rev. F)* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://focus.ti.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [23] Datenblatt *Nanotron – nanoNet TRX Transceiver (NAITR8)* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.nanotron.com/> [Stand: 08.11.2006].
- [24] Datenblatt *NM7010B* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.iinchip.com/> [Stand: 06.10.2006].
- [25] Datenblatt *Spartan-3 FPGA Family: Complete Data Sheet* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.xilinx.com/> [Stand: 11.10.2006].
- [26] Datenblatt *Wireless CAN-Bridge CA_CBX-AIR* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.esd-electronics.com/> [Stand: 22.12.2005].
- [27] Datenblatt *WirelessUSB(TM) LR 2.4-GHz DSSS Radio SoC* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.cypress.com/> [Stand: 02.08.2006].
- [28] Deutsches Institut für Normung: *DIN 660001 – Informationsverarbeitung: Sinnbilder und ihre Anwendung*. 1983.

-
- [29] Duque-Anton, M.: *Mobilfunknetze*. Braunschweig/Wiesbaden : Vieweg, 2002. – ISBN 3-528-03934-5.
- [30] Dzung, D.; Apneseth, C.; Endresen, J.; Frey, J.-E.; „Design and implementation of a real-time wireless sensor/actuator communication system“. *Proc. of the 10th IEEE Int. Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, Catania, Italien, 2005, S. 433-442.
- [31] European Committee for Electrotechnical Standardization: *EN50295 – Niederspannungsschaltgeräte – Steuerungs- und Geräte-Interface-Systeme – Aktuator Sensor Interface (AS-i)*. 1999.
- [32] European Radiocommunications Committee: *ERC recommendation 70-03 (Tromso 1997 and subsequent amendments) relating to the use of short range devices (SRD)* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.ero.dk/> [Stand: 04.10.2006].
- [33] European Telecommunications Standards Institute: *EN 300 328 – Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Wideband transmission systems; Data transmission equipment operating in the 2,4 GHz ISM band and using wide band modulation techniques; Harmonized EN covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.ero.dk/> [Stand: 04.10.2006].
- [34] European Telecommunications Standards Institute: *EN 300 440 – Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short range devices; Radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range; Part 1: Technical characteristics and test methods* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.ero.dk/> [Stand: 04.10.2006].
- [35] Falconer, D.; Adachi, F.; Gudmundson, B.: „Time Division Multiple Access Methods for Wireless Personal Communications“. *IEEE Comm. Magazine*, Vol. 33, No. 1, 1995, S. 50-57.
- [36] Festo AG & Co. KG: *Erfindungsmeldung – Funk-Steuerungssystem*. Esslingen, Deutschland, 2006.
- [37] Festo AG & Co. KG: *Interner technischer Bericht*. Esslingen, Deutschland, 2006.
- [38] *Funkgestützte Kommunikation in der Automatisierungstechnik*. VDI/VDE Richtlinie 2185, Berlin, Beuth Verlag, 2003.

- [39] Gay, D.; Levis, P.; von Behren, R.; Welsh, M.; Brewer, E.; Culler, D.: „The nesc language: A holistic approach to networked embedded systems“. *Proc. of the ACM SIGPLAN Conference on Programming language design and implementation (PLDI)*, San Diego, USA, 2003.
- [40] Göhringer, H-L.: *Prüfbericht über die Messungen an Funkstrecken der Firmen Schildknecht Elektronik und Phoenix Contact, Messort: DaimlerChrysler AG, Stuttgart, Holzgerlingen*, 2005.
- [41] Goiser, A.: *Handbuch der Spread-Spectrum Technik*. Wien : Springer-Verlag, 1998. – ISBN 3-211-83080-4.
- [42] Gutiérrez, J. A.; Callaway Jr., E. H.; Barrett Jr., R. L.: *Low-Rate Wireless Personal Area Networks: Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4*. New York : IEEE Press, 2003. – ISBN 0-7381-3557-7.
- [43] Hascher, W.: „MDMA. Ein störsicheres Funk-Übertragungssystem auf dem Weg in die Anwendungspraxis“. *Elektronik Wireless*, 2002, S. 28-31.
- [44] Hashemi, H.: „The Indoor Radio Propagation Channel“. *Proc. of the IEEE*, Vol. 81, No. 7, 1993, S. 943-968.
- [45] Humphrey, D. W.: *White Paper Profinet: An ALL-Encompassing Industrial Ethernet Solution*. ARC Advisory Group, Dedham, USA, 2005.
- [46] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.1 – Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications*. 1997.
- [47] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.11b – Supplement To IEEE Standard For Information Technology – Telecommunications And Information Exchange Between Systems – Local And Metropolitan Area Networks- Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) And Physical Layer (PHY) Specifications: Higher-speed Physical Layer Extension In The 2.4 GHz Band*. 1999.

- [48] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.11g – Supplement To IEEE Standard For Information Technology – Telecommunications And Information Exchange Between Systems – Local And Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) And Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band*. 2003.
- [49] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.15.1 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*. 2002.
- [50] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.15.4 – IEEE standard for information technology – telecommunications and information exchange between systems – local and metropolitan area networks specific requirements part 15.4: wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (LR-WPANs)*. 2003.
- [51] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.: *IEEE Std 802.15.1 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*. 2005.
- [52] International Electrotechnical Commission: *IEC 62026-2 – Niederspannungsschaltgeräte – Steuerungs-Geräte-Netzwerke – Teil 2: Actuator Sensor Interface*. 2000.
- [53] International Organization for Standardization / International Electrotechnical Commission: *ISO/IEC 7498-1 – Information technology – Open Systems Interconnection – Basic Reference Model: The Basic Model*. 1994.
- [54] International Telecommunication Union: *Recommendation ITU-R P.1238-4 – Propagation data and prediction methods for the planning of indoor communication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz*. 1997.

- [55] Internet Engineering Task Force: *RFC 768 – User Datagram Protocol* [online].
Erhältlich im Internet unter: <http://www.ietf.org/>
- [56] Jakes, W. C.: *Microwave Mobile Communications*. New Jersey : IEEE Press,
1994. – ISBN 0-7803-1069-1.
- [57] Janssen, G. J. M.; Stigter, P. A.; Prasad, R.: „Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz“. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 44, No. 10, 1996, S. 1272-1288.
- [58] Kim, S.-C.; Bertoni, H. L.: „Pulse Propagation Characteristics at 2.4 GHz Inside Buildings“. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 3, 1996, S. 579-592.
- [59] Lee, K. C.; Lee, S.: „Integrated Network of Profibus-DP and IEEE 802.11 wireless LAN with Hard Real-time Requirements“. *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Pusan, Korea, 2001, S. 1484-1489.
- [60] Lynch, C.; O’Reilly, F.: „Processor Choice For Wireless Sensor Networks“. *Proc. of the Workshop on Real-World Wireless Sensor Networks (REALWSN)*, Stockholm, Schweden, 2005.
- [61] Mackensen, E.: „Energieversorgung, Energiemanagement und Lebensdauer autarker, drahtloser Mikrosensoren und -aktoren“. *13. ITG-/GMA-Fachtagung Sensoren und Messsysteme*, Freiburg, Deutschland, 2006.
- [62] Mackensen, E.: *Analyse, Simulation und Entwurf intelligenter, autarker Mikrosysteme für drahtlose Sensor-Aktor-Netzwerke*. Dissertation, Fakultät für Angewandte Wissenschaften, Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, Freiburg, Deutschland, 2006.
- [63] Mackensen, E.; Kuntz, W.: „Bluetooth, ZigBee und nanoNET“. *Elektronik*, 2005, Heft 24, S.70-77.
- [64] MacLeod, H.; Loadman, C.; Chen, Z. D.: „Experimental Studies of the 2.4-GHz ISM Wireless Indoor Channel“. *Proc. of the 3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR)*, Halifax, Kanada, 2005, S. 63-68.
- [65] Meier, U.: Das Forschungsprojekt „*Funkübertragung in Feldbussystemen*“. Schlussbericht, 2001.

- [66] Morel, P.; Croisier, A.: „A wireless gateway for fieldbus“. *Proc. of the 6th Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC)*, Toronto, Kanada, 1995, S. 105-109.
- [67] Morel, P.; Croisier, A.; Decotignie, J.-D.: „Requirements for wireless extensions of a FIP fieldbus“. *Proc. of the 6th IEEE Int. Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, Los Angeles, USA, 1996, S. 116-122.
- [68] Morrow, R.: *Wireless Network Coexistence*. New York : McGraw-Hill, 2004. – ISBN 0-07-139915-1.
- [69] Moya, S.; Zamorano Flores, J. L.: „Parameters of a 2.4 GHz Wide Band Radio Channel for WLAN Applications“. *Proc. of the 14th International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*, Veracruz, Mexiko, 2004, S. 41-44.
- [70] Next Generation Media [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.next-generationmedia.de/> [Stand 09.08.2005].
- [71] Open DeviceNet Vendor Association (ODVA): *Ethernet/IP – CIP on Ethernet Technology* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.odva.org/>.
- [72] Paradiso, J. A.; Starner, D.: „Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics“. *IEEE Pervasive Computing*, Vol. 4, No. 1, 2005, S. 18-27.
- [73] Pellegrini, F.; Miorandi, D.; Vitturi, S.; Zanella, A.: „On the Use of Wireless Networks at Low Level of Factory Automation Systems“. *IEEE Trans. Ind. Inform.*, Vol. 2, No.2, 2006, S. 129-143.
- [74] Pellegrini, F.; Miorandi, D.; Vitturi, S.; Zanella, A.: „Use of New Generation WPANs for Real-Time Industrial Communications“. *Proc. of the 10rd IEEE Int. Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, Catania, Italien, 2005, S. 1-8.
- [75] Pottie, G.J.; Kaiser, W.J.: „Wireless integrated network sensors“. *Communications of the ACM*, Vol. 43, No. 5, 2000, S. 51-58.
- [76] Produktinformation *DECT@ISM M5 Funkmodul* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.iis.fraunhofer.de/> [Stand: 03.08.2006].
- [77] Rappaport, T. S.: „Indoor radio communications for factories of the future“. *IEEE Commuications Magazine*, 1989, S. 15-24.

- [78] Rappaport, T. S.; McGillem, C. D.: „UHF fading in factories“. *IEEE Journal on Selected Areas Communications*, Vol. 7, No. 1, 1989, S. 40-48.
- [79] Rauchhaupt, L.: „System and Device architecture of a Radio Based Fieldbus – the RFieldbus system“. *Proc. of the 4th IEEE Int. Workshop on Factory Communication Systems (WFCS 2002)*, Västerås, Schweden, 2002, S. 185-192.
- [80] Rauchhaupt, L.; Adamczyk, H.: „Funkgestützte Kommunikation in der industriellen Automation – Chancen der Funkkommunikation im industriellen Einsatz“. *A&D Kompendium 2003*, publish-industry Verlag GmbH, München, 2003, S. 62-64.
- [81] Rauchhaupt, L.; Hähnliche, J.: „Radio Communication in Automation Systems: The R-Fieldbus Approach“. *Proc. of the 3rd IEEE Int. Workshop on Factory Communication Systems (WFCS 2000)*, Porto, Portugal, 2000, S. 319-326.
- [82] Roundy, S.; Steingart, D.; Frechette, L.; Wright, P.; Rabey, J.: „Power Sources for Wireless Sensor Networks“. *Proc. 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN)*, Berlin, Germany, 2004, S. 1-17.
- [83] Scheible, F.; Frey, J.-E.; Steigmann, R.: „Drahtfreies Interface zur Echtzeitdaten- und Energieübertragung für Sensoren und Aktuatoren in der Fertigungsautomation“. *7. Wireless Technologies Kongress 2005*, Mannheim, Deutschland, 2005.
- [84] Scheible, F.; Frey, J.-E.; Zimmermann, W.: „Wireless Sensor-/Aktor-Interface für die Fertigungsautomation: Praktische Gesichtspunkte und Anwendung am Beispiel drahtfreier Näherungsschalter“. *6. Wireless Technologies Kongress 2004*, Sindelfingen, Deutschland, 2004.
- [85] Schildknecht, T.: *DATAEAGLE 3002 „Wireless Profibus & Profisafe‘ in der praktischen Anwendung“*. Sersheim, Deutschland, 2005.
- [86] Schmid, U.: „Basic Features of the Wireline/Wireless Factory/Facility Fieldbus“, TR 183/1-95, Wien, Österreich, 1999.
- [87] Schnell, G. (Hrsg.): *Bussysteme in der Automatisierungs- und Prozesstechnik*. 5. Auflage Braunschweig/Wiesbaden : Vieweg, 2003. – ISBN 3-528-46569-7.
- [88] Seidel, S. Y.; Rappaport, T. S.: „914MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communication in Multifloored Buildings“. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 40, No. 2, 1992, S. 207–217.

- [89] Seong-Cheol, K.; Bertoni, H. L.; Stern, M.: „Pulse propagation characteristics at 2.4 GHz inside buildings“. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 45, No. 3, 1996, S. 579-592.
- [90] Sheikh, U. H.: *Wireless Communications: Theory and Techniques*. Norwell : Kluwer, 2004. – ISBN 1-4020-7621-5.
- [91] Sikora, A.: „Classifications for Short-Range Wireless Networks“. *Wireless Congress 2005*, München, Deutschland, 2005.
- [92] Technische Daten *ILB BT ADIO MUX-PANEL* [online]. Erhältlich im Internet unter: [http:// phoenixcontact.com/](http://phoenixcontact.com/) [Stand: 28.12.005].
- [93] Technische Information *WSIX100 Kommunikationsmodul – Drahtfreie Näherungsschalter* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.abb.com/> [Stand: 23.12.005].
- [94] Want, R.; Farkas, K. I.; Narayanaswami, C.: „Guest Editors' Introduction: Energy Harvesting and Conservation“. *IEEE Pervasive Computing*, Vol. 4, No. 1, 2005, S. 14-17.
- [95] Weczerek, J.: „Wireless Profinet über WLAN und Bluetooth (Wireless Profinet over WLAN and Bluetooth)“. *Proc. of Wireless Automation*, VDI-Berichte, Vol. 1939, Darmstadt, Deutschland, 2006, S. 93-100.
- [96] Willig, A.: „A MAC Protocol and a Scheduling Approach as Elements of a Lower Layers Architecture in wireless Industrial LANs“. *Proc. of the 2nd International IEEE Workshop on Factory Communication Systems (WFCS)*, Barcelona, Spanien, 1997, S. 139-148.
- [97] Willig, A.: „An Architecture for Wireless Extension of PROFIBUS“. *Proc. of the 29th Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Vol. 3, 2003, S. 2369-2375.
- [98] Willig, A.; Matheus, K.; Wolisz, A.: „Wireless Technology in Industrial Networks“. *Proc. of the IEEE*, Vol. 93, No. 6, 2005, S. 1130-1151
- [99] Zepernick, H.-J.; Wysocki, T. A.: „Multipath Channel Parameters for the Indoor Radio at 2,4 GHz ISM Band“. *Proc. of the 49th IEEE Vehicular Technology Conference*, Houston, USA, Vol. 1, 1999, S. 190-193.

- [100] Zimmermann, H.: „OSI Reference Model – The ISO Model of Architecture for Open Systems Interconnection“. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 26, No. 4, 1980, S. 425-432.
- [101] Zimmermann, W.: *Kabel eliminiert* [online]. Erhältlich im Internet unter: <http://www.elektroniknet.de/> [Stand: 23.12.005].

Lebenslauf

Name: Hans-Jörg Körber

Geboren: 21.03.1975 in Würselen

Familienstand: verheiratet mit Astrid Körber, geb. Fielbrandt

Kinder: Aron und Joas

Schulbildung: 1981 – 1983 Kath. Grundschule, Alsdorf-Kellersberg
1983 – 1985 Kath. Grundschule Ratheim
1985 – 1990 Städtisches Gymnasium, Hückelhoven
1990 – 1994 Gymnasium Zitadelle, Jülich

Studium: 1995 – 1999 Elektrotechnik an der Universität der Bundeswehr Hamburg
Abschluss: Dipl.-Ing.
1999 – 2003 Wirtschaftswissenschaftlicher Zusatzstudiengang für Ingenieure, Fernuniversität Hagen
Abschluss: Vordiplom

Beruflicher Werdegang: 1994 – 1995 Eintritt in die Bundeswehr, Teilstreitkraft Marine, Ausbildung zum Offizier
1997 Ernennung zum Offizier
2000 – 2002 Luftfahrzeugtechnischer Offizier, Marinefliegergeschwader 2, Elektronikstaffel
2002 – 2004 Leiter Einsatz, Marinefliegergeschwader 5, Stab Technische Gruppe
2004 Ernennung zum Berufssoldaten
seit 2004 Verwendung als wissenschaftlicher Mitarbeiteroffizier am Lehrstuhl für Elektrische Messtechnik an der Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg