

Verteilte Sensoren für medizinische Anwendungen

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
des Doktors der Ingenieurwissenschaften
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät II
- Physik und Mechatronik -
der Universität des Saarlandes

von

Dipl.-Inf. Dipl.-Ing. (FH) Kai Becher

Saarbrücken

2012

Tag des Kolloquiums:

23. April 2013

Dekan:

Univ.-Prof. Dr. Christian Wagner

Mitglieder des Prüfungsausschusses:

Univ.-Prof. Dr. Romanus Dyczij-Edlinger

Univ.-Prof. Dr. Günter R. Fuhr

Univ.-Prof. Dr. Helmut Seidel

Dr. Lutwin Klein

Gekürzte Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wurden für medizinische Anwendungen, dynamische und zeitsynchrone Sensorinteraktionen innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerks im Hinblick auf sicherheitsrelevante und energetische Aspekte untersucht und optimiert. Hierzu wurde ein neuartiges, flexibel zusammenstellbares drahtloses Sensornetzwerk hardware- und softwaremäßig entwickelt und aufgebaut. Das Sensornetzwerk besteht aus Sensorknoten zur Erfassung, Speicherung und Darstellung unterschiedlicher technischer und biologischer Signale. Die Sensorknoten verfügen auf Grund ihrer Größe über eingeschränkte Energieressourcen. Diese sind auf die geringen Energiedichten der aktuell verfügbaren Akkumulatoren zurückzuführen. Zur Realisierung eines medizinischen Monitorings aus verteilten Sensoren sind daher Untersuchungen und Optimierungen im Bereich der Systemtaktfrequenzen, der Sendeleistungen sowie der Energiesparmodi zur Energieeinsparung und somit zur Laufzeitverlängerung unerlässlich. Die Sicherheitsanforderungen nach DIN EN ISO 27799 werden durch die Einbindung des „AES-CCM-32“ Sicherheitsmodus gewährleistet. Eine kontinuierliche Speicherung der Daten auf den einzelnen Sensorknoten führt zudem zur Sicherstellung der Datenverfügbarkeit. Der IEEE 802.15.4 Standard verfügt über kein Zeitsynchronisationsverfahren um hochfrequent abgetastete Signale miteinander zu korrelieren. Daher wurde zur chronologischen Signalspeicherung das Zeitsynchronisationsprotokoll „flooding time synchronisation protocol“ (FTSP) implementiert, angepasst und evaluiert.

Abstract

In this thesis dynamic and time-synchronous sensor interactions within a wireless sensor network for medical use were examined and optimized considering safety and energy aspects. For this purpose, a new wireless sensor network which can be flexibly combined was developed. The sensor network consists of sensor nodes for acquisition, storage and display of different technical and biological signals. Energy resources of the sensor nodes are limited by the size of the nodes as well as the low energy densities of currently available batteries. To realize a medical monitoring system consisting of distributed sensors, investigations and optimization in the areas of system frequency, transmission power as well as low-power modes were performed, leading to a reduction of energy and also an extension of life-time. Security requirements (DIN EN ISO 27799) are warranted by the integration of the "AES-CCM-32" security mode. To guarantee data availability, further optimization regarding reduction of transmission power and interferences by other radio-technologies allows continuous data storage on the sensor node. The IEEE 802.15.4 standard does not contain any method for time synchronization to correlate high frequency sampled signals. Therefore, to enable chronological storage of the captured signals, „flooding time synchronization protocol“ (FTSP) was implemented and evaluated.

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand zwischen 2008 und 2012 während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut für Biomedizinische Technik (IBMT), Abteilung Medizintechnik und Neuroprothetik, in St. Ingbert. Ich möchte daher die Gelegenheit nutzen, allen Beteiligten zu danken, die mich während der Erstellung dieser Arbeit unterstützt und begleitet haben.

Mein besonderer Dank gilt dabei meinem Doktorvater Univ.-Prof. Dr. Günter R. Fuhr, Institutsleiter des Fraunhofer IBMT, für die Möglichkeit zur Durchführung dieser Arbeit sowie für seine hervorragende fachliche Unterstützung.

Des Weiteren danke ich Herrn Univ.-Prof. Dr. Helmut Seidel, Inhaber des Lehrstuhls für Mikromechanik, Mikrofluidik und Mikroaktorik an der Universität des Saarlandes, für seine Bereitschaft zur Übernahme des Korreferats sowie für seine fachlichen Ratschläge und wertvollen Anregungen.

Bedanken möchte ich mich zudem bei den weiteren Mitgliedern des Prüfungsausschusses Herrn Univ.-Prof. Dr. Romanus Dyczij-Edlinger und Herrn Dr. Lutwin Klein.

Weiterhin möchte ich Herrn Prof. Dr. Klaus-Peter Hoffmann, Leiter der Abteilung Medizintechnik und Neuroprothetik am Fraunhofer IBMT danken, für die vielen wertvollen Diskussionen und Anregungen, die wesentlich zum Erfolg dieser Arbeit beitrugen.

Allen Kolleginnen und Kollegen am Fraunhofer IBMT, insbesondere der Abteilung Medizintechnik und Neuroprothetik danke ich für die hervorragende Zusammenarbeit und die freundliche Arbeitsatmosphäre. Hervorheben möchte ich dabei Herrn Roman Ruff, Leiter der Arbeitsgruppe Neuromonitoring, Herrn Harald Frank und Herrn Josep Cardona Audí, die mir jederzeit mit ihrer fachlichen Kompetenz zur Verfügung standen. Mein Dank gilt außerdem Herrn Dr. Wigand Poppendieck, Leiter der Arbeitsgruppe Neuroprothetik, für die wertvollen Anregungen und das Korrekturlesen der Arbeit.

Meiner Familie, insbesondere meinen Eltern danke ich für die Unterstützung während der Zeit meines Studiums und meiner Promotion, sowie meiner Frau Cordula und meiner Tochter Lisa für ihr Vertrauen und ihre Geduld.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	1
2	Problemanalyse.....	5
3	Zielstellung.....	10
4	Material und Methoden.....	12
4.1	IEEE 802.15.4 / ZigBee.....	12
4.1.1	Kommunikationsprotokoll.....	12
4.1.2	Kanäle und Zugriffsmethoden.....	13
4.1.3	Adressierung.....	14
4.1.4	Anwender-, Geräteklassen und Netzwerktopologien.....	14
4.2	Entwicklungsumgebung.....	15
4.2.1	Hardwareentwicklung.....	15
4.2.2	Softwareentwicklung.....	17
4.3	Gehäusedesign.....	18
4.4	Methoden zur Untersuchung der Sendeleistung.....	20
4.5	Methoden zur Analyse von Interferenzen.....	21
4.6	Energieverbrauchsanalyse.....	22
4.7	Zeitsynchronisation.....	24
4.7.1	Flooding Time Synchronization Protocol.....	24
4.7.2	Methoden zur Verifikation.....	26
5	Ergebnisse.....	27
5.1	Sensorknoten.....	27
5.2	Sensormodule.....	27
5.2.1	Biologische Signale.....	29
5.2.2	Technische Signale.....	34
5.3	Kommunikations-Modul.....	37
5.3.1	Hardware.....	37
5.3.2	Software.....	40
5.4	Energie-Modul.....	48
5.5	Gateway.....	50
5.5.1	Hardware.....	50
5.5.2	Software.....	52
5.6	Energie.....	55
5.6.1	Energie-Modul.....	55
5.6.2	Sensor-Module.....	56
5.6.3	Kommunikations-Modul.....	56
5.6.4	Gesamtverbrauch Sensorknoten.....	62
5.7	Energy Harvesting.....	64
5.8	Sicherheit.....	64
5.8.1	Sicherheitsparameter.....	64
5.8.2	Sendeleistung.....	65
5.8.3	Interferenz.....	67

5.8.4	Schutz vor Umgebungseinflüssen.....	70
5.9	Zeitsynchronisation.....	71
5.9.1	Implementierung auf dem Root-Knoten.....	71
5.9.2	Implementierung auf den Sensor-Knoten.....	76
5.9.3	Analyse verschiedener Broadcastintervalle.....	77
6	<i>Diskussion</i>.....	83
6.1	Sensorknoten	84
6.2	Energie	89
6.3	Sicherheit	91
6.4	Zeitsynchronisation.....	92
6.5	Perspektiven	94
7	<i>Zusammenfassung</i>	103
8	<i>Referenzen</i>.....	105

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1: Schematische Darstellung von drei unabhängigen Sensornetzwerken.	2
Abb. 4.1: IEEE 802.5.4 / ZigBee Protokollstapel.	12
Abb. 4.2: IEEE 802.15.4 Rahmenformat, nach [IEEE, 2006].	13
Abb. 4.3: Frequenzbänder, Datenraten und Kanäle innerhalb des IEEE 802.15.4 Standards.....	13
Abb. 4.4: Schaltplan-Editor des Softwarepakets EAGLE am Beispiel des Kommunikationsmoduls.	15
Abb. 4.5: Layout-Editor des Softwarepakets EAGLE am Beispiel des Kommunikationsmoduls.	16
Abb. 4.6: Einzelne Fertigungsschritte eines Leiterplattenentwurfs (Kommunikationsmodul).....	17
Abb. 4.7: Code Composer Version 5 zur Programmierung der Mikrocontroller MSP430F2619.....	17
Abb. 4.8: μ Vision 3 der Firma Keil zur Programmierung des 8051-kompatiblen Mikrocontrollers.....	18
Abb. 4.9: SolidWorks® der Firma Dassault Systèmes zur Erstellung des 3D-Konstruktionsdatensatzes. ...	19
Abb. 4.10: Schematische Darstellung des Funktionsprinzips des FDM-Bauprozesses.....	20
Abb. 4.11: Messaufbau zur Erfassung der Empfangsleistung bei unterschiedlichen Entfernungen.....	20
Abb. 4.12: Messaufbau zur Erfassung von Interferenzen bei der Datenübertragung.	22
Abb. 4.13: Schematischer Messaufbau zur Berechnung und Untersuchung.....	26
Abb. 5.1: Modular zusammenstellbarer Sensorknoten bestehend aus einem Kommunikationsmodul.	27
Abb. 5.2: Anbringung der verteilten Sensoren zur EMG-Ableitung am M. biceps brachii (oben links).....	30
Abb. 5.3: Anbringung der verteilten Sensoren zur Erfassung der Pulswelle (oben links).....	31
Abb. 5.4: Gesamtsystem zur Erfassung und drahtlosen Übertragung des systolischen.....	32
Abb. 5.5: Anbindung des Mikrofon-Moduls an einen Stethoskopkopf (links).....	33
Abb. 5.6: Kontaktierung des Sensorknotens an einer Personenwaage der Firma Soehnle.....	33
Abb. 5.7: Anbringung des GPS-Sensorknotens am Gürtel.	34
Abb. 5.8: Anbringung des Sensorknotens am Oberkörper einer seitlich auf dem Boden.....	35
Abb. 5.9: Drehung des Beschleunigungssensors in 90° Schritten um die x-Achse.	35
Abb. 5.10: Messung der Temperatur und Feuchtigkeit über einen Zeitraum von 48 Stunden.....	36
Abb. 5.11: Ober- und Unterseite der bestückten Leiterplatte des Kommunikationsmoduls.....	37
Abb. 5.12: Stromlaufplan des Kommunikationsmoduls mit dem Mikrocontroller.....	38
Abb. 5.13: Stromlaufplan des 4-Gbit-NAND-Flash-Speichers.	39
Abb. 5.14: Stromlaufplan des Funktransceivers.	39
Abb. 5.15: Stromlaufplan der Programmierschnittstelle für das Kommunikationsmodul (links).....	40
Abb. 5.16: Ablaufdiagramm für die Analog-Digital-Wandlung.	42
Abb. 5.17: Ablaufdiagramme der UART-Schnittstelle.	43
Abb. 5.18: Ablaufdiagramme der I ² C-Schnittstelle zur Erfassung und Verarbeitung der Temperatur.....	44
Abb. 5.19: Ablaufdiagramme des Funktransceivermoduls RP-M100.	45
Abb. 5.20: Ablaufdiagramm der Flash_Read_Byte-Funktion.	46
Abb. 5.21: Ablaufdiagramm der Flash_Write_Byte-Funktion.....	47
Abb. 5.22: Bestücktes Energie-Modul zur Aufnahme eines 150 mA/h-Lithium-Ionen-Polymer.....	48
Abb. 5.23: Stromlaufplan der Beschaltung des Lade-ICs BQ24055.	48
Abb. 5.24: Ladekurve des Lithium-Polymer-Akkumulators mit 150 mA/h.....	49
Abb. 5.25: Ober und Unterseite des bestückten Sensorknotens (Gateway).	50
Abb. 5.26: Stromlaufplan der Beschaltung des Mikrocontrollers mit der Schnittstelle.....	51
Abb. 5.27: Stromlaufplan der Beschaltung des Mikrocontrollers mit den beiden 4 Gb-NAND-Flash.....	52
Abb. 5.28: Übersicht der implementierten Menüstruktur im Gateway.....	53
Abb. 5.29: Software des Gateways mit Startbildschirm (oben links), Hauptmenü des Gateways.....	54
Abb. 5.30: Software des Gateways mit Sensor-Hauptmenü (oben links), Sensor-Untermenü.....	55
Abb. 5.31: Stromaufnahme des Mikrocontrollers MSP430F2619 bei der Verwendung.....	57
Abb. 5.32: Stromaufnahme des Mikrocontrollers MSP430F2619 bei Verwendung.....	58
Abb. 5.33: Stromverbrauch des Mikrocontrollers MSP430F2619 (3x ADC, LPM3, 1 kHz).....	59
Abb. 5.34: Stromaufnahme des Funktransceivermoduls RP-M100A im aktiven Modus.....	61
Abb. 5.35: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlichen Sendeleistungen.....	62
Abb. 5.36: Verhältnis der Empfangsleistung zur Entfernung bei variierender Sendeleistung.....	66
Abb. 5.37: Verhältnis der Empfangsleistung zur Entfernung bei unterschiedlichen Materialien.....	67
Abb. 5.38: 2,4 GHz-ISM-Band und dessen Nutzung durch unterschiedliche Teilnehmer.....	68
Abb. 5.39: Erfasste Datenpaketfehler bei der Kommunikation zwischen zwei Sensorknoten.....	69
Abb. 5.40: Erfasste Datenpaketfehler bei der Kommunikation zwischen zwei Sensorknoten.....	69
Abb. 5.41: Programmablaufplan Root-Knoten.....	72
Abb. 5.42: Datenpaket zur Zeitsynchronisation.....	73

Abb. 5.43: Datenpaket zum Anmeldewunsch	73
Abb. 5.44: Datenpaket einer erfolgreichen Anmeldung.....	74
Abb. 5.45: Vollständiges Datenpaket	74
Abb. 5.46: Programmablaufplan Sensor-Knoten	77
Abb. 5.47: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 30 Minuten.....	79
Abb. 5.48: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 180 Minuten.....	80
Abb. 5.49: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 48 Stunden, nach [Becher et al., 2012b].	81
Abb. 5.50: Zeitliche Abweichung zwischen Root-Knoten und den beiden Sensor-Knoten.....	82
Abb. 6.1: Vision einer künftigen Arztpraxis, bei dieser der Arzt aus einem Vorrat	83
Abb. 6.2: Evaluierung der verteilten Sensoren (blaue Linien) mit kommerziellen Geräten (rote Linien).....	85
Abb. 6.3: Evaluierung der verteilten Sensoren (blaue Linien) mit kommerziellen Geräten (rote Linien).....	86
Abb. 6.4: Zeitliche Differenz von drei Sensorknoten bei einem Broadcast-Intervall von 300 s	93
Abb. 6.5: Vergleich der zeitlichen Abweichung von zwei synchronisierten.....	93
Abb. 6.6: Beispiel einer künftigen Darstellungsform zur Analyse der einzelnen Fußballspieler	97
Abb. 6.7: Drahtlose verteilte Sensoren zur Erfassung von landwirtschaftlich relevanten Parametern.....	98
Abb. 6.8: Ein verletzter Feuerwehrmann wurde mit der Drehleiter aus dem Dachgeschoss geborgen ...	101
Abb. 6.9: Schwerer LKW-Unfall am Kamener Kreuz (links), Flugzeug schießt über Landebahn hinaus ...	101

Tabellenverzeichnis

<i>Tab. 5.1: Sensormodule [Becher et al., 2012a].</i>	28
<i>Tab. 5.2: Übersicht erforderlicher Mikrocontroller-Schnittstellen.</i>	37
<i>Tab. 5.3: Stromverbrauch der Sensormodule, nach [Becher et al., 2012a].</i>	56
<i>Tab. 5.4: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlicher Kanalzahl.</i>	59
<i>Tab. 5.5: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlichen Symbolraten.</i>	60
<i>Tab. 5.6: Gesamtstromverbrauch der jeweiligen Sensor-Knoten, nach [Becher et al., 2012a].</i>	63
<i>Tab. 5.7: Übersicht des nicht optimierten und des optimierten Gesamtstromverbrauchs.</i>	63
<i>Tab. 5.8: Übersicht verschiedener energy-harvesting-Technologien, nach [Seah et al., 2009].</i>	64
<i>Tab. 5.9: CAD-Gehäuse-Entwürfe der jeweiligen Sensorknoten.</i>	70
<i>Tab. 5.10: Identifikationsbyte.</i>	73
<i>Tab. 5.11: Zuordnung des zweiten Bytes des Datenpakets zum Anmeldewunsch.</i>	74
<i>Tab. 5.12: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 30 Minuten, nach [Becher et al., 2012b].</i>	78
<i>Tab. 5.13: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 180 Minuten, nach [Becher et al., 2012b].</i>	80
<i>Tab. 5.14: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 48 Stunden, nach [Becher et al., 2012b].</i>	81

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Erläuterung
3D	Dreidimensional
ABSplus	Acrylnitril-Butadien-Styrol plus
ACLK	Auxiliary Clock
AES-CCM	Advanced Encryption Standard Counter Mode & CBC-Mac
AFE	Analoges Frontend
AFH	Adaptive Frequency Hopping
AM	Active Mode
ANSI	American National Standards Institute
CAD	Computer Aided Design
CAP	Contention Access Period
CFP	Contention Free Period
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cycling Redundancy Check
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access / Collision
DC	Direct Current
DCO	Digital Crystal Oszillator
DSN	Drahtloses Sensornetzwerk
DRC	Design Rule Check
DRL	Driven Right Leg
EAGLE	Einfach Anzuwendender Grafischer Layout Editor
ECA	European Cockpit Association
EEG	Elektroenzephalografie
EKG	Elektrokardiogramm
EMG	Elektromyogramm
EOG	Elektrookulogramm
ERC	Electrical Rule Check
ESD	Electrostatic Discharge
FCS	Firefly Clock Synchronization
FDM	Fused Deposition Modeling
FFD	Full Function Device
FTSP	Flooding Time Synchronization Protocol
GPS	Global Positioning System
GPSR	General Packet Radio Service
GTS	Guaranteed Time Slots

HIPAA	Health Insurance Portability and Accountability ACT
IC	Integrated Circuit
ID	Identifier
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IDE	Integrated Development Environment
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial Scientific Medical
ISP	In System Programming
ISR	Interrupt Service Routine
LAN	Local Area Network
LCD	Liquid Crystal Display
LOS	Line of Sight
LPM	Low Power Mode
LTBS	Lightweight Tree-based Synchronization
MAC	Message Authentication Code
MAC Layer	Medium Access Layer
MCLK	Master Clock
MEMS	Mikroelektromechanische Systeme
MFB	Multiple Feedback
NAND	Not AND
NMEA	National Marine Electronics Association
NTP	Network Time Protocol
OSI	Open Systems Interconnection
PAN	Personal Area Network
PC	Personal Computer
PHY	Physical Layer
PTT	Pulse Transit Time
RAM	Random Access Memory
RBS	Reference Broadcast Synchronization
RFD	Reduced Function Device
RISC	Reduced Instruction Set Computer
ROM	Read Only Memory
RP	Radio Pulse
RSSI	Received Signal Strength Indicator
SARA	Sub Acute Ruminant Acidosis
SAR	Successive Approximation Register
SMCLK	Sub-main Clock

SMS	Short Message Service
SOC	System-on-Chip
SOSUS	Sound Surveillance System
SPI	Serial Peripheral Interface
TI	Texas Instruments
TDS	Time-Diffusion Synchronization
TPSN	Timing-sync Protocol for Sensor Networks
TX	Telex / Transmit
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wide Band
VNS	Vegetatives Nervensystem
WBAN	Wireless Body Area Network
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
ZC	ZigBee Coordinator
ZED	ZigBee End Device
ZR	ZigBee Router

1 Einleitung

Die direkte Kommunikation sowie der Austausch von Informationen waren seit Beginn der Menschheit überlebenswichtig und bilden die Voraussetzung zur Entwicklung einer Zivilisation. Schnell lernten unsere Vorfahren, dass die Überlebenschancen innerhalb Gruppen höher waren und schlossen sich zusammen. Mittels damaligen Kommunikationsformen wie „Laute“ oder „Klopfen“ wurde die Gruppe auf Nahrung hingewiesen oder auf Gefahren aufmerksam gemacht. Im Laufe der Evolution wurden neben akustischen Hilfsmitteln wie Stimmen, Trommeln oder Pfeifen optische Methoden zur Nachrichtenübermittlung eingesetzt. Feueregebundene Zeichen, wie beispielsweise Rauchzeichen, zählten zu den ersten Arten der Fernkommunikation. Diese wurden insbesondere durch die Verwendung bei den Indianerstämmen Nordamerikas bekannt. Durch den in bestimmten Abständen freigesetzten Rauch konnten Nachrichten ähnlich den Morsezeichen übertragen werden. Noch heute wird das Ergebnis der Wahlgänge bei der Wahl eines neuen Papstes mit Rauchzeichen signalisiert [Uehlecke, 2008]. Neben Rauchzeichen wurden Fackeln als Signalmittel bereits im 12. Jahrhundert v. Chr. eingesetzt. Während des Trojanischen Kriegs meldeten die Griechen den Fall von Troja mit kodierten Fackelsignalen über eine „Fackeltelegrafendrecke“ [Brückner, 2003]. Eine weitere Form der optischen Nachrichtenübertragung setzten die Griechen in der Antike ein, um mit ihren Schilden Nachrichten innerhalb von Schlachten zu übermitteln. Dabei diente der polierte Schild als Spiegel, der dazu benutzt wurde, das Sonnenlicht zu einem entfernten Beobachter zu lenken. Mit Lichtblitzen konnten dann vereinbarte Signale übertragen oder sogar ausgetauscht werden [Koerber et al., 2012].

Durch die fortschreitende Entwicklung technischer Kommunikationsmethoden war es seit 1844 mittels der Telegraphie durch Samuel Morse möglich, kabelgebunden Informationen über Kontinente hinweg zu übertragen. Mit dem experimentellen Nachweis der Ausbreitungseigenschaft von Radiowellen wurde im Jahre 1888 durch Heinrich Hertz und 1896 durch Guglielmo Marconi eine Möglichkeit zur Verfügung gestellt, kabellos mittels Zeichencodes zu kommunizieren. Die heutige Funktechnik, die darauf basiert, dass ein Trägersignal durch ein Nutzsignal moduliert und über eine Antenne abgestrahlt wird, führt dazu, dass zunehmend kabelgebundene Systeme durch kabellose Systeme verdrängt werden.

Diese Technologie der drahtlosen Kommunikation fördert insbesondere den technischen Fortschritt auf dem Feld der verteilten Sensoren. Den Grundstein der modernen Sensornetzforschung legte das in den 50er Jahren durch die Vereinigten Staaten entwickelte Geräuschüberwachungssystem (SOSUS - Sound Surveillance System), das größtenteils im Nordatlantik zur Aufspürung von U-Booten eingesetzt wurde [Silverstein, 1978]. Durch die enorme Flexibilität, die durch eine kabellose Kommunikation entsteht, finden sich heute verteilte, drahtlos miteinander kommunizierende Sensoren in den verschiedensten Anwendungsgebieten wieder. So werden in der Landwirtschaft verteilte Sensorknoten zur Überwachung der Temperatur, Luftfeuchtigkeit und Helligkeit eingesetzt [Li et al., 2011]. Ebenso dient die großflächige Verteilung von drahtlo-

sen Sensoren zur hochpräzisen Erfassung von seismischen Aktivitäten [Weiss et al., 2011]. Diese Informationen dienen dazu Verhaltensmodelle zu erstellen, um die Bevölkerung frühzeitig vor Naturkatastrophen, wie Erdbeben [Tan et al., 2010] und den daraus resultierenden Tsunamis [Georgiou et al., 2012], zu warnen.

Der technische Fortschritt in der Mikrosystemtechnik und Halbleiterindustrie begünstigt den ab den 90er Jahren entstandenen Entwicklungsdrang auf dem Gebiet der verteilten Sensoren. Durch energiesparende und kostengünstige, mikroelektromechanische Systeme (MEMS) eröffnete sich ein breites Spektrum an Möglichkeiten. So lassen sich beispielsweise bistabile Mikroventile zur Medikamentenabgabe entwickeln, die lediglich während der Abgabezeit mit elektrischer Energie versorgt werden [Balck et al., 2011]. Durch die Miniaturisierung der Sensoren und Mikroprozessoren bei gleichzeitiger Steigerung der Rechenleistungen, aber auch durch die Entwicklung neuer energieeffizienter Funktransceiver wurde ab dem Jahrtausendwechsel die Basis zur Realisierung großflächiger, drahtlos miteinander kommunizierender verteilter Sensoren geschaffen.

Ein drahtloses Sensornetzwerk (DSN) besteht meist aus vielen räumlich getrennten, stationären, ressourcenarmen und homogenen Sensoren. Diese sogenannten Sensorknoten übertragen dabei die Daten drahtlos an eine oder mehrere Basisstationen (Abb. 1.1).

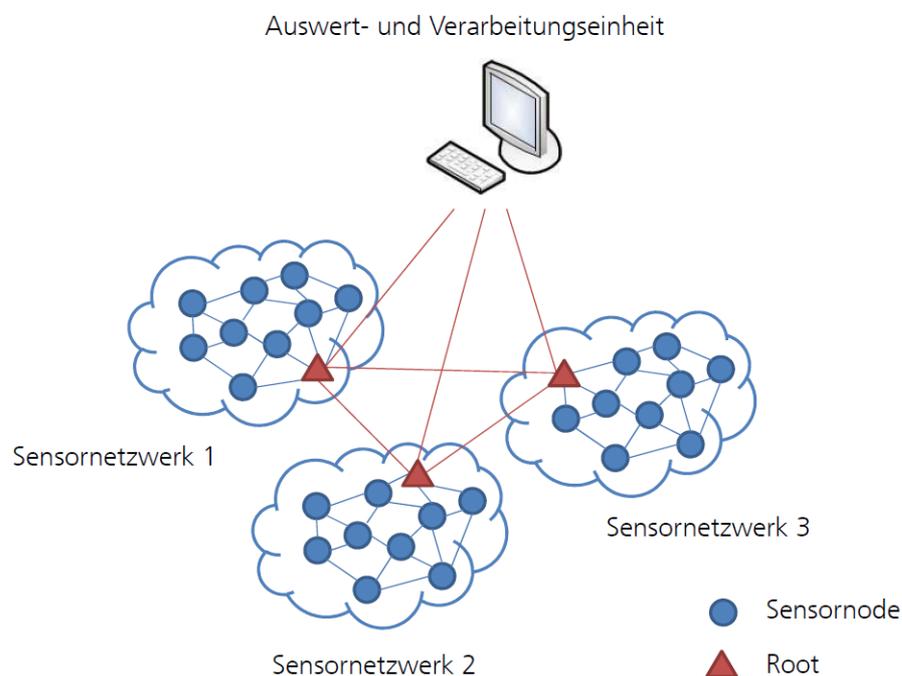


Abb. 1.1: Schematische Darstellung von drei unabhängigen Sensornetzwerken. Jedes Sensornetzwerk verfügt dabei über einen Root-Knoten, der die Kommunikation mit einer Auswert- und Verarbeitungseinheit herstellt, nach [Becher et al., 2012a].

Die einzelnen Sensorknoten bestehen in der Regel aus einem Mikrocontroller mit einer 8- oder 16-Bit-Datenbusbreite, einigen Kilobyte RAM (Random Access Memory) und mehreren Kilobyte ROM (Read Only Memory) zur Speicherung des Programms, sowie einem separaten externen Flash-Speicher. Bedingt durch die beschränkten Energieressourcen der Sensorknoten werden daher Mikrocontroller verwendet, die im aktiven Zustand nur wenige mW bei einer Taktfrequenz von 1 MHz benötigen [Singh et al., 2009]. Zudem verfügen diese über mehrere analoge und digitale Schnittstellen zur Anbindung unterschiedlicher Sensoren. Zur drahtlosen Kommunikation verwenden die Sensorknoten energiesparende Funktransceiver, die auf unterschiedlichen Funkstandards basieren.

Die Technologie der drahtlosen Kommunikation sowie die Vielzahl technisch unterschiedlicher Sensoren eröffneten neue, praktikable und innovative Ansätze im Bereich der Medizin [Malan et al., 2004]. Ursprünglich war die Erfassung von Vitalparametern außerhalb des klinischen Umfelds auf Grund hoher Kosten, Komplexität und Kabelverbindungen mittels RS232, Universal Serial Bus (USB) und Ethernet nicht möglich. Der Ansatz kabelgebundene Systeme durch drahtlose Systeme zu ersetzen ist ein aktuelles Forschungsfeld der sogenannten Wireless Body Area Networks (WBAN).

Ein WBAN ist ein drahtloses Netzwerk, das aus unterschiedlichen miteinander kommunizierenden Sensoren besteht und am oder um den Körper herum angebracht werden kann. Dabei werden technische und biologische Signale aus unterschiedlichen (Körper-)Regionen erfasst und kabellos an eine Auswerte- und Verarbeitungseinheit (Gateway) übermittelt [Becher et al., 2010]. Durch die Anbindung weiterer stationärer Sensoren können zusätzlich „intelligente“ Umgebungsparameter, wie Temperatur und Lichtstärke [Virone et al., 2006] erfasst und mit den Biosignalen korreliert werden, um hierdurch genauere Diagnosen treffen zu können [Hoffmann et al., 2010].

Herz- und Gefäßerkrankungen gehören mit einem prozentualen Anteil von etwa 30% weltweit zu den häufigsten Todesursachen. Jedes Jahr sterben etwa 17,5 Millionen Menschen an einem Herzinfarkt oder einem Schlaganfall [World Health Organization, 2012]. Um diese Erkrankungen frühzeitig behandeln zu können, ist ein kontinuierliches Monitoring außerhalb des klinischen Umfelds hilfreich. Gerade ältere Menschen erfahren in ihrem Leben verschiedene kognitive, physikalische und soziale Änderungen, die ihren Gesundheitszustand und dementsprechend auch die Lebensqualität negativ beeinflussen [Wood et al., 2008]. Krankheiten wie Alzheimer, Parkinson oder chronische Atemwegserkrankungen sind Herausforderungen die erfasst und behandelt werden müssen. Durch eine individuelle Zusammenstellung der Sensorknoten an das jeweilige Krankheitsbild des Patienten können daher wichtige Informationen in Echtzeit erfasst und ausgewertet werden [Chipara et al., 2009].

Der Vorteil der uneingeschränkten Mobilität des Trägers in Verbindung mit der Möglichkeit seinen täglichen Lebensgewohnheiten während einer kontinuierlichen Erfassung der

Vitalparameter nachzukommen, zeigt das enorme Potential, das drahtlos verteilte Sensoren im Bereich der Medizin zu bieten haben.

Die Entwicklung standardisierter verteilter Sensoren ist jedoch für medizinische Anwendungen trotz ständig neuer, energieoptimierter und miniaturisierter Funktransceiver eingeschränkt. Dies führt zu einer Vielzahl unterschiedlicher Insellösungen, die durch verschiedene Funkstandards, Protokolle und Schnittstellen geprägt sind. Neben fehlenden modularen Sensoren, die sich individuell an das jeweilige Krankheitsbild des Patienten anpassen lassen, stellt die Energieversorgung das Grundproblem jedes mobilen Systems dar. Daher erscheint die Untersuchung und Analyse verschiedener Kommunikationsstandards, die Sicherheit und Zuverlässigkeit, das Energiemanagement sowie die zeitsynchronen Speicherung der erfassten Signale unerlässlich und bildet den Kern dieser Arbeit.

2 Problemanalyse

Drahtlose verteilte Sensoren für medizinische Anwendungen stellen die Entwicklung und die Forschung vor verschiedene Herausforderungen:

Kabelgebundene Sensoren

Stand der Technik in Arztpraxen oder Krankenhäusern zur Erfassung von biomedizinischen Daten sind drahtgebundene Systeme. Diese Systeme bestehen aus Sensoren, die am Körper oder in dessen unmittelbarer Nähe befestigt sind. Die erfassten Daten werden dabei über mehrere Kabelverbindungen zu einer Verarbeitungs- und Auswerteeinheit übertragen. Jedoch führen solche Systeme dazu, dass der Träger nicht oder nur eingeschränkt seinen Lebensgewohnheiten nachkommen kann [Pentland, 2004] [Tufail et al., 2009].

Verteilte Sensoren

Das Technologiefeld der WBAN bietet auf Grund der drahtlosen Übertragung neue Ansätze im Bereich des medizinischen Monitorings [Öberg et al., 2002] [Van Dam et al., 2001]. Jedoch ist der derzeitige Entwicklungs- und Forschungsstand auf die prototypische Erfassung einzelner Signale wie EKG [Nopparat et al., 2008], Pulswelle [Gong et al., 2011], Blutdruck [Poon et al., 2006] oder Bewegung [Jovanov et al., 2005] etc. beschränkt. Die Vorteile einer flexiblen und individuellen, applikationsabhängigen Zusammenstellung verschiedener Sensoren, die sich direkt an den Patienten anpassen lassen, werden hierbei nicht genutzt. So stehen zwar auch Systeme zur Verfügung, die mehrere Signale gleichzeitig erfassen können, jedoch werden diese zunächst über Kabelverbindungen in einer Verarbeitungseinheit gesammelt und erst von dort aus drahtlos übermittelt [Somnomedics, 2012]. Eine flexible Einbindung weitere Sensoren ist nicht möglich.

Kommunikationsstandard

Für eine allgemeine drahtlose Kommunikation innerhalb eines Netzwerkes stehen unterschiedliche Übertragungsarten zur Verfügung. Eine optische oder akustische Übertragung der erfassten Biosignale eignet sich auf Grund der Störempfindlichkeit für den Einsatz innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerkes für medizinische Anwendungen nicht.

Zur drahtlosen Kommunikation werden unterschiedliche Funkstandards, wie Wireless Fidelity (Wi-Fi, IEEE 802.11, Bluetooth (IEEE 802.15.1), Ultra Wide Band (UWB, IEEE 802.15.3 und ZigBee (IEEE 802.15.4) eingesetzt [Lee et al., 2008]. Der Wi-Fi-Standard dient dabei als direkter Kabelersatz zur Computer-Computer-Kommunikation. Aus Sicht der Anwender wird Bluetooth häufig zur kabellosen Nutzung von Computermäusen und Tastaturen sowie für Freisprecheinrichtungen innerhalb von Fahrzeugen genutzt. UWB bietet im Gegensatz zu den anderen Funkstandards eine sehr hohe Bandbreite, die es erlaubt Multimedia-Anwendungen durchzuführen. Auf Grund des geringen Energieverbrauchs wird der Funkstandard IEEE 802.15.4 / ZigBee häufig zur kontinuierlichen Überwachung von Automatisierungs- und Prozessabläufen durch batteriebetriebene Sensoren eingesetzt.

Innerhalb der verteilten Sensoren haben sich zwei Übertragungsstandards herauskristallisiert. Dies sind zum einen der IEEE 802.15.1 (Bluetooth) und zum anderen der IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standard, auf dem die höhere Protokollebene (ZigBee) inklusive der Anwenderebene aufgesetzt wird. Die Bluetooth-Technologie kann jedoch auf Grund einer maximalen Geräteanzahl von 8 Geräten keine großflächige Kommunikation ermöglichen. Der IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standard bietet gerade bei der möglichen Anzahl der einzubindenden Sensoren, aber auch bei den energiesparenden Funktransceivern einen entscheidenden Vorteil. Jedoch ist die geringe Datenrate gerade beim Einsatz mehrerer Sensoren sowie die Tatsache, dass dieser Standard über keine Möglichkeit einer Zeitsynchronisation verfügt, derzeit noch ein Nachteil.

Energie

Der Energieverbrauch ist das Grundproblem jedes mobilen Systems und stellt die Entwickler vor große Herausforderungen. Trotz enormer Verbesserungen im Bereich der Halbleiterindustrie durch energiesparende Funktransceiver, Mikrocontroller und MEMS ist die Miniaturisierung der Sensorknoten durch die geringen Fortschritte auf dem Gebiet der Energiespeicher begrenzt. Durch eine jährliche Zuwachsrate der Energiedichte von gerade einmal 2% bis 3% werden die Realisierungen auf dem Gebiet der drahtlosen verteilten Sensoren stark eingeschränkt [Shearer, 2008].

Jeder physikalisch voneinander getrennte Sensorknoten verfügt durch seine Größe über beschränkte Energieressourcen und daraus resultierend über geringe Rechenleistungen und Speichermöglichkeiten. Wenn im Bereich des Umweltmonitorings mittels verteilter Sensoren nur wenige Messwerte pro Tag erfasst werden, können solche Systeme mit einer Knopfzellenbatterie über Jahre hinweg betrieben werden. Werden jedoch im Bereich der medizinischen Anwendungen Biosignale kontinuierlich mit einer hohen Auflösung erfasst und drahtlos übertragen führt dies zu einem hohen Energiebedarf. Da es sich bei den bisher entwickelten Sensorknoten um prototypische Insellösungen handelt, stehen daher weder standardisierte Lösungen im Bereich des Powermanagements zur Verfügung noch liegen Richtlinien zur Kalibrierung und Einstellung der sensornahen Elektronik vor [Fulford-Jones et al., 2004].

Da die Vorteile, die drahtlose verteilte Sensoren mit sich bringen, durch das Laden beziehungsweise durch den Tausch leerer Energiequellen beeinträchtigt werden, stehen verschiedene Ansätze zur Energiegewinnung aus der Umgebung (energy-harvesting) zur Verfügung [Paradiso, 2006]. Jedoch stellt die Größe der verteilten Sensorknoten die aktuell zur Verfügung stehenden energy-harvesting-Modelle vor enorme Herausforderungen. Demnach wäre eine energieautarke Spannungsversorgung in der Landwirtschaft problemlos möglich, da die Sensorknoten durch ihre Dimensionierung ausreichend Fläche für die energy-harvesting-Wandler bereitstellen könnten. Für ein am Körper getragenes System, bei dem der Tragekomfort und demnach die Größe der Sensorknoten entscheidend ist, stellt die für ein energy-harvesting erforderliche Fläche jedoch ein Ausschlusskriterium dar.

Sicherheit und Zuverlässigkeit

Die Sicherheit, der Datenschutz sowie die im direkten Zusammenhang stehende Umsetzbarkeit und Benutzbarkeit stellen die drahtlosen verteilten Sensoren vor große Herausforderungen [Leister et al., 2008] [Trappe et al., 2006].

Mit der Einbindung eines modifizierten Sensorknotens innerhalb eines bestehenden Sensornetzwerkes ist es einem Unberechtigten möglich, die Daten abzuhören, auf diese zuzugreifen, gezielt zu manipulieren oder diese komplett zu verwerfen. Diese manipulierten medizinischen Patientendaten können unweigerlich zu uneffektiven Behandlungsmaßnahmen auf Grund von Fehldiagnosen führen [Ming et al., 2010]. Obwohl die Vereinigten Staaten von Amerika den Health Insurance Portability and Accountability ACT von 1996 [HIPAA, 2012] erlassen haben, um personenbezogene Gesundheitsdaten vor unautorisiertem Zugriff oder Manipulation zu schützen [Venkatasubramanin et al., 2010], liegen die Forschungsaktivitäten im Bereich der Sicherheit von WBANs auf anderen Gebieten [Ramli et al., 2011]. Selbst aktuell bestehende Sicherheitsprotokolle sind weder ausgereift noch universell einsetzbar und eignen sich daher nur ansatzweise für die gesicherte Übertragung hochsensibler persönlicher Daten in einem WBAN.

Zur Sicherstellung der Verfügbarkeit werden häufig Datenspeicher eingesetzt. Durch eine beliebige und meist ungeordnete Speicherung der Patientendaten sind WBAN anfällig für Datenverluste. Zudem stehen bislang keinerlei standardisierte Methoden zur Verfügung, um die Sicherheit der gespeicherten Daten sowie die Zugangskontrolle sicherzustellen [Ming et al., 2010]. Ein unzureichender, nicht standardisierter Datenschutz führt daher unweigerlich zu unerlaubten Datenzugriffen [Ramli et al., 2011].

Die Verwendung des lizenzfreien 2,4 GHz-ISM-Frequenzbandes kann zu Verzögerungen bis hin zu Datenverlust führen [Ko et al., 2010]. Daher sind Geräte, die über dieses Frequenzband kommunizieren, durch Interferenzen von Bluetooth, Wi-Fi-Netzen und Handys betroffen. Gerade in Krankenhäusern machen sich diese Interferenzen durch eine höhere Paketfehlerrate im Gegensatz zum häuslichen Umfeld bemerkbar [Ko et al., 2009]. Auch bei wenig frequentierten Orten, wie der Privatbereich, treten Interferenzen durch das drahtlose Heimnetzwerk sowie durch die Nutzung von Mikrowellenöfen auf. Neben Metalltüren, Stahlbetonwänden sowie abgeschirmten Operationssälen stellt die entfernungsabhängige Dämpfung der Empfangsleistung die drahtlose Kommunikation vor weitere Herausforderungen [Polastre et al., 2005].

Zudem stehen keine realistischen Modelle oder Standards zur Verfügung, um die Leistung des Netzwerks samt der verteilten Sensoren in Bezug auf Verfügbarkeit, Verzögerungszeit (Latenz), mögliche Interferenzen oder Energieverbrauch zu ermitteln [Cao et al., 2009]. Diese Faktoren führen daher unweigerlich zu weiteren prototypischen Insellösungen verteilter Sensoren.

Zeitsynchronisation

Da die einzelnen Sensorknoten physikalisch voneinander getrennt sind und jeder Sensorknoten seinen eigenen, unabhängigen und fehlerbehafteten „Timer“ besitzt, ist eine chronologische Einordnung der erfassten Signale ohne geeignete Verfahren nicht möglich [Elson et al., 2003]. Die präzise chronologische Einordnung der Signale ist gerade für den Bereich der Medizin, beispielsweise zur Bestimmung der Pulswellenlaufzeit, ein entscheidendes Kriterium. Durch die Korrelation zwischen EKG und Pulswelle wird die Zeit ermittelt, die eine Druckwelle vom Herzen bis zu einer Extremität benötigt, um nähere Aussagen über Störungen der Regulationsmechanismen des vegetativen Nervensystems (VNS) geben zu können [Hoffmann et al., 2007].

Der IEEE 802.15.4 / ZigBee Standard verfügt über keine direkte Möglichkeit einer Zeitsynchronisation der einzelnen Sensorknoten. Selbst über die Guaranteed Time Slots (GTS wäre lediglich eine Abfrage mit einer Auflösung von maximal 15,36 ms möglich [Koubaa et al., 2006]. Diese zeitliche Auflösung ist jedoch für Signale mit einer Frequenz von 1000 Hz nicht ausreichend.

Die drei am häufigsten anzutreffenden Zeitsynchronisationsmodelle sind das Network Time Protocol (NTP), das Reference Broadcast Synchronisation Protokoll (RBS) sowie das Timing-sync Protocol for Sensor Networks (TPSN).

Das NTP gehört zu den bekanntesten und am häufigsten anzutreffenden Synchronisierungsprotokollen im Internet, mit einer Auflösung von bis zu einer Millisekunde [Mills, 1991]. Da dieses Protokoll in WLAN-Netzwerken eingesetzt wird und einen höheren Datendurchsatz, eine geringere Latenzzeit, eine ausgeglichene Nutzung der Bandbreite sowie eine konstante Energiequelle benötigt, eignet sich dieses Protokoll nicht für den Einsatz bei drahtlosen Sensornetzwerken.

Das RBS Protokoll gehört zu einem der ersten Synchronisationsprotokolle, das speziell für drahtlose Sensornetzwerke entwickelt wurde [Sundararaman et al., 2005]. Dabei speichert jeder Sensorknoten beim Empfang der Broadcastnachricht seine eigene lokale Zeit, tauscht diese mit seinem direkten Nachbarknoten aus und synchronisiert sich. Damit ist ein durchschnittlicher zeitlicher Fehler zwischen zwei Knoten von 29,13 μ s erreichbar [Elson et al., 2002]. Jedoch werden mindestens zwei Sensorknoten gefordert um eine Zeitsynchronisation durchzuführen.

Das TPSN baut auf NTP auf und ergab bei Untersuchungen eine im Schnitt doppelt so hohe Genauigkeit im Vergleich zu RBS. Der durchschnittliche Fehler liegt hier bei 16,9 μ s [Ganerival et al., 2003]. Ein Nachteil dieses Protokolls ist die hohe Netzlast bedingt durch die Zweiwege-Synchronisation und dem daraus resultierenden höheren Energiebedarf. Zudem wird die Timerdrift nur durch ein erneutes Senden einer Synchronisationsnachricht aktualisiert. Um

diesbezüglich eine hohe Genauigkeit zu erreichen, muss das zeitliche Intervall zwischen den Synchronisationsvorgängen relativ kurz sein.

Weitere Protokolle zur Zeitsynchronisation in Sensornetzwerken sind das Lightweight Tree-based Synchronization (LTBS) [Van Greunen et al., 2003], das Firefly Clock Synchronization (FCS) [Leidenfrost et al., 2009] oder das Time-Diffusion Synchronization (TDS) [Su et al., 2005] Protokoll. Diese sind jedoch auf Grund der medizinisch erforderlichen Auflösung von < 1 ms, bedingt durch eine Abtastfrequenz von 1000 Hz, nicht relevant.

Zusammenfassung

Die dargestellten Nachteile führten bisher zu einer Vielzahl unflexibler nicht standardisierter Insellösungen. Für die eingesetzten Kommunikationsstandards ist entweder die Anzahl der verteilten Sensoren stark limitiert (IEEE 802.15.1), oder der Funkstandard verfügt über keine Möglichkeit der chronologischen Speicherung (IEEE 802.15.4). Jedoch sind gerade für medizinische Anwendungen eine flexible Anzahl an Sensoren sowie eine zeitsynchrone Speicherung der Signale unerlässlich. Bis heute wurde kein modulares und flexibles System zur Erfassung von technischen und biologischen Signalen realisiert, das sich individuell an das jeweilige Krankheitsbild anpassen lässt. Neben unzureichenden Sicherheitsvorkehrungen und Koexistenzproblemen anderer auf dem gleichen Frequenzband funkenden Geräte stellt die Energieversorgung und somit die Laufzeit der verteilten Sensoren ein Grundproblem dar. So liegen zwar Ansätze zur Energiegewinnung aus der Umgebung vor, jedoch liefern die Wandler bezogen auf die Sensorgröße und den Datenverkehr nicht ausreichend Energie, um die Knoten energieautark betreiben zu können. Diese Probleme führen zu einer Behinderung zukünftiger und erforderlicher Standardisierungen im Bereich verteilter Sensoren für medizinische Anwendungen.

3 Zielstellung

Das Ziel der vorliegenden Dissertation bestand darin, verteilte, dynamische und zeitsynchrone Sensoren für medizinische Anwendungen innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerkes bezüglich sicherheitsrelevanter und energetischer Aspekte zu untersuchen und zu optimieren. Dabei sollen die nachfolgenden Themenschwerpunkte bearbeitet und die vorgegebenen Ziele angestrebt werden:

Verteilte drahtlose Sensoren

Zur Untersuchung und zur Optimierung verteilter Sensoren müssen neue Sensorknoten entwickelt und realisiert werden. Dabei müssen diese, um eine möglichst große Flexibilität in Bezug auf das jeweilige Krankheitsbild bieten zu können, neben biologischen Signalen wie Elektrokardiogramm, Elektromyogramm, Puls, Blutdruck, Atemanstrengung, Herztöne und Körpergewicht auch technische Signalen wie Ortskoordinaten, Beschleunigungen, Außentemperatur und -feuchtigkeit erfassen können. Die einzelnen Sensorknoten sollen über einen modularen Aufbau, eine hohe Qualität der Signalerfassung sowie über eine kontinuierliche Speicherung der Rohsignale verfügen. Zum Schutz der verteilten Sensoren vor Umwelteinflüssen sollen Gehäuse aus Kunststoff entwickelt und aufgebaut werden. Die Evaluierung der jeweiligen Sensorknoten soll parallel, soweit möglich, mit kommerziellen Referenzmesssystemen erfolgen.

Gateway

Zur Darstellung und Speicherung der durch die Sensorknoten erfassten Signale soll eine Darstellungseinheit (Gateway) entwickelt und aufgebaut werden. Dabei soll das Gateway zur einfachen Menüführung über ein Touchscreen-Display verfügen. Zudem soll die Programmierung der Menüstruktur für spätere Erweiterungen modular, in Form von verschiedenen Funktionsbibliotheken, realisiert werden.

Energie

Gerade bei medizinischen Anwendungen werden hohe Anforderungen an die Verfügbarkeit batteriebetriebener Sensoren gestellt. Daher liegt ein Hauptaugenmerk der Arbeit auf der Betrachtung und Minimierung des Energieverbrauchs der einzelnen drahtlosen verteilten Sensoren. Dabei sollen insbesondere der Mikrocontroller, der Funktransceiver und der Flash-Speicher in Bezug auf unterschiedliche Taktfrequenzen, Energiesparmodi, Schnittstellen und Sendeleistungen untersucht und optimiert werden.

Die Untersuchung des Energieverbrauchs des Gateways soll dabei nicht betrachtet werden, da dieser Sensorknoten lediglich zur Darstellung und Übertragung der erfassten Sensordaten dient und die Verfügbarkeit des Gesamtsystems nicht beeinträchtigt.

Aus der Untersuchung und Minimierung des Energieverbrauchs der verteilten Sensoren sollen unterschiedliche Energiewandler betrachtet werden, die ihre Energie aus der Umgebung

beziehen. Durch diese Betrachtungen soll eine Machbarkeit energieautarker verteilter Sensoren für medizinische Anwendungen erfolgen.

Sicherheit

Zum Schutz der hochsensiblen medizinischen Daten sollen diese durch einen kryptografischen Algorithmus verschlüsselt werden. Da die unterschiedlichen Verschlüsselungsalgorithmen zusätzlich Energie benötigen, sollen lediglich bei der Übertragung die Daten verschlüsselt werden. Hierzu muss ein möglichst energieoptimierter Verschlüsselungsalgorithmus implementiert und eventuell optimiert werden. Zudem soll die Datenverfügbarkeit durch eine zusätzliche Datenspeicherung gewährleistet werden.

Bei der Verwendung des freien 2,4 GHz-ISM-Frequenzbandes kann es zu Interferenzen mit Fremdgeräten kommen. Daher müssen Untersuchungen im Bereich der entfernungsabhängigen Sende- und Empfangsleistung durchgeführt werden, um Paketfehler und daraus resultierende Verzögerungen zu minimieren. Diese Untersuchungen sollen zudem Aufschluss über etwaige gesundheitliche Bedenken geben.

Zeitsynchronisation

Die Entwicklung und Untersuchung zeitsynchroner Sensorknoten stellt einen Kernbestandteil dieser Arbeit dar. Hierzu sind zunächst unterschiedliche Zeitsynchronisationsmodelle zu betrachten und im Hinblick auf eine Genauigkeit im Mikrosekundenbereich zu bewerten. Nach der Auswahl eines geeigneten Zeitsynchronisationsprotokolls soll dieses sowohl auf dem Gateway als auch auf zwei Sensorknoten implementiert und angepasst werden. Dabei soll das Gateway den beiden Sensorknoten eine gemeinsame Zeit in Form eines Zählerstandes vorgeben, auf den sie sich synchronisieren. Da das Gateway die gemeinsame Zeit in Form von Broadcast-Nachrichten versendet, müssen sich Untersuchungen im Bereich unterschiedlicher Broadcastintervalle anschließen.

4 Material und Methoden

4.1 IEEE 802.15.4 / ZigBee

4.1.1 Kommunikationsprotokoll

Das Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) definierte innerhalb des IEEE 802.15.4-Standards [IEEE, 2006] die beiden unteren Schichten Medium Access Control-Layer (MAC) und Physical-Layer (PHY) des Open Systems Interconnection (OSI)-Referenzmodells [Zimmermann, 1980]. Jede Schicht ist eine Ansammlung von unterschiedlichen Diensten, die in den nächsthöheren oder -tieferen Schichten zur Verfügung stehen. Diese einzelnen Dienste bilden zusammen das Protokoll und können sowohl in Hardware als auch Software realisiert werden. Ein im Jahre 2002 gegründetes Industriekonsortium, die ZigBee Alliance, spezifizierte die höheren ZigBee-Protokollebenen inklusive der Anwenderprofile (Abb. 4.1).

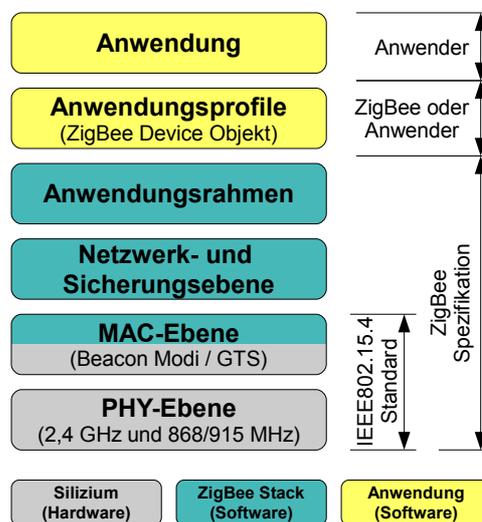


Abb. 4.1: IEEE 802.15.4 / ZigBee Protokollstapel, nach [Kupris et al., 2007].

Der Datenrahmen einer PHY-Ebene setzt sich aus fünf Blöcken zusammen (Abb. 4.2):

- Header (vier Präambel-Bytes) zur empfängerseitigen Synchronisation.
- Delimiter Byte signalisiert den Beginn eines neuen Pakets.
- Rahmenlänge (sieben Bit) gibt die Länge des Datenrahmens an.
- Reserviertes Bit für zukünftige Anwendungen.
- Nutzlast

Die Nutzlast auf der PHY-Ebene ist auf der MAC-Ebene weiter spezifiziert und besteht aus drei Teilen:

- MAC-Header verfügt über zwei Byte zur Rahmenkontrolle, ein Byte für die Datensequenznummer sowie zwischen 4 und 20 Byte zur Adressierung.
- Die Nutzlast (maximal 102 Bytes).
- Cycling Redundancy Check (zwei Byte) zur Fehlererkennung.

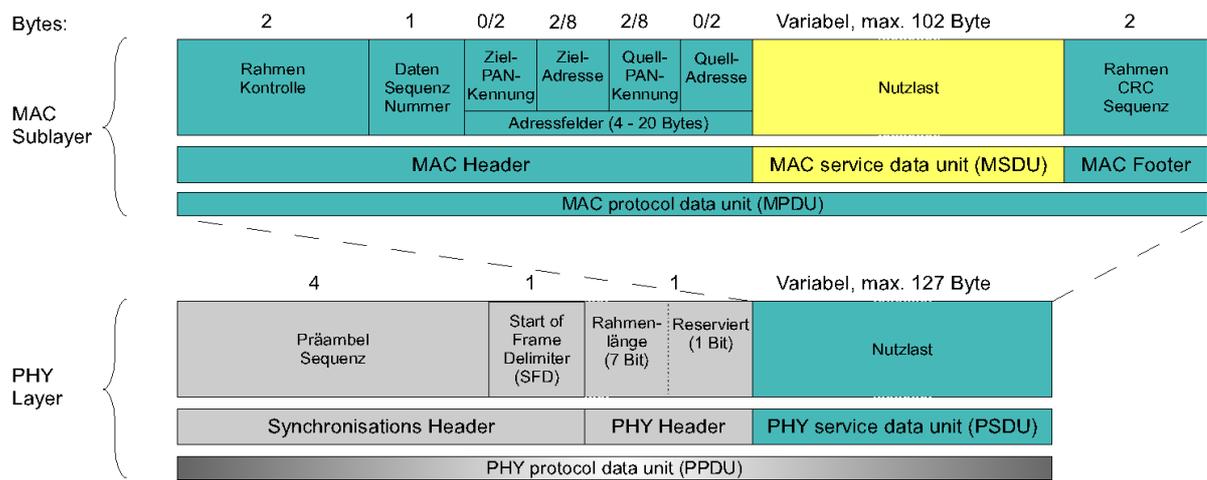


Abb. 4.2: IEEE 802.15.4 Rahmenformat, nach [IEEE, 2006].

4.1.2 Kanäle und Zugriffsmethoden

Innerhalb des IEEE 802.15.4 Standards stehen drei Frequenzbereiche (868 MHz, 915 MHz sowie 2,4 GHz) zur Verfügung. Das 868 MHz-Band ist nur in Europa verfügbar und bietet einen Kanal mit einer Datenrate von 20 kb/s zwischen den Eckfrequenzen von 868 MHz – 868,6 MHz. Das 915 MHz-Frequenzband ist nur in den USA verfügbar und stellt zehn Kanäle zwischen den Eckfrequenzen 902 MHz – 928 MHz mit einer Datenrate von 40 kb/s zur Verfügung. Im Frequenzbereich von 2400 MHz – 2483,5 MHz ist das weltweit lizenzfreie Industrial Scientific Medical (ISM)- Band angesiedelt [NTIA, 2011]. Es verfügt über eine Bandbreite von jeweils 2 MHz, einem Kanalabstand von 5 MHz sowie einer Datenrate von bis zu 250 kb/s je Kanal (Abb. 4.3). Das freie 2,4 GHz-Frequenzband birgt jedoch auf Grund der gleichzeitigen Nutzung durch andere Funkstandards das Risiko einer erhöhten Störanfälligkeit [Jennic, 2008].

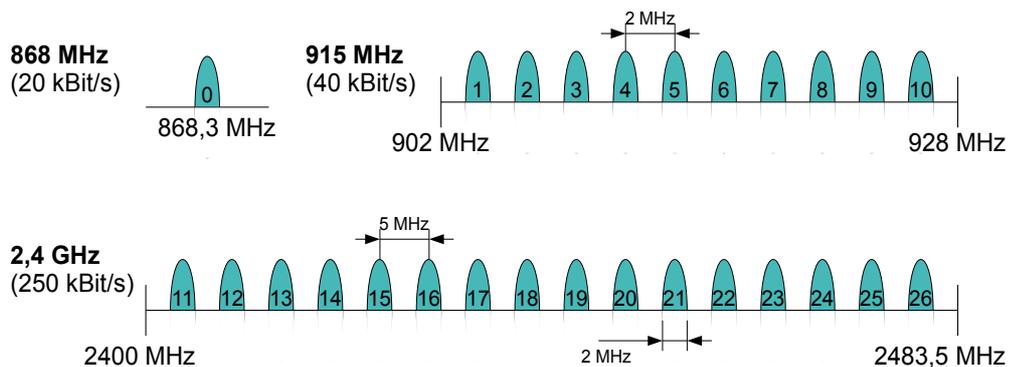


Abb. 4.3: Frequenzbänder, Datenraten und Kanäle innerhalb des IEEE 802.15.4 Standards, nach [Koubaa et al., 2007].

Auf dem MAC-Layer bietet der IEEE 802.15.4-Standard unterschiedliche Kanalzugriffsmethoden an [Koubaa et al., 2007]. Im Non-Beacon-Modus wird mittels des asynchronen Verfahrens Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance (CSMA/CA) der Zugriff der einzelnen Knoten auf das Übertragungsmedium geregelt. Dabei überprüft jeder Knoten vor dem Senden, ob der Kanal belegt ist und sendet seine Daten, sobald dieser frei ist.

Im Beacon-Enable-Modus teilt der PAN-Koordinator die Datenübertragungszeiträumen in sogenannte Superframes ein. Die Länge des Superframes wird durch zwei aufeinanderfolgende Beacons, die jeweils den Anfang eines Superframes angeben, begrenzt und liegt im Bereich von 15,36 ms – 251,66 s. Der PAN-Koordinator sendet nun periodisch Beacons (ohne CSMA/CA) damit sich die Knoten auf den Anfang des Superframes synchronisieren können. Ein Superframe wird in 16 gleich große Zeitschlitze eingeteilt (slotted). Der erste Slot wird durch das Beacon belegt, und die anderen teilen sich auf die Contention Access Period (CAP) und die Contention Free Period (CFP) auf. In der CAP erhält jeder Knoten zum Übermitteln der Daten einen Slot, muss jedoch zuvor mittels CSMA/CA prüfen ob dieser bereits belegt ist.

Bei der Verwendung von garantierten Zeitschlitzen – Guaranteed Time Slots (GTS) werden durch den PAN-Koordinator in der CFP die jeweiligen Zeitschlitze zusammengefasst und den jeweiligen Knoten zugeordnet, um somit einen kollisionsfreie Zugriff auf den Kanal zu ermöglichen.

4.1.3 Adressierung

Der IEEE 802.15.4-Standard stellt zur eindeutigen Identifikation der einzelnen Knoten im Netzwerk ein 8 Byte langes Adressierungsformat zur Verfügung. Dabei sind die ersten drei Bytes herstellerspezifisch und die fünf letzten gerätespezifische Bytes. Um den Overhead¹ bei der Übertragung der Daten gering zu halten, wird bei der Anmeldung in einem Netzwerk vom Koordinator eine zufällige zwei Byte lange Kurzadresse vergeben. Somit lassen sich theoretisch $2^{16} = 65.536$ Knoten adressieren. Dies ist jedoch auf Grund der Kanalauslastung praktisch nicht realisierbar. Des Weiteren lassen sich neben der Identifikation einzelner Knoten ganze Netzwerke über den Private Area Network – Identifier (PAN-ID) identifizieren.

4.1.4 Anwender-, Geräteklassen und Netzwerktopologien

Auf den höheren ZigBee-Protokollebenen werden drei Anwenderklassen, der ZigBee Coordinator (ZC), der ZigBee Router (ZR) und das ZigBee End Device (ZED) definiert. Grundsätzlich unterscheidet der IEEE 802.15.4-Standard auf der MAC-Ebene zwischen zwei physikalischen Geräteklassen, den Full Function Device (FFD) und dem Reduced Function Device (RFD).

Ein FFD dient dazu komplexe Vorgänge, wie beispielsweise das Verwalten eines Netzwerkes, zu organisieren. Diese Aufgaben werden häufig von dem ZC innerhalb einer Sterntopologie oder dem ZR innerhalb einer vermaschten Netzwerktopologie übernommen. Ein RFD hingegen kann lediglich innerhalb einer Sterntopologie als ZED mit einem ZR oder einem ZC kommunizieren.

Anhand dieser Anwender- und Geräteklassen lassen sich zwei grundlegende Netzwerktopologien, die Stern- und die Punkt-zu-Punkt-Topologie, definieren [IEEE, 2006]. In einem

¹ Zusatzinformationen die zur Datenübertragung benötigt werden und nicht zu den eigentlichen Nutzdaten zählen.

Stern-Netzwerk existiert lediglich ein aktiver ZC mit dem sich alle ZEDs verbinden und Daten austauschen. Nachteilig bei dieser Topologie ist die geringe räumliche Abdeckung, da die ZEDs in Funkreichweite des ZC liegen müssen. Durch Integration von ZR als Bindeglied zwischen den einzelnen Stern- beziehungsweise Punkt-zu-Punkt-Topologien lassen sich sogenannte Cluster-Bäume realisieren. Im Gegensatz zu einer Stern-Topologie zeichnet sich eine Punkt-zu-Punkt- oder vermaschte Topologie dadurch aus, dass alle Teilnehmer untereinander kommunizieren können. Diese Netzwerkeigenschaften sind auch unter dem Begriff der Multi-hop-Netzwerke bekannt, da Nachrichten über mehrere Knoten hinweg zu einem Empfänger übermittelt werden können.

4.2 Entwicklungsumgebung

Zur Realisierung von modularen und flexibel zusammenstellbaren verteilten Sensoren für medizinische Anwendungen wurden sowohl für die Hardware- als auch für die Softwareentwicklung verschiedene Entwicklungsumgebungen eingesetzt.

4.2.1 Hardwareentwicklung

Zur Entwicklung der Leiterplatten wurde das grafische Softwarepaket EAGLE, Version 5.11 Professional, verwendet. Dieses verfügt zur Erstellung der Stromlaufpläne über einen grafischen Schaltplan-Editor, der die elektrische Verschaltung der Bauteile visuell darstellt (Abb. 4.4).

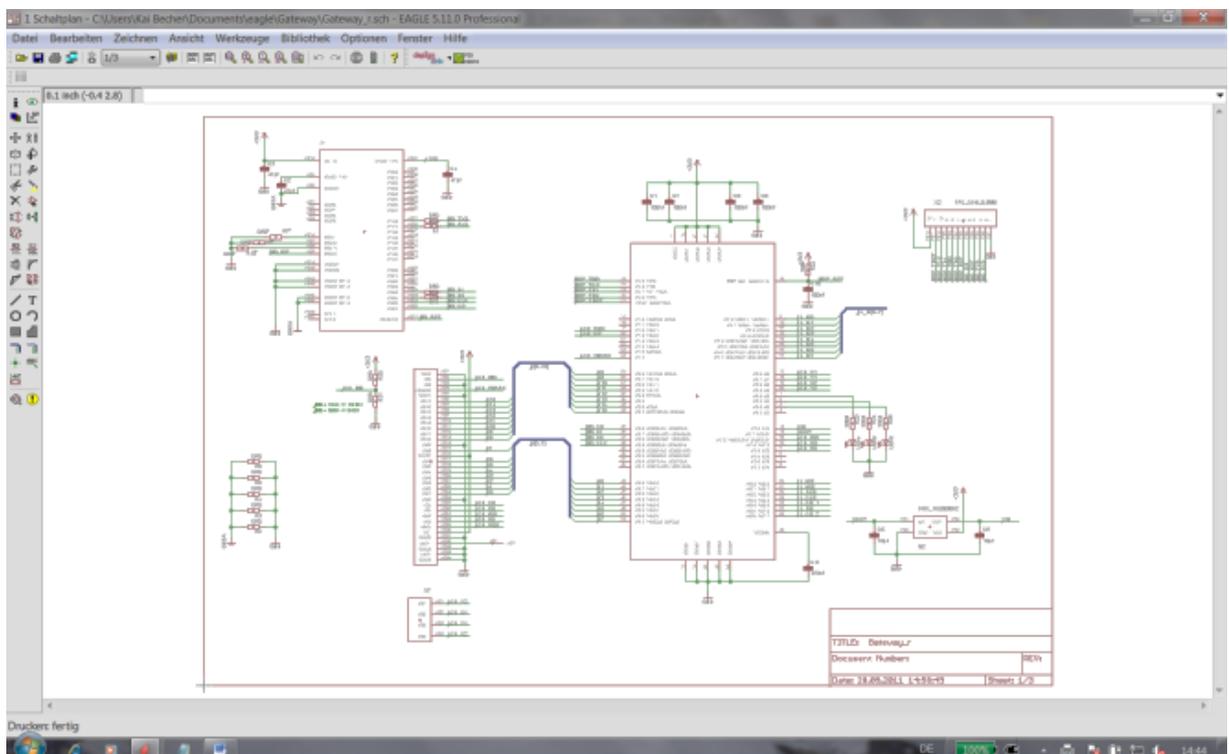


Abb. 4.4: Schaltplan-Editor des Softwarepakets EAGLE am Beispiel des Kommunikationsmoduls.

Neben der Erstellung der Stromlaufpläne verfügt das Programm über einen Layout-Editor zur Platzierung der Bauteile sowie zum Verlegen der Leiterbahnen auf der Leiterplatte (Abb. 4.5). Bei der EMV-gerechten Platzierung der Bauteile waren zudem die Design-Regeln des Leiterplattenherstellers zu berücksichtigen. Leiterbahnstärken von 0,15 mm sowie die Abstände zwischen den Leiterbahnen von 0,15 mm und der Bohrdurchmesser bei Vias von 0,3 mm durften dabei nicht unterschritten werden.

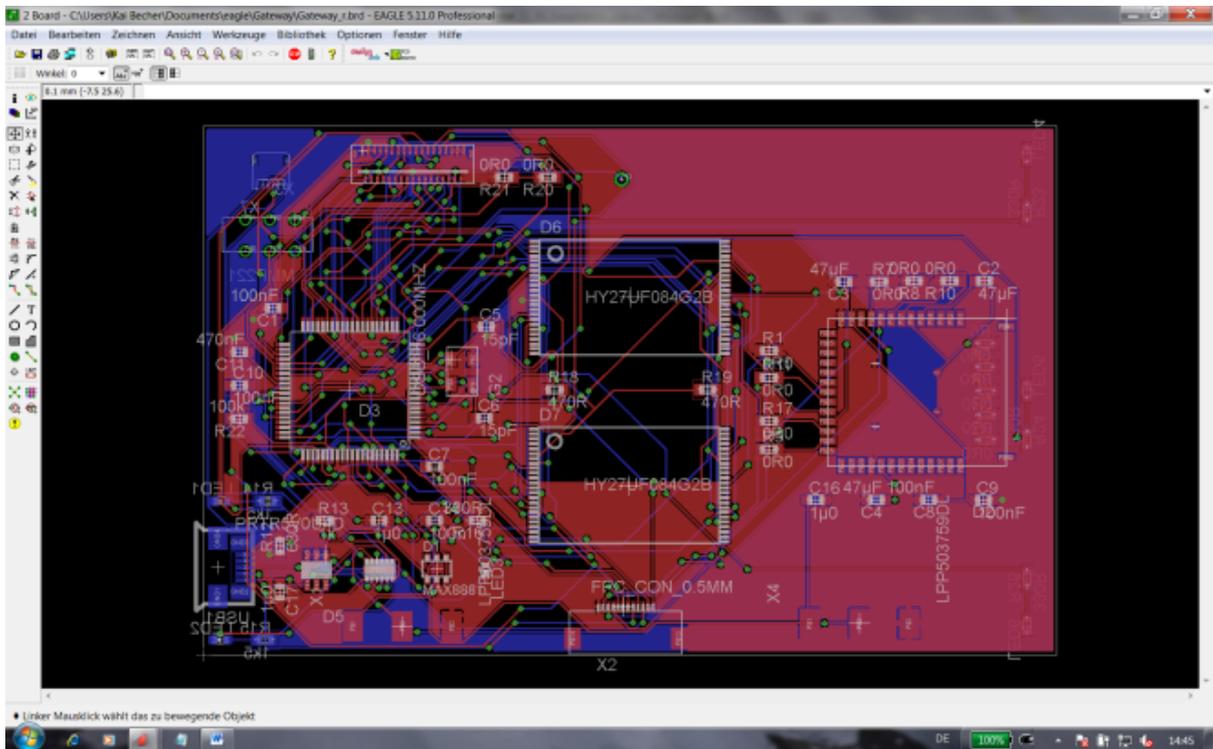
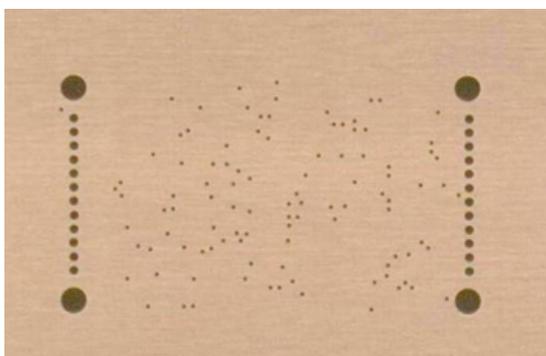
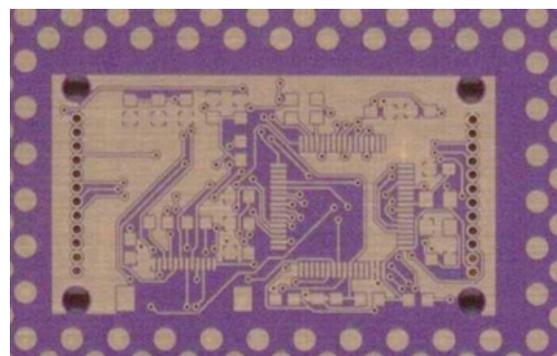


Abb. 4.5: Layout-Editor des Softwarepakets EAGLE am Beispiel des Kommunikationsmoduls.

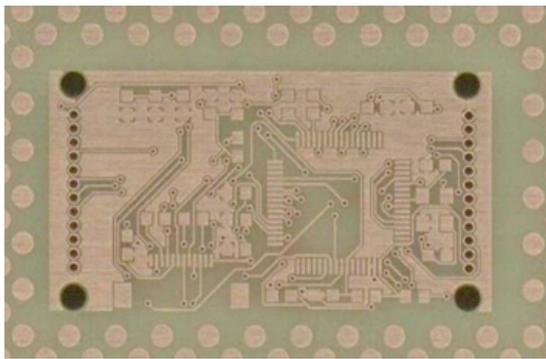
Zur Fertigung und Herstellung der Leiterplatten wurden die erstellten Layoutdaten an einen Leiterplattenhersteller (Firma PCB-Pool) übermittelt. Mittels verschiedener Fertigungsschritte wurde das erstellte Layout durch den Leiterplattenhersteller in eine fertige Leiterplatte umgesetzt (Abb. 4.6 a-d).



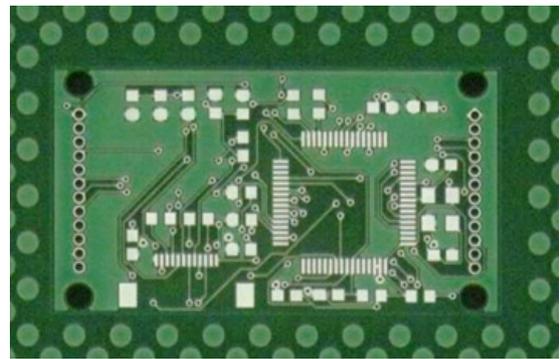
(a) Bohren



(b) Belichten



(c) Zinn-Strippen



(d) Endoberfläche

Abb. 4.6: Einzelne Fertigungsschritte eines Leiterplattenentwurfs (Kommunikationsmodul)
[Quelle Bilder: Leiterplattenhersteller Beta LAYOUT GmbH].

4.2.2 Softwareentwicklung

Die Programmierung der Sensorknoten setzte sich aus der Programmierung der Mikrocontroller und des Funktransceivers zusammen. Als Programmiersprache wurde ANSI-C verwendet.

Die Programmierung des Mikrocontrollers erfolgte über die Entwicklungsumgebung „Code Composer Version 5“ der Firma Texas Instruments (Abb. 4.7).

```

1 #include <msp430f5437.h>
2 #include "msp430.h"
3 #include "lcd.h"
4 #include "touch.h"
5 #include "flash.h"
6 #include "speicher.h"
7 #include "menu.h"
8
9 void main(void){
10 //int i=0;
11 //int j;
12
13 WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;
14
15 // MSP430 INIT
16 P1DIR = 0x7F;
17 P1OUT = 0x0C;
18 P2DIR = 0xFF;
19
20 // LOMER DATABUS 0x00
21 P4DIR = 0xFF;
22 P4OUT = 0x00;
23 P5DIR = 0xFF;
24 P6DIR = 0xFF;
25 P7DIR = 0xFF;
26 P7OUT = 0x1C;
27 P8DIR = 0xFF;
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```

```

CDT Build Console [gateway]
--printf_support=minimal -z -s gateway.map --stack_size=160
--heap_size=160 --use_hw_mpy-f5 -I"C:/ti/ccsv5/ccs_base/msp430/include"
-I"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/msp430/lib"
-I"C:/ti/ccsv5/tools/compiler/msp430/include" --reread_libs --warn_sections
--rom_model -o "gateway.out" "./touch.obj" "./speicher.obj" "./msp430.obj"
"./menu.obj" "./main.obj" "./lcd.obj" "./flash.obj" -l"libc.a"
<Linking>
'Finished building target: gateway.out'
**** Build Finished ****

```

Abb. 4.7: Code Composer Version 5 zur Programmierung der Mikrocontroller MSP430F2619 und MSP430F5437 der Firma Texas Instruments.

Das Programm verfügt über unterschiedliche Softwaretools (Code-Editor, Compiler und Linker), die es ermöglichen aus einem C-Quellcode ausführbaren Maschinencode für den Mikrocontroller zu generieren. Der hierdurch generierte Maschinencode wurde über das Debugger-Modul MSP-FET430UIF auf den Mikrocontroller geladen und ausgeführt.

Die Programmierung des integrierten 8051-kompatiblen Mikrocontrollers des Funktransceivermoduls erfolgte über die grafische Entwicklungsumgebung μ Vision 3 der Firma Keil. Diese Entwicklungsumgebung integrated development environment (IDE) verfügt ebenfalls über Softwaretools zum Erstellen von ausführbarem Maschinencode. (Abb. 4.8).

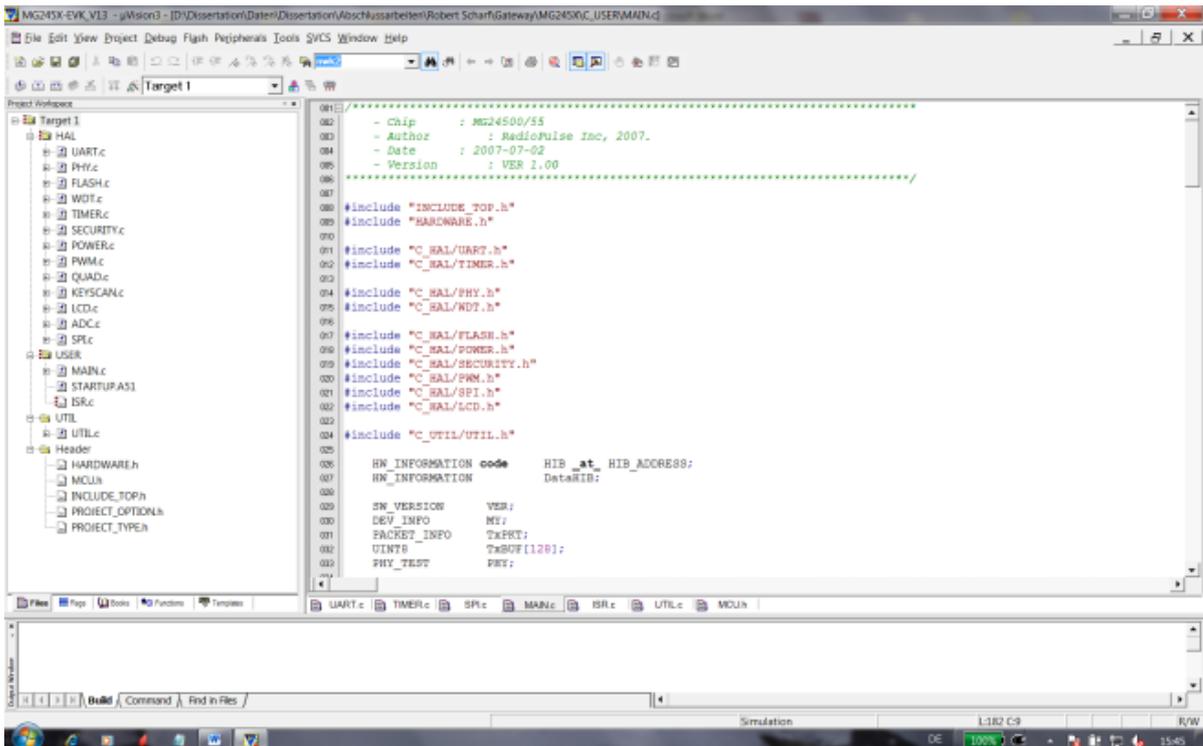


Abb. 4.8: μ Vision 3 der Firma Keil zur Programmierung des 8051-kompatiblen Mikrocontrollers des Funktransceivers.

Mit einem weiteren herstellerspezifischen Programm der Firma RadioPulse (Device Programmer, Version 3.50) wurde der generierte 8051-kompatible Programmcode mittels eines USB-Kabels auf das Funktransceivermodul übertragen.

4.3 Gehäusedesign

Zum Schutz der einzelnen Sensoren wurden Kunststoffgehäuse gefertigt. Hierzu wurde die Technologie des Fused Deposition Modeling (FDM) eingesetzt, die aus einem 3D-CAD-Konstruktionsdatensatz präzise Bauteile oder Baugruppen aus dem amorphen Thermoplast Acrylnitril-Butadien-Styrol (ABSplus) herstellt.

Die Erstellung des Konstruktionsdatensatzes erfolgte durch das 3D-CAD-Programm SolidWorks®, Standard Edition 2011 des französischen Software-Entwicklungsunternehmens Dassault Systèmes (Abb. 4.9).

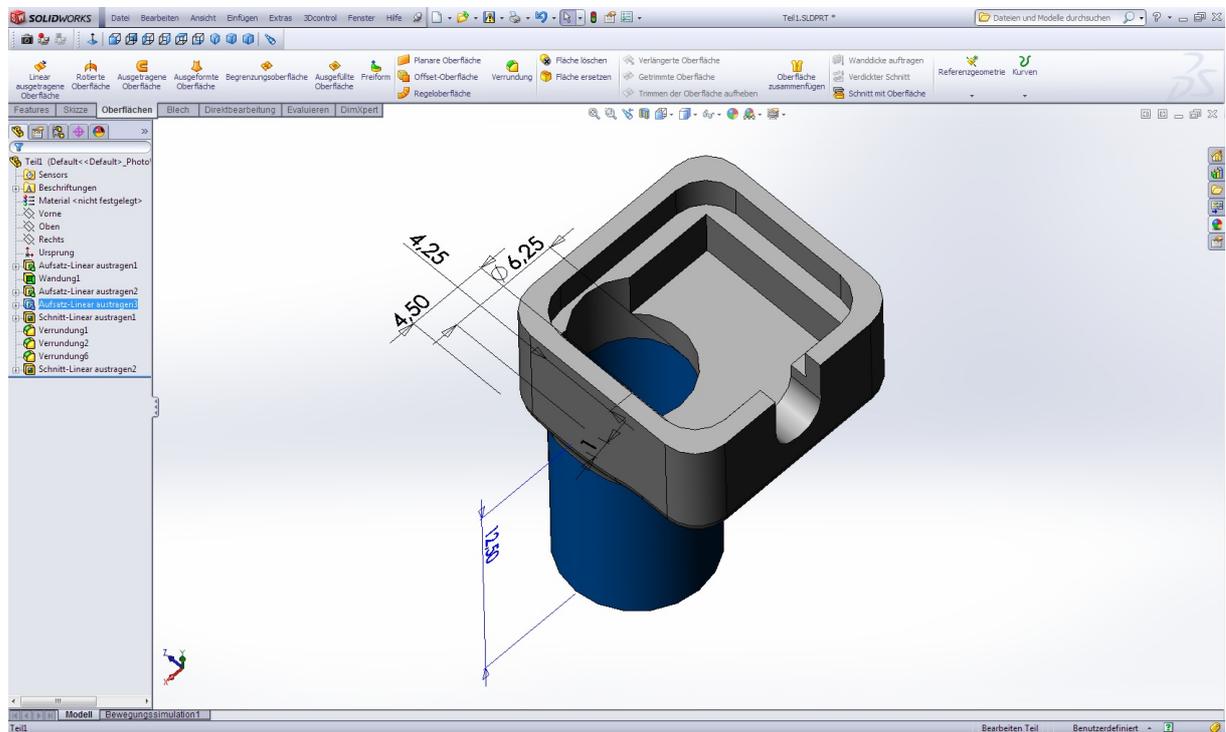


Abb. 4.9: SolidWorks® der Firma Dassault Systèmes zur Erstellung des 3D-Konstruktionsdatensatzes.

Nach Fertigstellung der 3D-CAD-Konstruktionsdatensätze erfolgte der Fertigungsprozess der Kunststoffgehäuse durch den 3D-Drucker Dimension Elite der Firma Stratasys Incorporated. Als Baumaterial wurde das Thermoplast ABSplus verwendet. Das ABSplus Baumaterial ist drahtförmig auf einer Spule aufgewickelt und wird von dem FDM-Maschinenkopf in x- und y-Richtung gezogen, geschmolzen und mittels einer Düse auf die Bauplatte aufgebracht. Durch Absenkung der Bauplatte in z-Richtung entsteht so ein dreidimensionales Modell (Abb. 4.10).

Um die 3D-Konstruktionsmodelle während des Bauprozesses zu stützen steht eine weitere Spule mit einem Stützmaterial zur Verfügung. Das Stützmaterial wird gleichzeitig mit dem Baumaterial auf die Bauplatte aufgebracht und stabilisiert das Bauteil. Nach der Fertigstellung des Bauprozesses muss die Stützstruktur von dem eigentlichen Bauteil entfernt werden. Hierzu wurde die Bauplatte mit den aufgebrachten Bauteilen sowie der Stützstruktur in ein 70 °C heißes, mit einer alkalischen Lösung (NaOH-Konzentrat) versetztes Laugenbad gelegt. Das Laugenbad diente dazu die Stützstruktur aufzulösen und das Bauteil und die Bauplatte freizulegen.

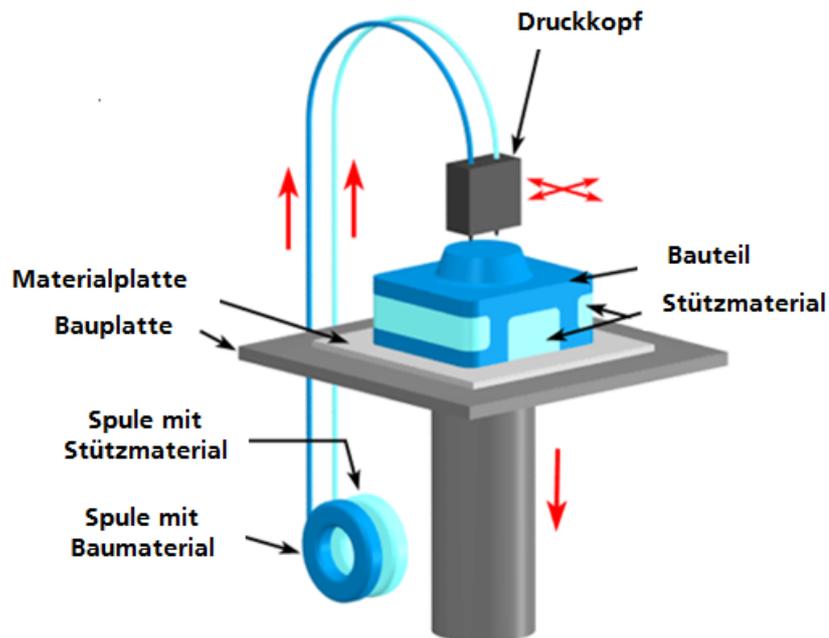


Abb. 4.10: Schematische Darstellung des Funktionsprinzips des FDM-Bauprozesses, nach [Custompart, 2012].

4.4 Methoden zur Untersuchung der Sendeleistung

Zur Untersuchung der Funkstrecke wurde der am Empfänger detektierte Received Signal Strength Indicator (RSSI) erfasst. Hierzu wurden entfernungsabhängige Einflüsse, unterschiedliche Sendeleistungen sowie die Änderung der Empfangsleistung auf Grund unterschiedlicher Materialien untersucht.

Um diese Abschwächungen in Bezug auf das Sensornetzwerk zu analysieren wurde ein Messplatz in einem abgeschirmten Kupferraum errichtet, in dem zwei Sensorknoten verwendet wurden (Abb. 4.11).

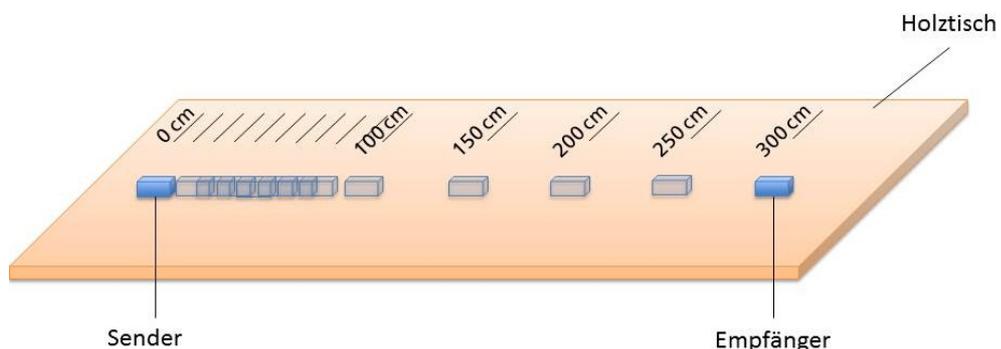


Abb. 4.11: Messaufbau zur Erfassung der Empfangsleistung bei unterschiedlichen Entfernungen und Sendeleistungen.

Hierzu wurden ein Sender und ein Empfänger, die sich in einem ABS-Kunststoffgehäuse befanden, im Abstand von 10 cm zueinander aufgestellt und die Empfangsleistung softwaretechnisch erfasst. Anschließend wurde der Abstand zwischen Sender und Empfänger bis auf 1 m

in 10 cm Schritten und bis auf 3 m in 50 cm Schritten verändert. Zudem wurde die Sendeleistung des Senders im Bereich von 0 dBm bis -40 dBm variiert. Je Messung wurden 1000 Pakete mit einem Sendeintervall von 10 ms pro Paket und einer Länge von 116 Byte übertragen. Der Empfänger wurde so eingestellt, dass dieser beim Empfang des Paketes eine Bestätigungsnachricht (Acknowledge-Paket) mit einer konstanten Sendeleistung von 0 dBm an den Sender zurückschickt, um zu verhindern, dass die Analyse durch nicht empfangene Acknowledge-Pakete beim Sender verfälscht werden.

Zur Untersuchung von dämpfungsbezogenen Einflüssen wurden unterschiedliche Materialien in Bezug auf die Sendeleistung betrachtet. Hierzu wurden zwei beliebige in einem ABS-Kunststoffgehäuse befindliche Sensorknoten in einem abgeschirmten Kupferraum auf einen Holztisch im Abstand von 20 cm platziert. Anschließend wurde der Sender mit verschiedenen Materialien (Hemd, Pullover, Jacke) bedeckt und die Empfangsleistung am Empfänger bei variierenden Entfernungen (20 cm, 50 cm und 100 cm) erfasst. Es wurden jeweils 1000 Pakete pro Messung mit einer konstanten Sendeleistung von 0 dBm versendet.

4.5 Methoden zur Analyse von Interferenzen

Da die Nutzung des freien 2,4 GHz-ISM-Bandes durch andere Funktechnologien stetig steigt, kann dies zu Koexistenzproblemen und daraus zu Paketfehlern bis hin zu Datenverlust führen. Daher ist eine Untersuchung des Frequenzbandes in Bezug auf mögliche Interferenzen anderer Geräte erforderlich.

Seit der Version 1.2 wurde die Kanalnutzung von Bluetooth auf mindestens 15 Kanäle von 80 verfügbaren Kanälen reduziert und durch das Verfahren des Adaptive Frequency Hoppings (AFH) eine Erkennung belegter Kanäle ermöglicht. Diesbezüglich werden Interferenzen mit dem IEEE 802.11b/g-Standard beziehungsweise mit einem Mikrowellenofen betrachtet. Der IEEE 802.11-Standard (Wi-Fi), verfügt über 14 Kanäle mit einer Bandbreite von jeweils 22 MHz und einem Abstand von 5 MHz. Die zulässige Sendeleistung beträgt in Europa bis zu 100 mW und liegt damit um bis zu +20 dBm über der maximalen Sendeleistung vom IEEE 802.15.4.

Zur Untersuchung von möglichen Interferenzen durch den IEEE 802.11-Standard wurde ein Messplatz eingerichtet, und die Paketfehler wurden erfasst. Der Messplatz wurde innerhalb eines von außen abgeschirmten Kupferraumes aufgebaut, in dem sich zwei Sensorknoten auf einem Tisch im Abstand von 200 cm befanden und kontinuierlich Datenpakete austauschten (Abb. 4.12). In der Mitte zwischen den Sensorknoten befand sich ein Laptop, der einen durchgehenden Datenstrom von einem 200 cm entfernten WLAN-Router (FritzBox 4240) auf dem fest eingestellten Kanal 7, empfing.

Über jeden der 16 Kanäle des IEEE 802.15.4-Standards wurden 5 mal 5000 Datenpakete mit einem Sendeintervall von 10 ms/Paket und einer Länge von 116 Byte zum Empfänger

übertragen und die Paketfehler softwaremäßig erfasst. Dabei wurde die Sendeleistung des Sensorknotens auf 0 dBm eingestellt.

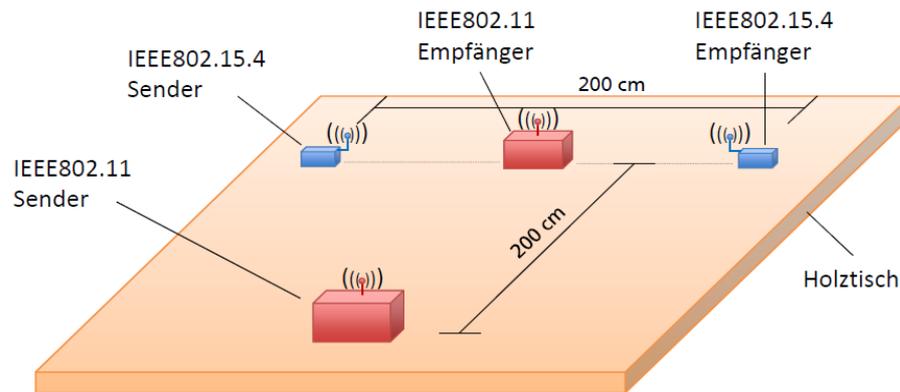


Abb. 4.12: Messaufbau zur Erfassung von Interferenzen bei der Datenübertragung zwischen den Sensorknoten, die durch den IEEE 802.11-Standard ausgelöst werden.

4.6 Energieverbrauchsanalyse

Die modulare Bauweise der einzelnen verteilten Sensoren (Sensor-, Kommunikations- und Energiemodul) erlaubt es, für jedes Modul den Energieverbrauch explizit zu bestimmen. Daher wurde ein Messplatz aufgebaut, der ein Labornetzteil zur Spannungsversorgung bereitstellte, sowie unterschiedliche Laborgeräte (Picoampere- und Amperemeter) zur Messung des jeweiligen Stromverbrauchs.

Bei der Analyse des Energie-Moduls wurde statt eines Labornetzteils der Akkumulator zur Energieversorgung verwendet, um den Gesamtstromverbrauch des Moduls sowie der integrierte Regelung im Akkumulator zu erfassen. Zur Erfassung der jeweiligen Energieverbrauchswerte der verschiedenen Sensormodule wurden diese über das Labornetzteil mit einer Spannung von 3,3 V versorgt und der jeweilige Stromverbrauch erfasst. Bei der Untersuchung der Energieverbrauchswerte des Kommunikations-Moduls mussten auf Grund der unterschiedlichen Funktionalität der Sensorknoten die einzelnen Komponenten wie Mikrocontroller (TI-MSP430F2619), Funktransceivermodul (RP-M100A) und NAND-Flashspeicher separat betrachtet werden.

Zur Analyse des Stromverbrauchs des eingesetzten Mikrocontrollers wurden unterschiedliche Taktquellen (externer Quarz sowie interner DCO) untersucht. Hierzu wurde der Funktransceiver in den höchsten Energiesparmodus (LMP3) versetzt und die Einstellungen der Register des „Basic Clock Module“ im Mikrocontroller vorgenommen. Hierbei wurde der ACLK auf eine Taktfrequenz von 2 MHz eingestellt, der durch den externen Quarz getaktet wurde. Der MCLK und der SMCLK wurden einerseits mit dem externen Quarz bei Taktfrequenzen von 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz und 16 MHz betrachtet und untersucht, sowie andererseits durch den internen digitalen Oszillator (DCO) bei den Frequenzen 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz und 16 MHz.

Der eingesetzte Mikrocontroller verfügt zur Energieeinsparung über unterschiedliche Energiesparmodi. Hierzu wurde die Taktfrequenz von 16 MHz für den Master Clock (MCLK) einerseits durch den externen Taktgeber und andererseits durch die interne DCO erzeugt. Die 1 MHz-Taktfrequenz für den MCLK wurde hierbei durch den DCO generiert. Zur Erzeugung der 2 MHz-Taktfrequenz für den Auxiliary Clock (ACLK) wurde der externe Quarz verwendet. Die Taktfrequenz von 1 MHz für den Sub-main Clock (SMCLK) wurde bei beiden Taktquellen durch den internen DCO generiert.

Zur Erfassung und Übertragung der Signale wurden unterschiedliche (Kommunikations-) Schnittstellen (A/D-Wandler, Inter-Integrated Circuit (I²C), Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) und Serial Peripheral Interface (SPI) benötigt. Um den Energieverbrauch dieser Schnittstellen zu bestimmen, wurden verschiedene Softwareprogramme entwickelt, implementiert und auf dem Mikrocontroller ausgeführt. Um gleiche Voraussetzungen bei der Schnittstellenanalyse zu schaffen, wurde der Mikrocontroller mit einem Systemtakt von MCLK = SMCLK = 1 MHz und ACLK = 2 MHz versorgt. Dabei wurden der MCLK und der SMCLK durch den internen DCO generiert und der ACLK durch den externen Quarz getaktet.

Zur Untersuchung der Analog-/Digital-Wandler-Schnittstelle führte ein Programm einen Timer-Interrupt (eingestellt auf die jeweilige Abtastfrequenz) aus, sprang in die ISR (Interrupt Service Routine) und führte die Analog-Digital-Wandlung durch. Nach der Wandlung wartete der Mikrocontroller im AM-Modus auf den nächsten Timer-Interrupt.

Bei der Untersuchung der seriellen RS-232-Schnittstelle (Universal Serial Communication Interface) wurden die benötigten Signalraten (4.800 Bd für das GPS-Modul, 9.600 Bd für das Gewichtsmodule und 19.200 Bd für das Blutdruckmodul) softwaretechnisch eingestellt und durch einen kontinuierlichen Datentransfer auf den Energieverbrauch hin analysiert.

Die Untersuchung des Stromverbrauchs beim Einsatz von unterschiedlichen Kommunikationsschnittstellen (I²C und SPI), wurde softwaretechnisch über Registereinstellungen im „Universal Serial Interface“ realisiert. Dabei galt zu beachten, dass die SPI-Schnittstelle auf jedem Kommunikationsmodul zum Datenaustausch zwischen dem Mikrocontroller und dem Funktransceiver aktiviert wurde. Daher wurde bei der Untersuchung des Stromverbrauchs bei Verwendung der SPI-Schnittstelle der Funktransceiver in den aktiven Modus versetzt und Daten kontinuierlich ausgetauscht.

Funktransceivermodul RP-M100

Zur Analyse des Energieverbrauchs des eingesetzten Funktransceivermoduls wurde der Mikrocontroller in dessen höchsten Energiesparmodus (LPM4) versetzt. Anschließend wurde für den im Funktransceivermodul integrierten 8051-kompatiblen Mikrocontroller ein Programm implementiert, das zunächst die Taktfrequenz einstellt und anschließend das Modul in die verschiedenen Betriebs- und Energiesparmodi versetzt. Hierbei wurde neben der Messung der

verschiedenen Betriebs- und Energiesparmodi der Energieverbrauch bei unterschiedlichen Systemtakt (8 MHz und 16 MHz) erfasst.

Eine weitere Messreihe befasste sich mit der Reduzierung der Sendeleistung und somit einer Reduzierung des Energieverbrauchs. Hierbei wurde wie zuvor der Mikrocontroller des Kommunikationsmoduls in den höchsten Energiesparmodus (LPM4) versetzt. Bei einer eingestellten Datenübertragungsrate von 250 kb/s sowie einem Systemtakt von 16 MHz beziehungsweise 8 MHz wurde der Stromverbrauch bei verschiedenen Sendeleistungen ermittelt.

NAND-Flash

Die Untersuchung des Stromverbrauchs für den eingesetzten NAND-Flash-Speicher unterteilte sich zum einen in den Grundverbrauch (Stand-By-Verbrauch) sowie zum anderen in den Verbrauch beim Schreiben und Lesen. Zunächst wurde der Grundverbrauch ermittelt. Hierzu wurde ein Kommunikationsmodul verwendet, auf dem kein NAND-Flash-Speicherbaustein bestückt wurde. Aus der Differenz der Stromaufnahme des Kommunikationsmoduls mit und ohne Speicherbaustein wurde der Stand-By-Verbrauch ermittelt.

Im nächsten Schritt wurde der Stromverbrauch bei Schreib- und Lesezugriffen bestimmt. Hierzu wurden der Systemtakt und der Hilfstakt eingestellt und der Mikrocontroller im „active mode“ (AM) betrieben. Nach der Initialisierung des NAND-Flash-Speichers wurde kontinuierlich ein festes Bitmuster in den Speicher geschrieben. Zur Ermittlung des Stromverbrauchs beim Lesezugriff wurde das zuvor in den Speicher geschriebene Bitmuster kontinuierlich wieder ausgelesen.

4.7 Zeitsynchronisation

4.7.1 Flooding Time Synchronization Protocol

Das Flooding Time Synchronization Protocol (FTSP) basiert auf dem RBS-Protokoll und gehört derzeit zu den genauesten Synchronisationsprotokollen [Maróti et al., 2004a]. Bei diesem Protokoll sendet der Root-Knoten periodisch die RootID, eine Sequenznummer und die Referenzzeit, zu der der Broadcast ausgesendet wurde, an alle in Reichweite befindlichen Knoten. Beim Empfang einer neuen Nachricht speichert der Empfänger die lokale Zeit, vergleicht die Sequenznummern und überprüft, ob die mitgesendete RootID größer ist als die im EndDevice enthaltene NodeID. Falls dies nicht zutrifft, wird ein neuer Root-Knoten bestimmt, indem automatisch der Knoten mit der höchsten NodeID ausgewählt wird. Verliefe die Überprüfung der empfangenen Nachricht erfolgreich, so wird mit Hilfe der empfangenen Referenzzeit der Offset zum eigenen Timer bestimmt und mit der zum Empfangszeitpunkt gespeicherten lokalen Zeit auf dem Knoten in einer Tabelle, der sogenannten Regressionstabelle, abgespeichert. Die Regressionstabelle besteht aus insgesamt drei Spalten. Die erste Spalte zeigt den Status an: Eine Eins bedeutet, dass die Zeile erfolgreich gefüllt wurde, eine Null bedeutet, dass die Zeile noch leer ist. In der zweiten Spalte wird die lokale Zeit abgespeichert, die beim Empfang des Pakets zwischengespeichert wurde. In der dritten Spalte wird der Offset, d.h. die Differenz zur empfan-

genen globalen Root-Knoten-Zeit und der beim Empfang abgespeicherten lokalen Zeit nach Gl. 4.1 eingetragen.

$$\text{Offset} = \text{globale Zeit} - \text{lokale Zeit} \quad \text{Gl. 4.1}$$

Die Zählerdifferenz der zweiten Spalte (lokale Zeit beim Empfang einer Nachricht) ergibt einen Wert von etwa 600.000 und entspricht der Broadcastintervall-Zeit ($600000 \cdot 50 \mu\text{s} = 30 \text{s}$). Nachdem ein neuer Eintrag der lokalen Zeit $C(t)$ in die Regressionstabelle aufgenommen wurde, beginnt die Bestimmung der neuen Koeffizienten zur Berechnung der globalen Zeit $G(t)$ nach Gl. 4.2.

$$G(t) = \alpha \cdot C(t) + \beta \quad \text{Gl. 4.2}$$

Der Faktor α entspricht dabei dem Drift und β dem Offset. Zunächst werden die Mittelwerte der Tabellenspalten gebildet, um über die lineare Regression nach Gl. 4.3 den Timerdrift dr zu bestimmen.

$$dr = \frac{\sum_{i=1}^z [(ITN_i - \overline{ITN}) \cdot (ofN_i - \overline{ofN})]}{\sum_{i=1}^z (ITN_i - \overline{ITN})^2} \quad \text{Gl. 4.3}$$

Dabei entspricht ITN_i der lokalen Zeit vom Knoten i , \overline{ITN} dem Mittelwert der lokalen Zeit, ofN_i dem Offset des Knotens i und \overline{ofN} dem Mittelwert der in der Tabelle stehenden Offsets.

Anschließend wird über die letzten acht empfangenen Zeitsynchronisationsnachrichten durch Mittelwertbildung ein mittlerer Offset und eine mittlere lokale Zeit gebildet und die momentane Timerdrift durch lineare Regression bestimmt. Durch die vom Protokoll festgelegte variablen Broadcastintervalle dauert eine Zeitsynchronisation in der Anfangsphase vier Minuten. Ohne den Einsatz dieser variablen Broadcastintervalle würde eine vollständige Zeitsynchronisation bei einem 300-Sekunden-Intervallzeit 35 Minuten ($7 \cdot 300$ Sekunden) dauern.

Ist ein Knoten synchronisiert, kann dieser selbst wiederum als Root weiter entfernte Knoten, die nicht in Funkreichweite des ersten Roots liegen, synchronisieren. Das gesamte Netzwerk wird somit mit Synchronisationsnachrichten geflutet (multi-hop), wodurch dieses Protokoll auch seinen Namen erhalten hat. Bei einem 60 Knoten großen Netzwerk wurde über vier Stunden ein durchschnittlicher Fehler von $1,48 \mu\text{s}$ erreicht [Cox et al., 2005] [Kusy et al., 2006] [Maróti et al., 2004].

Neben der Fähigkeit, auf Topologieänderungen dynamisch zu reagieren, sowie dem geringen Overhead und dem daraus resultierendem geringeren Energiebedarf beim Synchronisieren gehört das FTSP-Protokoll aktuell zu den leistungsstärksten und robustesten Protokollen zur Herstellung einer Zeitsynchronisation.

4.7.2 Methoden zur Verifikation

Zur Verifikation [Römer et al., 2005] des implementierten Zeitsynchronisationsalgorithmus wurde auf zwei Sensorknoten sowie auf dem Gateway das Protokoll zur Zeitsynchronisation implementiert (Abb. 4.13). Die Sensorknoten befanden sich bei dieser Untersuchung im aktiven Modus und verarbeiteten, speicherten oder versendeten keine Sensordaten. Anschließend sendete das Gateway in unterschiedlichen, einstellbaren Intervallen Synchronisationsnachrichten an alle Sensorknoten. Diese verarbeiteten die erfassten Nachrichten und führten eine kontinuierliche Korrektur des Timeroffsets beziehungsweise des -drifts durch.

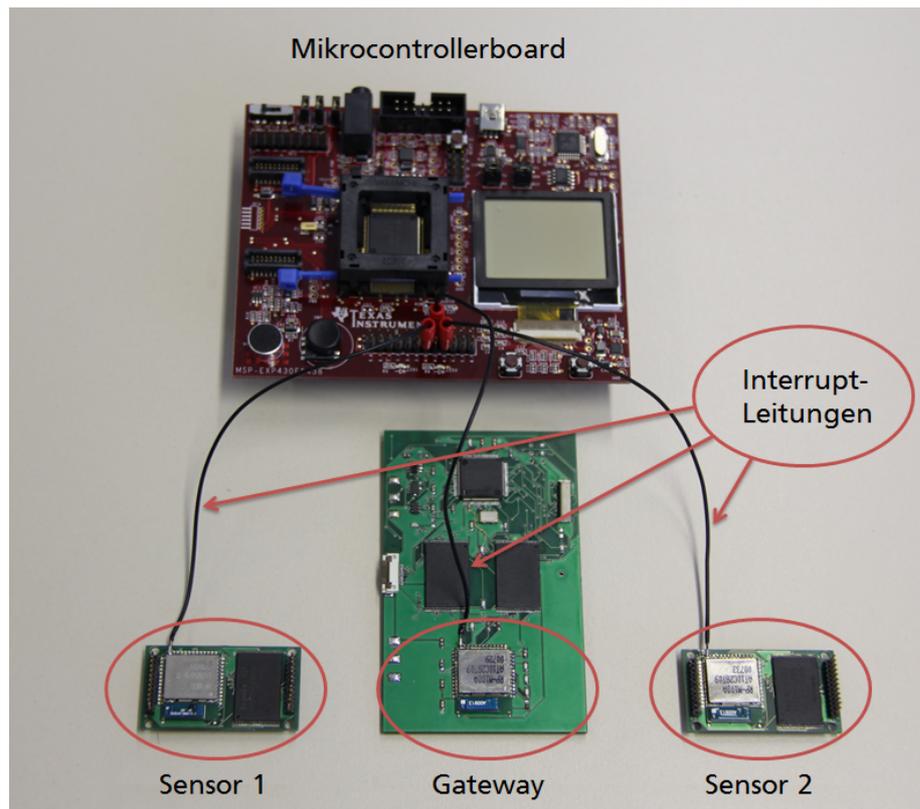


Abb. 4.13: Schematischer Messaufbau zur Berechnung und Untersuchung des implementierten Zeitsynchronisationsprotokolls.

Sowohl die beiden Sensorknoten als auch das Gateway wurden über drei gleich lange Leitungen mit einem Mikrocontrollerboard verbunden. Das Mikrocontrollerboard löste in frei einstellbaren Zeitabständen durch eine fallende Flanke auf den Leitungen in den Sensorknoten und dem Gateway einen Interrupt aus. Dabei speicherte das Gateway seinen globalen Zeitählerstand und die beiden Sensorknoten ihre berechnete globale Zeit. Durch die Berechnung der Differenz der lokalen Zeiten zwischen den beiden Sensorknoten sowie der globalen und lokalen Zeit zwischen dem Gateway und den Sensorknoten konnte die zeitliche Abweichung bestimmt und grafisch dargestellt werden, die im Idealfall Null war. Zudem diente der Messaufbau zur Untersuchung der unterschiedlichen Broadcast-Intervalle.

5 Ergebnisse

5.1 Sensorknoten

Verteilte Sensoren für Anwendungen in der Medizin müssen neben einer hohen Qualität der Signalerfassung ein hohes Maße an Flexibilität in Bezug auf die jeweilige Applikation aufweisen. Da je nach Krankheitsbild unterschiedliche Sensoren zur medizinischen Überwachung verwendet werden, muss das System individuell anpassbar sein. Daher wurden modular zusammenstellbare Sensorknoten entwickelt, die sowohl technische als auch biologische Signale erfassen können (Abb. 5.1).

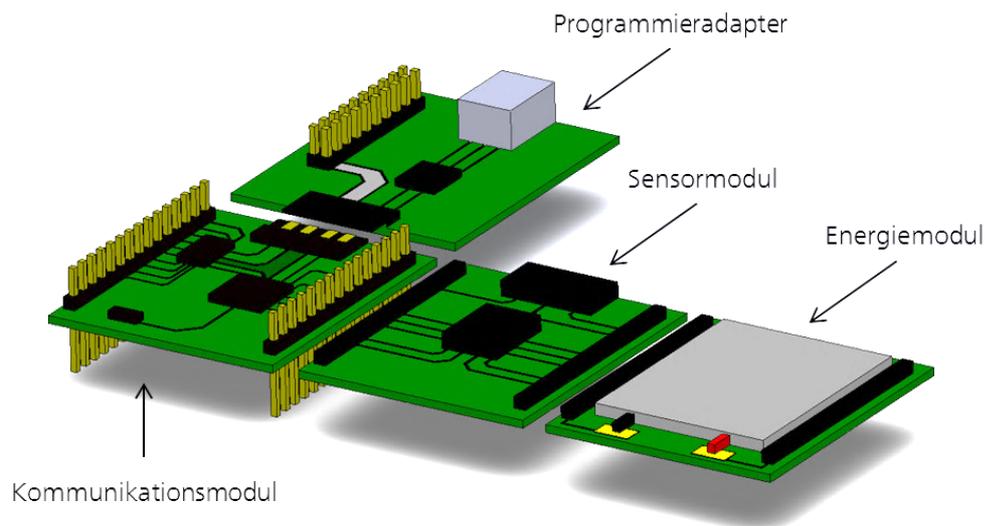


Abb. 5.1: Modular zusammenstellbarer Sensorknoten bestehend aus einem Kommunikationsmodul, einem Sensormodul und einem Energiemodul sowie einem Programmieradapter [Becher et al., 2012b].

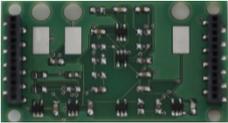
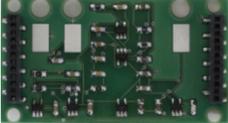
Ein vollständiger Sensorknoten besteht aus einem von der jeweiligen Applikation abhängigen *Sensormodul* zur Signalerfassung und Signalkonditionierung sowie einem *Kommunikationsmodul* zur Speicherung und drahtlosen Übertragung der erfassten Signale. Die Spannungsversorgung der Sensorknoten wird durch das *Energiemodul* bereitgestellt, das zudem über eine Ladeinheit für einen Lithium-Polymer-Akkumulator verfügt. Zur Programmierung und Debuggen des Mikrocontrollers und des Funktransceivers auf dem Kommunikationsmodul dient ein separater *Programmieradapter*, der über ein Flachbandkabel verbunden wird.

5.2 Sensormodule

Zur Erfassung von biologischen und technischen Signalen wurden unterschiedliche Sensorknoten realisiert und aufgebaut (Tab. 5.1). Die biologischen Signale werden hierbei in die bioelektrischen Größen wie das EKG und das EMG sowie in die nichtbioelektrischen Größen wie Blutdruck, Pulsweite, Atemanstrengung, Körpergewicht und Herztöne unterteilt. Zu den

technischen Signalen zählen Ortskoordinaten, Beschleunigungen sowie die Außentemperatur und -feuchtigkeit.

Tab. 5.1: Sensormodule [Becher et al., 2012a].

Nr.	Sensormodul	Parameter	Signal	Abtastfrequenz / Hz
1.		Elektrokardiogramm	analog	1000
2.		Elektromyogramm	analog	1000
3.		Blutdruck	digital	gerätespezifisch
4.		Pulswelle	analog	1000
5.		Atemanstrengung	analog	100
6.		Gewicht	digital	gerätespezifisch
7.		Ortskoordinaten	digital	gerätespezifisch
8.		Beschleunigung	analog	100
9.		Herztöne	analog	1000
10.		Außentemperatur / -feuchtigkeit	digital	gerätespezifisch

Die Sensormodule (1. – 8.) verfügen über eine Abmessung von 41,2 mm x 22,5 mm, sowie ein doppelseitiges Layout. Die beiden Buchsenleisten im äußeren Randbereich dienen zum einen als Datenbusschnittstelle zur Weiterverarbeitung der erfassten Signale, und zum anderen auch zur Spannungsversorgung der Module.

Das Modul zur Erfassung von Herztönen verfügt über eine Größe von 8,5 mm x 9,2 mm, und das Sensormodul zur Bestimmung der Außentemperatur und Luftfeuchtigkeit über eine Abmessung von 11,0 mm x 11,0 mm. Bedingt durch die individuelle Platzierung sind die beiden Module mittels einer Kabelverbindung mit dem eigentlichen Sensorknoten verbunden. Diesbezüglich besteht die Möglichkeit lediglich das kleine Sensormodul individuell zu platzieren, ohne dass sich der komplette Sensorknoten störend auf den Patienten auswirkt.

5.2.1 Biologische Signale

Zur Erfassung von biologischen Signalen wurden unterschiedliche Sensormodule realisiert und aufgebaut:

Module zur Erfassung des Elektrokardiogramms und des Elektromyogramms

Bei der Erfassung des EKGs und des EMGs werden über Elektroden Potentialdifferenzen erfasst. Diese bioelektrischen Potentialdifferenzen werden über Instrumentenverstärker mit einer hohen Gleichtaktunterdrückung (Common-Mode Rejection Ratio, kurz: CMRR) und einer hohen Eingangsimpedanz erfasst, und anschließend bei dem entwickelten EKG-Modul um den Faktor 700 und beim EMG um den Faktor 1000 verstärkt. Über die Implementierung einer Driven-Right-Leg (DRL)-Schaltung werden auftretende Störsignale invertiert, auf das Messobjekt zurückgekoppelt und so unterdrückt [Becher et al., 2010a]. Zur Filterung der 50 Hz-Störfrequenz aus dem Signal wird ein Fliege-Notch-Filter verwendet.

Für die Filterung des EKG-Signals im Frequenzbereich von 0,05 Hz – 100 Hz wurde ein aktiver Filter (Multiple Feedback-Tiefpass 4.Ordnung) entwickelt, der aus zwei in Reihe geschalteten „Multiple Feedback“ (MFB)-Tiefpass-Filtern 2.Ordnung besteht. Zur Filterung des EMG-Signals wurde ein Bandpass im Frequenzbereich von 10 Hz – 500 Hz entwickelt, der aus einem in Reihe geschalteten aktiven MFB-Hochpassfilter 2. Ordnung sowie einem aktiven MFB-Tiefpassfilter 2. Ordnung besteht. Dabei entspricht der ausgewählte Frequenzbereich für das EKG den Vorgaben der American Heart Association zur ST-Streckenanalyse [American Heart Association, 2012] und der Frequenzbereich des EMGs den aktuellen Verstärker-Bandpassempfehlungen [Hermens et al., 1999]

Nachfolgende Abb. 5.2 zeigt die Anbringung der beiden Module. Zur Erfassung der Muskelaktivität des M. biceps brachii wurden kommerziellen Oberflächenelektroden (Ag/AgCl-Elektroden) zwischen medialem Acromion und der Fossa der Elle platziert. Die Referenzelektrode, ebenfalls Ag/AgCl, befand sich bei der Messung am Handgelenk.

Zur 3-poligen Ableitung des EKGs wurden Ag/AgCl-Elektroden nach einer modifizierten Einthoven-Ableitung (rechte Schulter, linke Schulter und linke Hüfte) zur Frequenzüberwachung und zur groben Rhythmusdiagnostik angebracht. Dabei können die Elektroden nahezu auf jeder beliebigen Stelle angebracht werden, sollten jedoch das Herz einrahmen und über muskelarmen Arealen appliziert werden [Schneider et al., 2010].

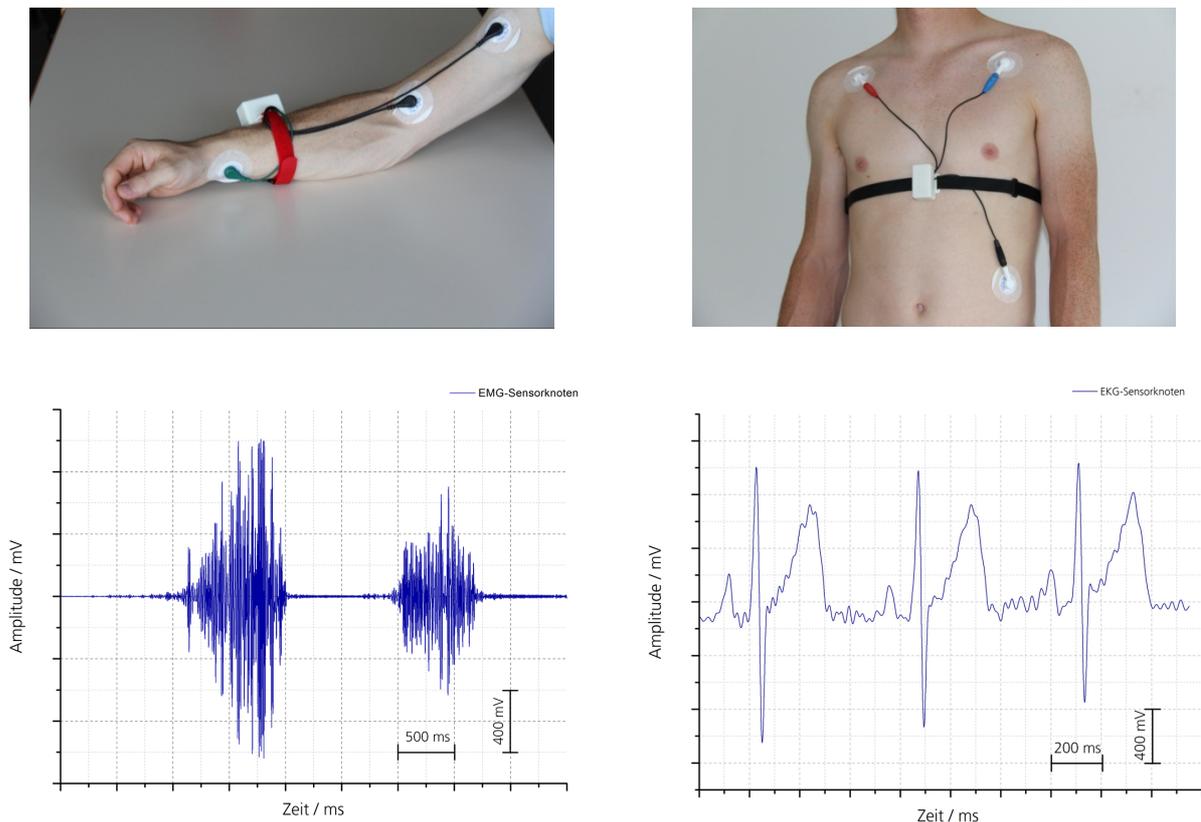


Abb. 5.2: Anbringung der verteilten Sensoren zur EMG-Ableitung am M. biceps brachii (oben links) und zur EKG-Ableitung (oben rechts) sowie die erfassten Signale des EMGs (unten links) und des EKGs (unten rechts).

Module zu Erfassung der Pulswelle und der Atemanstrengung

Zur Erfassung der Pulswelle und der Atemanstrengung wurden verteilte Sensoren entwickelt und aufgebaut, die auf das photooptische Verfahren zurückgreifen.

Die arterielle Pulswelle wurde photoelektrisch mit Hilfe einer Infrarot-Leuchtdiode und eines Phototransistors erfasst. Die Spannungsänderung, die am Phototransistor durch die Pulswelle entsteht, wird über einen rauscharmen und stromsparenden Rail-to-Rail-Operationsverstärker um den Faktor 800 verstärkt [Becher et al., 2010a].

Zur Erfassung der Atemanstrengung wurde ein Sensormodul entwickelt, das die Änderung der Lichtintensität auf Grund der Biegung eines Lichtwellenleiters erfasst [Becher et al., 2011]. Hierzu wurde ein Lichtwellenleiter mäanderförmig auf einen elastischen Gurt aufgebracht [Jonckheere et al., 2007]. Als Lichtquelle wurde eine Leuchtdiode mit einer Wellenlänge von 626 nm und einer Lichtstärke von 2300 mcd verwendet. Durch die atembedingte Längenänderung des elastischen Gurtes verändert sich der Biegeradius des Lichtwellenleiters und führt zu unterschiedlichen Reflexionen des eingespeisten Lichtes. Bei der Inspiration werden durch die Längenänderung des Gurtes die Biegeradien vergrößert und die Lichtintensität steigt. Umgekehrt verringert sich bei der Expiration die Lichtintensität. Diese Änderungen der Lichtintensität werden durch einen Phototransistor erfasst und als analoge Spannungen ausgegeben. Die

Spannung verhält sich dabei proportional zur Lichtintensität und diesbezüglich proportional zur Stellung des Thorax. Diese proportionale Änderung ist in der Abb. 5.3 zu erkennen. Dabei atmete der Proband die ersten 5 Sekunden tief ein und wieder aus. Anschließend erfolgte eine normale Atmung, bis etwa nach 15 Sekunden die Luft für circa 10 Sekunden angehalten wurde. Danach atmete der Proband wieder normal weiter.

In Abb. 5.3 ist die Anbringung der beiden Module dargestellt. Zur Erfassung der Pulsweite wird ein Gehäuse am Finger angebracht, in dem sich die Infrarot-Leuchtdiode und der Fototransistor befinden. Auf Grund der pulsierenden Blutvolumenänderung in der Arterie des Fingers ändert sich der erfasste Fotostrom am Fototransistor und führt parallel zu einer Spannungsänderung über den in Reihe geschalteten Widerstand. Die erfasste Spannung wird über ein Kabel an den am Unterarm befestigt Sensorknoten übertragen.

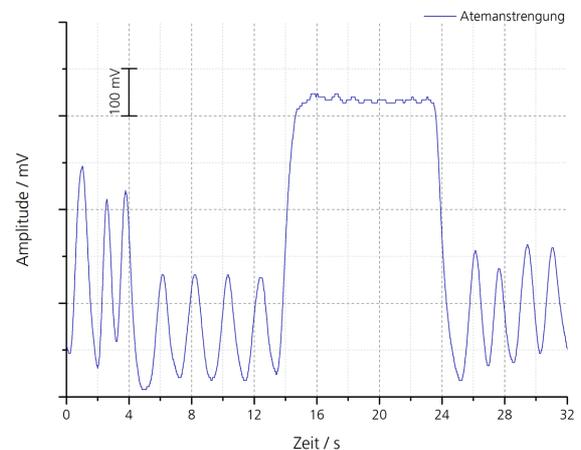
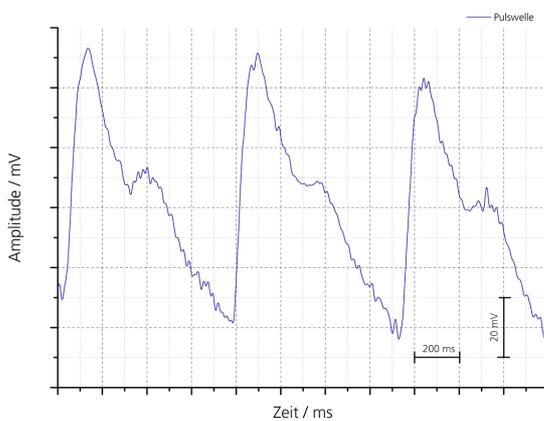
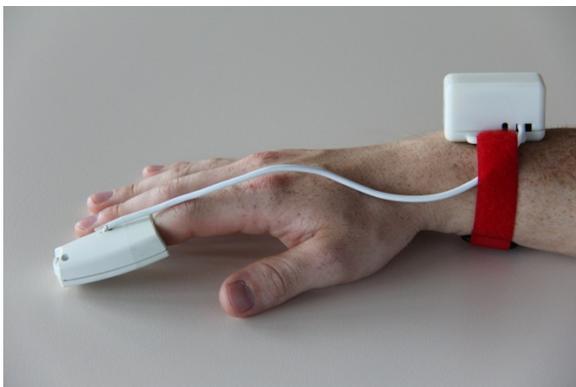


Abb. 5.3: Anbringung der verteilten Sensoren zur Erfassung der Pulsweite (oben links) und der Atemanstrengung (oben rechts). Darstellung der erfassten Pulsweite (unten links) und der Atemanstrengung (unten rechts).

Modul zur Erfassung des Blutdrucks

Zur Erfassung und Übertragung des Blutdrucks wurde ein kommerzielles System (NIBP/ChipOx) mit serieller Schnittstelle der Firma Envitec verwendet. Zur drahtlosen Übertragung der systolischen und diastolischen Blutdruckwerte wurde ein Sensorknoten entwickelt und aufgebaut, der über die serielle Schnittstelle die ermittelten Daten erfasst und speichert. Das

kommerzielle System wird mit einer Versorgungsspannung von 7,2 V mittels Akkumulatoren versorgt. Diese Spannungsversorgung dient gleichzeitig als Versorgungsspannung für den Sensorknoten, die durch einen Spannungsregler heruntergeregelt wird. Hierdurch entfällt eine separate Spannungsversorgung für das Sensormodul.

Die nachfolgende Abb. 5.4 zeigt die Anbringung des vollständigen Systems zur Erfassung des Blutdrucks. Dabei befindet sich am Oberarm des Probanden die Blutdruckmanschette, und am Unterarm sind das kommerzielle System und der Sensorknoten angebracht.



Abb. 5.4: Gesamtsystem zur Erfassung und drahtlosen Übertragung des systolischen und diastolischen Blutdruckwertes.

Modul zur Erfassung von Herztönen

Zur Erfassung von Herztönen, die durch das Öffnen und Schließen der Herzklappen entstehen, wurde ein Sensormodul mit einer Abmessung von 8,5 mm x 9,2 mm realisiert. Das Sensormodul verfügt über ein Kondensatormikrofon mit einer maximalen Verstärkung von 20 dB. Das Mikrofon generiert eine zum Schalldruck proportionale Spannungsänderung. Diese Änderung wird als Übertragungsfaktor B_E erfasst und stellt das Verhältnis zwischen der erzeugten elektrischen Wechselspannung U und dem Schalldruck p bei 1 kHz dar.

Nachfolgende Abb. 5.5 zeigt das am Erbschen Punkt erfasste Signal, das mittels eines auf einem Stethoskopkopf gekoppelten Mikrofon-Moduls ermittelt wurde. Parallel hierzu wurde mittels eines kommerziellen Referenzmesssystems (Powerlab 4/25T) das Elektrokardiogramm an den Extremitäten nach Einthoven I abgeleitet.

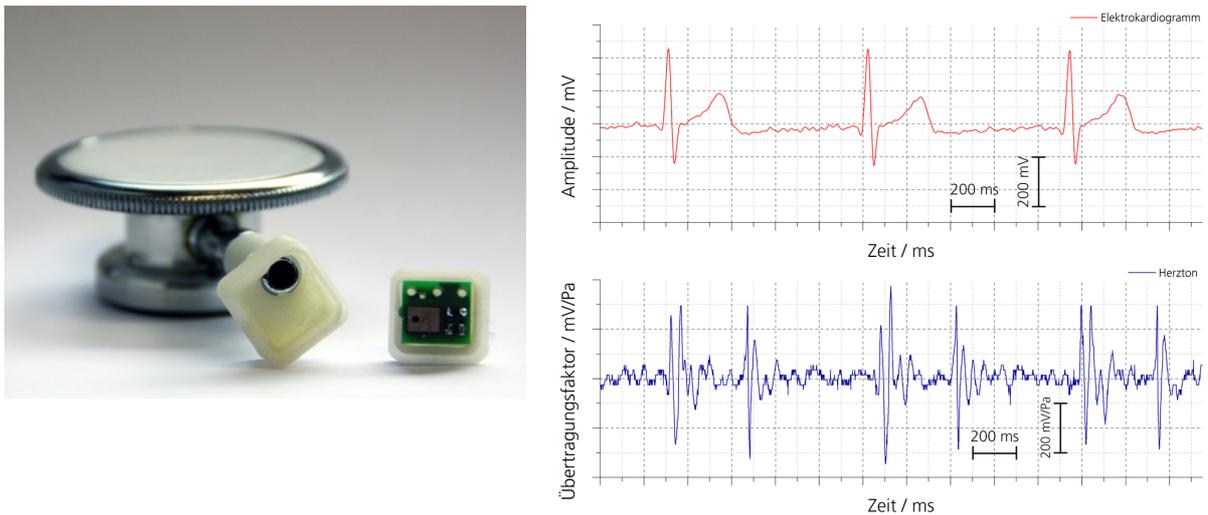


Abb. 5.5: Anbindung des Mikrofon-Moduls an einen Stethoskopkopf (links); Signal des Mikrofon-Moduls bei der Erfassung der Herztöne mittels eines Stethoskopkopfes sowie parallele Ableitung des EKGs (rechts).

Module zur Erfassung des Körpergewichts

Die Bereitstellung der Gewichtsdaten von der eingesetzten Personenwaage erfolgt seriell über den RS232-Standard. Dabei wird der Gewichtsdatensatz über einen Pegelwandler an die Spannung des Sensorknotens angepasst. Da die Personenwaage über eine eigene Spannungsversorgung verfügt, wird wie bereits bei dem kommerziellen Blutdruckmodul diese zur Versorgung des Sensorknotens verwendet. Die Kontaktierung des Sensorknotens mit der Personenwaage erfolgt dabei direkt über einen Amphenol-Rundstecker (Abb. 5.6) [Soehnle, 2000].



Abb. 5.6: Kontaktierung des Sensorknotens an einer Personenwaage der Firma Soehnle zur Erfassung und drahtlosen Übertragung des Körpergewichts.

5.2.2 Technische Signale

Module zur Erfassung der GPS-Koordinaten

Zur Bestimmung der Position wird ein GPS-Modul verwendet, das den Datensatz über den RS232-Standard zur Verfügung stellt. Als standardisierter NMEA-GPS-Datensatz wurde der GGA (Global Positioning System Fix Data), wie nachfolgend dargestellt, ausgewählt [Etek, 2006] [SiRF Technology, 2008].

```
$GPGGA,111025.000,4916.1498,N,00706.3141,E,1,08,1.1,255.8,M,47,8,M,0000*5E
```

Dieser Datensatz enthält neben der Position (Längen-, Breitengrad und Höhe) auch Datum und Zeit, die Anzahl der erfassten Satelliten sowie die Genauigkeit der horizontalen Messungen.

Die Anbringung des GPS-Sensorknotens am Gürtel ist in der nachfolgenden Abb. 5.7 dargestellt.



Abb. 5.7: Anbringung des GPS-Sensorknotens am Gürtel.

Modul zur Erfassung der statischen Beschleunigung

Zur Erfassung von statischen Beschleunigungen, die sich auf Grund der Erdgravitation ergeben, wurde ein Sensormodul entwickelt, das über einen 3D-Beschleunigungssensor (ADXL 330 der Firma Texas Instruments) verfügt. Der Sensor wird über die beidseitigen Buchsenleisten mit einer Spannung von 3,3 V versorgt und erfasst die statische Beschleunigung in x-, y- und z-Richtung. Hierdurch lässt sich durch die ermittelten Spannungsänderungen, die auf den Beschleunigungen des 3D-Beschleunigungssensors beruhen, auf die Lage des Sensors und demnach auf die Lage einer Person schließen. In der nachfolgenden Abb. 5.8 ist die Anbringung des Sensorknotens am Oberkörper einer Person gezeigt, die sich auf der Seite liegend auf dem Boden befindet.

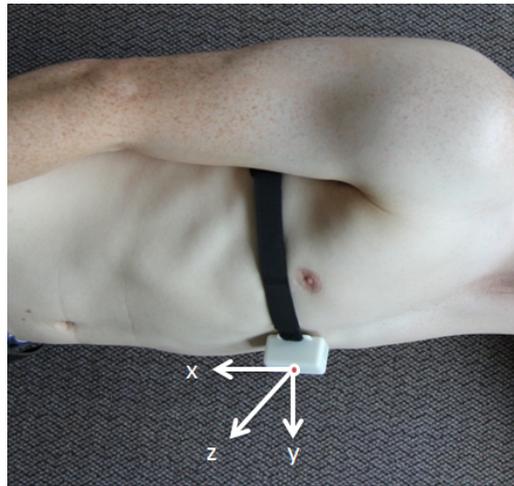


Abb. 5.8: Anbringung des Sensorknotens am Oberkörper einer seitlich auf dem Boden liegenden Person zur Erfassung der Körperlage.

Zur Evaluierung des Sensorknotens wurde dieser nach etwa 5 Sekunden in 90° -Schritten um die x-Achse gedreht (Abb. 5.9). Die obere Kurve entspricht dabei der Ausgangsspannung der x-Achse, die mittlere der y-Achse und die unteren der Ausgangsspannung der z-Achse.

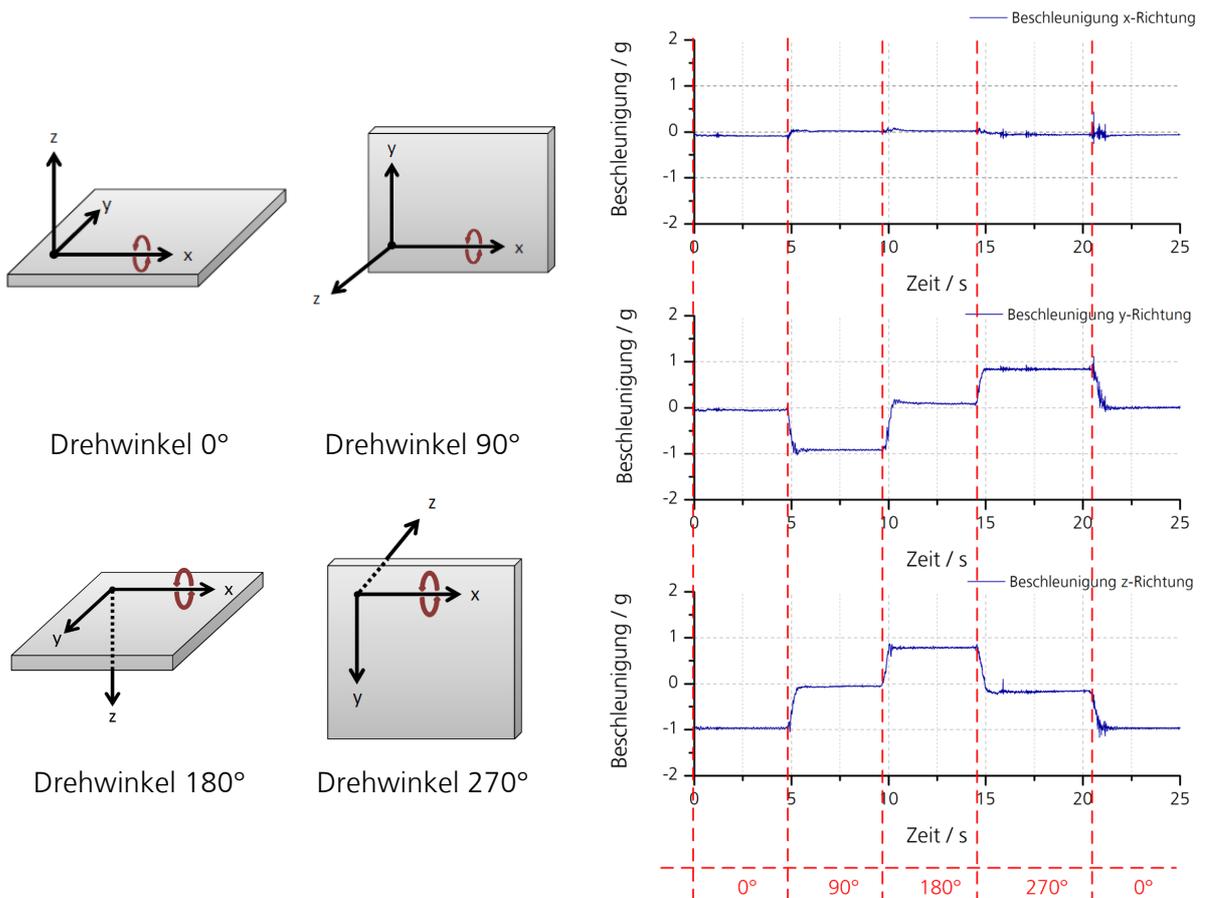


Abb. 5.9: Drehung des Beschleunigungssensors in 90° Schritten um die x-Achse.

Da der Sensorknoten um die x-Achse gedreht wird, liegt für die x-Richtung eine konstante statische Beschleunigung von 0 g vor. Bei der schrittweisen Drehung des Sensorknotens ändern sich die statischen Beschleunigungen um ± 1 g in die jeweilige y- beziehungsweise z-Richtung.

Modul zur Erfassung der Außentemperatur und -feuchtigkeit

Zur Erfassung der Lufttemperatur und der relativen Feuchtigkeit wurde ein 11 mm x 11 mm großes Sensormodul realisiert, das Temperaturen im Bereich von -40 °C bis $+125$ °C und relative Feuchtigkeiten im Bereich von 0 % bis 100 % erfassen kann. Das Modul, das über den IC SHT21 der Firma Sensirion verfügt, benötigt eine Betriebsspannung von 3,3 V und stellt die beiden erfassten Sensordaten mittels des I²C-Protokolls an den THT-Kontakten zur Verfügung [Sensirion, 2011]. Die nachfolgende Abb. 5.10 zeigt einen über einen Zeitraum von 48 Stunden erfassten Temperatur- und relativen Luftfeuchtigkeitsverlauf.

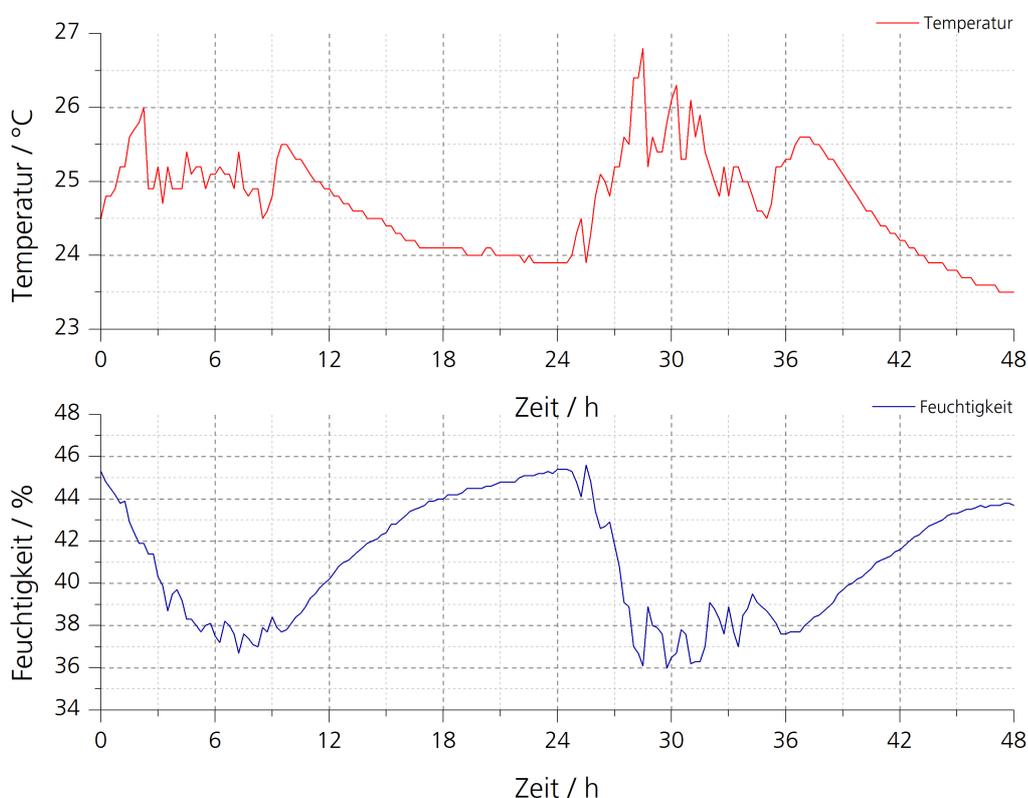


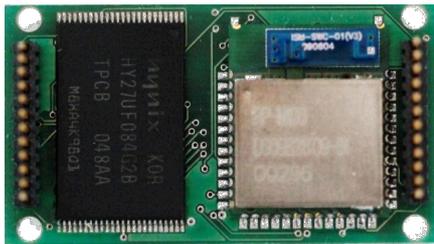
Abb. 5.10: Messung der Temperatur und Feuchtigkeit über einen Zeitraum von 48 Stunden (29.08. – 31.08.2011, 66386 Sankt Ingbert, Deutschland).

Aus obiger Abb. 5.10 ist der entgegengesetzte Verlauf von Lufttemperatur und relativer Feuchtigkeit gut zu erkennen. Da mit steigender Lufttemperatur auch die Aufnahmefähigkeit von Wasserdampf steigt, sinkt hierbei die relative Luftfeuchtigkeit. Die relative Luftfeuchtigkeit stellt dabei das prozentuale Verhältnis zwischen dem aktuellen Wasserdampfgehalt der Luft und der maximal aufnehmbaren Wasserdampfmenge dar.

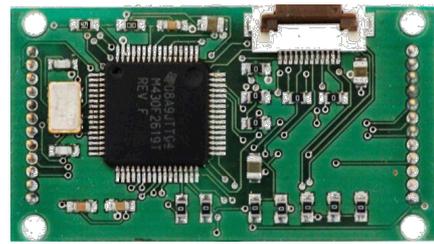
5.3 Kommunikations-Modul

5.3.1 Hardware

Zur Verarbeitung, Speicherung und drahtlosen Übertragung der über die Sensor-Module erfassten biologischen und technischen Signale wurde ein Kommunikations-Modul entwickelt. Das Modul verfügt über ein doppelseitiges Layout und eine Abmessung von 41,2 mm x 22,5 mm (Abb. 5.11). Über die am Rand befindlichen Stiftleisten, die als Busschnittstelle zum Datenaustausch sowie zur 3,3 V-Spannungsversorgung dienen, werden die jeweiligen Sensor-Module mit dem Kommunikations-Modul gekoppelt.



(a) Oberseite



(b) Unterseite

Abb. 5.11: Ober- und Unterseite der bestückten Leiterplatte des Kommunikationsmoduls [Becher et al., 2012a].

Zur Weiterverarbeitung der erfassten Signale ist das Kommunikationsmodul mit einem 16-Bit-RISC-Mikrocontroller MSP430F2619 der Firma Texas Instruments ausgestattet. Neben digitalen Ein- und Ausgängen verfügt der Mikrocontroller über verschiedene Kommunikationsschnittstellen wie UART, SPI, I²C sowie einen 12-Bit-Analog-Digitalwandler-Port. Nachfolgende Tab. 5.2 gibt einen Überblick über die zur Verfügung zu stellenden Kommunikationsschnittstellen. Dabei sind die Anzahl der Kanäle und die Abtastfrequenzen für den 12-Bit-SAR-Analog-/Digital-Wandler aufgeführt.

Tab. 5.2: Übersicht erforderlicher Mikrocontroller-Schnittstellen.

Sensor-Modul	Signal	Schnittstelle	Kanäle	Abtastfrequenz / Hz
EKG-Modul	analog	A/D-Wandler	1	1000
EMG-Modul	analog	A/D-Wandler	1	1000
Blutdruck-Modul	digital	UART-Schnittstelle	1	/
Puls-Modul	analog	A/D-Wandler	1	1000
Atemanstrengungs-Modul	analog	A/D-Wandler	1	100
Waage-Modul	digital	UART-Schnittstelle	1	/
Geräusch-Modul	analog	A/D-Wandler	1	100
Temperatur- / Feuchtigkeits-Modul	digital	I ² C-Schnittstelle	1	/
GPS-Modul	digital	UART-Schnittstelle	1	/
Beschleunigungs-Modul	analog	A/D-Wandler	3	100

Um einen flexiblen und universellen Einsatz des Kommunikations-Moduls zu ermöglichen wurden digitale Ein- und Ausgänge, Kommunikationsschnittstellen sowie Analog/Digital-Wandler-Eingänge auf die Stiftleisten geführt (Abb. 5.12).

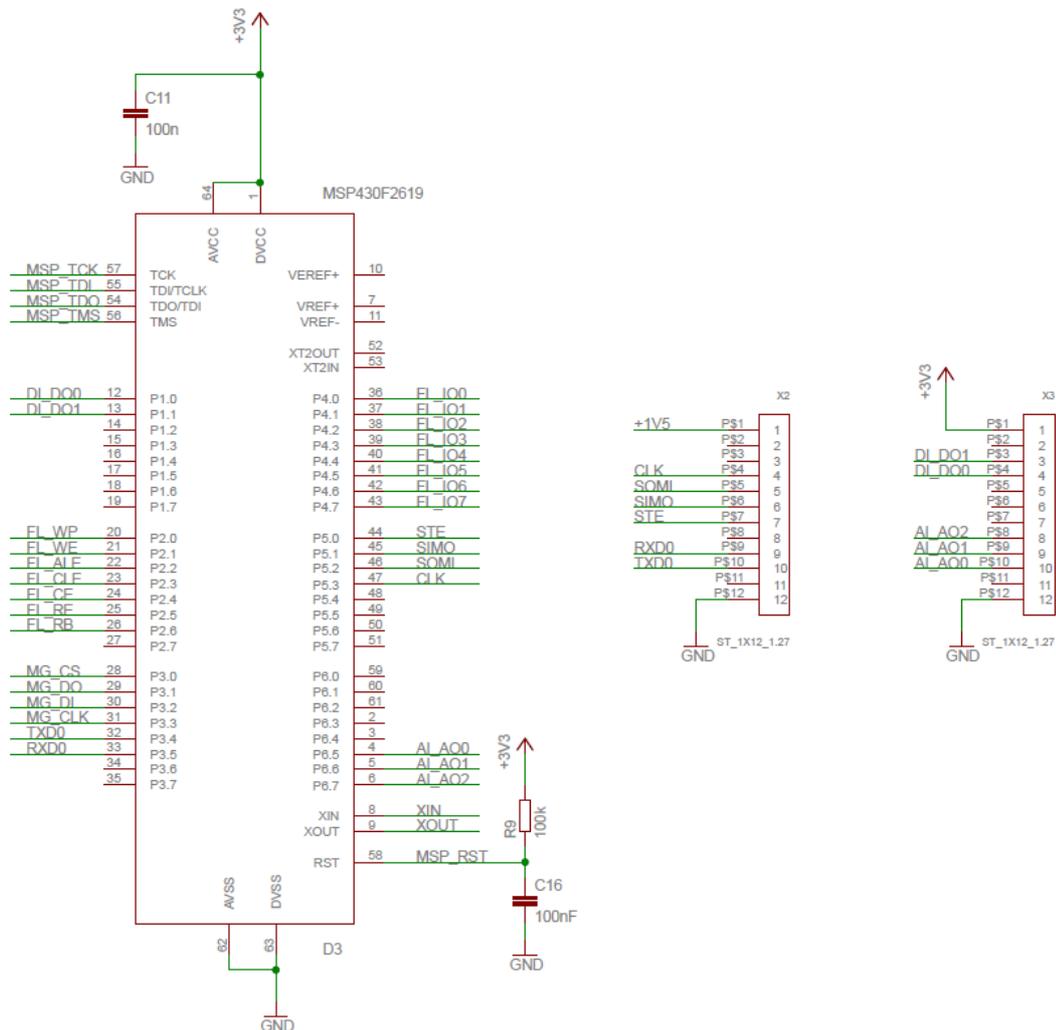


Abb. 5.12: Stromlaufplan des Kommunikationsmoduls mit dem Mikrocontroller und den auf die Stiftleisten geführten Schnittstellen.

Zur nichtflüchtigen Speicherung der erfassten biologischen und technischen Signale wurde ein NAND-Flash-Speicher der Firma HYNIX Semiconductor mit einem Speichervolumen von 4-Gbit verwendet. Das Speichervolumen ermöglicht bei einer Auflösung von 12 Bit und einer Abtastfrequenz von 1000 Hz eine kontinuierliche Datenerfassung über einen Zeitraum von bis zu 3,85 Tagen.

Die hardwareseitige Anbindung erfolgte über einen 8 Bit breiten Datenbus FL_IO[0:7] sowie 7 Steuerleitungen (FL_WE, FL_WP, FL_RB, FL_RE, FL_CE, FL_CLE und FL_ALE) zum Schreiben und Lesen des Flash-Speichers.

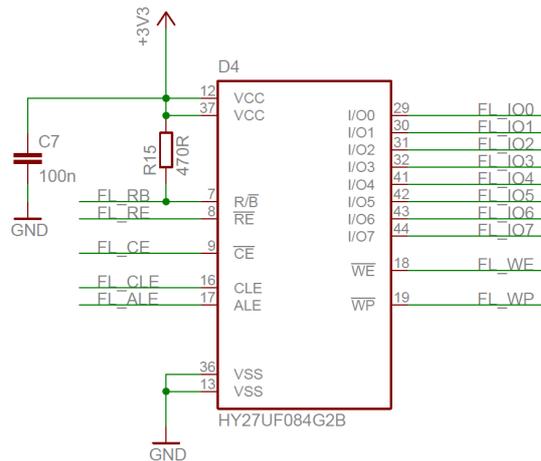


Abb. 5.13: Stromlaufplan des 4-Gbit-NAND-Flash-Speichers.

Zur drahtlosen Datenübermittlung wurde ein Funktransceivermodul RP-M100A der Firma Radiopulse auf das Kommunikationsmodul integriert. Über die SPI-Schnittstelle (Leiterbahnen: MG_DI, MG_DO, MG_CLK und MG_CS) wurde der Funktransceiver mit dem Mikrocontroller verbunden [RadioPulse, 2010].

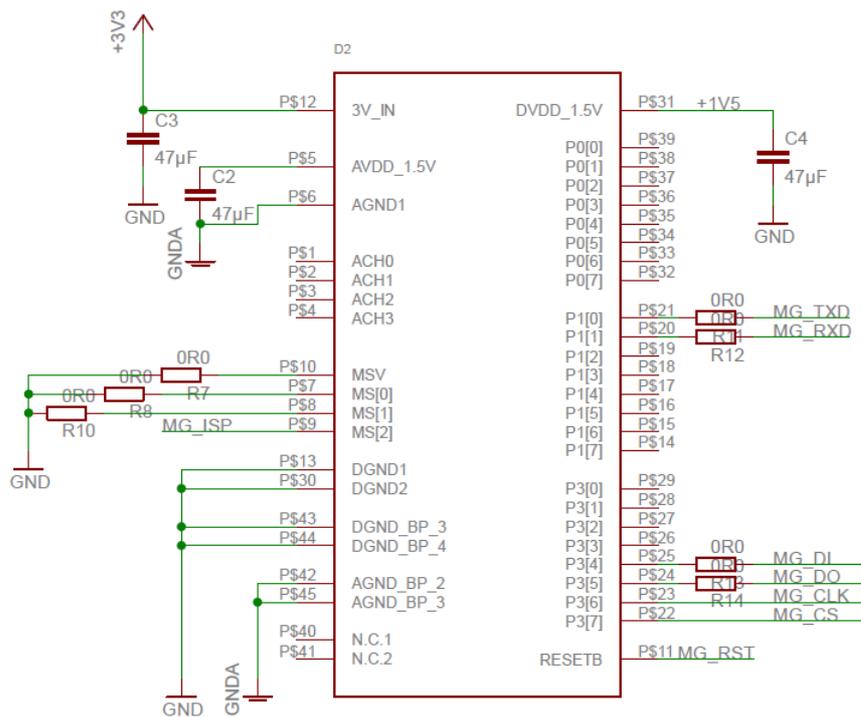


Abb. 5.14: Stromlaufplan des Funktransceivers.

Um eine möglichst kleine Bauform des Kommunikations-Moduls zu gewährleisten, wurde eine Programmierschnittstelle realisiert. Diese diente zur Programmierung der Mikrocontroller und des Funktransceivers (Abb. 5.15).

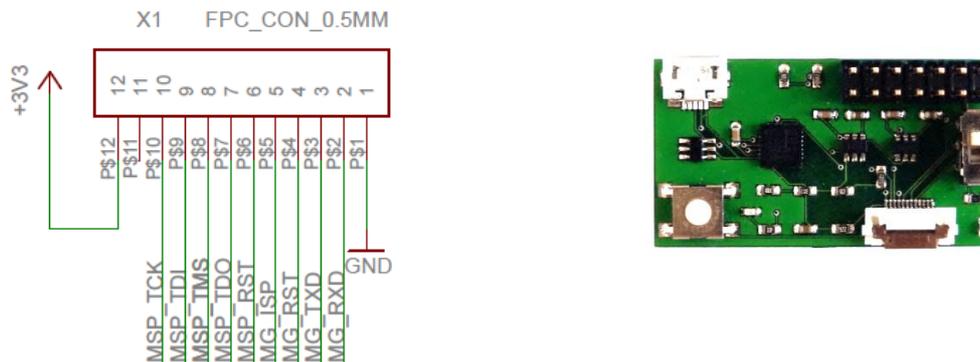


Abb. 5.15: Stromlaufplan der Programmierschnittstelle für das Kommunikationsmodul (links).
 Programmiermodul zur Programmierung des Mikrocontrollers und des Funktransceivers (rechts).

Zur Programmierung wurde ein Programmieradapter entwickelt, der über ein Flachbandkabel mit der Programmierschnittstelle des Kommunikations-Moduls verbunden werden kann. Der Programmieradapter stellt eine 2x7-polige Stiftleiste im Rastermaß 2,54 mm zum Anschluss eines Debuggers MSP-FET430UIF der Firma Texas Instruments zur Verfügung, um den Mikrocontroller MSP430F2619 zu programmieren, zu debuggen und zu testen. Zum Programmieren des Funktransceivers wurde der IC CP2102 der Firma Silabs verwendet, der das über die Mikro-USB-Schnittstelle kommende Protokoll in ein serielles Protokoll wandelt. Um zwischen Programmiermodus und serieller Kommunikation zu wechseln, wurde ein Schalter implementiert, der den entsprechenden MG_ISP-PIN (In System Programming) am Funktransceiver setzt. Des Weiteren steht ein Spannungsregler auf dem Programmieradapter zur Verfügung, der das Kommunikations-Modul während der Entwicklungs- und Evaluierungsphase mit Spannung versorgt. Zudem lassen sich, um eine Auswertung der erfassten technischen und biologischen Signale am PC zu ermöglichen, die Daten aus dem Flash-Speicher über den Programmieradapter auslesen und auf den PC übertragen.

5.3.2 Software

Da jeder Sensorknoten über ein eigenes Kommunikations- und Sensormodul verfügt, wurden diese individuell programmiert. Dabei konnten durch die flexible und universelle Entwicklung des Kommunikationsmoduls drei Hauptgruppen gebildet werden:

- Analog-Digital-Wandler zur Digitalisierung von EKG, EMG, Pulswelle, Atemanstrengung, Mikrophon und Beschleunigung.
- I²C-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Temperatur- und Feuchtigkeitssensor.
- UART-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Blutdruckmessgerät, der Waage und dem GPS-Modul.

Programmierung Mikrocontroller MSP430F2619

Die Programmierung der Kommunikationsmodule erfolgte modular. Dabei wurden einzelne Funktionen sowie Funktionsbibliotheken programmiert, die in den anderen Kommunikationsmodulen implementiert wurden. Zunächst erfolgte eine grundlegende Programmierung der Kommunikationsmodule, die die Grundinitialisierung des Mikrocontrollers beinhaltet.

Die Software auf dem Kommunikationsmodul verfügt über zwei Hauptfunktionen, die die Grundinitialisierung der Ports durchführt sowie die notwendigen Taktfrequenzen des Mikrocontrollers einstellt. Dabei werden die einzelnen Pins je nach Funktionalität über das Direktion-Register (PxDIR) als Eingang oder als Ausgang geschaltet. Da der Mikrocontroller über weitere Funktionseinheiten wie A/D-Wandler, Timer, serielle Schnittstellen etc. verfügt, werden über das Selektion-Register (PxSEL) die jeweiligen Komponenten ausgewählt. Die Taktfrequenz für den MCLK (Master Clock) und SMCLK (Submain-Clock) wurde auf 1 MHz, generiert durch den internen DCO (Digital Crystal Oszillator), eingestellt und kalibriert. Der ACLK (Auxiliary Clock) wurde durch den externen Quarz mit einer Taktfrequenz von 2 MHz betrieben. Das eigentliche Hauptprogramm ist abhängig vom jeweiligen Sensorknoten und beinhaltet entweder die Wandlung eines analogen Signales in ein digitales mittels des A/D-Wandlers, oder die Erfassung eines seriellen Signales über die I²C- oder UART-Schnittstelle. Die Rohsignalspeicherung ist innerhalb des Hauptprogramms für alle Sensorknoten identisch und erfolgt durch eine weitere Programmbibliothek.

Analog-/Digital-Wandler

Nachfolgendes Ablaufdiagramm zeigt die Initialisierung sowie die Einstellungen der Abtastfrequenzen für die integrierte Analog-Digital-Wandlung der Sensorknoten zur Erfassung von EKG, EMG, Pulswelle, Atemanstrengung, Herztönen und Beschleunigungen (Abb. 5.16). Diese erfolgt mittels der Timer-Register sowie der Register für die Analog-Digital-Wandlung.

Die modulare Programmierung sowie die Implementierung von Interrupts führt zu einer Reduzierung des Quellcodes im Hauptprogramm und somit zu einer Verbesserung der Übersichtlichkeit. Innerhalb des Hauptprogramms wird der Timer-Interrupt aktiviert sowie der Mikrocontroller in den Energiesparmodus LPM3 versetzt, in dem lediglich der ACLK aktiv ist. Je nach eingestellter Abtastfrequenz wird ein Timer-Interrupt ausgelöst und in der Interrupt Service Routine (ISR) verarbeitet. Hierin wird eine Analog-Digital-Wandlung durchgeführt und das Rohsignal im Flash-Speicher abgelegt. Nach Beendigung der Wandlung und Speicherung wird die ISR verlassen und der Mikrocontroller erneut in den Energiesparmodus versetzt, bis der nächste Interrupt ausgeführt wird.

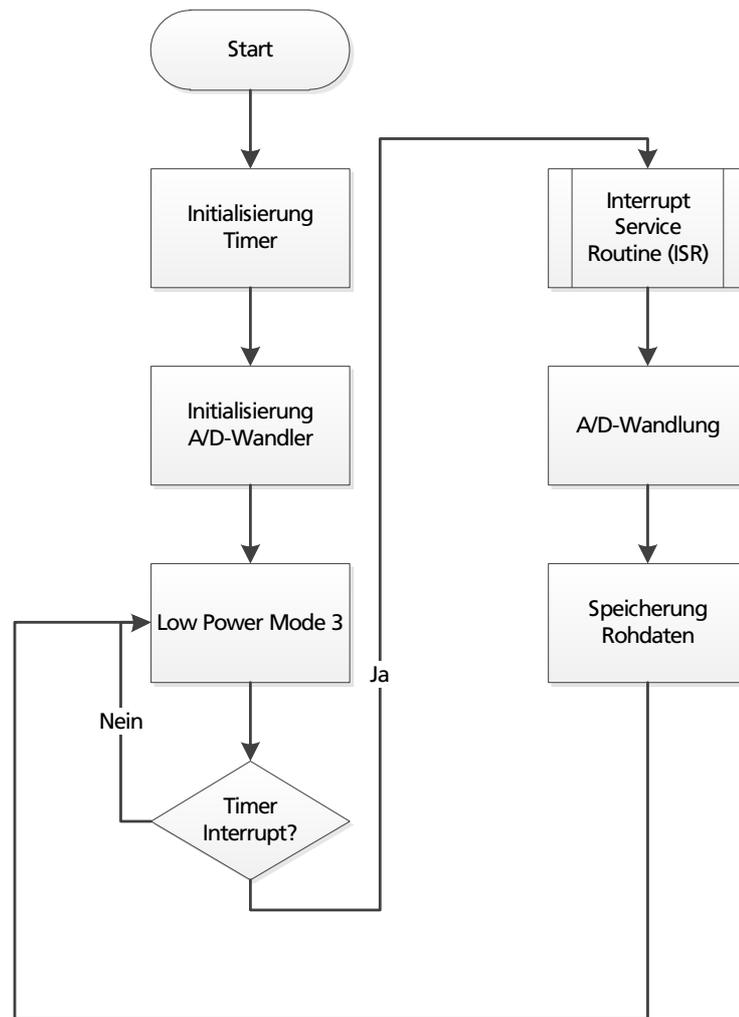


Abb. 5.16: Ablaufdiagramm für die Analog-Digital-Wandlung.

UART-Schnittstelle

Die Programmierung des Kommunikationsmoduls zur Verarbeitung der Sensordaten des Blutdruck-, Puls- und Gewichts-Moduls erfolgt über die serielle UART-Schnittstelle innerhalb des Mikrocontrollers (Abb. 5.17).

Neben der Einbindung der bereits programmierten Funktionsbibliothek zur software-technischen Einstellung der Ports und der Taktfrequenzen erfolgt eine Initialisierung der UART-Schnittstelle. Hierbei wurde in Abhängigkeit vom Sensormodul die jeweilige Baudrate eingestellt und der Mikrocontroller in den Energiesparmodus versetzt. Durch eine Zeichenübertragung der Sensorknoten wird der Mikrocontroller durch einen Interrupt, bedingt durch das Startbit an der UART-Schnittstelle, in den aktiven Modus versetzt und die Interrupt Service Routine ausgeführt. Hierin werden die erfassten Zeichenketten nach den herstellerspezifischen Protokollen verarbeitet und die Rohdaten gespeichert. Nach der Erfassung wird der Mikrocontroller bis zum erneuten Interrupt in den Energiesparmodus versetzt.

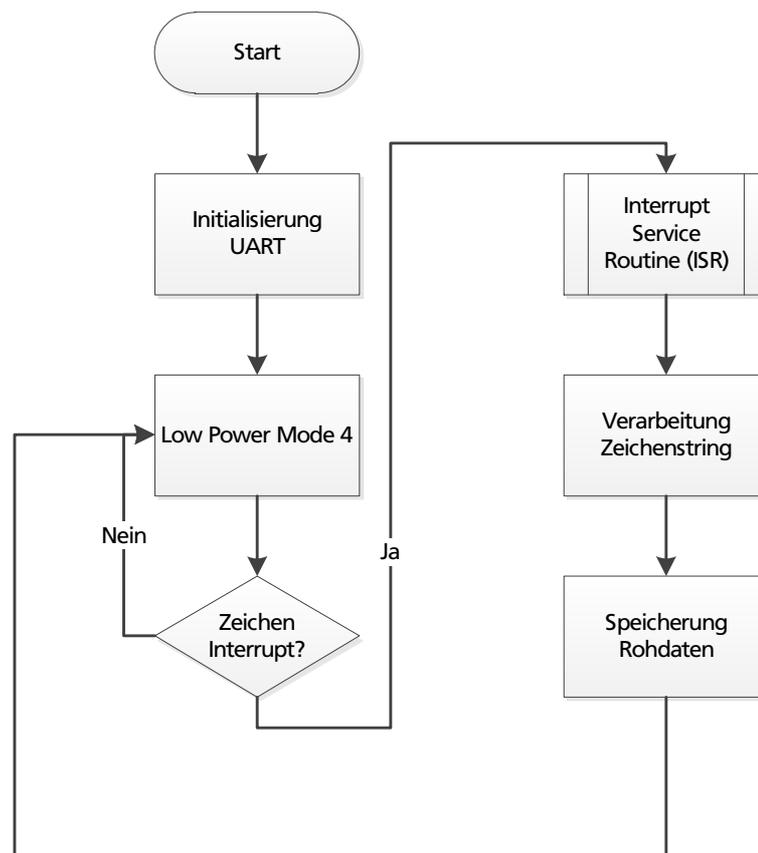


Abb. 5.17: Ablaufdiagramme der UART-Schnittstelle.

I²C-Schnittstelle

Zur Erfassung der Temperatur- und Feuchtigkeits-Werte über die I²C-Schnittstelle erfolgte nach Implementierung der Funktionsbibliothek eine Initialisierung der Timer-Register und der Register zur Einstellung der I²C-Schnittstelle (Abb. 5.18).

Durch einen Timer-Interrupt wird der Mikrocontroller aus dem Energiesparmodus LPM3 in den aktiven Modus versetzt und führt die Interruptverarbeitung in der ISR durch. Hierin wird durch die Übermittlung des Befehls (0xE5) die Temperatur beziehungsweise (0xE3) die relative Luftfeuchtigkeit sowie die dazugehörigen Prüfsumme übertragen. Je nach erfasstem Wert erfolgt eine Konvertierung in °C für die Temperatur oder in % für die relative Feuchtigkeit. Der konvertierte Wert wird im Flash-Speicher abgelegt.

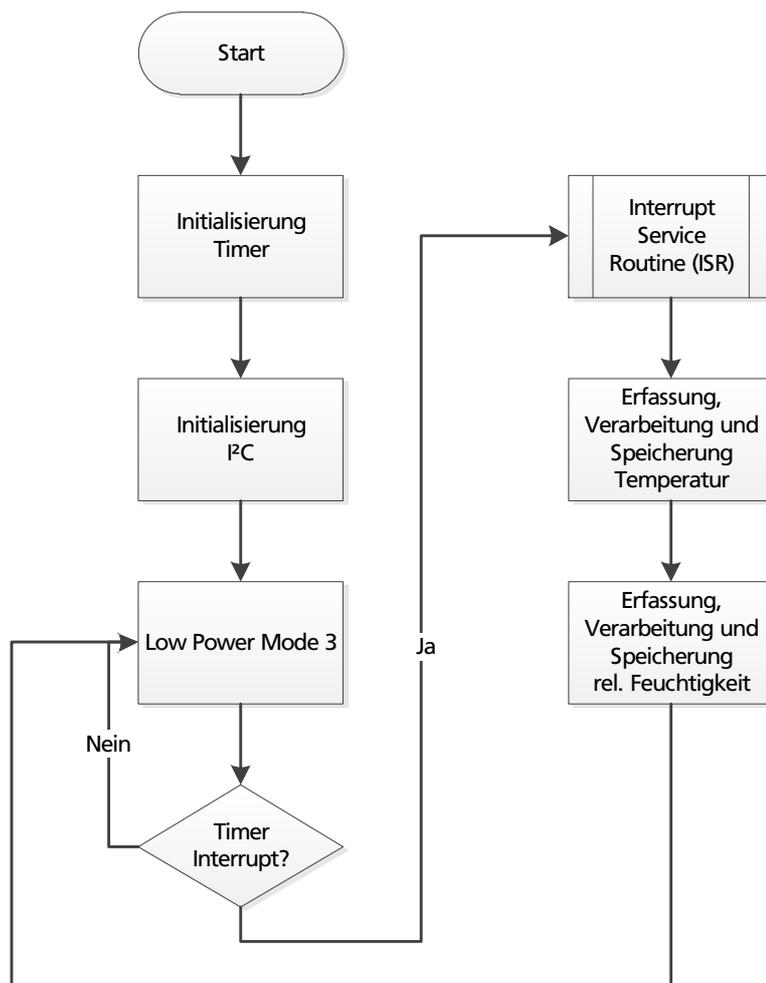


Abb. 5.18: Ablaufdiagramme der I²C-Schnittstelle zur Erfassung und Verarbeitung der Temperatur und relativen Feuchtigkeit.

Programmierung Funktransceivermodul RP-M100

Die Programmierung des Funktransceivermoduls RP-M100 basiert auf dem Empfang der Rohdaten, die vom Mikrocontroller zuvor verarbeitet und über die SPI-Schnittstelle übertragen wurden. Anschließend erfolgt die drahtlose Übertragung der Rohdaten über die Funkschnittstelle. Das nachfolgende Ablaufdiagramm (Abb. 5.19) zeigt den Programmablauf des Funktransceivermoduls.

Zu Beginn erfolgt eine Grundinitialisierung des Funktransceivers MG2455-F48, bei der der Systemtakt auf eine Frequenz von 16 MHz und die Sendeleistung auf -10 dBm eingestellt wurde. Anschließend erfolgt die Initialisierung der SPI-Schnittstelle, wobei diese als Master eingestellt wurde, um Abarbeitungskonflikte zu vermeiden. Hierdurch besteht die Möglichkeit dem Mikrocontroller über die Chip-Select-Leitung dessen Zustand zu übermitteln.

Im nächsten Schritt erfolgt eine Vorinitialisierung der Datenrahmen für die MAC- und PHY-Schicht im unteren Protokollstack. Eine Datenanfrage löst im Receive-Buffer des Funk-

ransceivers einen Interrupt aus, der in der Interrupt Service Routine (ISR) verarbeitet wird. Durch ein low-aktives Signal der Chip-Select-Leitung überträgt der Mikrocontroller Datenpakete über die SPI-Schnittstelle an den Funktransceiver, der diese in den Transmit-Buffer lädt und drahtlos überträgt. Wurden alle Datenpakete übertragen, wird die ISR verlassen und der Funktransceiver geht zurück in den Energiesparmodus bis eine erneute Anfrage eintrifft.

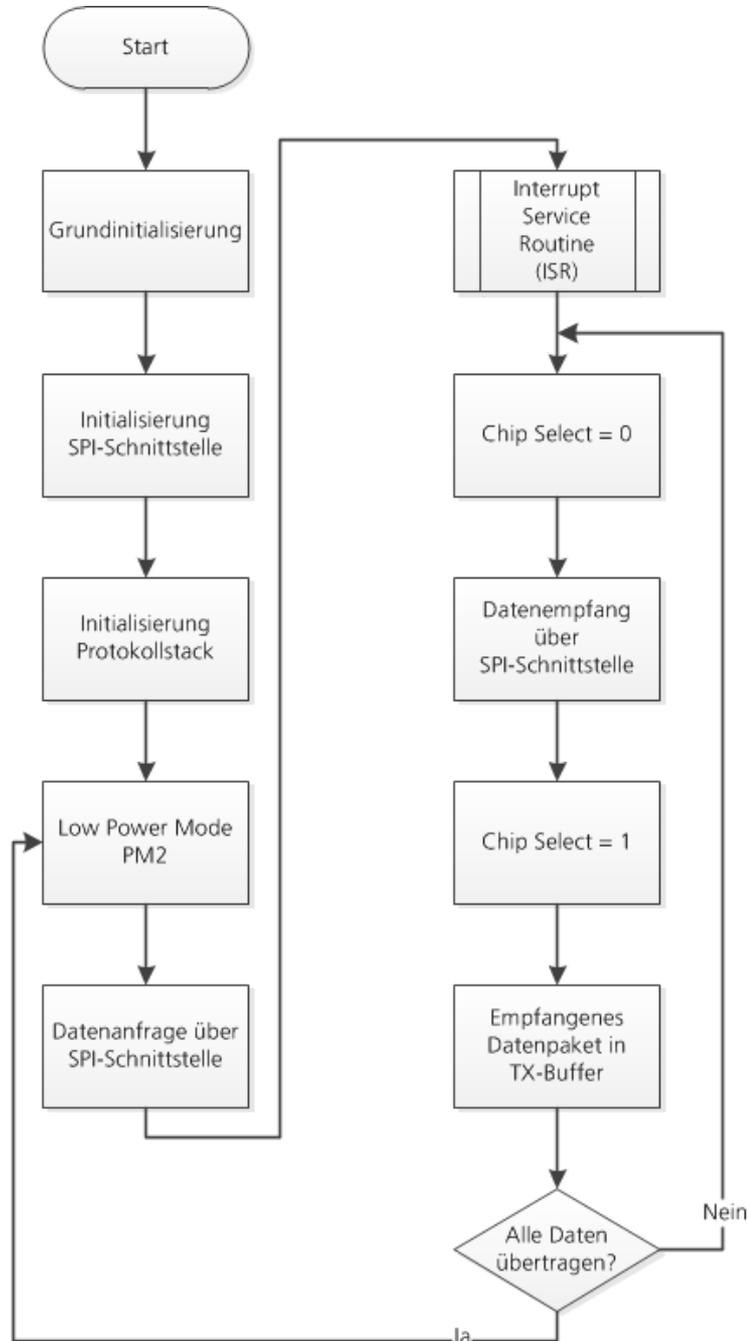


Abb. 5.19: Ablaufdiagramme des Funktransceivermoduls RP-M100.

Programmierung NAND-Flash

Zum Speichern und Lesen der Rohdaten aus dem NAND-Flash wurden die im Datasheet spezifizierten, herstellereigenen Befehlssequenzen sowie die Timing-Diagramme berücksichtigt. Neben der Einhaltung der erforderlichen Zeiten sind hieraus auch die benötigten Steuerlei-

tungen ersichtlich sowie die Zeitpunkte, zu denen diese gesetzt und rückgesetzt werden müssen. Zur Realisierung von Schreib-, Lösch- und Lesevorgängen wurden zunächst Unterfunktionen realisiert, die die notwendigen Steuerbefehle, wie Lesen oder Schreiben an eine bestimmte Speicheradresse, in Form von Kommandos an den Flash-Speicher übertragen.

Ein Lesezyklus (Abb. 5.20) wird dem Flash-Speicher durch Übertragen des Kommandos 0x00 signalisiert. Durch Angabe der Zeilen- und Spaltenadresse kann die gewünschte Speicheradresse innerhalb des Flash-Speichers ausgewählt werden. Durch das Kommando 0x30 wird die Befehlssequenz abgeschlossen und mit dem Datenzyklus begonnen. Hierbei wird durch eine fallende Flanke des „Busy-Signals“ vom Speicher signalisiert, dass im nächsten Taktzyklus die Daten von der zuvor definierten Adresse aus dem Speicher gelesen und auf dem Datenbus zur Verfügung gestellt werden.

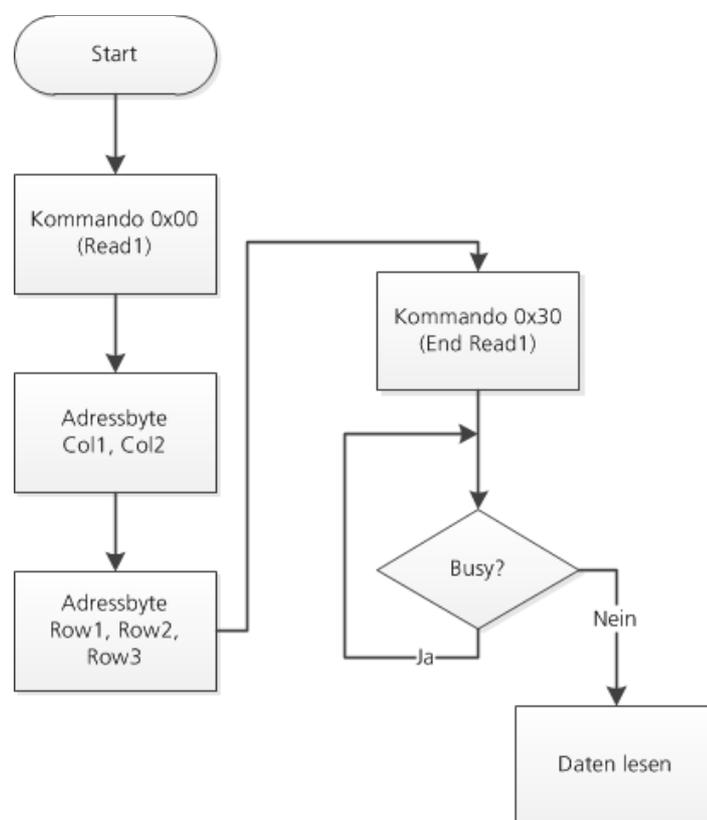


Abb. 5.20: Ablaufdiagramm der Flash_Read_Byte-Funktion.

Die Programmierung und die Steuerkommandos für einen Schreib- und einen Löschvorgang sind nahezu identisch. Das nachfolgende Ablaufdiagramm (Abb. 5.21) zeigt die sequentielle Abfolge eines Schreibbefehls.

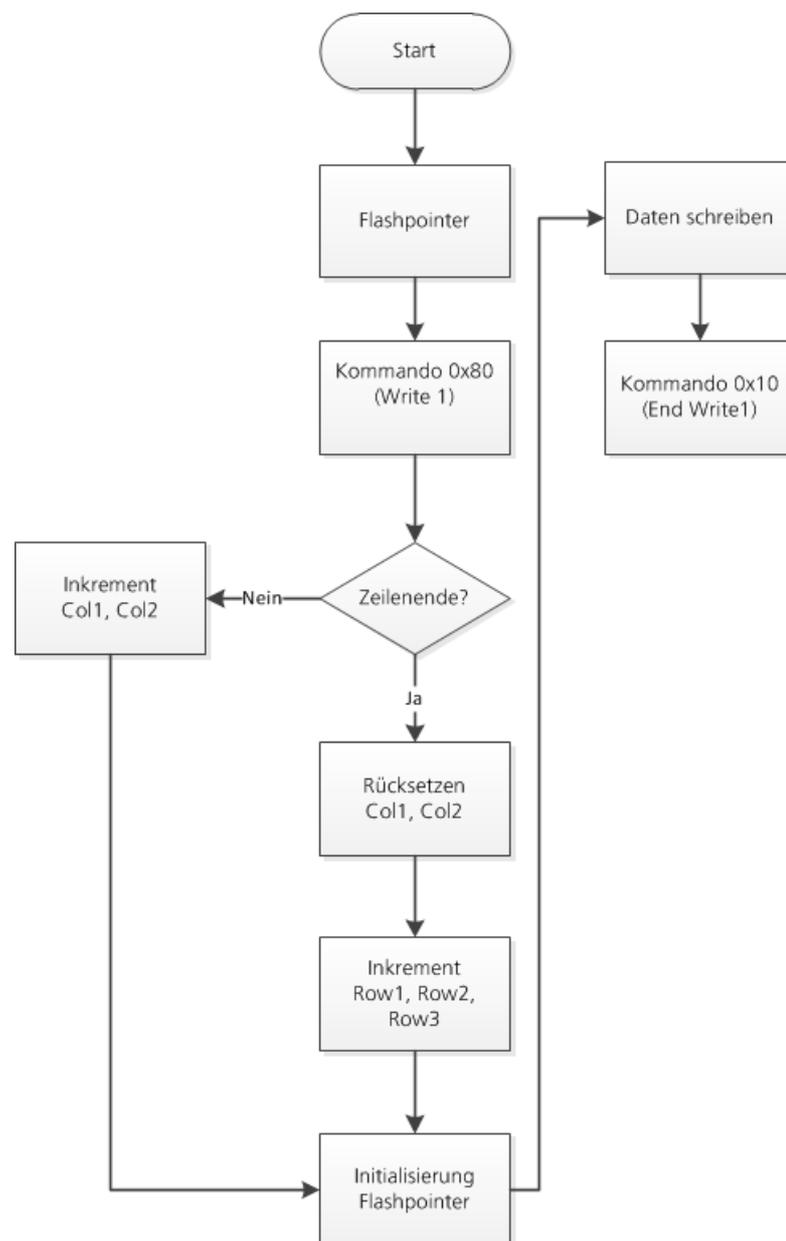


Abb. 5.21: Ablaufdiagramm der Flash_Write_Byte-Funktion.

Nach dem Lesen des Flashpointers, der die aktuelle Adresse des Flashspeichers beinhaltet, wird durch Übertragen des Kommandos 0x80 dem Flash-Speicher ein Schreibzyklus an der zuvor ausgelesenen Adresse mitgeteilt. Befindet sich der Flashpointer am Zeilenende des Flash-Speichers, so wird dieser neu initialisiert, indem die Zeile rückgesetzt wird und die Reihe inkrementiert wird. Die neue Adresse wird dann in den Flashpointer übertragen und die Daten an diese Adresse geschrieben. Handelt es sich um einen Löschvorgang, so wird zunächst eine ‚1‘ und anschließend eine ‚0‘ an die Adresse geschrieben. Mit dem Kommando 0x10 wird der Schreibvorgang abgeschlossen.

Nach der Fertigstellung und Evaluierung der Grundfunktionalität des Flash-Speichers wurde eine erweiterte Programmbibliothek (Flash.c und Flash.h) mit unterschiedlichen modular aufgebauten Funktionen programmiert, die zum einen die Adressierung der einzelnen Speicher-

zellen automatisieren und zum anderen byteweises Schreiben und Lesen in den beziehungsweise aus dem Speicher ermöglicht.

5.4 Energie-Modul

Zur Spannungsversorgung der jeweiligen Sensorknoten wurde ein Energie-Modul (Abb. 5.24) mit einer Abmessung von 41,2 mm x 22,5 mm entwickelt und aufgebaut. Die Buchsenleisten auf dem Energie-Modul dienen zur Aufnahme und Spannungsversorgung des Sensor- und des Kommunikations-Moduls. Mittels der beiden Durchkontaktierungen lässt sich auf der Rückseite der Leiterplatten ein Akkumulator der Firma VARTA Typ LPP 402025 anbringen. Ein Spannungsregler regelt die vom Akkumulator gelieferte Spannung von 3,7 V auf die benötigte Systemspannung von 3,3 V herunter.

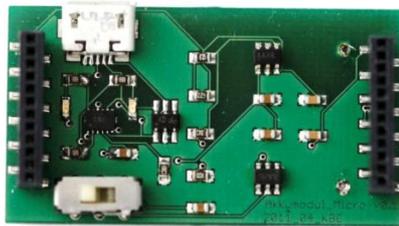


Abb. 5.22: Bestücktes Energie-Modul zur Aufnahme eines 150 mA/h-Lithium-Ionen-Polymer-Akkumulators [Becher et al., 2012a].

Zum Laden der Lithium-Ionen-Akkumulatoren wird ein Ladecontroller der Firma Texas Instruments Typ BQ24055 eingesetzt. Die Ladespannung liegt hierbei bei 4,2 V.

Abb. 5.26 zeigt den Stromlaufplan der Ladecontrollerschaltung des Energie-Moduls. Zur Ladung des Akkumulators über eine externe Energiequelle wurde eine Micro-USB-Schnittstelle implementiert und mit dem Ladecontroller verbunden. Der ESD-Schutz-IC dient zum Schutz des Sensorknotens vor Spannungsspitzen beim Laden des Akkumulators.

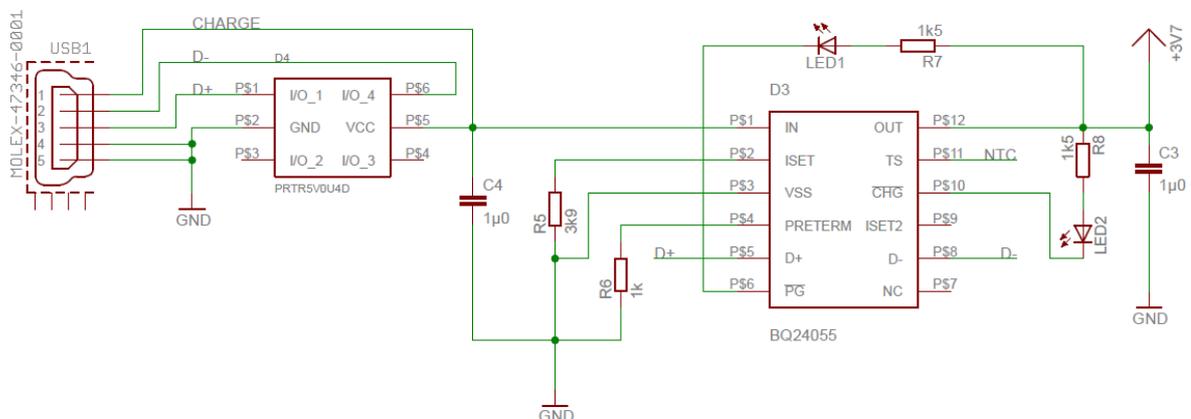


Abb. 5.23: Stromlaufplan der Beschaltung des Lade-ICs BQ24055.

Zum Konfigurieren des Schnellladestroms für den Akkumulator dient der Widerstand R5, der mit dem ISET-Eingang des Ladecontrollers verbunden ist. Im Datenblatt des 150 mA/h-Akkumulators ist ein maximaler Schnellladestrom von 140 mA angegeben. Nach Gl. 5.1 lässt sich mit einem vorgegebenen und konstanten Verstärkungsfaktor von $K_{ISET} = 540$ der Widerstand zur Programmierung des Schnellladestroms des Ladecontrollers bestimmen.

$$R_{ISET} = \frac{K_{ISET}}{I_{OUT}} \quad \text{Gl. 5.1}$$

$$R_{ISET} = \frac{540 \text{ A}\Omega}{0,140 \text{ A}}$$

$$R_{ISET} = 3,857 \text{ k}\Omega$$

Für den Widerstand R5 ist demnach ein Widerstand von größer als 3,8 k Ω zu wählen, um einen Schnellladestrom von 140 mA nicht zu überschreiten. Daher wurde ein Festwertwiderstand mit einem Widerstandswert von 3,9 k Ω ausgewählt. Dies entspricht einem Ladestrom von 138 mA/h.

Die nachfolgende Abb. 5.24 zeigt den Ladeverlauf des Akkumulators, der zu Beginn der Ladung mit einem Ladestrom von maximal 138 mA geladen wird. Mit Erreichen der Ladespannung von 4,2 V fällt der Ladestrom kontinuierlich von 138 mA bis auf 0 mA ab.

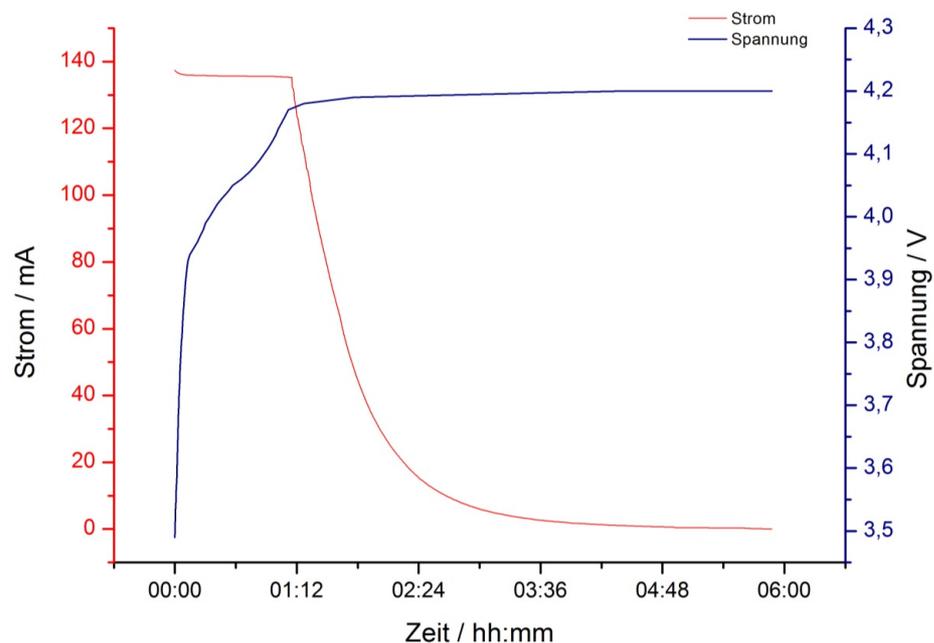
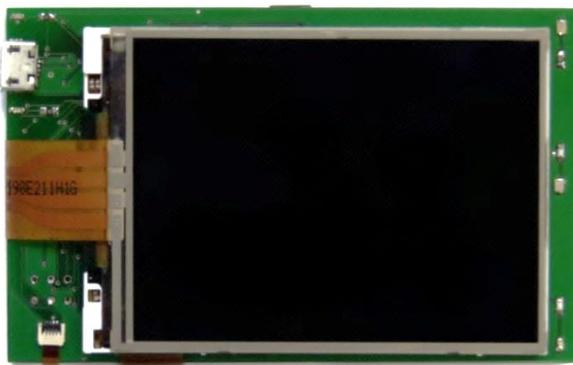


Abb. 5.24: Ladekurve des Lithium-Polymer-Akkumulators mit 150 mA/h.

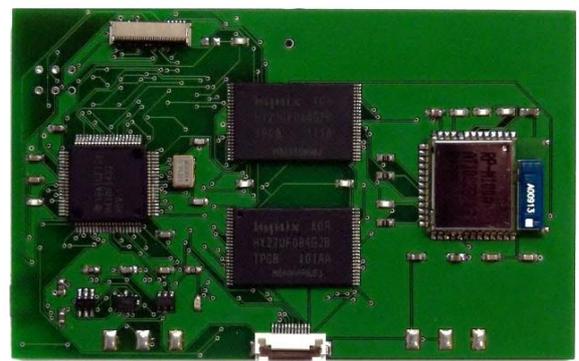
5.5 Gateway

5.5.1 Hardware

Zur Darstellung der drahtlos empfangenen Sensordaten wurde ein weiterer Sensorknoten (Gateway) mit einer Abmessung von 86 mm x 54 mm entwickelt und aufgebaut (Abb. 5.25). Das Gateway besteht aus einem 2,8" QVGA-LCD (Liquid Crystal Display) mit Touchscreen-Funktionalität, einem leistungsstarken Mikrocontroller MSP430F5437 mit einer Taktfrequenz von 16 MHz, einem Funktransceivermodul sowie zwei NAND-Flash-Speichern mit einem Gesamtspeichervolumen von 8 Gbit. Die Versorgungsspannung des Systems wird durch zwei Lithium-Ionen-Polymer Akkumulatoren mit 1300 mA/h gewährleistet, die über eine Mikro-USB-Schnittstelle und eine dazugehörige Ladeeinheit geladen werden können.



(a) Oberseite



(b) Unterseite

Abb. 5.25: Ober und Unterseite des bestückten Sensorknotens (Gateway).

Zur Signaldarstellung sowie zur Kommunikation mit dem Funktransceivermodul verfügt das Gateway über einen Mikrocontroller MSP430F5437, der mit einem Systemtakt von 16 MHz über ausreichende Leistungsreserven sowie über die notwendigen Schnittstellen zur Anbindung der einzelnen Komponenten verfügt (Abb. 5.26).

Die Anbindung des Displays erfolgte über einen durch den Mikrocontroller generierten 16 Bit-Datenbus. Dabei wurden die digitale Ein-/Ausgänge von jeweils zwei Ports (P2[0:7] und P4[0:7]) des MSP430F5437 als 16 Bit-Datenbus zusammengefasst. Die benötigten Steuerleitungen sowie die analogen Signale des Touchscreen-Controllers wurden je nach Funktionseinheit beschaltet. Die Spannungsversorgung des Displaycontrollers liegt bei 3,3 V und 12 V für die Hintergrundbeleuchtung. Aus der Akkumulatorspannung (3,7 V) wird die Spannungsversorgung des Gateways über einen Laderegler auf eine Spannung von 3,3 V geregelt. Die Spannungsversorgung für die Hintergrundbeleuchtung des Displays wird durch eine externen DC/DC-Converter auf die benötigte Spannung gewandelt.

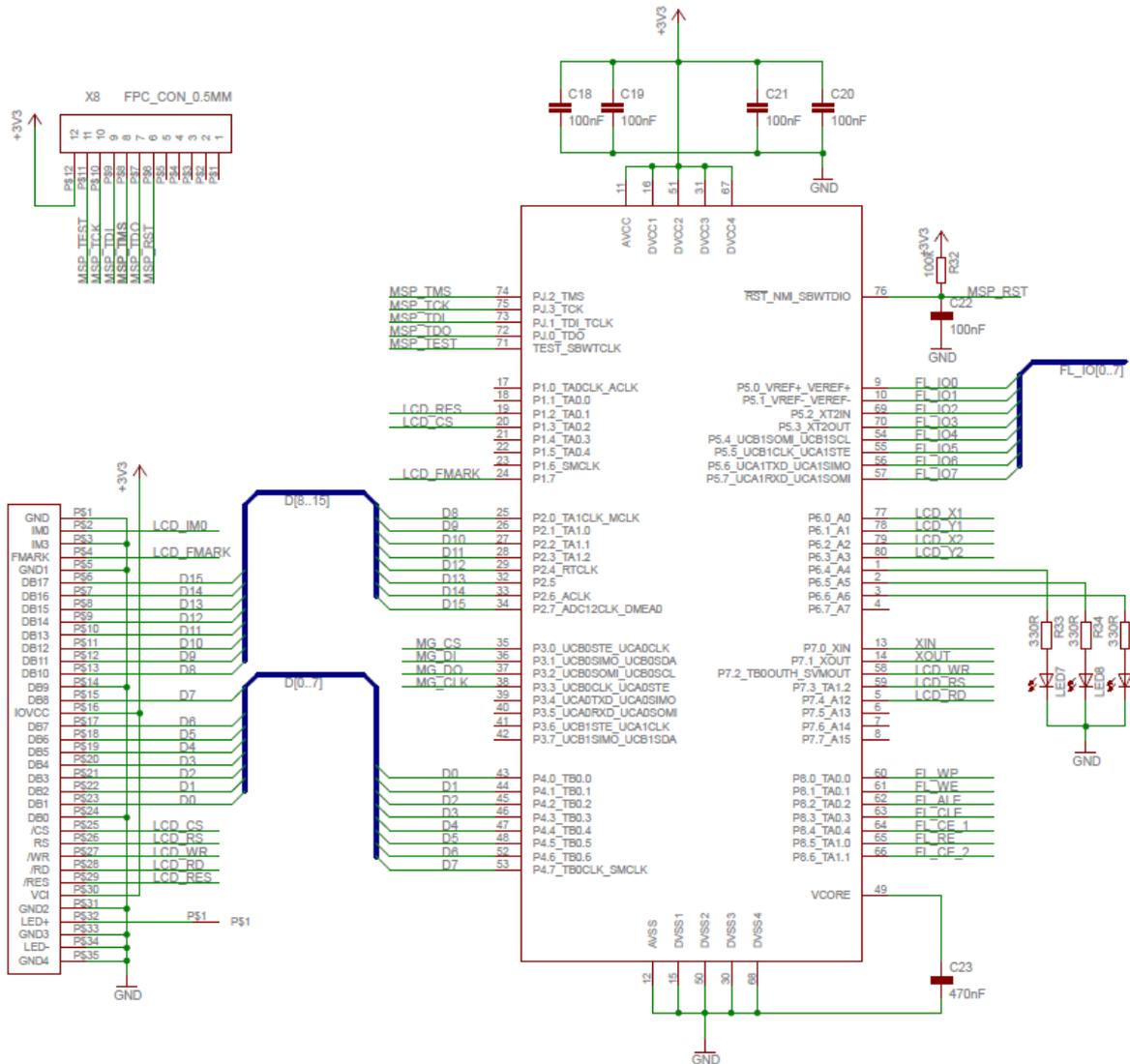


Abb. 5.26: Stromlaufplan der Beschaltung des Mikrocontrollers mit der Schnittstelle des 2,8" QVGA-LCD mit Touchscreen-Funktionalität.

Das Gateway verfügt zudem über die Möglichkeit Daten im online- sowie im offline Modus darzustellen. Im online-Modus werden die durch die Sensorknoten übertragenen Daten direkt auf dem Display dargestellt. Im offline-Modus werden die Daten aus dem Flash-Speicher des Gateways geladen und auf dem Display dargestellt. Hierzu verfügt das Gateway über zwei 4 Gb-NAND-Flash-Speicherbausteine (Abb. 5.27).

Die erfassten Signale mit einer Signalbreite von 16 Bit werden in zwei Schritten über den 8 Bit-Datenbus des verwendeten Flashspeichers übertragen. Bedingt durch die gleichen 8 Bit-Datenleitungen zu den beiden Flash-Speicherbausteinen kann durch einen einfachen Wechsel der Steuerleitung (Chip-Enable) zwischen den Bausteinen geschaltet werden.

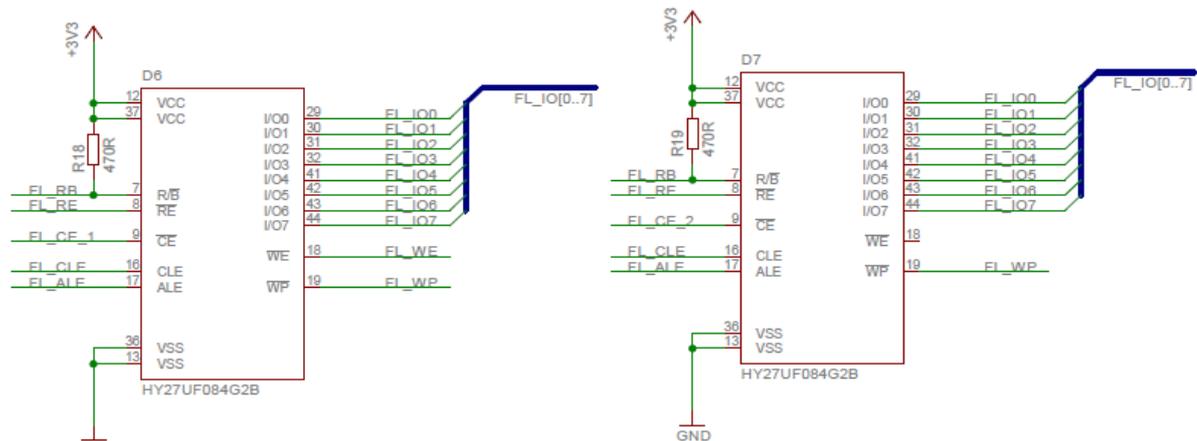


Abb. 5.27: Stromlaufplan der Beschaltung des Mikrocontrollers mit den beiden 4 Gb-NAND-Flash-Speicherbausteinen.

Die drahtlose Erfassung der Signale der jeweiligen Sensorknoten erfolgt ebenfalls durch das auf dem IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standard basierenden Funktransceivermodul RP-M100 der Firma Radiopulse. Die Beschaltung des Funktransceivermoduls an den Mikrocontroller ist identisch zur Beschaltung beim Kommunikationsmodul über die SPI-Schnittstelle.

Zum Laden der Akkumulatoren über eine Micro-USB-Schnittstelle wird wie bei dem Energie-Modul der Ladecontroller der Firma Texas Instruments verwendet. Hierbei muss ebenfalls der Widerstand vom ISET-Eingang des Ladecontrollers bestimmt werden. Bei den verwendeten Akkumulatoren handelt es sich um Lithium-Polymer-Akkumulatoren der Firma VARTA Typ LPP 503562 mit einer Spannung von 3,7 V und einer Kapazität von 1300 mA/h. Aus dem Datenblatt ist ein Schnellladestrom von maximal 1250 mA zu entnehmen. Da der verwendete Ladecontroller über einen maximalen Ladestrom von 800 mA verfügt, wurde demnach ein Widerstand von 680 Ω eingesetzt, was in etwa einem Ladestrom von 794 mA entspricht.

5.5.2 Software

Die Software des Gateways besteht aus mehreren Funktionen zum Initialisieren der Ports und der Taktfrequenz des Mikrocontrollers sowie zur Aktivierung der SPI-Schnittstelle und des Analog-Digital-Wandlers.

Die Funktion zur Grundinitialisierung der Ports besteht darin, die digitalen Eingangs- und Ausgangspins für das Display und den NAND-Flash-Speicher mittels des Direktion-Registers (PxDIR) zu deklarieren. Des Weiteren werden über das Selektion-Register (PxSEL) die Einstellungen für die weiteren Funktionseinheiten wie Analog-Digital-Wandler, die für die Touchscreen-Funktionalität benötigt werden, und die SPI-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Funktransceivermodul vorgenommen. Über das Output-Register (PxOUT) lassen sich direkt die einzelnen Pins eines Ports auf ein bestimmtes Spannungslevel (0 V oder 3,3 V) legen. Hierüber werden die Status-LEDs gesetzt. Die Taktfrequenz für den Master-Clock (MCLK) und Submain-

Clock (SMLKC) des Mikrocontrollers wurde auf die Verwendung des externen Oszillators mit 16 MHz eingestellt, die der Auxillary-Clock (ACLK) auf 2 MHz, bereitgestellt durch den internen digitalen Oszillator (DCO).

Die Einbindung des Touchscreen- und Grafiktreibers erfolgt über die Programmbibliotheken touch.c, touch.h sowie lcd.c und lcd.h, die die Initialisierung des Touchscreen-Displays und des LCD-Controllers durchführen. Die Programmbibliothek zur Inbetriebnahme des Touchscreen-Displays besteht dabei im Wesentlichen aus drei Hauptfunktionen, die einerseits die Initialisierung des Analog-Digital-Wandlers durchführen und andererseits eine Digitalisierung der analog erfassten x- und y-Koordinaten auf dem Touchscreen-Display vornehmen. Die Initialisierung des Displays erfolgt durch die Programmierung des Grafikcontrollregisters, wobei Displaytreiberinformationen wie die Auflösung, Helligkeit, Orientierung etc. eingestellt werden. Zur Evaluierung der Displayfunktionalität wurden zwei Funktionen realisiert. Die eine Funktion löscht das Display durch ein kontinuierliches zeilen- und spaltenweises Schreiben von einzelnen Pixeln mit der Hintergrundfarbe. Zur Evaluierung der Farben dient eine weitere Funktion zur Darstellung eines farblichen Verlaufs.

Mit der Initialisierung des Mikrocontrollers sowie der Treiberentwicklung für das Display und den Touchscreen wurde im Hauptprogramm eine komplette grafische Menüstruktur für das Gateway realisiert sowie ein vollständiger Zeichensatz implementiert (Abb. 5.28).

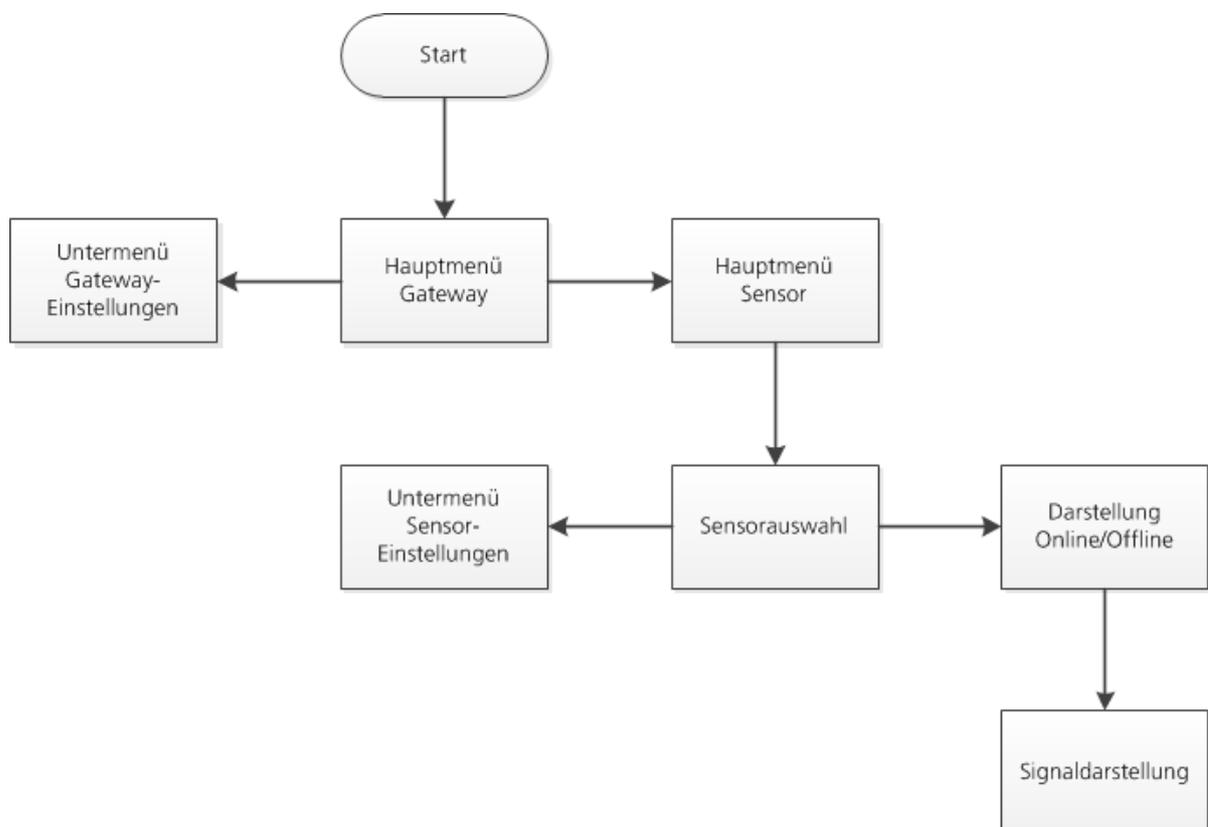


Abb. 5.28: Übersicht der implementierten Menüstruktur im Gateway

Beim Einschalten des Gateways wird auf dem Display der Startbildschirm dargestellt, der sich aus einem Logo und einem Textstring zusammensetzt (Abb. 5.29 a). Das Logo (RGB-Werte) wurde auf dem internen Speicher des Mikrocontrollers hinterlegt. Die Darstellung des Textstrings erfolgt durch einen im internen Speicher implementierten Zeichensatz mit der Schriftart Courier. Durch Berühren des Touchscreen-Displays wird vom Startbildschirm zum Hauptmenü des Gateways gewechselt (Abb. 5.29 b). Hierin wurden drei grafische berührungsempfindliche Schaltflächen realisiert, die bei Berührung in das jeweilige Untermenü verzweigen. Zwei der drei Schaltflächen dienen als Vorbereitung weiterer Untermenüs. Über den Menüpunkt „Info“ wird der Batteriestatus grafisch in Form einer Füllstandsanzeige dargestellt (Abb. 5.29 c). Hierzu wurde die grafische Darstellung realisiert. Der zweite Menüpunkt „Einstellungen“ dient dazu, die Display-Helligkeit und die Standby-Zeit individuell zu regeln (Abb. 5.29 d). Die Regelung erfolgt hierbei über grafische Schieberegler.

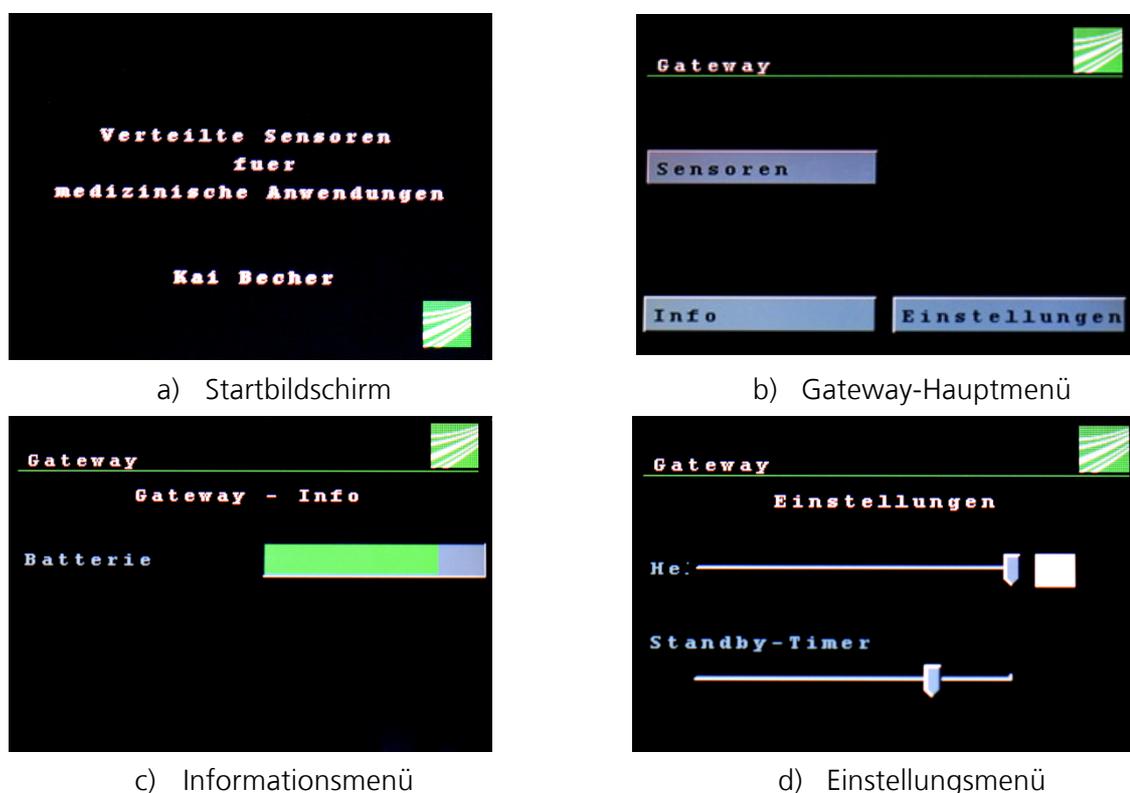


Abb. 5.29: Software des Gateways mit Startbildschirm (oben links), Hauptmenü des Gateways (oben rechts), Informationsmenü (unten links) und Einstellungsmenü (unten rechts).

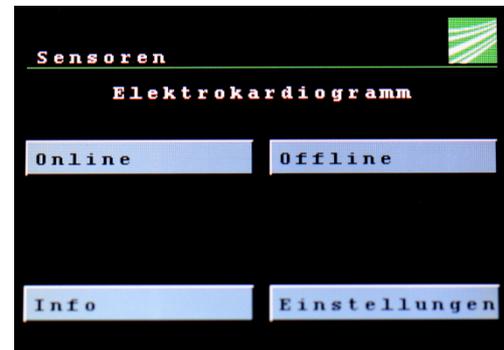
Der dritte Menüpunkt des Hauptmenüs „Sensoren“ verzweigt in ein Untermenü, in dem die Sensoren durch berührungsempfindliche Schaltflächen grafisch dargestellt sind (Abb. 5.30).

In dem Sensoruntermenü lassen sich die durch die Sensoren erfassten Rohdaten entweder in Echtzeit (Online) darstellen, oder es kann auf ältere, im Flash-Speicher abgelegte Daten (Offline) zurückgegriffen werden. Die beiden implementierten Schaltflächen „Info“ und „Einstellungen“ dienen zur Darstellung des aktuellen Batteriezustandes und der aktiven

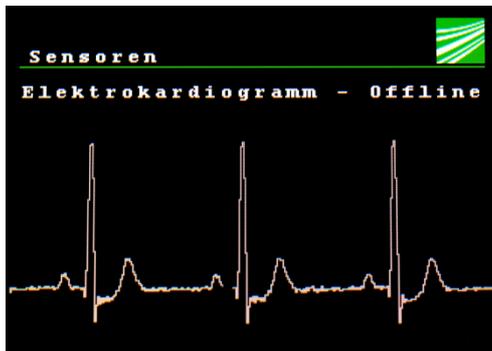
Verbindung zwischen Sensor und Gateway. Das Einstellungsmenü dient zur individuellen Signalskalierung in x- und y-Richtung, da die aktuellen Skalierungseinstellungen statisch innerhalb des Programmcodes erfolgen. Zur direkten Einstellung der Skalierungsparameter wurde daher eine grafische Bildschirmtastatur entwickelt und implementiert, die durch die hohe örtliche Auflösung des Touchscreendisplays die einzelnen Tastenbetätigungen im oberen Feld darstellt.



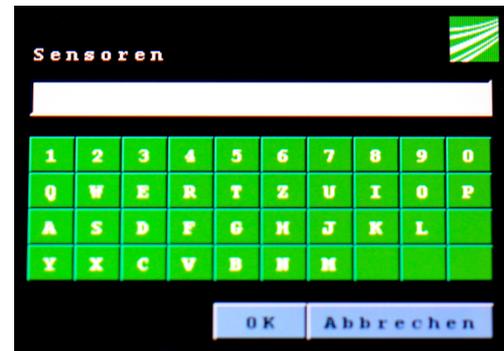
a) Sensor-Hauptmenü



b) Sensor-Untermenü



c) Signaldarstellung



d) Bildschirmtastatur

Abb. 5.30: Software des Gateways mit Sensor-Hauptmenü (oben links), Sensor-Untermenü (oben rechts), Signaldarstellung (unten links) und Bildschirmtastatur (unten rechts).

5.6 Energie

Zur Untersuchung und Beurteilung der Energieeffizienz wurden die jeweiligen Sensorknotenmodule (Energie-Modul, Kommunikations-Modul und Sensor-Module) einzeln betrachtet.

5.6.1 Energie-Modul

Das Energie-Modul verfügt neben einem Spannungsregler zur Bereitstellung der Versorgungsspannung für das Kommunikations- und das Sensor-Modul über eine Ladeinheit für einen Lithium-Polymer-Akkumulator. Zusätzlich verfügt der Lithium-Polymer-Akkumulator über eine eigene Regelung zum Schutz vor Tiefentladung. Der Grundstromverbrauch des Energie-Moduls liegt bei 3,689 μA .

5.6.2 Sensor-Module

Bei der Untersuchung der einzelnen Energieverbrauchswerte der unterschiedlichen Sensormodule ergaben sich Werte im Bereich von 0,17 mA bis 32,10 mA, die aus der nachfolgenden Tabelle (Tab. 5.3) zu entnehmen sind.

Tab. 5.3: Stromverbrauch der Sensormodule, nach [Becher et al., 2012a].

Sensormodul	Stromverbrauch / mA
EKG	0,36
EMG	0,87
Blutdruck	12,19
Puls	10,20
Atemanstrengung	15,87
Mikrofon	0,17
GPS	22,12
Beschleunigung	0,19
Temperatur /	0,36
Feuchtigkeit	
Gewicht	12,10

5.6.3 Kommunikations-Modul

Mikrocontroller MSP430F2619

Zur Analyse des Stromverbrauchs des Mikrocontrollers wurde das Funktransceivermodul in den Energiesparmodi (LPM3) versetzt und eine Taktfrequenz für den Mikrocontroller von 2 MHz für den ACLK eingestellt, getaktet durch den externen Quarz. Der MCLK beziehungsweise SMCLK wurde im Folgenden einerseits mit dem externen Quarz bei Taktfrequenzen von 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz und 16 MHz betrachtet, andererseits mit dem DCO bei Frequenzen zwischen 125 kHz und 16 MHz (Abb. 5.31).

Das Kommunikationsmodul verfügt bei der Verwendung des externen Quarzes sowie einer Taktfrequenz von 16 MHz über einen Stromverbrauch von 12,99 mA. Bei der niedrigsten Taktfrequenz von 2 MHz, bedingt durch den internen Takteiler, verfügt das Kommunikationsmodul über einen Stromverbrauch von 5,85 mA. Dies entspricht einer Senkung des Energieverbrauchs um etwa 55 %. Der interne digitale Oszillator verfügt bei 16 MHz um einen etwa 1 mA und bei 2 MHz um einen etwa 0,65 mA höheren Energieverbrauch als bei der Verwendung der externen Taktquelle. Dieser Sachverhalt ist auf die interne Erzeugung der Taktfrequenz zurückzuführen. Zusätzlich lassen sich bei dem internen digitalen Oszillator weitere Taktfrequenzen (kleiner 2 MHz) einstellen. So kann der Stromverbrauch bei der Verwendung einer Taktfrequenz von 1 MHz um weitere 17 % auf 5,39 mA gesenkt werden. Bei der niedrigsten Systemtaktfrequenz von 125 kHz liegt der Stromverbrauch des Mikrocontrollers bei 4,88 mA.

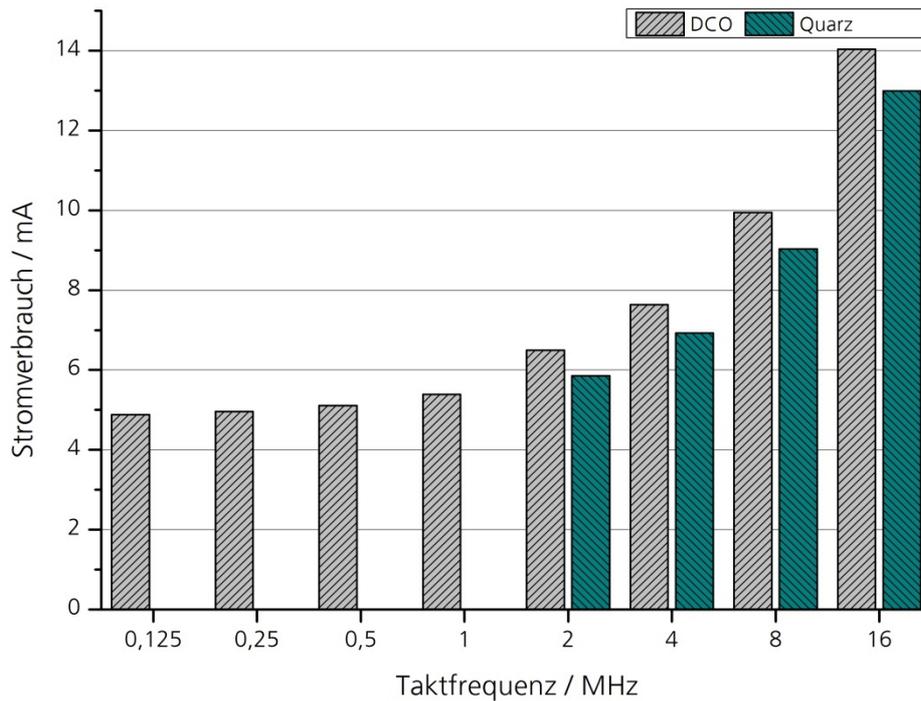


Abb. 5.31: Stromaufnahme des Mikrocontrollers MSP430F2619 bei der Verwendung eines externen Quarzes und des integrierten DCO bei verschiedenen Taktfrequenzen, nach [Becher et al., 2012a].

Durch Einsatz der unterschiedlichen Energiesparmodi, die durch den Mikrocontroller bereitgestellt werden, lässt sich der Stromverbrauch weiter senken (Abb. 5.32).

Im aktive Modus (AM) verfügt der Mikrocontroller bei einem intern erzeugten 16 MHz Takt über einen etwa 1 mA höheren Stromverbrauch als bei der Verwendung der externen Taktquelle. Wird ein intern erzeugter Systemtakt von 1 MHz gewählt, so lässt sich der Stromverbrauch um etwa 62 % senken. Im ersten Energiesparmodus (LPM0) fällt der Energieverbrauch des Mikrocontrollers bei der intern erzeugten 16 MHz Taktfrequenz von 14,04 mA auf 5,93 mA beziehungsweise bei 1 MHz von 5,39 mA auf 4,84 mA und bei Verwendung der externen 16 MHz Taktfrequenz von 12,99 mA auf 4,98 mA. Dieser Sprung innerhalb der Energiesparmodi ist auf die Abschaltung der CPU und der MCLK zurückzuführen. Im zweiten Energiesparmodus (LPM1) deaktiviert der Mikrocontroller den internen digitalen Oszillator und den DC-Generator, wenn dieser nicht für den SMCLK verwendet wird. Da jedoch sowohl bei Verwendung des externen Quarzes als auch bei Verwendung des digitalen Oszillators die Generierung des SMCLK-Taktes durch den DCO eingestellt wurde, macht sich an dieser Stelle keine Änderung zum vorherigen LPM0 bemerkbar. Neben der Abschaltung der CPU und MCLK wird im dritten Energiesparmodus (LPM2) die SMCLK und die DCO deaktiviert. Demnach wird sowohl bei Verwendung der internen als auch der externen Taktquellen nur noch die ACLK durch den externen Quarz mit 2 MHz betrieben. Da jedoch der DC-Generator noch aktiviert ist, lassen sich

Schwankungen im Bereich von etwa 14 μA bedingt durch die Einstellungen von 16 MHz oder 1 MHz des DC-Generators erkennen. Im vorletzten Energiesparmodus (LPM3) wird der DC-Generator deaktiviert. Hierdurch werden die Schwankungen im Stromverbrauch durch den DC-Generator eliminiert. Der Stromverbrauch liegt bei 4,75 mA, bedingt durch die Taktung des ACLK über die externe Taktquelle. Im höchsten Energiesparmodus (LPM4) werden die CPU sowie alle Taktgeber deaktiviert. Das System lässt sich nur noch durch einen externen Interrupt in den aktiven Modus (AM) überführen. Der Stromverbrauch des gesamten Kommunikationsmoduls inklusive dem Funktransceivermodul (LPM3), dem NAND-Flash-Speicherbaustein, dem Mikrocontroller im Energiesparmodus (LPM4) und dem externen Quarz liegt hierbei bei 4,51 mA.

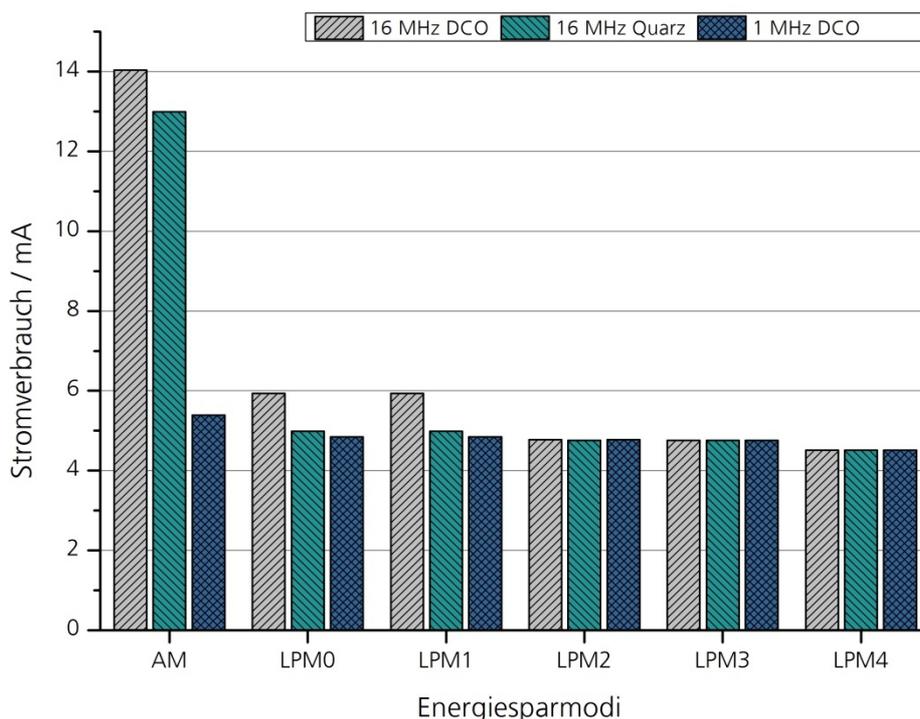


Abb. 5.32: Stromaufnahme des Mikrocontrollers MSP430F2619 bei Verwendung unterschiedlicher Energiesparmodi, nach [Becher et al., 2012a].

Mikrocontroller MSP430F2619 - Schnittstellen

Der eingesetzte Mikrocontroller verfügt über zahlreiche Kommunikationsschnittstellen, die zum Austausch der erfassten Signale von den Sensormodulen und dem Kommunikationsmodul dienen. So werden zur Erfassung von analogen Signalen je nach Sensormodul unterschiedlich viele Analogeingänge und Abtastraten benötigt.

Die nachfolgende Tab. 5.4 gibt einen Überblick über den Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei verschiedenen Kanalzahlen und Abtastraten.

Tab. 5.4: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlicher Kanalzahl und Abtastraten, nach [Becher et al., 2012a].

Abtastfrequenz / Hz	Stromverbrauch / mA		
	1 Kanal	2 Kanäle	3 Kanäle
10	5,500	5,531	5,530
100	5,500	5,531	5,529
500	5,500	5,529	5,528
1000	5,500	5,530	5,529

Dabei wird deutlich, dass der Stromverbrauch unabhängig von der jeweiligen Abtastfrequenz ist. Da das Kommunikationsmodul bei einer DCO-generierten Taktfrequenz von 1 MHz einen Stromverbrauch von 5,39 mA aufweist, wird für einen A/D-Kanal ein zusätzlicher Strombedarf von etwa 110 μA benötigt. Wird mehr als ein Kanal benötigt, so liegt auf Grund der kontinuierlichen Abtastung der Analog-Eingänge des Mikrocontrollers ein konstanter zusätzlicher Strombedarf von etwa 130 μA vor. Im Rahmen der Untersuchung des A/D-Wandlers erhöht sich bei einer konstanten Abtastfrequenz von 1 kHz und eingestelltem Energiesparmodus LPM3 der Energieverbrauch mit fallender Taktfrequenz (Abb. 5.33). Dies bedeutet, je kleiner die Taktfrequenz ist, desto höher ist der zeitliche Bedarf für die Digitalisierung des analogen Signals und damit auch der Energieverbrauch.

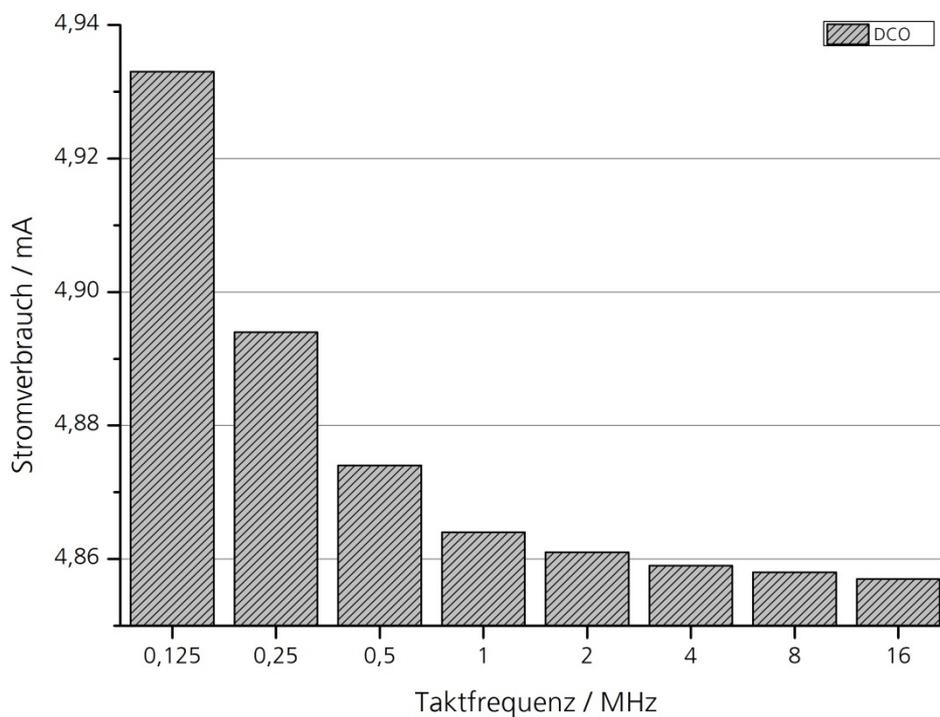


Abb. 5.33: Stromverbrauch des Mikrocontrollers MSP430F2619 (3x ADC, LPM3, 1 kHz)

Zur Untersuchung der seriellen RS232-Schnittstelle (Universal Serial Communication Interface) wurde der Stromverbrauch, wie in Tab. 5.5 dargestellt, bei unterschiedlichen Symbolraten (Baud-Raten) von 4800 Bd, 9600 Bd und 19200 Bd betrachtet.

Tab. 5.5: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlichen Symbolraten, nach [Becher et al., 2012a].

Symbolrate / Bd	Stromverbrauch / mA
4800	5,457
9600	5,457
19200	5,457

Aus obiger Tabelle wird ersichtlich, dass der Stromverbrauch beim Einsatz der seriellen RS232-Schnittstelle unabhängig von der gewählten Symbolrate ist. Der Strombedarf des Kommunikationsmoduls steigt bei Verwendung der seriellen Schnittstelle um etwa 65 μA an.

Die Untersuchungen des Stromverbrauchs bei Einsatz der I²C- und der SPI-Schnittstelle ergaben bei beiden Kommunikationsschnittstellen einen identischen zusätzlichen Stromverbrauch von etwa 300 μA .

NAND-Flash

Die Untersuchung des Stromverbrauchs für den eingesetzten NAND-Flash-Speicher ergab für den Grundverbrauch, den sogenannten Stand-By Verbrauch, einen Wert von 1,19 mA. Bei Schreib- und Lesezugriffen wurde ein konstanter Energieverbrauch für das gesamte Kommunikationsmodul von 19,77 mA ermittelt.

Funktransceivermodul RP-M100

Die Untersuchung des Energieverbrauchs des eingesetzten Funktransceivermoduls wurde bei unterschiedlichen Betriebs- und Energiesparmodi sowie bei Taktfrequenzen von 16 MHz und 8 MHz betrachtet (Abb. 5.34).

Im Sendemodus (TX) wurden innerhalb einer Schleife kontinuierlich Daten mit einer Datenrate von 250 kb/s und einer Sendeleistung von 0 dBm über die Funkschnittstelle versendet. Dabei wurde einen Stromverbrauch von 55,49 mA ermittelt. Wurde der Systemtakt auf die Hälfte reduziert, so verringerte sich der Stromverbrauch auf 52,60 mA. Wird der Funktransceiver im aktiven Empfangsmodus (AM) betrieben, so wurde für einen 16 MHz-Systemtakt ein Stromverbrauch von 45,49 mA und für einen 8 MHz-Systemtakt ein Stromverbrauch von 42,52 mA ermittelt. Hieraus lässt sich folgern, dass sowohl im TX- als auch im AM-Modus bei Halbierung der Taktfrequenz eine Einsparung im Stromverbrauch von etwa 3 mA vorliegt.

Bei der Untersuchung der Energiesparmodi zeigte sich, dass der Energieverbrauch gegenüber dem AM-Modus im ersten Energiesparmodi (LPM1) bei einem Systemtakt von 16 MHz

um etwa 85 % auf 7,89 mA sank. Gleiches gilt bei einem Systemtakt von 8 MHz. Dies lässt sich auf die Deaktivierung des Systemtaktes sowie die Abschaltung der internen Analogspannungsregelung zurückführen. Im zweiten Energiesparmodus (LPM2) wird durch Abschaltung der internen Digitalspannungsregelung der Energieverbrauch noch um etwa die Hälfte auf 4,52 mA reduziert. Der Energiesparmodus (LPM3) deaktiviert zusätzlich noch den „Sleep Timer“, der durch einen zeitgesteuerten Interrupt den Funkreceiver aus einem Energiesparmodus in den aktiven Modus überführt. Dies führt dazu, dass der Funktransceiver nur noch durch einen Hardware-Reset oder durch einen externen Interrupt in den aktiven Modus überführt werden kann. Der Energieverbrauch sinkt dadurch um etwa 20 μA auf einen Gesamtstromverbrauch von 4,50 mA.

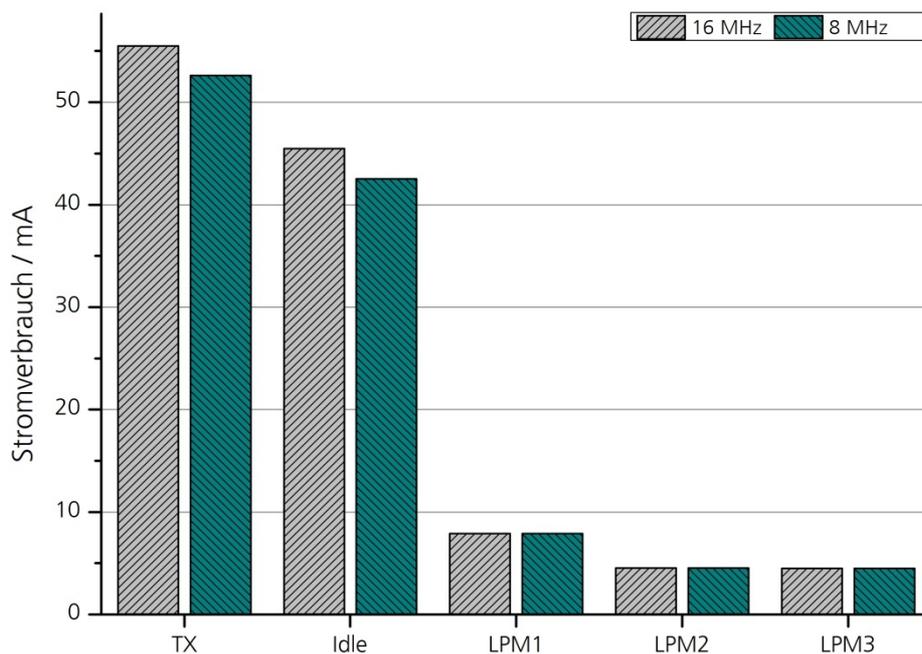


Abb. 5.34: Stromaufnahme des Funktransceivermoduls RP-M100A im aktiven Modus und bei unterschiedlichen Energiesparmodi, nach [Becher et al., 2012a].

Zudem wurde der Stromverbrauch bei unterschiedlichen Sendeleistungen sowie Systemtaktten von 16 MHz und 8 MHz ermittelt (Abb. 5.35).

Bei einer Sendeleistung von 0 dBm (1 mW) liegt der Energieverbrauch wie im zuvor ermittelte Sendemodus (TX) bei 55,49 mA bei einem Systemtakt von 16 MHz beziehungsweise 52,60 mA bei einem Systemtakt von 8 MHz. Wird die Sendeleistung auf -10 dBm (100 μW) reduziert, so reduziert sich der Stromverbrauch um etwa 25 % sowohl bei einem Systemtakt von 16 MHz als auch bei 8 MHz. Eine weitere Reduzierung der Sendeleistung auf -20 dBm (10 μW) verringert den Stromverbrauch nochmals um etwa 4 mA auf 38,42 mA bei einem Systemtakt von 16 MHz sowie auf 35,52 mA bei einem Systemtakt von 8 MHz. Eine Sendeleistung von -30 dBm (1 μW) führt bei den beiden Systemtakteeinstellungen nochmals zu einer Reduzie-

ung von etwa 4 mA. Ein Gesamtstromverbrauch von 32,92 mA bei einem Systemtakt von 16 MHz sowie 30,00 mA bei einem Systemtakt von 8 MHz wird durch eine Reduzierung der Sendeleistung auf -40 dBm (0,1 μ W) erreicht.

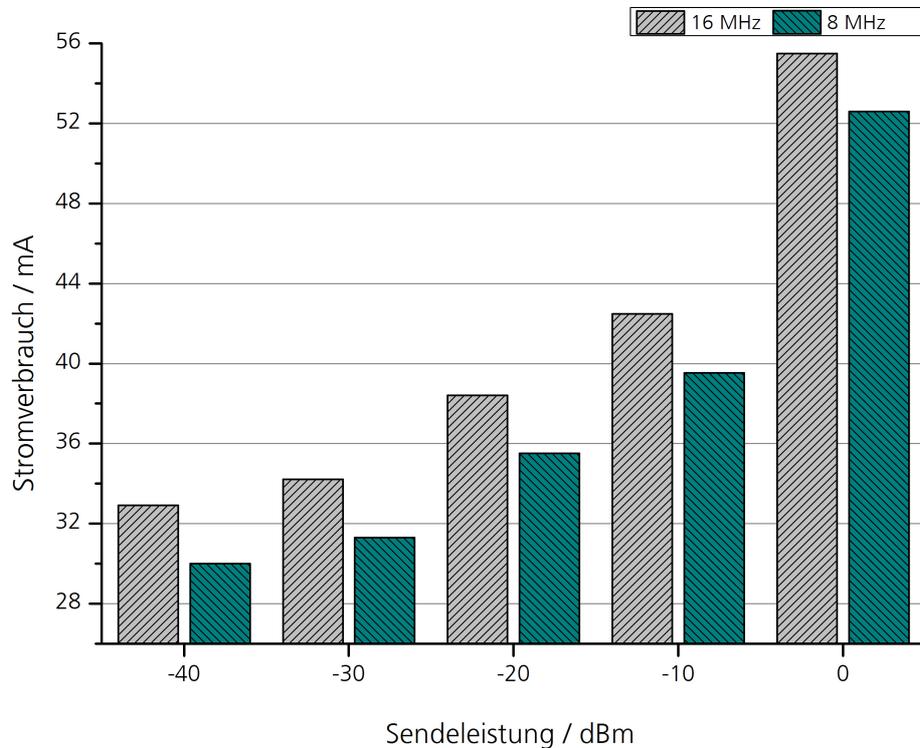


Abb. 5.35: Stromverbrauch des Kommunikationsmoduls bei unterschiedlichen Sendeleistungen und Systemtaktfrequenzen, nach [Becher et al., 2012a].

5.6.4 Gesamtverbrauch Sensorknoten

Der Gesamtstromverbrauch eines Sensorknotens lässt sich aus der Summe der Einzelverbrauchswerte für das Sensor-Modul, das Kommunikations-Modul und das Energie-Modul zusammensetzen. Dabei verfügt das Energie-Modul über einen konstanten Energieverbrauch und das Sensor-Modul sowie das Kommunikations-Modul über einen sensorabhängigen Verbrauch. Der Energieverbrauch des Kommunikations-Moduls setzt sich dabei aus dem Verbrauch des Mikrocontrollers, der sensorabhängigen Schnittstellen, dem Funktransceiver im Sendemodus sowie dem Flash-Speicher zusammen.

Die nachfolgende Tabelle (Tab. 5.6) gibt einen Überblick über den Gesamtstromverbrauch der verschiedenen Sensorknoten im aktiven Sendemodus, sowie bei einer kontinuierlichen Speicherung der erfassten Rohsignale auf dem Flash-Speicher.

Tab. 5.6: Gesamtstromverbrauch der jeweiligen Sensor-Knoten, nach [Becher et al., 2012a].

Sensorknoten	Stromverbrauch			Gesamtstrom- verbrauch / mA
	Sensor- Modul / mA	Kommunikations- Modul / mA	Energie- Modul / μ A	
EKG	0,36	87,06	3,68	87,42
EMG	0,87	87,06	3,68	87,93
Blutdruck	12,19	87,06	3,68	99,25
Puls	10,20	87,06	3,68	97,26
Atemanstrengung	15,87	87,06	3,68	102,93
Mikrofon	0,17	87,06	3,68	87,23
GPS	22,12	87,06	3,68	109,18
Beschleunigung	0,19	87,06	3,68	87,25
Temperatur / Feuchtigkeit	0,36	87,06	3,68	87,42
Gewicht	12,10	87,06	3,68	99,16

Aus den jeweiligen Energie-Analysen zeigte sich, dass für die einzelnen Sensorknoten durch die Implementierung der Energiesparmodi sowie durch Reduzierung der Taktfrequenzen Energieeinsparungen von bis zu 23% erreicht werden (Tab. 5.7).

Tab. 5.7: Übersicht des nicht optimierten und des optimierten Gesamtstromverbrauchs der jeweiligen Sensorknoten, nach [Becher et al., 2012] [Becher et al., 2012a].

Sensorknoten	Stromverbrauch			
	Nicht optimiert / mA (Leistung / mW)		Optimiert / mA (Leistung / mW)	
EKG	87,42	(288,49)	66,82	(220,51)
EMG	87,93	(290,17)	67,33	(222,19)
Blutdruck	99,25	(327,53)	78,65	(259,55)
Puls	97,26	(320,96)	76,66	(252,98)
Atemanstrengung	102,93	(339,67)	82,33	(271,69)
Mikrofon	87,23	(287,86)	66,63	(219,88)
GPS	109,18	(360,29)	88,58	(292,31)
Beschleunigung	87,25	(287,93)	66,65	(219,95)
Temperatur / Feuchtigkeit	87,42	(288,49)	66,82	(220,51)
Gewicht	99,16	(327,23)	78,56	(249,25)

5.7 Energy Harvesting

Das „Ernten“ von Energie aus der Umwelt lässt sich mittels geeigneter Energiewandler, wie Solarzellen, Thermogeneratoren oder Antennen für unterschiedliche Anwendungen im Bereich der Mikroelektronik nutzen. Jedoch verfolgt der Grundgedanke des Energy Harvesting weniger, möglichst viel Energie aus der Umgebung zu ernten, sondern vielmehr genügend Energie für eine bestimmte Anwendung zur Verfügung zu stellen. Durch die geringe zur Verfügung stehende Fläche der verteilten Sensoren (8 cm²) ist daher der Energiegewinn über energy-harvesting-Wandler limitiert. Die Tab. 5.8 zeigt eine Übersicht möglicher energy-harvesting-Technologien, die in drahtlosen Sensornetzwerken zum Einsatz kommen, sowie die für die verteilten Sensoren mögliche Energiegewinnung.

Tab. 5.8: Übersicht verschiedener energy-harvesting-Technologien, nach [Seah et al., 2009].

Technologie	Leistung μW /cm²	Maximale Leistung Sensorknoten μW / 8 cm²
Solar (im Raum)	3,2	25,6
Solar (außerhalb)	3700	29600
Vibration (elektromechanisch)	4	32
Vibration (piezoelektrisch)	500	4000
Thermoelektrisch	60	480

Da die zur Verfügung stehenden energy-harvesting-Ansätze aktuell nur geringe Energien zur Verfügung stellen können, müssen unterschiedliche Energieeinsparungen auf Seiten der Sensorknoten durchgeführt werden. Daher wurde bereits bei der Hardware- und Softwareentwicklung der jeweiligen Sensorknoten auf Bauteile geachtet, die über einen niedrigen Energieverbrauch verfügen. Zudem wurden softwaretechnische Powermanagementlösungen zur Verfügung gestellt. Mittels einer Energiebilanz lassen sich Aussagen über einen autonomen Betrieb der verteilten Sensoren treffen. Aus Tab. 5.7 wird ersichtlich, dass die Leistung der Sensorknoten inklusive einer Signalübertragung zwischen etwa 220 mW und 293 mW liegt. Daher ist nach Tab. 5.8 ein autonomer Betrieb für verteilte Sensoren mit einer verfügbaren Fläche von 8 cm², die kontinuierlich Daten erfassen, speichern und drahtlos übertragen, nicht möglich.

5.8 Sicherheit

5.8.1 Sicherheitsparameter

Die Sicherheit beziehungsweise die Informationssicherheit ist innerhalb eines funkbasierten Netzwerkes, bei dem Daten über einen Funkschnittstelle versendet werden, kritischer als bei Systemen, die über eine direkte Kabelverbindung verfügen. Daher sind bei der Sicherheit drahtloser verteilter Sensoren einige Parameter zu berücksichtigen [Tahir et al., 2008] [Thamilarasu et al., 2005].

Vertraulichkeit

Da innerhalb des Sensornetzwerks technische und biologische Parameter übermittelt werden und diese Rückschlüsse auf den Gesundheitszustand des Benutzers gestatten, stellt der Schutz der Vertraulichkeit der Daten eine unverzichtbare Anforderung dar. Daher ist es erforderlich, diese Daten vor unerlaubtem Abhören zu schützen. Um die Vertraulichkeit der zu übermittelten Daten zu gewährleisten, bietet der IEEE 802.15.4-Standard einen Algorithmus (Advanced Encryption Standard – AES) zur kryptographischen Verschlüsselung an. Diesbezüglich wurde der „AES-CCM-32“-Sicherheitsmodus zur Übermittlung der Daten von den Sensorknoten zum Gateway aktiviert.

Integrität

Um sowohl die Inhalte der Datenpakete als auch die Steuerinformationen vor unbemerkter Modifikation zu schützen, stellt der „AES-CCM-32“-Sicherheitsmodus eine Integritätsprüfung zur Verfügung. Dieser Sicherheitsmodus enthält neben der verschlüsselten Nachricht einen 32-Bit-verschlüsselten Integritäts-Code.

Authentifizierung

Der Sicherheitsmodus „AES-CCM-32“ dient ebenfalls zum Schutz vor Täuschung einer falschen Sensorknotenidentität, indem ein „Message Authentication Code“ (MAC) zum Empfänger gesendet wird.

Autorisierung

Die Zugangskontrolle, die den einzelnen Sensorknoten Zutritt und diesbezüglich auch die Kommunikation innerhalb des Netzwerks gestattet, wird bereits bei der Programmierung der Sensorknoten durch Angabe einer Netzwerkidentifikationsnummer und einer Netzwerkadresse berücksichtigt.

Verfügbarkeit

Die Verfügbarkeit des drahtlosen Sensornetzwerks und der Daten wird durch die Nutzung des lizenzfreien 2,4 GHz-Industrial Scientific Medical (ISM)-Bands vor eine große Herausforderung gestellt. Durch die Nutzung standardisierter Technologien wie WLAN sowie durch die Verwendung von Haushaltsgeräten wie Mikrowellen kann es zu Interferenzen auf Grund unterschiedlicher Sendeleistungen auf dem Frequenzband kommen. Um die Datenverfügbarkeit der erfassten Sensordaten zu gewährleisten, wurden daher Flash-Speicherbausteine auf den jeweiligen Sensorknoten implementiert, um die erfassten Signale zu speichern.

5.8.2 Sendeleistung

Um Aussagen über die Qualität einer Übertragungsstrecke sowie Energieeinsparungen auf Grund einer geringeren Sendeleistung vornehmen zu können, muss eine Untersuchung der Sendeleistung im Verhältnis zur Entfernung zum Empfänger durchgeführt werden.

Hierzu wurden zwei in einem ABS-Kunststoffgehäuse befindliche Sensorknoten aus dem bestehenden Sensornetzwerk innerhalb eines abgeschirmten Kupferraumes auf einen Holztisch platziert, wobei einer als Sender und der andere als Empfänger agiert. Der Sender sendet nun insgesamt 1000 Datenpakete mit einem Sendeintervall von 10 ms pro Paket zum Empfänger, der sich in definierten Abständen befindet. Die Empfangsempfindlichkeit des Empfängers liegt bei -98 dBm. Die Änderung der Empfangsleistung, die sich durch Variation der Sendeleistung sowie der Entfernung zum Empfänger ergibt, ist aus nachfolgender Abb. 5.36 zu entnehmen.

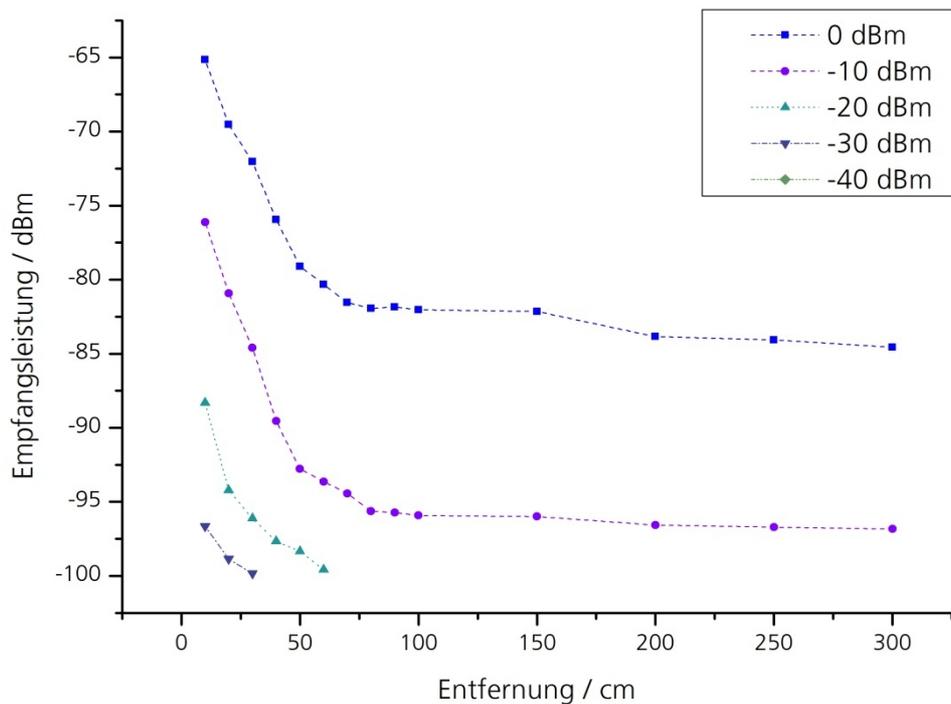


Abb. 5.36: Verhältnis der Empfangsleistung zur Entfernung bei variierender Sendeleistung, nach [Becher et al., 2012a].

Aus dem Diagramm ist deutlich zu erkennen, dass die gesendeten Datenpakete bei einer Sendeleistung von 0 dBm und -10 dBm in einer Entfernung von bis zu 300 cm mit einer hinreichenden Empfangsleistung erfasst werden. Wird die Sendeleistung auf -20 dBm gesenkt, so werden ab einer Entfernung von 70 cm zwischen Sender und Empfänger keine Datenpakete mehr erfasst. Bei einer weiteren Senkung der Sendeleistung auf -30 dBm verringert sich die maximale Entfernung zur Datenerfassung auf 30 cm. Bei einer Sendeleistung von -40 dBm, was einer Leistung von $0,1 \mu\text{W}$ entspricht, werden schon bei einem Abstand von 10 cm zwischen Sender und Empfänger keine Datenpakete mehr erfasst.

Neben der entfernungsabhängigen Verringerung der Empfangsleistung müssen bei einem tragbaren System Dämpfungen der Empfangsleistung durch unterschiedliche Materialien berücksichtigt und untersucht werden. Daher wurden verschiedene Textilien (Hemd, Pullover und Jacke) über den in einem Kunststoffgehäuse befindlichen Sender gelegt, was eine Verringerung der Empfangsleistung zur Folge hatte (Abb. 5.37).

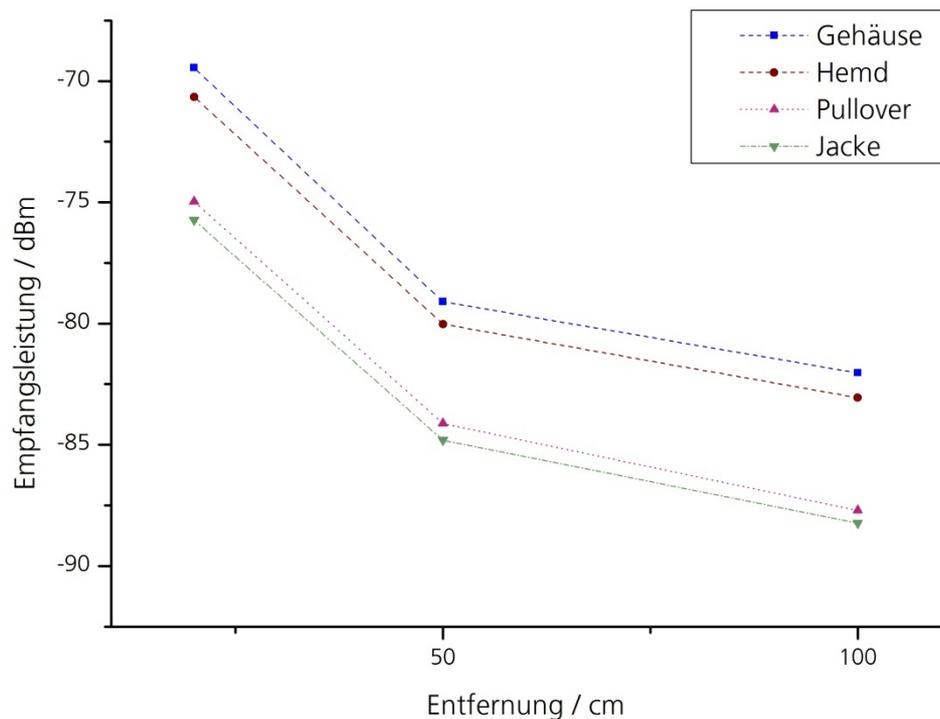


Abb. 5.37: Verhältnis der Empfangsleistung zur Entfernung bei unterschiedlichen Materialien, nach [Becher et al., 2012a].

Der Sender sendet 1000 Pakete in einem Intervall von 10 ms/Paket mit einer konstanten Sendeleistung von 0 dBm bei drei unterschiedlichen Abständen (20 cm, 50 cm und 100 cm). Beide Sensorknoten, sowohl Sender als auch Empfänger, sind in ABS-Kunststoffgehäuse integriert. Die Empfangsleistung von gehäuseintegrierten Sensorknoten liegt bei einer Entfernung von 20 cm bei etwa -69,5 dBm (über 1000 Pakete gemittelt). Bei Vergrößerung der Distanz auf 100 cm fällt die Empfangsleistung auf etwa -83,6 dBm. Wird über den Sender im ersten Versuch ein Hemd gelegt, so ergibt sich über die drei Messstrecken ein gemessener mittlerer Dämpfungsfaktor von etwa -0,7 dBm. Der zweite Versuch zeigte, dass durch Abdeckung des Senders mittels eines Strickpullovers ein mittlerer Dämpfungsfaktor von etwa -7,0 dBm erfasst wurde. Der dritte Versuch zeigte durch die Abdeckung einer dickeren Jacke mit etwa -7,4 dBm eine ähnlich hohe mittlere Dämpfung wie der vorherige Versuch.

5.8.3 Interferenz

Bei der in dieser Arbeit verwendeten drahtlosen Technologie wurde der IEEE 802.15.4-Standard verwendet, der das weltweit lizenzfreie 2,4 GHz-ISM-Band nutzt. Auf Grund starker Nutzung durch weitere drahtlose Technologien führt dies folglich zu möglichen Koexistenzproblemen.

Die nachfolgende Abb. 5.38 zeigt neben der gemeinsamen Nutzung des Frequenzbandes auch die jeweiligen Frequenzen der unterschiedlichen Technologien. Dabei sind Interferenzen

zen zwischen dem IEEE 802.15.4 und dem IEEE 802.11 sowie mit einem Mikrowellenofen zu erwarten.

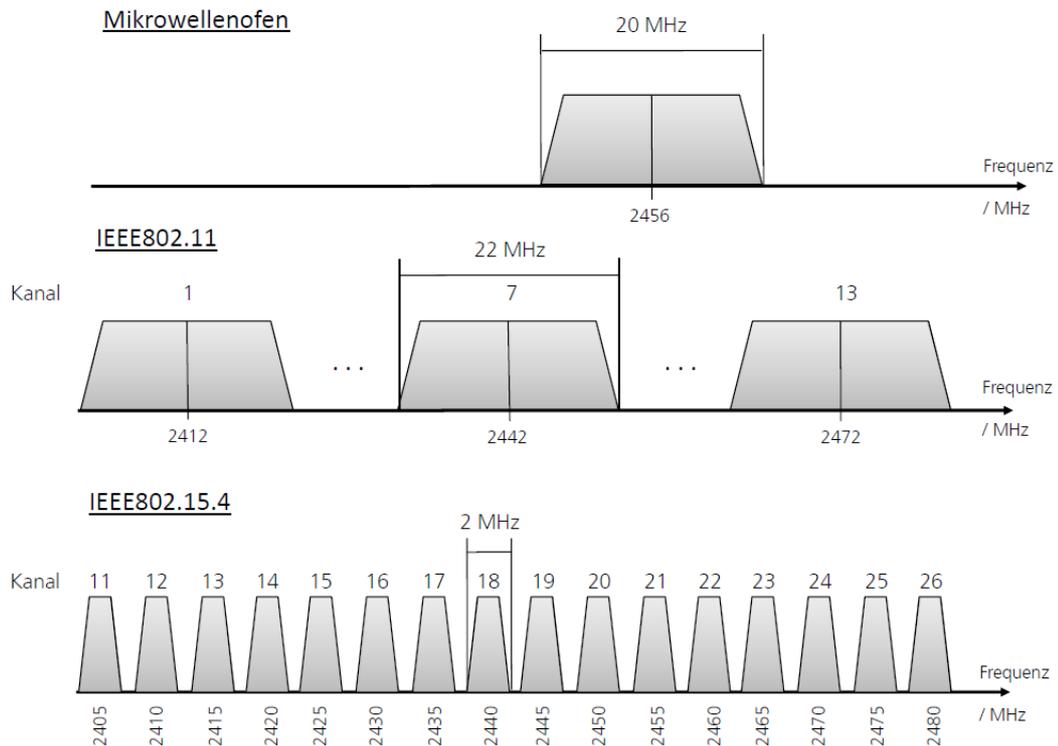


Abb. 5.38: 2,4 GHz-ISM-Band und dessen Nutzung durch unterschiedliche Teilnehmer, nach [Becher et al., 2012a].

Bei der Untersuchung des IEEE 802.15.4 mit dem IEEE 802.11 (WLAN)-Standard sendete der Sensorknoten 5000 Datenpakete zum Empfänger. Dabei wurde durch einen entfernt stehenden WLAN-Router über den fest eingestellten Kanal 7 (Mittelfrequenz: 2442 MHz) ein kontinuierlicher Datenstrom zu einem zwischen den beiden Sensorknoten stehenden Laptop drahtlos übertragen. Wie aus obiger Abb. 5.38 zu entnehmen, wurden Interferenzen zwischen dem IEEE 802.15.4 / ZigBee Kanal 16 bis Kanal 20 erwartet.

Anhand der erfassten Paketfehler traten in diesem Kanalbereich gemittelt etwa 3400 Fehler auf (Abb. 5.39). Jedoch wurden etwa 1670 Paketfehler zwischen Kanal 12 und Kanal 16 sowie 2790 Paketfehler zwischen Kanal 20 und Kanal 24 erfasst. Dies war auf die dynamische Sendeleistungsanpassung des eingesetzten WLAN-Routers zurückzuführen. Auf Grund der kurzen Entfernung von WLAN-Router und Laptop verwendet der WLAN-Router eine geringere Sendeleistung von < 0 dBm. Dies spiegelt sich in einer Verschiebung der Spektralmaske wider und führt so zu einer Gesamtpaketfehlerrate von etwa 59 % über den Kanäle 14 bis 24.

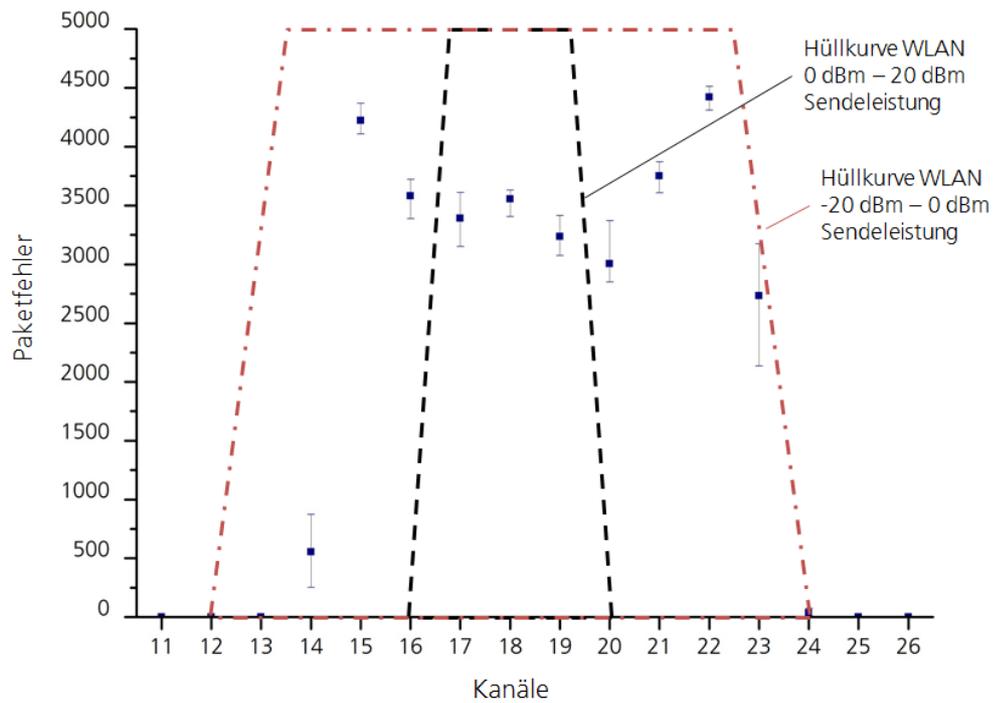


Abb. 5.39: Erfasste Datenpaketfehler bei der Kommunikation zwischen zwei Sensorknoten bei gleichzeitiger Kommunikation über den IEEE802.11-Standard, nach [Becher et al., 2012a].

Bei der Untersuchung eines im Abstand von 200 cm entfernten Mikrowellenofens traten über alle Kanäle des Frequenzspektrums Paketfehler auf (Abb. 5.40). Die Anzahl der Fehler lagen zwischen 6 (Kanal 26) und 2925 (Kanal 21). Zudem waren zwischen dem Kanal 13 und dem Kanal 21 die häufigsten Paketfehler vorzufinden.

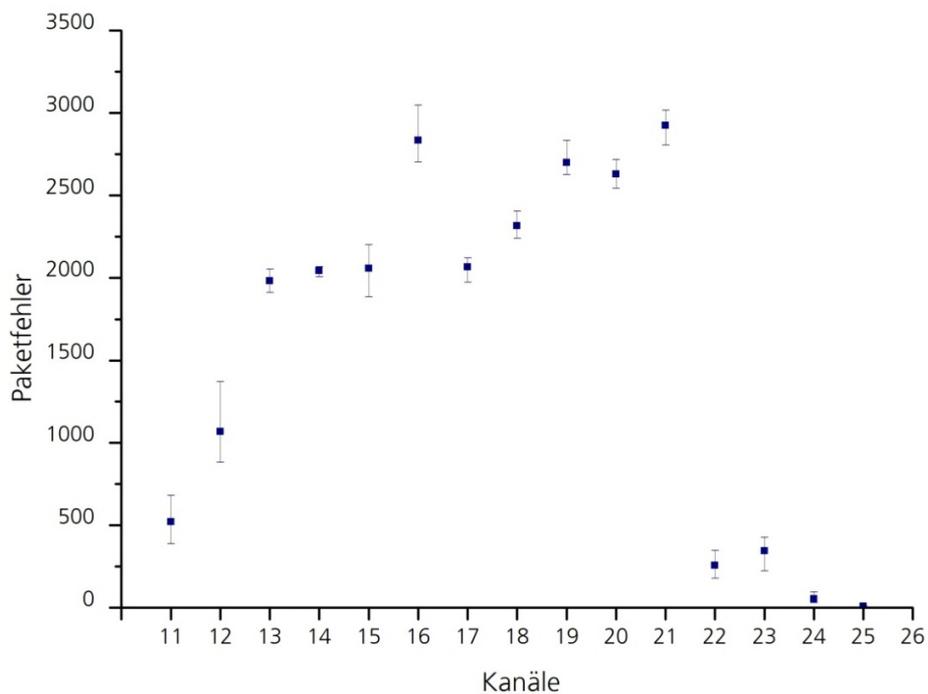
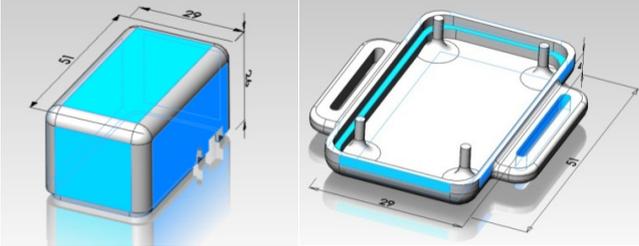
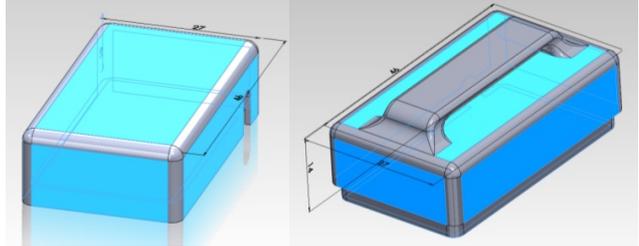
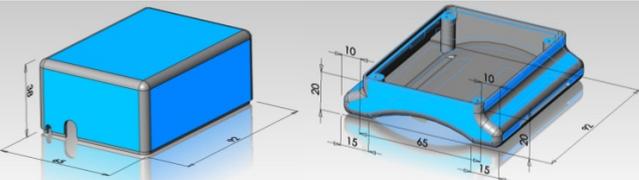
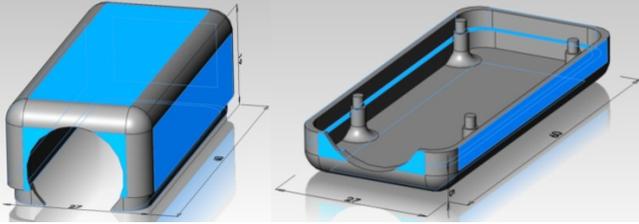
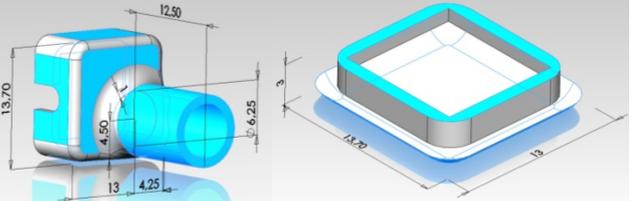
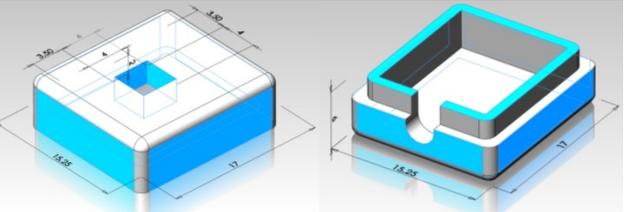


Abb. 5.40: Erfasste Datenpaketfehler bei der Kommunikation zwischen zwei Sensorknoten bei gleichzeitig eingeschalteter Mikrowelle, nach [Becher et al., 2012a].

5.8.4 Schutz vor Umgebungseinflüssen

Zum Schutz der Sensorknoten wurden unterschiedliche Kunststoffgehäuse designet und realisiert (Tab. 5.9).

Tab. 5.9: CAD-Gehäuse-Entwürfe der jeweiligen Sensorknoten

Sensorknoten	Gehäuse	Abmessungen / mm
EKG, EMG, Puls, Beschleunigung, Atemanstrengung		51 x 29 x 31
GPS		46 x 27 x 24,5
Blutdruck		92 x 85 x 20
Gewicht		60 x 27 x 24
Mikrofon		14 x 13 x 21
Temperatur / Feuchtigkeit		17 x 15,25 x 10

Die modulare Bauweise sowie die gleichen Abmessungen der Sensorknoten zur Erfassung des EKGs, EMGs, Pulswelle, Atemanstrengung und Beschleunigung begünstigen die Fertigung eines Universalgehäuses. Das obere Gehäuseelement verfügt dabei über Aussparungen für die Kabelverbindungen zu den Sensoren wie Elektroden, Leuchtdioden sowie Fototransistoren. Das untere Gehäuseelement verfügt über eine Gurtschlaufenbefestigung, um eine Anbringung an einer beliebigen Stelle am Körper zu ermöglichen. Das obere Gehäuseelement des GPS-Sensorknoten verfügt über eine Aussparung zur Anbringung einer externen Antenne. Zudem wurde das untere Gehäuseelement mit einer zentralen Gurtschlaufenbefestigung ausgestattet, um eine Anbringung des Sensorknotens am Gürtel zu ermöglichen. Bezüglich des Ableitungsortes wurde das untere Gehäuseelement für den Blutdruck-Sensorknoten um 30 mm verbreitert, um die Auflagefläche zu vergrößern und somit eine Anbringung am Unterarm zu gewährleisten. Das Gehäuse für den Gewichts-Sensorknoten verfügt über eine radiale Aussparung von 18 mm zur Kontaktierung des Sensorknotens mit der Personenwaage. Zur Erfassung von akustischen Signalen wird der eigentliche Sensor vom Sensorknoten getrennt und mittels einer Kabelverbindung mit dem Sensorknoten verbunden. Zur Anbringung des Sensors an einen Stethoskopkopf verfügt das obere Gehäuseelement über eine Aussparung für die Kabelführung sowie einen zylinderförmigen Aufsatz zur direkten Kontaktierung. Analog zum akustischen Sensorknoten wird bei dem Temperatur- und Feuchtigkeits-Sensorknoten der eigentliche Sensor mittels einer Kabelverbindung mit dem Sensorknoten verbunden. Dabei verfügt das untere Gehäuseelement über eine Aussparung für die Kabelführung zur Kontaktierung des Sensors mit dem Sensorknoten. Alle Gehäuse verfügen über eine Wanddicke von 2 mm, was sowohl die Stabilität erhöht als auch den Sensorknoten vor direkter Beschädigung schützt.

5.9 Zeitsynchronisation

Zur Analyse der erfassten Signale ist es erforderlich, diese mit einem Zeitstempel zu versehen. Da jedoch die jeweiligen Sensorknoten physikalisch voneinander getrennt sind, müssen diese drahtlos die aktuelle Zeit erhalten. Mittels dieser empfangen Zeit sowie durch die Abtastfrequenzen der jeweiligen Sensorknoten lässt sich die Zeitdifferenz ermitteln. Diese Möglichkeit besteht jedoch nur für die Betrachtung einzelner Signale. Bei der Untersuchung mehrere Signale gleichzeitig, ist eine identische und zeitsynchronisierte Zeit aller Sensorknoten erforderlich. Daher wurde bei der Betrachtung unterschiedlicher Zeitsynchronisationsmodelle das „Flooding Time Synchronisation Protocol“ (FTSP) entsprechend angepasst und implementiert [Kusy et al., 2010].

5.9.1 Implementierung auf dem Root-Knoten

In Abb. 5.41 ist der vollständige Programmablaufplan zur Implementierung des FTSP-Protokolls auf dem Root Knoten dargestellt. Zu Beginn werden alle benötigten Variablen sowie die Interrupts (Watchdog-Timer und Timer2), die für die Zeitsynchronisation dienen, initialisiert sowie ihre Prioritäten eingestellt. Der Timer2-Interrupt wird jede 50 μ s ausgelöst und inkrementiert die Variable *TimeSyncTimer*. Diese Variable wird nach dem Erreichen eines Zählerstandes von 72.000.000 zurückgesetzt und ein Stunden-Zähler erhöht. Der Zählerstand entspricht demnach der globalen Zeit $G(t)$, auf die alle Sensoren synchronisiert werden.

Nach dem Setzen der Hardwareeinstellungen (Funkkanal, Root-Adresse und PAN-Netzwerkadresse) wird das Hauptprogramm ausgeführt, das sich in einer Endlosschleife befindet. In diesem erfolgt neben dem Rücksetzen des Watchdog-Timers zur Erhöhung der Ausfallsicherheit eine Überprüfung auf einen Broadcast-Timer-Überlauf, der eigentlichen Zeitsynchronisationsbroadcastnachricht. Nach Ablauf der Broadcastintervall-Zeit zwischen zwei Broadcasts erfolgt eine Überprüfung, ob bereits acht Broadcasts versendet wurden, um alle Knoten vollständig zeitlich zu synchronisieren. Ist dies nicht der Fall, wird die Broadcastintervall-Zeit auf 30 Sekunden gesetzt, um eine schnellere Synchronisation des Netzwerks und Einbindung neuer Geräte zu ermöglichen. Liegen bereits acht Broadcasts vor, wird die Broadcastintervall-Zeit auf 300 Sekunden gesetzt.

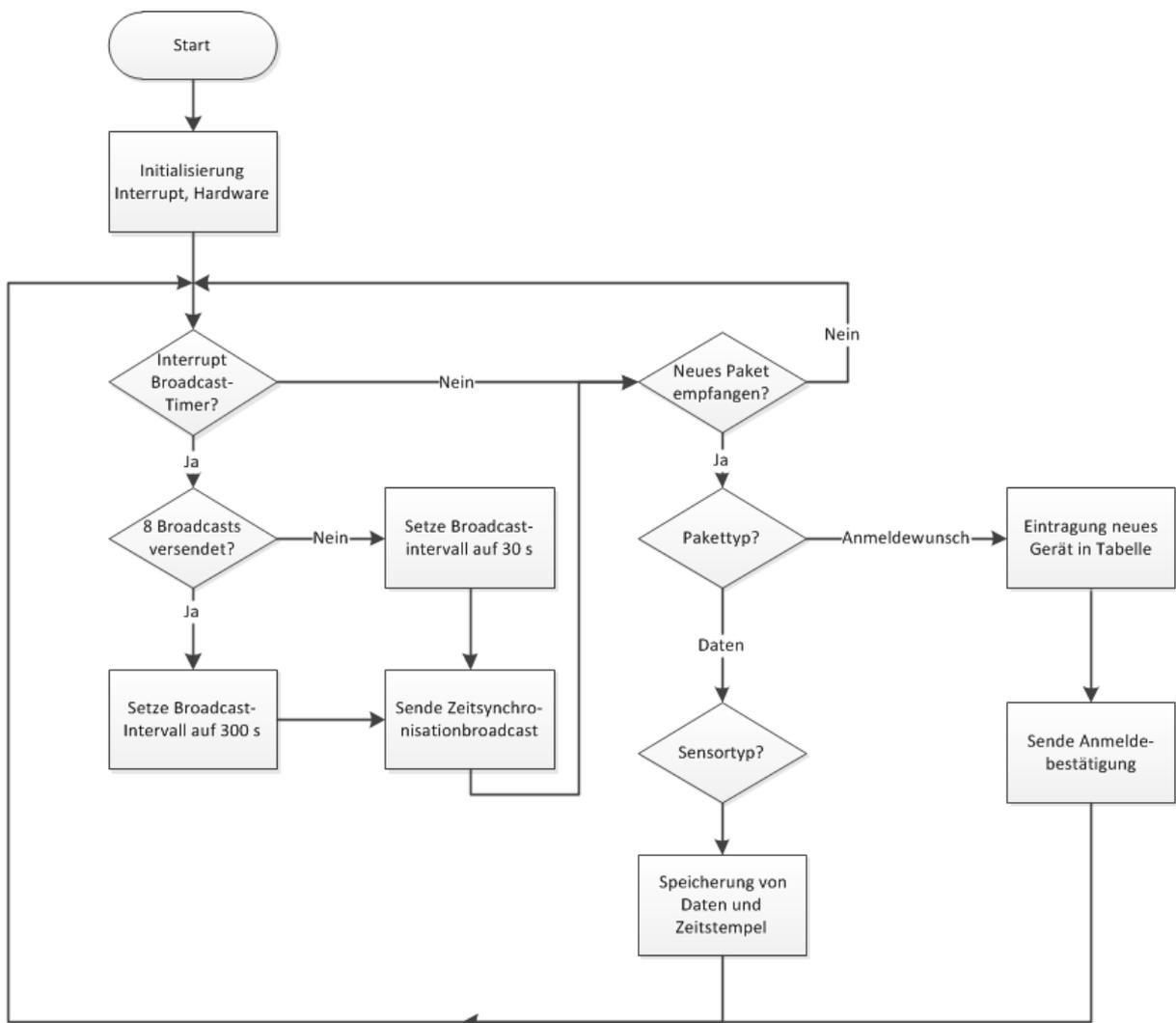


Abb. 5.41: Programmablaufplan Root-Knoten

Das Broadcast-Datenpaket verfügt über eine Größe von bis zu 6 Byte (Abb. 5.42). Das erste Byte (0xAA) dient zur Identifikation und legt damit den Typ (Zeitsynchronisationsnachricht) beziehungsweise den Inhalt des Paketes fest. Das zweite Byte enthält eine Sequenznummer, die bei jedem Broadcast inkrementiert wird. Die letzten vier Byte beinhalten die globale Root-Zeit.



Abb. 5.42: Datenpaket zur Zeitsynchronisation

In der nachfolgenden Tab. 5.10 sind die verschiedenen Möglichkeiten zur Identifikation der Pakete aufgeführt. Der Root-Knoten, der für die Zeitsynchronisation der einzelnen Sensorknoten verantwortlich ist, versendet dabei typischerweise Zeitsynchronisationsbroadcastnachrichten mit einem Identifikationsbyte von 0xAA. Jedoch muss dieser zwischen den eingehenden Paketen wie Anmeldewunsch (0xA0) und Daten (0xDD) unterscheiden können. Weitere Befehle wie das Anfordern von Daten, Statusmeldungen sowie weitere Sonderbefehle können an dieser Stelle implementiert werden.

Tab. 5.10: Identifikationsbyte

Byte	Bedeutung
0xA0	Anmeldewunsch
0xA1	Anmeldung erfolgreich
0xAA	Zeitsynchronisationsnachricht
0xDD	Daten folgen

Das Datenpaket mit einem Anmeldewunsch (0xA0) besitzt eine Größe von zwei Byte (Abb. 5.43). Das erste Byte dient dabei zur Identifikation und das zweite Byte gibt den Sensortyp an.

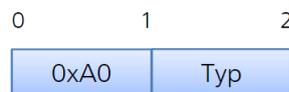


Abb. 5.43: Datenpaket zum Anmeldewunsch

Zunächst wird der Sensortyp (Tab. 5.11) aus dem Datenpaket extrahiert und mit der Senderadresse in eine interne Gerätetabelle abgelegt. Des Weiteren wird die Anzahl der Broadcasts auf den Wert Null zurückgesetzt, was eine kurze Broadcastintervall-Zeit zur Folge hat, um somit den neuen Sensorknoten schneller zeitlich zu synchronisieren.

Tab. 5.11: Zuordnung des zweiten Bytes des Datenpakets zum Anmeldewunsch zu den verschiedenen Sensortypen.

Byte	Bedeutung
0x00	Reserviert
0x01	EKG
0x02	EMG
0x03	Blutdruck
0x04	Puls (hochfrequent)
0x05	Atemanstrengung
0x06	Temperatur / Feuchtigkeit
0x07	Beschleunigung
0x08	Ortskoordinaten (GPS)
0x09	Gewicht
0x0A	Reserviert
0x0B	Reserviert
0x0C	Reserviert
...	...
0xFF	Reserviert

Der Root-Knoten sendet als Antwort ein fünf Byte langes Datenpaket an den Sensorknoten zurück (Abb. 5.44). Das Identifikationsbyte 0xA1 bestätigt die erfolgreiche Anmeldung des Sensorknotens. Die letzten vier Byte beinhalten den aktuellen Zeitzählerstand (G), die der Sensorknoten als eigenen lokalen Zeitzählerstand (Ci) übernimmt und daher schon bei der Anmeldung den Timeroffset verringert.



Abb. 5.44: Datenpaket einer erfolgreichen Anmeldung

Zur Datenübertragung enthält das Identifikationsbyte den Wert 0xDD. Bedingt durch die unterschiedlichen Datenmengen der verschiedenen Sensoren variiert der Aufbau der Datenpakete. Diese unterschiedlichen Datenpakete führen zu einer Steigerung der Komplexität der Verarbeitungslogik beim Senden und Empfangen, senken aber beträchtlich den Overhead. Bei einem Sensorknoten mit relativ wenig Datenaufkommen erfolgen auf einen vier Byte großen Zeitstempel die eigentlichen Daten (Abb. 5.45).



Abb. 5.45: Vollständiges Datenpaket

Differentieller Zeitstempel

Für hochfrequent abtastende Sensoren ist dieses Protokoll aus Effizienzgründen ungeeignet, da nach jedem erfassten Wert ein vollständiger Zeitstempel übertragen wird und demnach der Overhead steigt. Diesbezüglich wird auf die Methode des differentiellen Zeitstempels zurückgegriffen. Am Anfang eines jeden Datenpaketes wird nach dem Identifikationsbyte einmalig ein vollständiger vier Byte langer Zeitstempel übertragen, und nach den Daten dann nur noch in einem Byte die Differenz zum letzten Zeitstempel. Hiermit lässt sich der Overhead von 70 Byte auf 40 Byte verringern.

Da die Nutzlast, abzüglich dem Byte für die Identifikation, 101 Byte für Nutzdaten beträgt, ist bei der Übertragung eines vollständigen Pakets Platz für 16 Zeitstempel zu je vier Byte und 16 Nutzdaten zu je zwei Byte. Fünf Byte bleiben wie in Abb. 5.45 in dem gesamten Rahmen leer. Somit ergeben sich als Overhead 70 Byte. Diese setzen wie folgt zusammen: (1 Byte: Identifikation + 16 x 4 Byte: Zeitstempel + 5 Byte: Leer).

Bei der Verwendung des differentiellen Zeitstempels können bei der Übertragung eines vollständigen Paketes 31 Zeitstempel zu je einem Byte sowie 31 Nutzdaten zu je zwei Byte übertragen werden. Der Overhead verringert sich dadurch auf 40 Byte. Diese setzen wie folgt zusammen: (1 Byte: Identifikation + 4 Byte: Vollständiger Zeitstempel + 31 x 1 Byte: differentieller Zeitstempel + 4 Byte: Leer).

Mittels dieses Verfahrens lässt sich der Overhead von 68,63% bei der Verwendung des vollständigen Zeitstempels bis auf 39,21%, bei der Verwendung des differentiellen Zeitstempels, reduzieren (Gl. 5.2, Gl. 5.3).

$$Overhead_{VZS} = \frac{70 \text{ Byte}}{102 \text{ Byte}} \cdot 100\% = 68,63 \% \quad \text{Gl. 5.2}$$

$$Overhead_{DZS1B} = \frac{40 \text{ Byte}}{102 \text{ Byte}} \cdot 100\% = 39,21 \% \quad \text{Gl. 5.3}$$

Der maximale Zeitabstand für den differentiellen Zeitstempel zwischen zwei Abtastpunkten, der durch ein Byte übertragen werden kann, liegt bei $(2^8 - 1) \cdot 50 \mu\text{s} = 12,75 \text{ ms}$ und entspricht einer Abtastrate von 78,43 Hz.

Für kleinere Abtastraten werden zwei Byte für den differentiellen Zeitstempel benötigt ($(2^{16} - 1) \cdot 50 \mu\text{s} = 3,28 \text{ s}$ beziehungsweise 305,18 mHz). Der Overhead würde sich dadurch auf 51,96 % erhöhen (Gl. 5.4).

$$Overhead_{DZS2B} = \frac{54 \text{ Byte}}{102 \text{ Byte}} \cdot 100\% = 51,96 \% \quad \text{Gl. 5.4}$$

Werden noch kleinere Abtastraten benötigt, wird ein vollständiger vier Byte langer Zeitstempel übertragen. Dies entspricht einem maximalen Zeitabstand von:

$$(2^{32} - 1) \cdot 50 \mu s = 214748,365 s \text{ beziehungsweise } 4,65 \mu Hz.$$

Demnach lassen sich für die einzusetzenden Sensoren je nach Abtastfrequenz (Datenaufkommen) bestimmte Datenprotokolle zuordnen. Für eine theoretische Abtastfrequenz im Bereich von 20 kHz bis 78,13 Hz wird der ein Byte lange differentielle Zeitstempel verwendet, bei Abtastfrequenzen im Bereich von 77,82 Hz bis 305,18 mHz der zwei Byte lange differentielle Zeitstempel und für Abtastfrequenzen die kleiner als 305,18 mHz liegen wird jeweils ein vollständiger, vier Byte langer Zeitstempel benutzt.

Dieser höhere Aufwand, verbunden mit der Notwendigkeit unterschiedlicher Datenprotokolle, kann wie oben gezeigt zum Erreichen einer Verbesserung der Kanalauslastung und somit zu einer Verringerung des Overheads erheblich beitragen.

5.9.2 Implementierung auf den Sensor-Knoten

In Abb. 5.46 ist der Programmablaufplan zur Implementierung des FTSP-Protokolls auf dem Sensor-Knoten dargestellt.

Das Programm beginnt mit der Initialisierung der verwendeten Variablen und Interrupts. Neben dem Setzen des Timer2-Interrupt auf die gleiche Zeit (50 μ s) wie der Root-Knoten wird der Rx-Interrupt gesetzt, der beim Empfang eines neuen Paketes aktiviert wird. Die hierfür zuständige Interrupt Service Routine (ISR) speichert die aktuelle lokale Zeit $C(t)$ ab, die durch den Timer2 hochgezählt wird.

Nach dem Setzen der Hardwareeinstellungen wie Funkkanal und Adressen beginnt der Sensor-Knoten mit der Anmeldung am Root-Knoten und sendet dazu ein Datenpaket mit dem Identifikationsbyte 0xA0 und seinem entsprechenden Sensortyp.

Durch den Erhalt der Anmeldebestätigung vom Root-Knoten (Identifikationsbyte: 0xA1) wird die angehängte Zeit extrahiert und der lokale Sensor-Timer (Zählerstand C_i) auf den Zählerstand eingestellt. Hierdurch erfolgt bereits mit der Anmeldung am Root-Knoten eine Korrektur des Timeroffsets. Wird in der Hauptprogrammschleife ein neues Paket vom Root-Knoten empfangen wird der Zeitsynchronisationsprozess ausgelöst und die globale Zeit $G(t)$ berechnet.

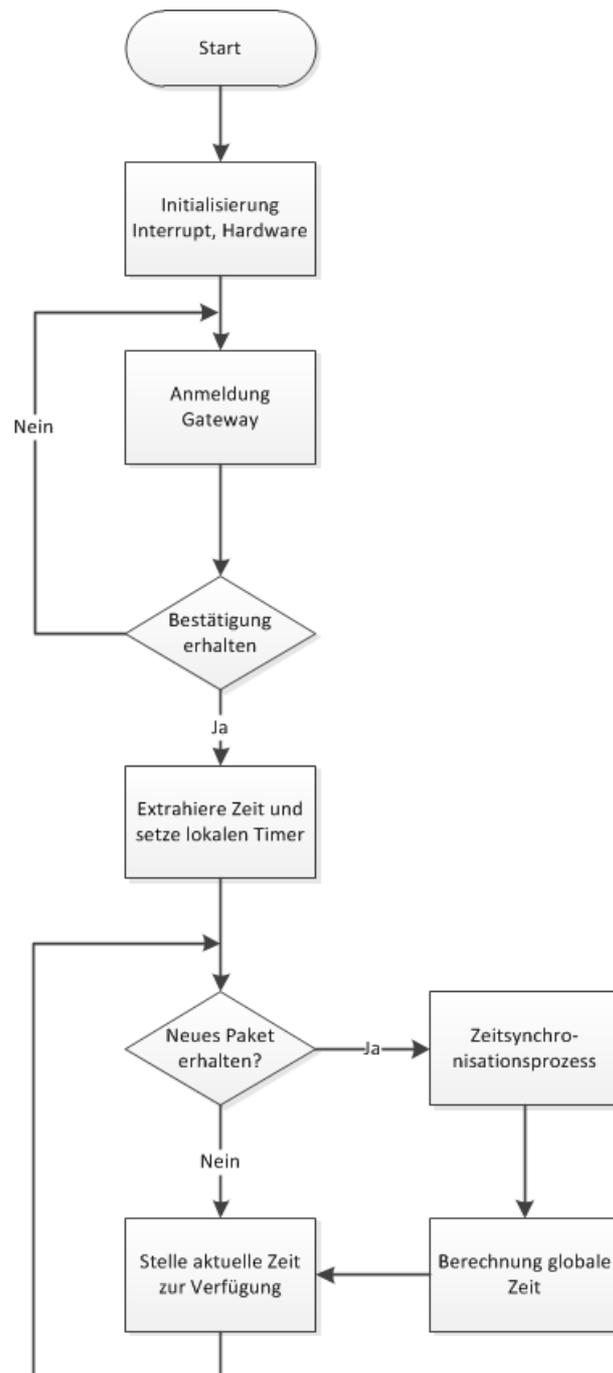


Abb. 5.46: Programmablaufplan Sensor-Knoten

5.9.3 Analyse verschiedener Broadcastintervalle

Um eine möglich exakte Zeitsynchronisation zwischen den einzelnen Sensor-Knoten herzustellen, genügt es nicht den Offset einmalig abzugleichen. Die Zeitsynchronisation muss kontinuierlich wiederholt werden, was durch Synchronisations-Broadcasts vom Root-Knoten erreicht wird. Die Zeitdauer zwischen zwei Synchronisations-Broadcasts ist zum einen abhängig von der Güte des eingesetzten Quarzes und der damit einhergehenden Timerdrift und zum anderen von der gewünschten Genauigkeit. Bei zu groß gewählten Zeiten verschlechtert sich die Genauigkeit; bei sehr klein gewählten Zeiten wird eine hohe Genauigkeit erreicht, jedoch muss neben einem hohen Overhead dabei auch ein höherer Energiebedarf beachtet werden. Das

Zeitintervall zwischen zwei gesendeten Synchronisations-Broadcasts ist demnach ein entscheidender Parameter des Zeitsynchronisationsprotokolls.

Zur Untersuchung geeigneter Broadcastintervalle wurden die Sensor-Knoten im Synchronisationsmodus ohne weiteres Datenaufkommen betrieben. Die globale Zeit des Root-Knotens und die berechneten globalen Zeiten der beiden Sensor-Knoten wurden jeweils lokal in einem Array gespeichert. Anschließend wurden diese Daten ausgelesen, die Abweichungen zwischen den Modulen berechnet und, wie nachfolgend gezeigt, grafisch dargestellt.

Broadcast-Analyse - Laufzeit 30 Minuten

Die Analyse befasste sich mit der Erfassung der zeitlichen Abweichungen zweier Sensor-Knoten bei einer Laufzeit von 30 Minuten. Zu Beginn wurden die Synchronisationsnachrichten vom Root-Knoten bis zur vollständigen Synchronisation periodisch (alle 30 Sekunden) versendet. Anschließend wurden die Broadcastintervall-Zeiten auf 30, 150 oder 300 Sekunden umgeschaltet.

Da nach dem Einschalten des Root-Knotens und der beiden Sensor-Knoten noch keine acht Broadcastnachrichten versendet wurden und diesbezüglich noch keine Synchronisation stattgefunden hatte, traten Abweichungen von bis zu 0,3 ms auf (Tab. 5.13).

Tab. 5.12: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 30 Minuten, nach [Becher et al., 2012b].

Broadcast-Intervall /s	Maximale Abweichung / ms	Mittlere Abweichung /ms	Standardabweichung /ms
30	0,30	0,044	0,049
150	0,25	0,039	0,044
300	0,30	0,041	0,044

Nachdem die Knoten nach 3,5 Minuten vollständig synchronisiert wurden, zeigten sich bei den Broadcastintervall-Zeiten 30, 150 und 300 Sekunden nur geringfügige Abweichungen von maximal 0,3 ms. Bei der betragsmäßigen Betrachtung der zeitlichen Abweichungen zweier Knoten ergab sich im Mittel bei einem Broadcastintervall von 30 Sekunden eine Abweichung von 0,044 ms, bei 150 Sekunden eine Abweichung von 0,039 ms und bei einem Broadcastintervall von 300 Sekunden eine mittlere Abweichung von 0,041 ms. Nachfolgend sind die zeitlichen Abweichungen bei den verschiedenen Broadcastintervall-Zeiten dargestellt (Abb. 5.47).

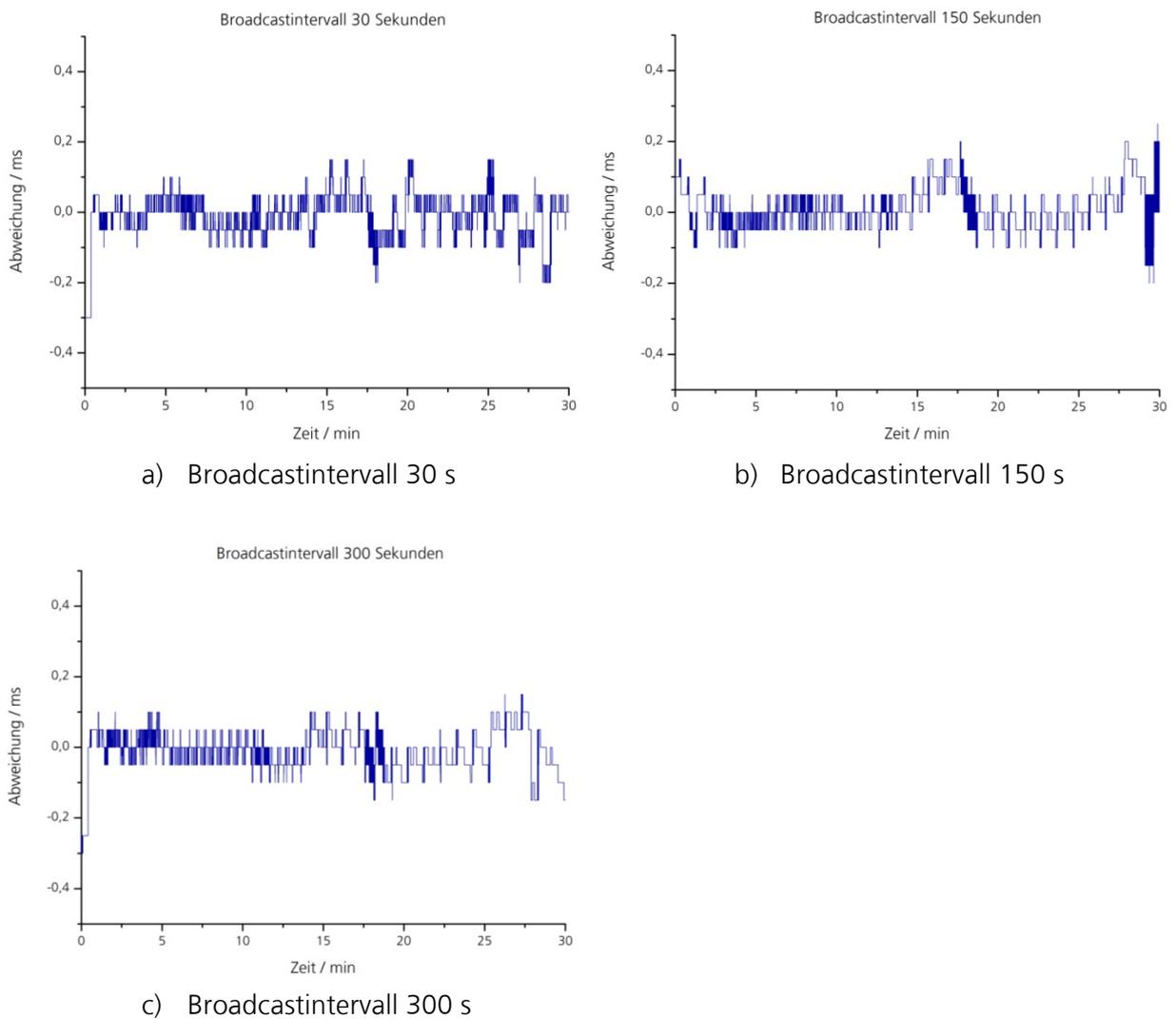


Abb. 5.47: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 30 Minuten

Broadcast-Analyse - Laufzeit 180 Minuten

Bei der Untersuchung der zeitlichen Abweichungen zweier Sensor-Knoten über einen Zeitraum von 180 Minuten wurden ebenfalls zu Beginn die Synchronisationsnachrichten vom Root-Knoten periodisch (alle 30 Sekunden) versendet und anschließend in die jeweiligen Broadcastintervall-Zeiten von 30, 150 und 300 Sekunden gewechselt (Tab. 5.13).

Bei allen drei Broadcastintervall-Zeiten stieg die zeitliche Abweichung zweier Knoten mit zunehmender Laufzeit und steigendem Broadcastintervall an. Durch den stündlichen Reset des lokalen Timers wurde die Abweichung wieder minimal. Bei der betragsmäßigen Betrachtung der zeitlichen Abweichungen zweier Knoten ergab sich im Mittel bei einem Broadcastintervall von 30 Sekunden eine Abweichung von 0,069 ms, bei 150 Sekunden eine Abweichung von 0,084 ms und bei einem Broadcastintervall von 300 Sekunden eine mittlere Abweichung von 0,106 ms. Hieraus wird ersichtlich, dass das 30-Sekunden-Broadcastintervall die geringste Abweichung liefert und das 300-Sekunden-Broadcastintervall einen ausreichenden Kompromiss zwischen zeitlicher Genauigkeit und Energieeffizienz für die geforderten Anwendungen liefert.

Tab. 5.13: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 180 Minuten, nach [Becher et al., 2012b].

Broadcast-Intervall /s	Maximale Abweichung / ms	Mittlere Abweichung /ms	Standardabweichung /ms
30	0,30	0,069	0,077
150	0,40	0,084	0,077
300	0,45	0,106	0,086

In der nachfolgenden Abb. 5.48 sind die zeitlichen Abweichungen der Sensorknoten bei unterschiedlichen Broadcastintervallen grafisch dargestellt.

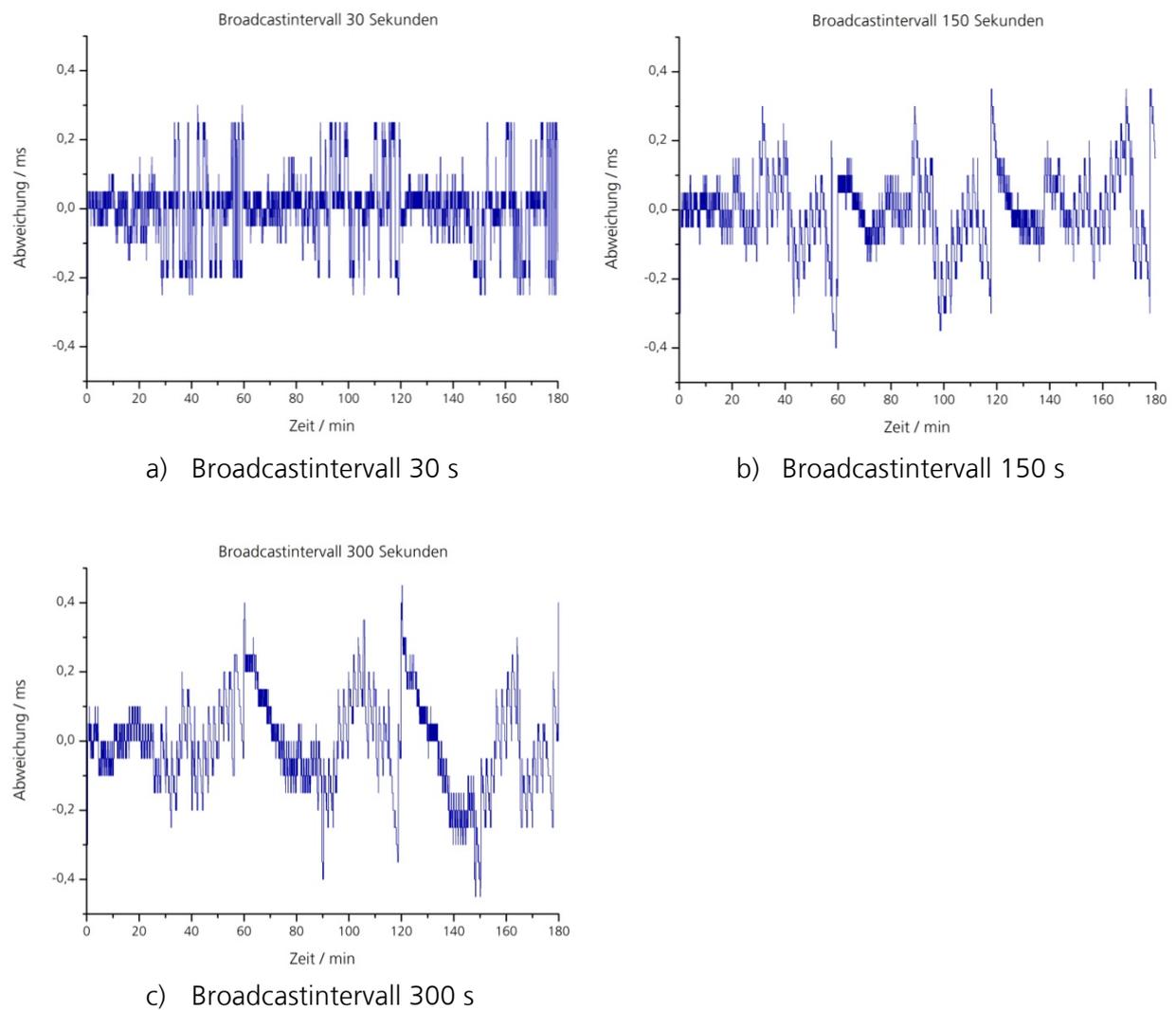


Abb. 5.48: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 180 Minuten

Broadcast-Analyse - Laufzeit 48 Stunden

Eine abschließende Untersuchung betrachtete den 48-Stunden-Langzeittest bei einem 30-, 150- und 300-Sekunden-Broadcastintervall (Abb. 5.49).

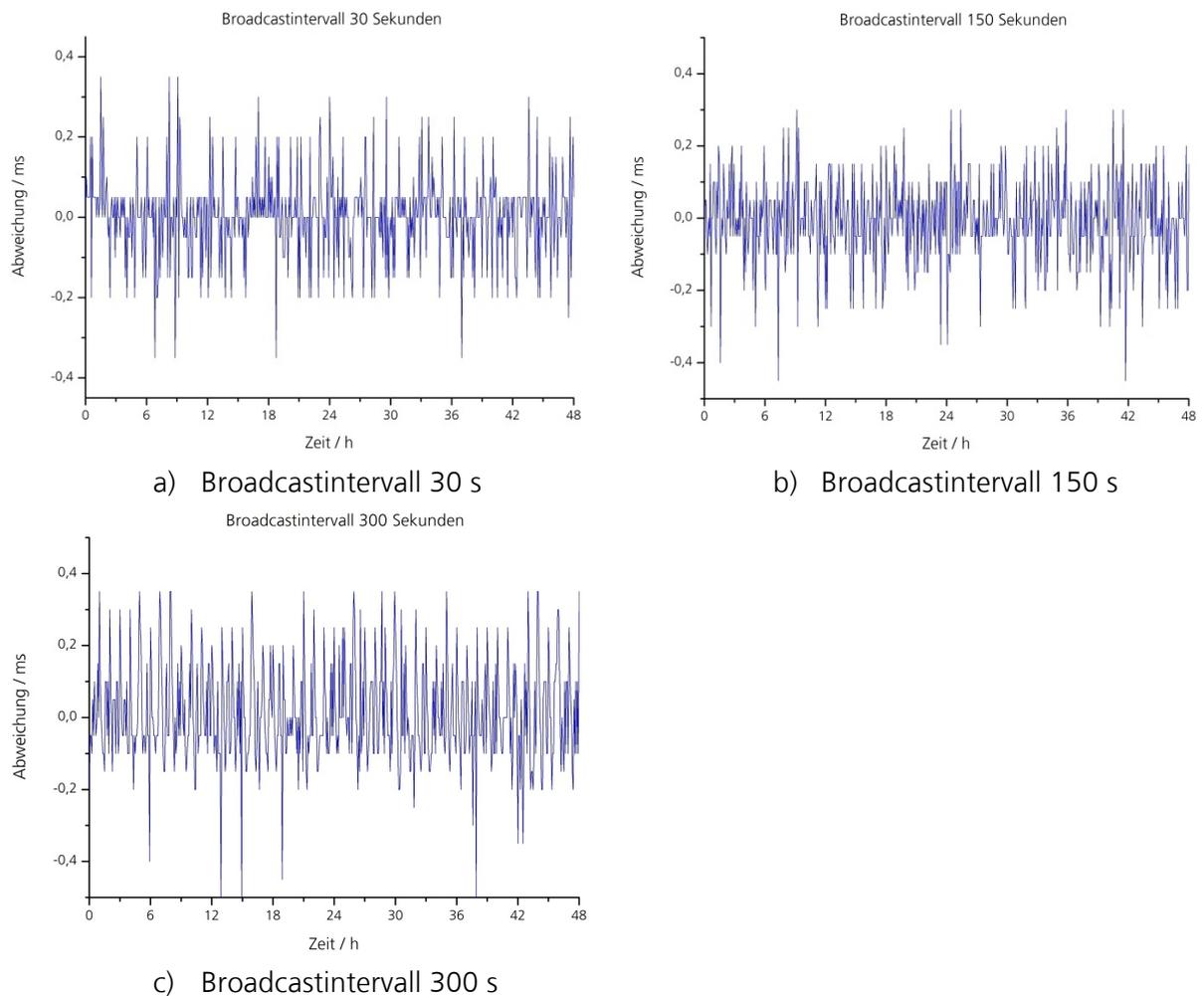


Abb. 5.49: Broadcast-Analyse über einen Zeitraum von 48 Stunden, nach [Becher et al., 2012b].

Tab. 5.14: Broadcast-Analyse bei einer Laufzeit von 48 Stunden, nach [Becher et al., 2012b].

Broadcast-Intervall /s	Maximale Abweichung / ms	Mittlere Abweichung /ms	Standardabweichung /ms
30	0,35	0,070	0,079
150	0,45	0,086	0,079
300	0,50	0,109	0,088

Die betragsmäßige Betrachtung der zeitlichen Abweichung zweier Knoten über einen Zeitraum von 48 Stunden bei einem Broadcastintervall von 30 s zeigte eine mittlere Abweichung von 0,070 ms, bei 150 s eine mittlere Abweichung von 0,086 ms und bei 300 s eine mittlere zeitliche Abweichung von 0,109 ms (

Tab. 5.14). Auch über einen Zeitraum von 48 Stunden lieferte das Broadcast-Intervall mit 30 s die geringste maximale Abweichung mit 0,35 ms. Verglichen mit einem Broadcastintervall von 300 s lagen die maximalen Abweichungen 0,15 ms auseinander.

Die zeitliche Abweichung des Root-Knotens zu den beiden Sensor-Knoten liegt im Bereich von etwa 9 ms bis 12 ms und entspricht der nichtdeterministischen Verzögerungszeit, die beim Senden und Übertragen der Broadcastnachrichten entsteht (Abb. 5.50). Da diese Zeitdifferenz für alle Sensoren annähernd gleich sind und der Root-Knoten selbst keine sensorischen Aufgaben übernimmt, kann diese vernachlässigt werden.

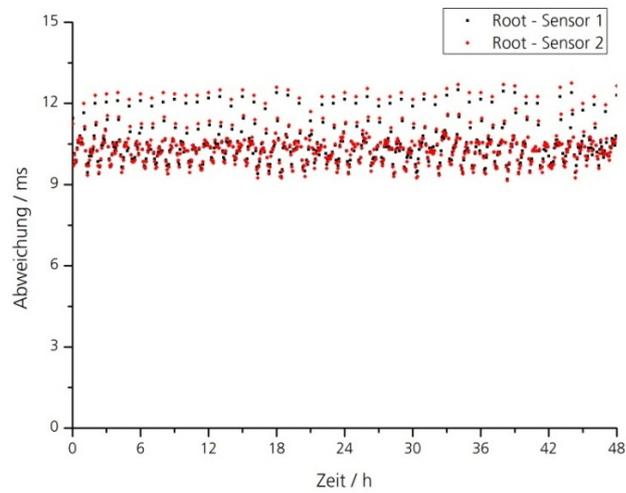


Abb. 5.50: Zeitliche Abweichung zwischen Root-Knoten und den beiden Sensor-Knoten über einen Zeitraum von 48 Stunden

6 Diskussion

Im Bereich des medizinischen Monitorings sind je nach Krankheitsbild unterschiedliche Systeme zur Erfassung der Vitalparameter erforderlich. Diese kabelgebundenen Systeme sind Stand der Technik in Arztpraxen und Krankenhäuser und schränken den Patienten in seiner Mobilität erheblich ein. Daher sind kleine, drahtlos miteinander kommunizierende Sensoren für medizinische Anwendungen erforderlich, die sich flexibel je nach Krankheitsbild des Patienten individuell durch den Arzt zusammenstellen lassen (Abb. 6.1).

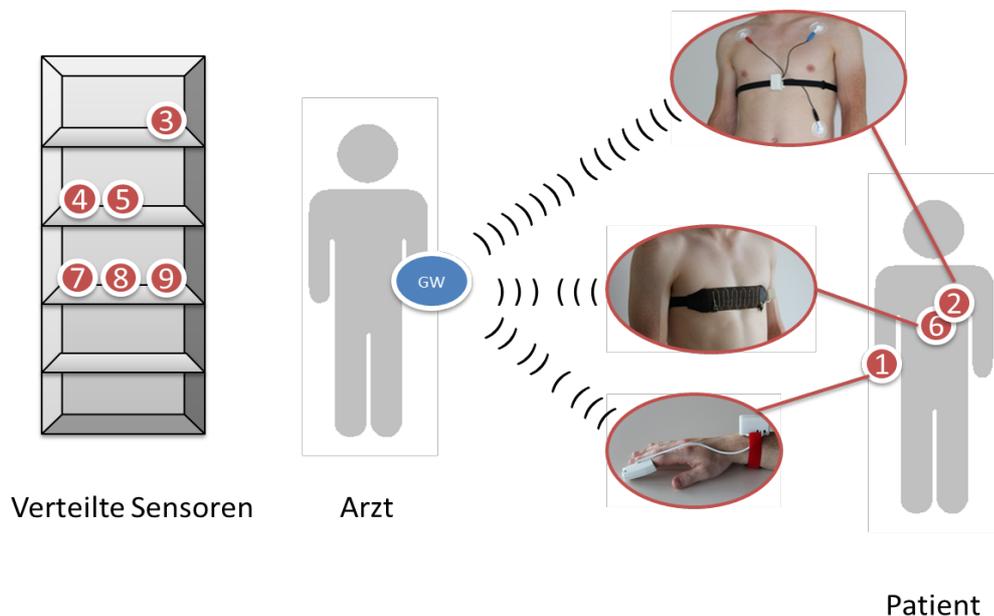


Abb. 6.1: Vision einer künftigen Arztpraxis, bei dieser der Arzt aus einem Vorrat an unterschiedlichen verteilten Sensoren je nach Krankheitsbild des Patienten eine individuelle Zusammenstellung der Sensoren vornimmt. Die Daten werden dabei direkt auf den Sensorknoten gespeichert und beim nächsten Arztbesuch drahtlos an das Gateway (GW) übermittelt. Von dort aus werden die Daten zur Analyse auf einen PC übertragen.

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wurde ein neuartiges, drahtlos miteinander kommunizierendes Sensornetzwerk realisiert. Das Sensornetzwerk besteht aus einzelnen heterogenen, modular aufgebauten verteilten Sensoren zur Erfassung von biologischen und technischen Signalen. Diese Signale werden über den Funkstandard IEEE 802.15.4 an eine Darstellungseinheit drahtlos übertragen. Der eingesetzte Funkstandard, der ursprünglich in der Industrieautomatisierung eingesetzt wurde, bietet im Gegensatz zu anderen Funkstandards die Möglichkeit eine große Anzahl von Sensoren dynamisch innerhalb eines Sensornetzwerks einzubinden. Die dynamische An- und Abmeldung der verteilten Sensoren ermöglicht eine individuelle, an den Patienten angepasste Zusammenstellung der jeweiligen Sensoren. Jedoch ist für eine Signalanalyse eine chronologische Speicherung der erfassten Signale erforderlich, die der eingesetzte Funkstandard nicht zur Verfügung stellt. Daher sind verschiedene Zeitsynchronisationsverfahren zu untersuchen, die den Anforderungen im Bereich der Medizin entsprechen. Da personenbezogene Daten erfasst, gespeichert und drahtlos übertragen werden, sind

genormte Sicherheitsanforderungen zu berücksichtigen. Gerade im Bereich der WBAN stehen verschiedene Sicherheitsalgorithmen zur Verfügung. Diese erhöhen jedoch durch die zusätzliche Verarbeitung des Algorithmus den Energieverbrauch und führen zu einer Laufzeitverkürzung der verteilten Sensoren. Diese grundlegende Energieproblematik beeinträchtigt die Realisierung und nicht zuletzt die Anwendung verteilter Sensoren für ein Langzeitmonitoring. Bedingt durch den Einsatz der verteilten Sensoren im Bereich der Medizin müssen die Sensoren möglichst klein und flexibel gestaltet werden um den Patienten nicht in seiner Mobilität einzuschränken. Gerade verteilte Sensoren für medizinische Anwendungen stehen vor einer Vielzahl von unterschiedlichen Herausforderungen, die untersucht, analysiert und optimiert werden müssen, um eine künftige Standardisierung zu ermöglichen.

6.1 Sensorknoten

Zur Untersuchung dynamischer und zeitsynchroner Sensorinteraktionen innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerks im Hinblick auf sicherheitsrelevante und energetische Aspekte wurde ein Sensornetzwerk aus verteilten Sensoren aufgebaut. Der eingesetzte Funkstandard IEEE 802.15.4 / ZigBee, der auf dem Industrial, Medical and Scientific Frequenzband operiert, wurde ursprünglich im Bereich der industriellen Automatisierungstechnik sowie in der Hausautomatisierung eingesetzt. Der niedrige Energieverbrauch, der schnelle Verbindungsaufbau sowie die hohe Anzahl aktiver Sensorknoten ermöglichen vielfältige Anwendungen wie die drahtlose Übertragung von Verbrauchswerten (Gas, Wasser, Strom etc.) oder die Steuerung von Maschinen. Diese zur Verfügung stehenden Merkmale des IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standards, stellen die Basis eines flexiblen Systems für medizinische Anwendungen dar.

Der Funkstandard, die modulare Programmierung und die Bauweise der realisierten Sensorknoten bieten die Grundlage weitere Sensormodule zu entwickeln und in das Netzwerk einzubinden. Neben der Realisierung von Sensormodulen zur Erfassung von Signalen können durch die Entwicklung von Aktormodulen sogenannte Closed-Loop-Systeme auf der Basis verteilter Sensoren aufgebaut werden. Diese Sensorknoten können beispielsweise direkt in den laufenden Prozess eingreifen und etwa bei einem zu niedrig gemessenen Blutzuckerspiegel automatisch Insulin spritzen, oder in der Rehabilitation zur Steuerung von Prothesen oder bei einer triggergesteuerten Stimulation eingesetzt werden.

Des Weiteren wären miteinander kommunizierende Sensornetzwerke, die mit in den Körper eingebrachten Sensor- und Aktorknoten agieren, von großem Nutzen. Jedoch müssen bei solchen Sensorknoten neben der Usability und der Miniaturisierung der Hardware größte Anstrengungen im Bereich der Sicherheit, der Biokompatibilität und der Kapselung erfolgen.

Der verwendete Funkstandard IEEE 802.15.4 / ZigBee bietet auf Grund des geringen Energieverbrauchs und der hohen Gerätezahl enorme Vorteile gegenüber anderen Funkstandards. Da sich auf dem Computer- und auf dem Smartphone-Sektor der IEEE 802.15.1 (Bluetooth)-Standard etabliert hat, könnte durch die Einbindung eines weiteren Sensorknotens, der

mit zwei Funktechnologien ausgestattet ist, eine drahtlose Kommunikation mit den Geräten ermöglicht werden.

Biologische Parameter

Die Erfassung des Einkanal-EKGs dient zur Langzeitüberwachung und zum Nachweis von Arrhythmien oder Herzkammerflimmern. Zudem kann eine schnelle Anbringung in Notfallsituationen gewährleistet werden [DocCheck, 2012]. Zur Ableitung des EKGs und des EMGs wurden die durch die Herz- beziehungsweise Muskelaktivitäten entstandenen Potentialdifferenzen mit einer Abtastfrequenz von 1000 Hz abgeleitet. Durch die Korrelation des EKGs und des Pulses können zudem nähere Aussagen über arterielle Gefäßsteifigkeit getroffen werden.

Zur Evaluierung der durch die Sensorknoten erfassten Potentialdifferenzen wurde parallel dazu eine Ableitung mittels des kommerziellen Referenzmessgeräts Powerlab 4/25T durchgeführt. Dabei wurden die Abtast- und die Filterparameter der Sensorknoten übernommen (Abb. 6.2).

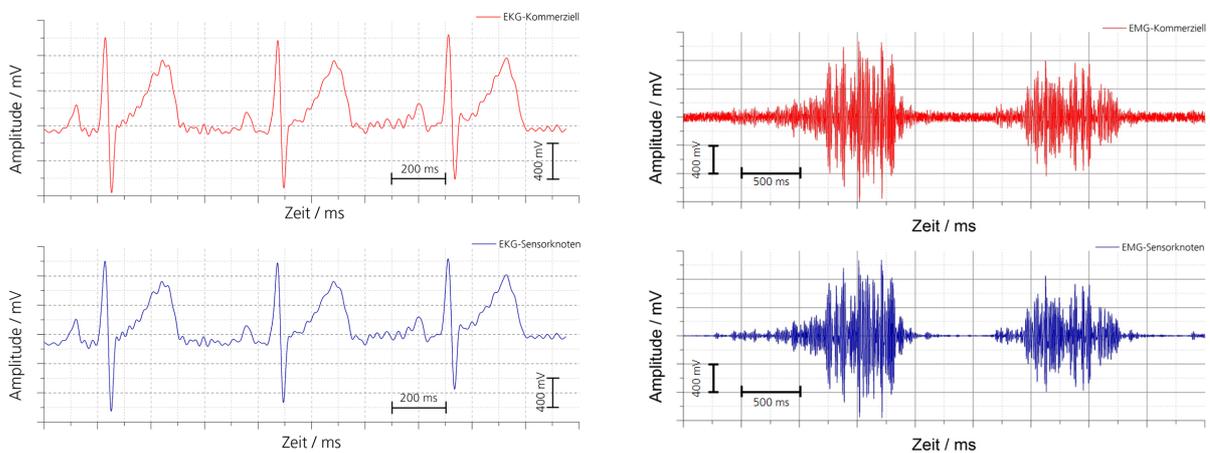


Abb. 6.2: Evaluierung der verteilten Sensoren (blaue Linien) mit kommerziellen Geräten (rote Linien). Dabei ist die sehr gute Korrelation der jeweiligen erfassten Signale beim EKG (links) und beim EMG (rechts) zu erkennen.

Dabei ist ersichtlich, dass die erfassten Signale vom kommerziellen Referenzmessgerät sehr gut mit den erfassten Signalen des Sensorknotens korrelieren. Bei der Erfassung des EMGs verfügt das kommerzielle Referenzmessgerät im Gegensatz zum Sensorknoten über ein gering höheres Grundrauschen, das auf die Verwendung der eingesetzten Differenzverstärker zurückzuführen ist.

Zukünftig wäre die Implementierung von integrierten analogen Frontends (AFEs) [Typ: ADS1298 der Firma Texas Instruments] interessant, da diese eine 8-kanalige Ableitung des EKGs sowie des EMGs oder EEGs ermöglichen. Durch integrierte Verstärker, Filter und A/D-Wandler, die in einem Chip vereint sind, kann durch den Einsatz von zwei AFEs eine 12-kanalige Ableitung des EKGs für kardiologische Routinediagnostiken ermöglicht werden [Texas Instruments, 2012]. Die hierdurch entstehenden Datenmengen, die drahtlos zu übertragen sind, können

durch die Implementierung von Kompressionsalgorithmen um bis zu 98% verringert werden [George et al., 2012].

Die gemessenen Daten der verteilten Sensormodule zur Erfassung der Pulswelle sowie der Atemanstrengung korrelieren sehr gut mit den durch kommerzielle Geräte erfassten Daten (Abb. 6.3). Da die kommerziell erhältlichen OEM-Module zur Erfassung der Pulswelle keine Abtastfrequenzen von 1000 Hz zur Verfügung stellen, sind zur Pulswellenanalyse spezielle Systeme zu entwickeln [Envitec, 2006] [Smith Medical, 2010]. Der zur Erfassung der Pulswelle entwickelte und aufgebaute Sensorknoten ermöglicht wie der EKG- und der EMG-Sensorknoten eine hochfrequente Abtastung der Pulswelle mit 1000 Hz. Diese hochfrequente Abtastung der Pulswelle ermöglicht neben einer Korrelation mit dem EKG zur Bestimmung der PPT die Durchführung einer Pulswellenanalyse [Wilkinson et al., 1998]. Auch wird in verschiedenen Ansätzen versucht, einen mathematischen Zusammenhang zwischen der Pulswellenlaufzeit und dem arteriellen Blutdruck herzustellen, um Blutdruckwerte aus der ermittelten PTT zu berechnen [Barschdorff et al., 2000]. Zur Evaluierung des Sensorknotens wurde die Pulswelle am Zeigefinger der linken Hand erfasst, der kommerzielle Sensor war gleichzeitig am Mittelfinger angebracht. Bedingt durch die hohe Abtastfrequenz des entwickelten Sensorknotens ist eine höhere Auflösung der Pulswelle erkennbar, diese korreliert jedoch zeitlich mit der Pulswelle des Referenzsystems.

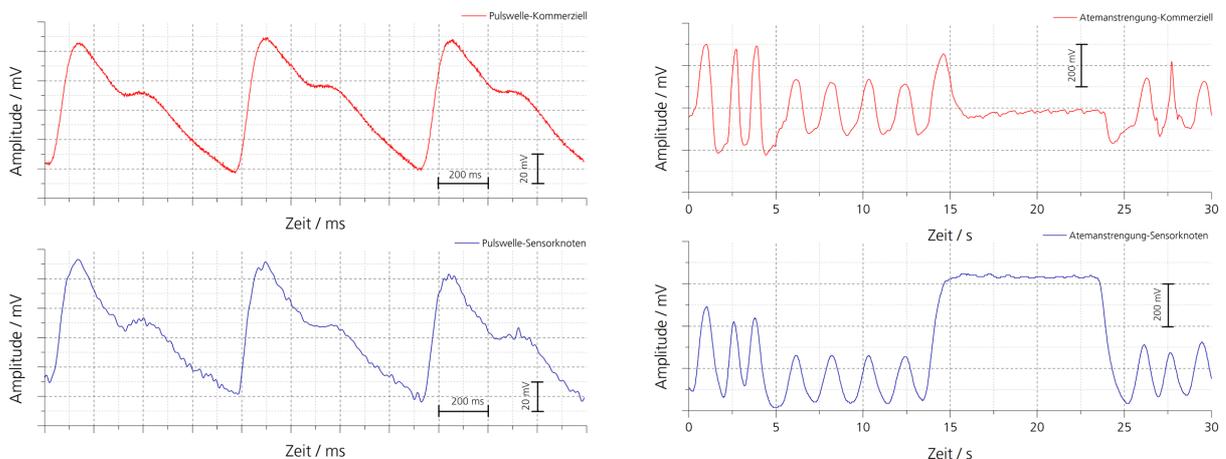


Abb. 6.3: Evaluierung der verteilten Sensoren (blaue Linien) mit kommerziellen Geräten (rote Linien), bei der Erfassung der Pulswelle (links) und der Atemanstrengung (rechts).

Der realisierte Sensorknoten zur Erfassung der Atemanstrengung basiert auf dem Messverfahren der Plethysmographie und weist im Bereich der normalen und der tiefen Atmung, wie in Abb. 6.3 dargestellt, eine gute Korrelation mit dem kommerziellen Atemgurt auf. Die Polarität der Amplitude zeigt bei dem kommerziellen Atemgurt, der auf dem Verfahren des piezoelektrischen Effektes beruht, die Richtung der Kraft an. Daher treten auch negative Amplituden auf. Wird die Luft angehalten, wie im Bereich von 15 – 25 Sekunden zu sehen, fällt bei dem kommerziellen Gerät der Kurvenverlauf auf den Grundwert zurück, da auf Grund des piezoelektrischen Effektes eine Spannung lediglich bei Zug- oder Druckänderung auftritt. Der entwi-

ckelte Sensorknoten zeigt jedoch beim Anhalten der Luft einen „thoraxabhängigen“ Kurvenverlauf an. Basierend auf dieser Grundlage bietet sich daher auch der Ansatz eines flexiblen Gurtes mit verschiedenen Textillagen an. Diese speziellen Textillagen bilden einen Kondensator, der durch die Dehnung des Gurtes seine Kapazität ändert [Hoffmann et al., 2011].

Das kommerzielle CE-zertifizierte Blutdruckgerät, das als Teil des Sensorknoten in das Sensornetzwerk integriert wurde, verfügt über eine durch klinische Tests nachgewiesene hohe Messgenauigkeit und Reproduzierbarkeit der Ergebnisse [Envitec, 2010]. Die Zertifizierung bildet dabei einen wesentlichen Vorteil gegenüber selbst entwickelten Prototypen zur Ermittlung des Blutdrucks, die durch Referenzmessungen das System kalibrieren [Li et al., 2010]. Das entwickelte Blutdruck-Sensormodul dient hierbei als Schnittstelle zwischen dem kommerziellen Blutdruckmessgerät und dem Kommunikationsmodul. Die durch das Gerät ermittelten Messwerte werden dabei über die serielle Schnittstelle nach einem herstellerspezifischen Protokoll an das Sensormodul übertragen. Der realisierte Sensorknoten verwendet zur Spannungsversorgung die 7,2 V-Versorgungsspannung des Blutdruckmoduls. Dabei wird die Versorgungsspannung über Spannungsregler auf ein 3,3 V-Spannungsniveau heruntergeregelt.

Untersuchungen des kardiovaskulären Systems werden meist nach dem Verfahren der Auskultation durchgeführt [Gass et al. 2009]. Zur graphischen Darstellung dieser meist auf Erfahrungswerten beruhenden Methode wurde ein Sensormodul entwickelt, das am Körper angebracht werden kann. Auf Grund der kleinen Abmessungen sowie der physikalischen Trennung des Sensormoduls vom eigentlichen Sensorknoten kann dieser zur Erfassung von Herztönen auf der Brust angebracht werden, ohne den Träger in seiner täglichen Routine einzuschränken. Zur Evaluierung des Sensormoduls wurden die Herztöne am Erbschen Punkt, im dritten Interkostalraum zwei Fingerbreiten links vom Brustbein, mittels eines Stethoskopkopfes erfasst. Gleichzeitig wurde zum sogenannten Phonokardiogramm das EKG nach Einthoven I mittels des Powerlab-Systems von ADInstruments abgeleitet (Abb. 5.5). Die hohe örtliche Auflösung des Sensorknotens ermöglicht für zukünftige Anwendungen auch die Erfassung von Lungengeräuschen, Schnarchgeräuschen und Umgebungsgläuschen.

Die Kontrolle des Körpergewichtes ist bei einer Herzinsuffizienz auf Grund von möglichen Flüssigkeitsansammlungen unerlässlich und mehrmals täglich erforderlich [Müller et al., 2009]. Hierfür wurde ein Sensorknoten zur Erfassung und drahtlosen Übertragung des Körpergewichtes realisiert, der an eine Personenwaage mit einer seriellen Schnittstelle (hier: Amphenol-Rundstecker) befestigt wird. Der Sensorknoten ermittelt und überträgt drahtlos den Gewichtsdatensatz innerhalb des Netzwerks. Der Vorteil des stationären Sensorknotens zur digitalen Erfassung des Körpergewichtes gegenüber der herkömmlichen Methode, bei der die Daten per Hand in eine Tabelle eingetragen werden, liegt in der automatisierten Erfassung und Speicherung der Gewichtsdaten. Da viele Hersteller von Personenwaagen ihre Waagen mit firmeneigenen Schnittstellen und Protokollen ausstatten, kann der Sensorknoten zur Erfassung des Körpergewichtes lediglich mit der Personenwaage der Firma Soehnle Typ: 7720.20.0001

betrieben werden [Soehnle, 2009]. Daher ist zukünftig für ein drahtlos vernetztes Monitoringsystem eine standardisierte Datenschnittstelle erforderlich.

Technologische Parameter

Zur Bestimmung von Ortskoordinaten wurde ein Sensormodul aufgebaut, das die GPS-Koordinaten (Längen-, Breitengrad und Höhe) sowie das aktuelle Datum und die Uhrzeit über einen GPS-Receiver empfängt. Der Sensorknoten ermittelt dabei die benötigten Daten aus dem standardisierten NMEA-GPS-Datensatz und speichert diese ab. Da das Sensormodul bequem am Gürtel getragen werden kann, lässt es sich zur Erfassung einer gelaufenen Wegstrecke im Rahmen eines Aktivitätsmonitorings oder zur Rehabilitation einsetzen. Neben der Erfassung von Ortskoordinaten liegt der Vorteil der verteilten Sensoren darin, den Parameter mit weiteren Signalen wie beispielsweise dem EKG, dem EMG und der Körperbeschleunigung zu korrelieren. Hierdurch lassen sich im Bereich der Sportmedizin Trainingspläne für Leistungssportler definieren und optimieren [Neville, 2010]. Jedoch ist die Ermittlung von zurückgelegten Wegstrecken auch für Forscher im Bereich der Tierwelt interessant [Jain et al., 2008]. Das Schwarmverhalten beispielsweise bei Fischen ist ein äußerst interessantes Forschungsgebiet, bei dem sich der Einsatz verteilter Sensoren zur Beobachtung einzelner Tiere anbietet.

Das Sensormodul zur Erfassung der Außentemperatur und der relativen Luftfeuchtigkeit ist vom eigentlichen Sensorknoten entkoppelt. Die Abkopplung der Sensorik vom eigentlichen Sensorknoten ermöglicht eine genauere Messung ohne Einwirkung der Bauteilerwärmung durch den Sensorknoten selbst. Die Einbindung eines Sensorknotens zur Erfassung der Außentemperatur und der relativen Luftfeuchtigkeit dient neben der Ermittlung eines Temperatur- und Luftfeuchtigkeitsverlaufs dazu, weitere Aussagen in Bezug auf die Vitalparameter treffen zu können. Beispielsweise treten gerade an heißen Tagen Schwankungen im Bereich der Blutdruckwerte auf [Roche et al., 2010]. Wird daher lediglich der Blutdruck erfasst, kann dies bei einer späteren Auswertung der Daten zu Fehldiagnosen und falschen Behandlungsmaßnahmen führen.

Um Aussagen über die Körperlage einer Person treffen zu können wurde ein Sensorknoten mit einem 3D-Beschleunigungssensor realisiert, der die statische Beschleunigung der Gravitation erfasst, so dass der Beschleunigungssensor als Neigungssensor verwendet werden kann. Hiermit lassen sich bei der Anbringung des Sensorknotens an der Brust einer Person Aussagen über die Körperlage treffen [Farella et al., 2008]. Die Bestimmung der Körperlage erfolgt dabei nicht auf dem Sensorknoten oder auf dem Gateway selbst, sondern muss auf einem separaten Auswertesystem aus den erfassten Rohdaten ermittelt werden.

Gateway

Zur Darstellung der durch die verschiedenen Sensorknoten erfassten technischen und biologischen Parameter wurde ein Gateway realisiert und aufgebaut. Dieses verfügt neben einem Touchscreen-Display, Flash-Speicher, einem Funktransceiver sowie einer USB-Ladeeinheit für die beiden Lithium-Polymer-Akkumulatoren über einen Mikrocontroller mit ausreichend Leistung für

die Verarbeitung, Speicherung und Darstellung der erfassten Sensordaten. Das Display bietet die Möglichkeit je nach erfasstem Signal diese grafisch, in Kurvenform oder textuell darzustellen. Auf Grund der geforderten Größe (Scheckkartenformat) bietet das Display eine Auflösung von 320 x 240 Pixel, mit der die hochfrequent (bis 1000 Hz) abgetasteten Signale nur skaliert dargestellt werden können.

Das Gateway verfügt über die Möglichkeit, die erfassten Daten im online- oder im offline-Modus darzustellen. Dabei werden entweder die über die Funkschnittstelle erfassten Daten direkt auf dem Display in Echtzeit dargestellt, oder die Daten werden aus dem internen Flash-Speicher abgerufen und auf dem Display angezeigt.

Die modulare Programmierung der Software auf dem Gateway ermöglicht neben einer schnellen Anpassung der Menüstruktur eine kurzfristige Einbindung weiterer neuer Sensoren. Durch die entwickelten Programmbibliotheken stehen unterschiedliche Funktionen zur Verfügung, die eine individuelle Anpassung des Gateways erlauben. Die Programmierung und Bereitstellung der Touchscreenfunktionalität erlaubt eine einfache und direkte Bedienung des Gateways. Durch die Einbindung von Zeichensätzen lässt sich Text auf dem grafischen Display darstellen. Grafisch entwickelte Schaltflächen und Schieberegler dienen zusätzlich einer einfachen und intuitiven Bedienung des Gateways. Vorbereitend wurden Untermenüs zur Darstellung des aktuellen Batteriezustandes der Sensoren und des Gateways in Form von Balken-Füllstandsanzeigen realisiert. Weitere Untermenüs zur Skalierung und somit zur individuellen Darstellung der Sensorsignale mittels einer programmierten Bildschirmtastatur erhöhen zudem den Bedienkomfort.

6.2 Energie

Durch die modulare Bauform der Sensorknoten konnte eine genaue und für jedes Modul eigene Untersuchung und Optimierung erfolgen. Das Energiemodul verfügt dabei über einen für den Gesamtsensorknoten geringen Energieverbrauch von etwa 4 μA . Der Energieverbrauch der einzelnen Sensorknoten variiert in einem Bereich von etwa 87 mA bis zu 110 mA.

Das für den Energieverbrauch ausschlaggebende Modul ist dabei das Kommunikationsmodul. Diesbezüglich wurden Untersuchungen und Optimierungen im Bereich des Mikrocontrollers und der Schnittstellen zu den jeweiligen Sensormodulen und zum Funktransceiver unternommen. Die Analyse für den Stromverbrauch des Mikrocontrollers bei unterschiedlichen Taktfrequenzen und Taktquellen sowie die Untersuchung der verschiedenen Energiesparmodi zeigte, dass zur Minimierung des Energieverbrauchs die Verwendung des internen digitalen Oszillator bei einer Taktfrequenz von 1 MHz für den Master- und Submastertakt sowie des externen Quarzes als Taktquelle für den Auxiliary Clock die beste Methode war. Dabei wird einerseits der für die Sensoren höchstmögliche Energiesparmodus und andererseits die für die Verarbeitung der erfassten Sensordaten minimale Taktfrequenz verwendet. Der zusätzliche Energieverbrauch der für die Verarbeitung der Sensordaten notwendigen Schnittstellen liegt bei

Verwendung der seriellen Schnittstelle bei 65 μA unabhängig von der jeweiligen Baudrate, bei 110 μA für die Verwendung eines Analog-Digital-Wandler-Kanals, bei 130 μA für mehr als einen Analog-Digital-Wandler-Kanal und bei 300 μA für die Verwendung der I²C- und SPI-Schnittstelle.

Um die Verfügbarkeit der einzelnen Sensorknoten zu erhöhen, sowie um eine energieoptimierte Übertragungsstrategie der erfassten Sensorrohdaten zum Gateway zu ermöglichen, verfügt jedes Kommunikationsmodul über einen zusätzlichen Flash-Speicherbaustein. Befindet sich der Sensorknoten im Energiesparmodus, wird der Flash-Speicher in einen Standbybetrieb versetzt. Dabei liegt der Stromverbrauch bei etwa 1,2 mA. Bei Schreib- und Lesezugriffen wurde ein konstanter Energieverbrauch von etwa 19,8 mA ermittelt, der sich mit den herstellerspezifischen Angaben des Datenblatts deckt. Selbst bei energiesparenden Flash-Speichern liegt ein Energieverbrauch von 10 mA vor [Atmel, 2008].

Der Funktransceiver der verteilten Sensorknoten zählt zu den größten Energieverbrauchern innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerkes. Bei dem in den verteilten Sensoren eingesetzten Funktransceiver handelt es sich um ein Funktransceivermodul, das bereits die SMD-Antenne und das Anpassungsnetzwerk auf einem Modul integriert. Da dieser Funktransceiver über Energieoptimierungsverfahren (Energiesparmodi) verfügt, wurden diesbezüglich Untersuchungen sowohl im aktiven Übertragungsmodus und im aktiven Empfangsmodus als auch in den drei Energiesparmodi bei den Taktfrequenzen 16 MHz und 8 MHz durchgeführt. Dabei liegt im Sendemodus der Verbrauch bei etwa 54,3 mA, im Empfangsmodus bei 44,3 mA und im höchsten Energiesparmodus bei etwa 3,3 mA. Im Hinblick auf eine mögliche Gefährdung auf Grund elektromagnetischer Strahlung, sowie um eine hohe Datenverfügbarkeit bei der Übertragung zu gewährleisten, wurde der Energieverbrauch bei unterschiedlichen Sendeleistungen analysiert. Dabei lässt sich ein annähernd exponentieller Verlauf des Stromverbrauchs bei einer Sendeleistung von 0 dBm (1 mW) bis zu -40 dBm (0,1 μW) erkennen.

Letztendlich setzt sich der Gesamtstromverbrauch der einzelnen Sensorknoten aus der Summe der Einzelverbrauchswerte für das Sensor-Modul, das Kommunikations-Modul und das Energie-Modul zusammen und bewegt sich im Bereich zwischen 87,23 mA und 109,16 mA. Dabei gilt jedoch für das Gewichts-Modul (99,16 mA) und das Blutdruck-Modul (99,25 mA), dass diese ihre Versorgungsspannung und demnach ihre Energieversorgung von der Waage beziehungsweise vom Blutdruckgerät beziehen. Durch Einsatz der Energiesparmodi sowie die Reduzierung der Taktfrequenzen kann der Gesamtstromverbrauch um etwa 20 mA gesenkt werden.

Die energetische Betrachtung der verteilten Sensoren zeigte, dass ein autonomer Betrieb für das realisierte System mit den heutigen energy-harvesting-Modellen nicht möglich ist. Die Fortschritte der Halbleiterindustrie, die zur Leistungssteigerung bei gleichzeitiger Miniaturisierung der ICs und demnach zu einer Verkleinerung des Gesamtsystems führen, stellen mögliche

Modelle des energy-harvestings vor immer neue Hürden. Daher sind Forschungs- und Entwicklungsaktivitäten auf dem Gebiet der Akkumulatoren und der energie-harvesting Modelle erforderlich. Da jedoch ein paralleler Verlauf vermutlich nicht zu erreichen ist, müssen intelligente Powermanagementlösungen implementiert und energieoptimierte Datenübertragungen entwickelt werden. Selbst durch die Implementierung eines wake-up-Receivers [Lin et al., 2005], bei dem der Funktransceiver drahtlos aus dem Energiesparmodus in den aktiven Modus überführt wird, reicht die „geerntete“ Energie aus der Umgebung nicht aus. Da neben dem Funktransceiver der Flash-Speicherbaustein zu den Bauteilen mit dem höchsten Energieverbrauch zählt, ist auf Grund der geforderten kontinuierlichen Speicherung der Daten im Flash-Speicher die Machbarkeit energieautarker Sensoren für medizinische Anwendungen nicht durchführbar.

6.3 Sicherheit

Verteilte Sensoren für medizinische Anwendungen haben hohe Anforderungen im Bereich der Informationssicherheit auf Grund der drahtlosen Funkverbindung. Daher wurde zur Berücksichtigung der Sicherheitsparameter wie Vertraulichkeit, Integrität und Authentifizierung der durch den IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standard bereitgestellte AES-CCM-32-Verschlüsselungsalgorithmus eingesetzt. Dieser Modus entspricht einer Kombination aus dem AES-CTR- und dem AES-CBC-Modus und beinhaltet die Datenintegrität sowie die Verschlüsselung. Dieser Modus wird bei der Übertragung von Updates bei Herzschrittmachern und implantierten Defibrillatoren eingesetzt und gewährleistet ein Sicherheitsniveau auf höchstem Stand [Saleem, et al., 2010].

Die Autorisierung wurde dabei direkt durch die Programmierung der Sensorknoten durch Angabe einer Netzwerkidentifikationsnummer sowie durch eine Netzwerkadresse gewährleistet. Die Verfügbarkeit der Daten wird zum einen durch die Implementierung des Flash-Speichers bei einer Verschlechterung der Energieeffizienz gewährleistet, zum anderen wurde eine Betrachtung der Sendeleistung und somit eine Beurteilung gesundheitlicher Belange in Bezug auf elektromagnetische Funkwellen durchgeführt.

Die Untersuchung der Sendeleistung führte zu dem Resultat, dass bei einer eingestellten Sendeleistung von -10 dBm zum einen eine ausreichende Sendeleistung bei für körpernah verteilte Sensoren zu erwartenden Entfernungen gewährleistet wird, und zum anderen eine Strahlungsleistung von 0,001 W weit unter der eines Mobiltelefons von bis zu 2 Watt liegt, die gesetzlich geregelt und genehmigt sind [IEEE, 1999].

Jedoch muss bei der Verwendung drahtlos miteinander kommunizierender verteilter Sensoren die Dämpfung berücksichtigt werden, die sich durch das Tragen am Körper durch die Kleidung ergibt. Daher wurden Untersuchungen bei herkömmlichen Kleidungsstücken wie Hemd, Pullover und Jacke durchgeführt und analysiert. Auf Grund von Kleidung ist mit einer Dämpfung der Empfangsleistung von bis -8 dBm zu rechnen.

Die Koexistenz drahtloser Technologie auf dem lizenzfreien 2,4 GHz-ISM-Band muss bei den Sicherheitsaspekten im Zuge der verteilten Sensoren berücksichtigt und betrachtet werden. Da die Anwendung verteilter Sensoren auch im eigenen Zuhause stattfindet, wurden die alltäglichen Funktechnologien, bei denen es zu Interferenzen mit den Sensorknoten kommen könnte, untersucht. Der Bluetooth-Standard wurde auf Grund der eigenen selektiven Frequenzwahl nicht in die Untersuchung mit einbezogen. Die Untersuchung des heimischen WLAN-Netzwerkes führte jedoch zu der Erkenntnis, dass bei der Kommunikation zwischen den verteilten Sensoren hohe Paketfehler auftreten können. Auch die Verwendung eines Mikrowellenofens führte bei der Übertragung zu hohen Paketverlusten. Daher wird trotz eines erhöhten Energiebedarfs die Verwendung von zusätzlichen Flash-Speicherbausteinen zur Speicherung der Sensorrohdaten empfohlen.

6.4 Zeitsynchronisation

Da die Sensorknoten physikalisch voneinander getrennt sind, wird für eine Korrelation mehrerer erfasster Parameter eine chronologische Speicherung der Werte benötigt. Diesbezüglich wurden verschiedene Zeitsynchronisationsmodelle betrachtet und das „Flooding Time Synchronization Protocol“ auf Grund der hohen Genauigkeit auf den Sensorknoten implementiert und angepasst. Die Implementierung des Protokolls wurde direkt auf dem Funktransceiver vorgenommen, um Verzögerungen zwischen der Kommunikation zwischen Mikrocontroller und Funktransceiver auszuschließen. Die Untersuchung unterschiedlicher Broadcast-Intervalle bezogen auf die zeitliche Abweichung zwischen zwei Sensorknoten zeigte bei einer Laufzeit von 48 Stunden und einem Broadcast-Intervall von 300 Sekunden eine zeitliche Differenz der Sensorknoten von maximal 500 μ s. Bei aktuellen Forschungsprojekten hingegen, die verteilte Sensoren als Echtzeit-Aktivitätsmonitoring einsetzen, haben bei einer Laufzeit über 68 Stunden eine zeitliche Differenz der Sensorknoten von 24 ms [Mo et al., 2012]. Zur Evaluierung der zeitlichen Differenz wurde ein dritter Sensorknoten implementiert, und die zeitliche Differenz zwischen dem ersten und zweiten beziehungsweise ersten und dritten Sensorknoten ermittelt (Abb. 6.4).

Bei der Analyse der zeitlichen Differenz ergab sich eine identische und maximale zeitliche Abweichung von 0,5 ms. Sowohl für die betragsmäßige mittlere Abweichung als auch für die Standardabweichung ergaben sich die gleichen Werte.

Um eine höhere Genauigkeit zu erreichen, ist eine Minimierung des 50 μ s-Timer-Interrupts notwendig. Dies ist jedoch mit dem in diesem System eingesetzten Funktransceivermodul, das über einen auf dem Modul integrierten Quarz verfügt, nicht möglich. Diesbezüglich wäre die Integration eines externen Taktgebers notwendig, was wiederum zu einem erhöhten Energieverbrauch führen würde.

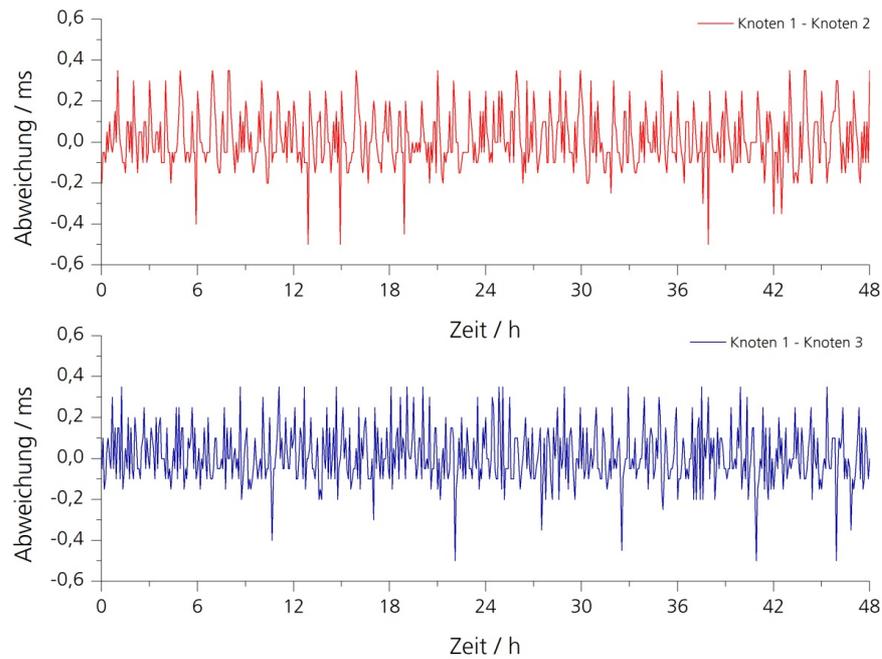


Abb. 6.4: Zeitliche Differenz von drei Sensorknoten bei einem Broadcast-Intervall von 300 s und einer Laufzeit von 48 Stunden.

Zur Beurteilung der Qualität des implementierten Zeitsynchronisationsprotokolls ist in Abb. 6.5 die zeitliche Differenz von zwei synchronisierten und zwei unsynchronisierten Sensorknoten dargestellt. Dabei wurde der Offset der unsynchronisierten Sensorknoten korrigiert, um einen gemeinsamen Startpunkt zu erreichen.

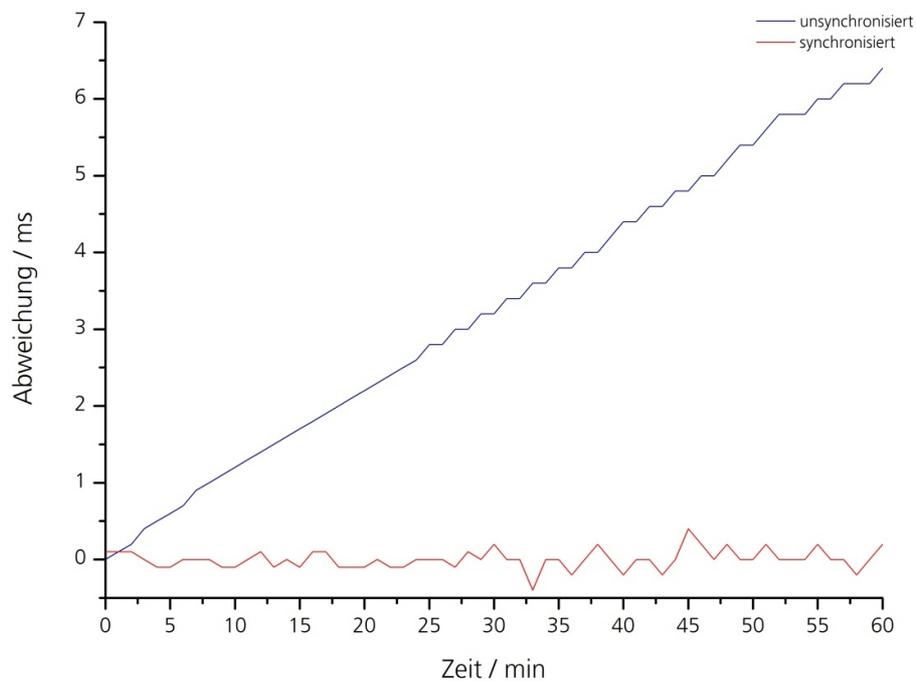


Abb. 6.5: Vergleich der zeitlichen Abweichung von zwei synchronisierten und zwei unsynchronisierten Sensorknoten innerhalb des drahtlosen Sensornetzwerks.

Im unsynchronisierten Zustand driften die beiden Sensorknoten zeitlich immer weiter auseinander, während sich die zeitliche Abweichung der synchronisierten Knoten um die Nulllinie bewegt. Nach einer Stunde beträgt die Abweichung der unsynchronisierten Knoten bereits mehr als 6 ms. Diese Abweichung liegt jedoch im Toleranzbereich des Quarzes (± 10 ppm). Dieser Toleranzbereich entspricht einer Abweichung der Ideallinie von $\pm 10 \mu\text{s}$ pro Sekunde oder $\pm 3,6$ ms pro Stunde. Daher können zwei Knoten bei einer maximal möglichen Drift um bis zu 7,2 ms pro Stunde auseinander driften.

Da der IEEE 802.15.4-Standard keine chronologische Speicherung der erfassten Signale ermöglicht, wurde ein Zeitsynchronisationsprotokoll direkt auf dem Funktransceivermodul implementiert. Bedingt durch die steigenden Anwendungsgebiete sowie die Anforderungen in Bezug auf die Genauigkeit der erfassten Daten ist eine Implementierung eines Zeitsynchronisationsprotokoll innerhalb des IEEE 802.15.4 Standards unabdingbar. Ähnlich dem integrierten AES-Verschlüsselungsverfahren der Daten könnte je nach Bedarf ein Zeitsynchronisationsverfahren aktiviert werden. Zudem wurde, um eine höchstmögliche Genauigkeit zu erreichen, die Synchronisation direkt auf dem Funktransceivermodul und nicht auf dem Mikrocontroller durchgeführt, um Verzögerungen durch die SPI-Schnittstelle zu verhindern. Da die auf den Funktransceivermodulen integrierten Mikrocontroller (meist: Intel 8051) über wenige Peripheriemodule verfügen, ist die Flexibilität eingeschränkt. Diesbezüglich wäre ein „System-on-Chip“ (SOC), das über eine breite Schnittstellenvielfalt, einem leistungsstarken Funktransceiver mit einem niedrigen Energieverbrauch sowie eine möglichst kleine Abmessung verfügt, im Rahmen der verteilten Sensoren ideal.

6.5 Perspektiven

Im Rahmen dieser Arbeit wurden modular zusammenstellbare verteilte Sensorknoten entwickelt und aufgebaut. Diese können unterschiedliche biologische und technische Signale mit einer hohen Signalqualität erfassen, auswerten und drahtlos übertragen. Der modulare Aufbau ermöglicht einerseits eine einfache und schnelle Zusammenstellung des jeweiligen Sensorknotens, andererseits ist eine Miniaturisierung der Sensorknoten durch die Größe des Energiespeichers (Akkumulator), des Funkmoduls sowie der sensornahen Elektronik beschränkt. Diesbezüglich kann eine pauschale Größe der einzelnen Sensorknoten nicht definiert oder standardisiert werden. Jedoch ist eine künftig anvisierte Größe der Sensorknoten zu finden, die unter dem Forschungsbegriff „Smart Dust“ (Intelligenter Staub) bekannt ist.

Neben der Größe der Sensorknoten gehört das eingesetzte Funktransceivermodul und der daraus resultierende Energieverbrauch zu den Hauptaspekten verteilter drahtlos kommunizierender Sensoren. Durch fehlende Standardisierungen entstehen weiterhin unterschiedliche Insellösungen, die verschiedene Funkstandards, Protokolle und Schnittstellen verwenden. Der stetige Fortschritt der Halbleiterindustrie in Bezug auf die Miniaturisierung und Energieoptimierung der Mikrocontroller und der Funktransceiver erschwert zudem eine standardisierte Entwicklung. Um eine möglichst hohe Flexibilität in Bezug auf die jeweilige Anwendungen

bieten zu können, wurde neben einem Funktransceiver zur Übertragung der erfassten Signale ein weiterer energiesparender Mikrocontroller zur Vorverarbeitung und Speicherung der Signale eingesetzt. Durch die Verarbeitung der Signale direkt auf dem Mikrocontroller und nicht auf dem Funktransceiver lässt sich der Energieverbrauch durch Abschaltung des Funktransceivers um etwa 40 mA reduzieren. Dies entspricht fast 50% des gesamten Energieverbrauchs des Sensorknotens.

Neben dem Funktransceiver ist der eingesetzte NAND-Flash-Speicher eine weitere Bauteilkomponente. Dieser Speicher benötigt etwa 20% des Gesamtenergiebedarfs. Durch die zunehmende Digitalisierung, auch im Bereich der medizinischen Anwendungen, sind die erfassten Datenmengen enorm gestiegen. Da die derzeitig zur Verfügung stehenden Mikrocontroller über einen größenbeschränkten internen Flash-Speicher (bis zu 256 kB) verfügen, ist bei einer kontinuierlichen Speicherung eines Signals, das mit 1000 Hz und einer Auflösung von 12 Bit erfasst wird, der integrierte Speicher nach etwa 3 Minuten vollständig ausgenutzt. Daher muss zur Gewährleistung einer ausreichenden Datensicherheit ein zusätzlicher externer Speicher auf dem Sensorknoten integriert werden. Die aktuellen energiesparenden Flash-Speicher benötigen zwischen 10 mA und 20 mA im aktiven Lese- oder Schreibmodus. Dies entspricht circa der dreifachen Energie, die ein Mikrocontroller zur Verarbeitung der Signale benötigt.

Die Übertragung und die Speicherung dieser enormen Datenmengen machen etwa 70% des Gesamtenergiebedarfs des Sensorknotens aus. Daher muss die Sendezeit der Signale auf ein Minimum reduziert werden. Bedingt durch die jährliche Zuwachsrate der Energiedichte von gerade einmal 2% bis 3% bieten die aktuell verfügbaren Akkumulatoren im Verhältnis zur Größe der Sensorknoten über keine ausreichende Kapazität um ein Langzeitmonitoring 24/7 durchzuführen. Bei einem 150 mA/h-Li-Po-Akkumulator der Firma VARTA lassen sich die realisierten Sensorknoten unter energieoptimierten Bedingungen über einen Zeitraum von 1,5 h bis 2 h betreiben. Da die Verarbeitung der Daten auf dem Mikrocontroller lediglich etwa 10% der Gesamtenergie des Sensorknotens benötigt, wird eine Reduzierung dieser enormen Datenmengen empfohlen. Dies führt dazu, dass intensive Forschungsaktivitäten im Bereich der Kompressionsalgorithmen durchgeführt werden müssen. So werden bereits bei der Erfassung von biologischen Signalen Kompressionsalgorithmen zur effektiven Speicherung und Übertragung der Daten über das Krankenhausnetzwerk eingesetzt. Jedoch sind gerade im Bereich der drahtlosen Sensornetzwerke spezielle Algorithmen erforderlich, die eine hohe Kompression bei geringer Rechenkapazität aufweisen. Diesbezüglich bietet sich die Methode der adaptiven Vektorquantisierung an, die eine Datenkompression bis zu 98% ermöglicht [George, 2012]. Durch den Einsatz dieses Algorithmus kann die Speicherdauer des im Mikrocontroller integrierten Flashspeichers von etwa 3 Minuten auf etwa 2,4 Stunden erhöht werden. Weiterhin kann die gleiche Datenmenge nicht in 8 Sekunden (Rohdaten) sondern in circa 0,2 s (komprimierte Daten) übertragen werden. Daher sind für ein kontinuierliches medizinisches Langzeitmonitoring, bei dem Signale hochfrequent abgetastet werden müssen, energiesparende Speicherlösungen erforderlich. Auf Grund der derzeitigen Energiedichten der Akkumulatoren sowie des

Energieverbrauchs der Funktransceiver und der Flash-Speicher sind energieautarke verteilte Sensoren für ein Langzeitmonitoring für medizinische Anwendungen in dem jetzigen Entwicklungs- und Forschungsstadium noch nicht realisierbar.

Durch die derzeitigen Powermanagementlösungen, wie die Implementierung unterschiedlicher Energiesparmodi und Taktfrequenzen sowie die Reduzierung der Sendeleistung und Abtastfrequenzen, können Laufzeiten von bis zu 4 Stunden erreicht werden. Diese Laufzeit kombiniert mit der drahtlosen Erfassung technischer und biologischer Signale eröffnet ein breites Anwendungsspektrum. Aus den aktuellen Entwicklungs- und Forschungsaktivitäten ist daher ein Trend erkennbar. So wird an verteilten Sensoren im Sportbereich, in der Landwirtschaft, im Umweltmonitoring sowie für spezielle medizinische Anwendungen geforscht, wobei die beschränkten Energieressourcen der Sensorknoten berücksichtigt werden. Diesbezüglich stellt sich die Frage, in welchen potentiellen Anwendungsgebieten der Treiber für einsatzfähige drahtlos verteilte Sensorlösungen entstehen könnte.

Im Bereich der Einzel- und Mannschaftssportarten können verteilte drahtlose Sensoren zur Leistungsprüfung sowie zu einem gezielten Training zur Leistungssteigerung der Sportler eingesetzt werden. Zu einer der beliebtesten Mannschaftssportarten zählt der Fußball. Falsche Torentscheidungen können nicht nur ärgerlich sein, sondern können schwerwiegende Folgen nach sich ziehen. Daher wird in naher Zukunft durch die Fédération Internationale de Football Association (FIFA) eine Technologie eingeführt, die den Ball mit Hilfe von Magnetfeldern beim Übergang der Torlinie erfassen soll. Beim Fußball geht es jedoch weniger um ein reines Kräftemessen, sondern vielmehr um Taktik, Geschwindigkeit und Ausdauer der einzelnen Mannschaftsmitglieder, um den Ball in das gegnerische Tor zu bringen. Daher ist ein leistungsorientiertes Training, eine perfekte Zusammenstellung der Spieler sowie ein gezieltes Auswechseln der Spieler durch den Trainer erforderlich. Da ein Spiel wie auch ein intensives Training mit Aufwärmen, Spiel und Regenerationszeit nicht über 3 Stunden dauert, ist der Einsatz drahtloser verteilter Sensoren im Bereich der Mannschaftssportarten mit dem derzeitigen Entwicklungs- und Forschungsstand möglich. Jeder der 11 Spieler könnte über einen Satz von 6 verteilten Sensoren zur Erfassung der Geschwindigkeit, der Muskelaktivität, der Atemanstrengung, der Herzfrequenz und der Sauerstoffsättigung im Blut, sowie einem Sensor zur Erfassung der Ortskoordinaten ausgestattet werden (Abb. 6.6).

Da die einzelnen Sensoren innerhalb des Netzwerkes (der Mannschaft) über unterschiedliche MAC-Adressen verfügen, die einmalig sind, kann eine direkte Zuteilung der Sensoren zum jeweiligen Spieler erfolgen. Während des Trainings können die Daten direkt auf den Sensorknoten gespeichert werden und anschließend an einem PC durch den Trainer oder durch den Spieler ausgewertet werden. Mit der Auswertung ist der Trainer in der Lage einen individuellen Trainingsplan für jeden Spieler zu erstellen. Beim Einsatz eines derartigen Systems während eines Turniers wäre eine Echtzeitübertragung der erfassten Parameter zur Entscheidungshilfe des Trainers erforderlich.



Abb. 6.6: Beispiel einer künftigen Darstellungsform zur Analyse der einzelnen Fußballspieler während eines Turniers beziehungsweise Trainings.

Um eine möglichst lange Akkulaufzeit zu ermöglichen, ist eine Reduzierung der Sendeleistung erforderlich, was einen direkten Einfluss auf die Reichweite der Sensorknoten hat. An dieser Stelle bietet sich das Multi-hop-Verfahren innerhalb des IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standards an, bei dem die erfassten Sensordaten über die anderen Sensoren der Mitspieler hinweg bis zum Trainer übertragen werden. Die Verwendung drahtloser verteilter Sensoren während des Trainings könnte durchaus den Trainer und den Spieler in Bezug auf ein leistungsorientiertes Training unterstützen. Hierzu wären 6 Sensorknoten je Spieler notwendig, die über einen Zeitraum von bis zu 3 Stunden die Signale erfassen und abspeichern könnten. Ein Monitoringssystem, das hingegen die Daten kontinuierlich erfasst und an den Trainer direkt übermittelt, müsste nach etwa 1,5 Stunden auf Grund der Kapazität der Akkumulatoren gewechselt werden. Jedoch führt der Einsatz eines derartigen Monitoringsystems zu einem technologisierten Sport, der mit dem ursprünglichen Sport und dessen gesprächsstoffreichen Fehlentscheidungen nur noch wenig gemeinsam hat.

Neben dem Leistungsmonitoring im Bereich der Mannschaftsportarten wäre der Einsatz verteilter Sensoren beispielsweise im Profi-Boxsport ebenfalls möglich. Jedoch würde bei dieser Sportart auf Grund des hohen Verletzungsrisikos lediglich eine Leistungsanalyse während des Trainings möglich sein. Während des Ausdauertrainings wie Joggen oder Seilspringen oder beim Training der Reaktion oder Schlagkraft mit Hilfe eines Punchingballs könnten stationäre verteilte Sensoren an einer Personenwaage angebracht oder im Punchingball selbst integriert werden. Durch eine Integration von Beschleunigungssensoren in den Boxhandschuhen sowie eine

Erfassung der Muskelaktivität lassen sich Rückschlüsse auf die Leistungsfähigkeit sowie auf die Müdigkeit des Boxers schließen. Ähnlich wie im Mannschaftsport könnten drahtlos verteilte Sensoren zur Trainingsoptimierung eingesetzt werden. Hierzu wären zwei Beschleunigungssensoren für die Handschuhe sowie Sensoren zur Erfassung der Muskelaktivität an den Beinen, den Armen sowie im Schulterbereich notwendig. Eine Verwendung der verteilten Sensorknoten ist auf Grund der Größe der Sensoren nicht möglich.

Neben dem Sportbereich stellt die Landwirtschaft ein weiteres großes Anwendungsgebiet verteilter Sensoren zur Verfügung. Früher wurde die Ackerfläche nach den langjährigen Erfahrungen der Landwirte gedüngt. Heutzutage werden Bodenproben entnommen, auf unterschiedliche Substanzen hin analysiert und spezielle Dünger für eine möglichst ertragreiche Ernte zusammengestellt. Demnach lässt sich ein Übergang von der traditionellen Landwirtschaft zu einer modernen, digitalen Landwirtschaft erkennen. Durch die Bearbeitung des Bodens ist eine Kabelverbindung zwischen den einzelnen Sensoren nur mit großem Aufwand möglich. Daher bieten sich großflächig verteilte, drahtlos miteinander kommunizierende Sensoren gerade im Bereich der Landwirtschaft an. Dabei besteht die Herausforderung darin, eine stabile Funkkommunikation bei einem gleichzeitig minimalen Energieverbrauch der Sensoren zu realisieren. Bei einer landwirtschaftlichen Durchschnittsfläche von 40,4 Hektar pro Betrieb sind auf dem Ackerland unterschiedliche Mikroklimata vorhanden. Diese auf die herkömmliche Weise zu erfassen erfordert eine hohe Arbeitsleistung. Durch eine großflächige Verteilung drahtloser Sensoren können unterschiedliche Umgebungseinflüsse erfasst und rechtzeitig Maßnahmen ergriffen werden, um Missernten vorzubeugen (Abb. 6.7).

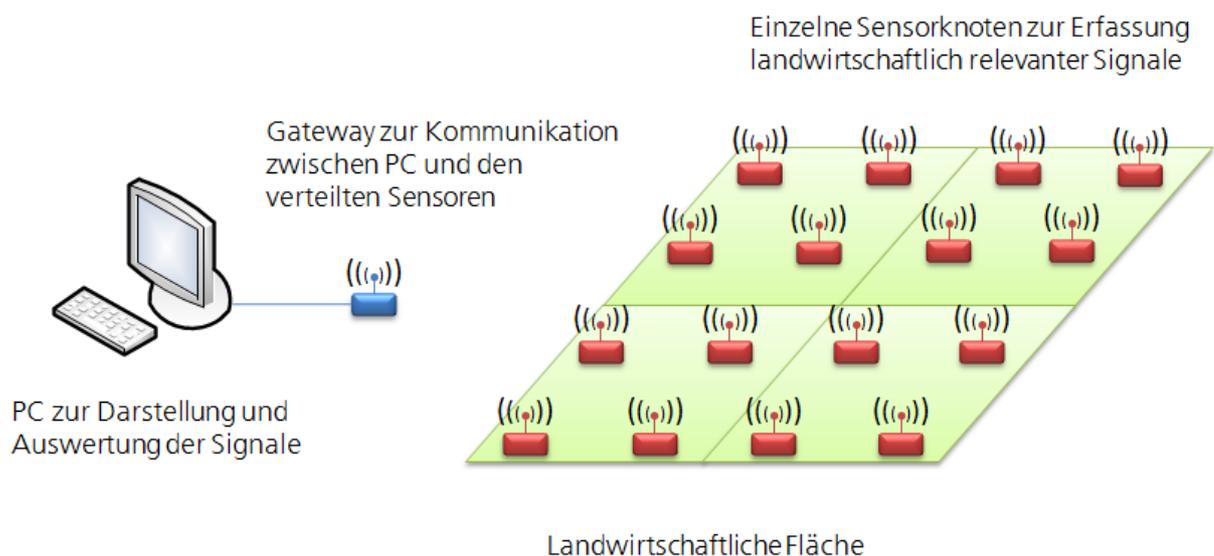


Abb. 6.7: Drahtlose verteilte Sensoren zur Erfassung von landwirtschaftlich relevanten Parametern und zur kabellosen Übertragung zu einer Darstellungs- und Auswerteeinheit.

Neben dem Schutz der Ernte kann die Produktivität durch einen reduzierten Gebrauch von Pestiziden und Fungiziden erhöht werden. Bedingt durch die Größe der landwirtschaftlichen

Fläche ist eine Multi-hop-Verbindung der Sensorknoten erforderlich, um die Daten zum Landwirt, zur Darstellung und Auswertung auf einem PC, zu übertragen. Jedoch unterscheiden sich die Sensorknoten zur Erfassung unterschiedlicher Umgebungseinflüsse erheblich von denen zur Leistungsanalyse im Mannschaftssport. Werden beim Fußball mehr als 60 Sensoren je Mannschaft benötigt, können bei einer durchschnittlichen landwirtschaftlichen Fläche von 2 km x 2 km schnell mehr als 1500 Sensorknoten zum Einsatz kommen. Dies ist auf den stationären Einsatz der Sensoren sowie auf die Reichweite der Funkverbindung, die bei dem IEEE 802.15.4 / ZigBee etwa 50 m im Freien beträgt, zurückzuführen.

Durch eine Auswertung der erfassten Signale wie Boden- und Luftfeuchtigkeit, Außentemperatur, Verschmutzungsgrad sowie Pestizid- oder Düngergehalt in Form einer Schwellwerterkennung kann direkt auf dem Sensorknoten die Datenmenge und somit die Sendezeit und der daraus resultierende Energieverbrauch auf ein Minimum reduziert werden. Da die Sensorknoten einerseits durch die Erntefahrzeuge nicht beschädigt werden dürfen, andererseits aber durch den Landwirt wieder gefunden werden müssen, steht ausreichend Volumen für Sensoren, Mikrocontroller, Funktransceiver und Akkumulatoren zur Verfügung. Bedingt durch die Größe der Sensorknoten kann durch den Einsatz von Solarzellen die Akkulaufzeit zudem erhöht werden, um mit einem effizienten Erfassungs- und Sendalgorithmus der Daten eine Gesamtlaufzeit des Sensorknotens von einem Jahr zu erhalten. Auf Grund der hohen Anzahl der Sensorknoten ist jedoch schnell mit Kosten im oberen fünfstelligen Bereich zu rechnen. Daher muss jeder Landwirt für sich selbst eine Kosten-Nutzen-Analyse für den Einsatz drahtloser verteilter Sensoren auf seiner landwirtschaftlichen Fläche durchführen.

Neben der Landwirtschaft stellt die Nutztierzucht die zweitwichtigste Nahrungsquelle des Menschen dar. Dabei können einerseits stationäre verteilte Sensoren, die sich im Stall befinden, oder andererseits mobile verteilte Sensoren, die am oder im Tier angebracht sind, eingesetzt werden. Durch die Erfassung von Temperatur, Luftfeuchtigkeit, Ammoniakgehalt, Staub und Luftgeschwindigkeit über stationäre verteilte Sensoren lässt sich eine automatisierte Belüftung und somit ein optimales Stallklima erreichen. Durch diese Möglichkeit kann beispielsweise der Hitzestress von Schweinen im Gegensatz zu konventionellen Zwangslüftungsanlagen vermindert werden. Da hierbei ähnlich wie bei den verteilten Sensoren im Bereich der Landwirtschaft die Sensoren nicht am Tier angebracht werden, kann eine größere Dimensionierung der Sensoren realisiert werden, um eine ausreichende Energieversorgung zur Verfügung zu stellen. Durch die Erfassung und Auswertung der Parameter direkt auf den Sensorknoten wäre eine Sollwerterkennung und eine daraus resultierende automatische Steuer- und Regelstrecke zum Öffnen oder Schließen der Fenster oder zum Heizen des Stalls möglich. Ein separater Sensorknoten ähnlich dem entwickeltem Gateway könnte hierbei zur Sollwerteinstellung der einzelnen Sensoren dienen.

Neben den stationären Sensoren zur Regelung eines optimalen Stallklimas können Sensoren zur Erfassung des pH-Wertes und der Temperatur im Vormagenbereich von Rindern

eingesetzt werden. Durch den zunehmenden Einsatz von Kraftfutter wird der für den Wiederkäuer lebenswichtige Anteil an strukturwirksamer Rohfaser immer geringer. Auf Grund des hierdurch absinkenden pH-Werts im Pansen entstehen subklinische Pansenazidosen (SARA), die zu Minderleistungen und Folgekrankheiten wie Klauenproblemen, Mastitis etc. führen können. Der Sensorknoten wird dabei vom Rind über das Maul aufgenommen und sinkt auf Grund des Eigengewichtes auf den Boden des Netzmagens, wo er dauerhaft verbleibt. Von dort aus werden die Messungen gestartet und in einstellbaren Messintervallen an eine Empfangseinheit gesendet und ausgewertet. Die Energieversorgung des Sensorknotens ist auf Grund der Größe über einen Zeitraum von etwa 50 Tagen [Gasteiner, 2012] möglich. Gerade im Bereich der Milchwirtschaft besteht ein hohes Interesse, Milchkühe kontinuierlich zu überwachen, um einerseits den gesundheitlichen Zustand über einen längeren Zeitraum zu beobachten und andererseits frühzeitig Krankheiten zu erkennen. Um jedoch kranke Tiere innerhalb einer Herde frühzeitig zu erkennen, ist ein kontinuierliches Monitoring der Tiere unerlässlich. Hierzu werden wartungsfreie, energiesparende und kostengünstige Sensorknoten benötigt, die mit dem aktuellen Stand der Technik und Forschung nicht realisierbar sind.

Der Reitsport mit den Disziplinen Dressurreiten und Springreiten kann durch die Anschaffung eines gut ausgebildeten Reitpferdes schnell zu einem sehr kostspieligen Sport werden. Dabei werden für die Anschaffung eines Rassepferdes mit einem hervorragenden Stammbaum Preise bis in den Millionenbereich bezahlt. Daher ist ein System zur Überwachung des Gesundheitszustandes wünschenswert. Gerade bei der Geburtsüberwachung können drahtlose verteilte Sensoren zur Erfassung von EKG, Pulsweite, Fellfeuchte sowie Bewegung am Pferd angebracht werden, um den Besitzer über den aktuellen Zustand zu informieren. Dabei werden Ereignisse wie Unruhe, Schwitzen, häufiges Aufstehen und Niederlegen, die auf die 1. Geburtsphase (Öffnungsphase) hindeuten, durch die verteilten Sensoren erfasst und ausgewertet sowie der Besitzer per SMS (Short Message Service) oder per E-Mail informiert. Im Gegensatz zum Monitoring einer Tierherde, die kontinuierlich überwacht wird, werden bei der Geburtsüberwachung von Pferden die Sensorknoten lediglich über einen kurzen Zeitraum eingesetzt. Da die Sensoren jedoch an einem Gurt angebracht werden und dieser zur Erfassung der Vitalparameter über Elektroden recht eng anliegen muss, kann das Wohlbefinden des Pferdes neben dem eigentlichen Geburtsvorgang eingeschränkt werden.

Eine kontinuierliche, hochfrequente und hochaufgelöste Erfassung von Vitalparametern ist im jetzigen Entwicklungs- und Forschungsstand auf Grund der aktuell zur Verfügung stehenden Kapazitäten der Energiespeicher nur zeitlich begrenzt möglich. Daher ergeben sich statt eines kontinuierlichen Langzeitmonitorings rund um die Uhr, weitere Anwendungsfelder, bei denen ein kontinuierliches Monitoring nur über einige Stunden benötigt wird. Neben der Polizei und der Bundeswehr gehört die Berufsfeuerwehr zu den Risikoberufsgruppen, die bei Bränden, Unfällen, Überschwemmungen etc. Hilfe leisten. Jedoch können selbst erfahrene Feuerwehrleute in Gefahrensituationen kommen und verunglücken (Abb. 6.8).



Abb. 6.8: Ein verletzter Feuerwehrmann wurde mit der Drehleiter aus dem Dachgeschoss geborgen und auf einer Trage weggebracht, nach [Quelle: Ostfriesen-Zeitung, 2008].

Daher bietet sich gerade in diesem Bereich eine medizinische Überwachung der Feuerwehrleute während des Einsatzes an. Durch ein kontinuierliches Monitoring der Vitalparameter (EKG, Pulswelle, Sauerstoffsättigung im Blut und Atemanstrengung) sowie der Umgebungsparameter (Temperatur und Kohlenstoffmonoxid) mittels am Körper oder an der Kleidung angebrachter verteilter Sensoren kann die Einsatzleitung drahtlos die Daten erfassen, analysieren und über das weitere Vorgehen entscheiden. Gerade im Bereich der kommunalen Einsatzkräfte, die bedingt durch ihre Einsatzdauer mitunter enormen Anstrengungen ausgesetzt werden, bietet sich der Einsatz drahtloser verteilter Sensoren an.

Einschlafen am Steuer kann zu schwerwiegenden Unfällen führen. Gerade bei Personengruppen wie LKW-Fahrern oder aber auch Piloten ist eine objektive Überwachung müdigkeitsrelevanter Vitalparameter wünschenswert, um Unfälle zu vermeiden, (Abb. 6.9).



Abb. 6.9: Schwerer LKW-Unfall am Kamener Kreuz (links), Flugzeug schießt über Landebahn hinaus (rechts) [Quelle: RP-Online, 2012] [Quelle: ZDF frontal21, 2012].

Bei LKW-Fahrern sind Ruhezeiten nach der Verordnung (EG) 561/2006 geregelt. Nach einer Lenkzeit von 4,5 Stunden ist eine Ruhezeit von mindestens 45 Minuten vorgeschrieben. Bei der Luftfahrt hingegen sind zwischen 2010 und 2012 die Piloten gebeten worden, den Status ihrer Ermüdung selbst zu beurteilen. Eine Umfrage der Pilotenvereinigung „European Cockpit Association“ (ECA) unter 6.000 europäischen Piloten ergab, dass mehr als ein Drittel der Piloten bereits im Cockpit vor Erschöpfung geschlafen hatte. Diesbezüglich fordert der Gesetzgeber ein „Fatigue Risk Management“ zur Beurteilung der Vigilanz von Piloten. Daher ist es notwendig das subjektive Verfahren der Piloten durch eine messtechnische Erfassung müdigkeitsrelevanter Parameter zu objektivieren. Da der Einsatz herkömmlicher Messtechnik neben medizinischem Begleitpersonal die Bewegungsfreiheit der Piloten stark einschränkt, wird innerhalb eines Forschungsprojektes an drahtlosen verteilten Sensoren zur objektiven Beurteilung der Vigilanz geforscht. Hierzu werden Vitalparameter wie EEG (Elektroenzephalografie), EOG (Elektrookulografie), EMG und die Atemanstrengung erfasst, drahtlos an eine Auswerte- und Darstellungseinheit übertragen und eine Analyse und Klassifikation von Wach- und Schlafphasen durchgeführt. Der modulare Aufbau, die drahtlose Übertragung, die Möglichkeit zum direkten Laden sowie eine einfache, reproduzierbare Anbringung der verteilten Sensoren führen zu einer hohen Akzeptanz beim Anwender.

Die dargestellten Anwendungsgebiete drahtloser verteilter Sensoren zeigen, dass ein Langzeitmonitoring 24/7 mit einer kontinuierlichen Signalerfassung und Übertragung bedingt durch die Energiedichten der Akkumulatoren aktuell nicht möglich ist. Diesbezüglich eignen sich drahtlose verteilte Sensoren momentan zur kurzfristigen Erfassung und Übertragung von Signalen. Dieser Zeitraum ist jedoch abhängig von der Auflösung der Signale, der Datenspeicherung, der Datenübertragung sowie der Sensorgröße und damit von der Benutzerakzeptanz. Daher könnten die treibenden Kräfte, die zum Durchbruch drahtloser verteilter Sensoren führen, einerseits bei den kommunalen Einsatzkräften zu finden sein, sowie andererseits bei Berufsgruppen mit erhöhtem Risiko, wie Piloten und LKW-Fahrern. Gesetzesänderungen wie ein „Fatigue Risk Management“ führen darüber hinaus zu einem unentbehrlichen Einsatz verteilter Sensoren im Bereich der Luftfahrt, sowie zu einem effektiven Einsatz in weiten Bereichen des Gesundheits- und Arbeitsschutzes.

7 Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wurde ein neuartiges, flexibel zusammenstellbares und modular aufgebautes Sensornetzwerk aus heterogenen verteilten Sensoren realisiert. Die Ergebnisse zur Untersuchung dynamischer und zeitsynchroner verteilter Sensoren für medizinische Anwendungen wurden umfassend diskutiert und mit dem aktuellen Stand der Technik verglichen. Hierbei ermöglicht der gewählte Funkstandard (IEEE 802.15.4 / ZigBee) eine dynamische An- und Abmeldung der einzelnen Sensorknoten innerhalb des Netzwerks. Insgesamt wurden 10 verteilte Sensoren aufgebaut und evaluiert, die zur Erfassung von biologischen Signalen wie EKG, EMG, Puls, Blutdruck, Atemanstrengung, Herztönen und Körpergewicht, sowie technischen Signalen wie Ortskoordinaten, Beschleunigungen, Außentemperaturen und Luftfechtigkeiten dienen. Bei der Evaluierung der realisierten Sensorknoten zeigte sich eine sehr gute Korrelation mit kommerziell erhältlichen Systemen. Der modulare Aufbau der Sensorknoten sowie die kabellose Datenübertragung ermöglichen eine individuelle, an den Patienten angepasste Zusammenstellung der Sensorknoten.

Zur grafischen, skalierten Darstellung der Signale wurde ein scheckkartengroßes Gateway entwickelt und aufgebaut. Über das implementierte Touchscreen-Display und die realisierte Menüstruktur ist eine einfache Navigation gegeben.

Da an die verteilten Sensoren in Bezug auf die Verfügbarkeit hohe Anforderungen gestellt werden, wurden Untersuchungen und Optimierungen im Bereich der Energieeffizienz durchgeführt. Untersuchungen im Bereich der unterschiedlichen Taktquellen und Taktfrequenzen führten zu einer Kombination bestehend aus dem intern generierten Takt für die Verarbeitung der erfassten Signale sowie dem externen Quarz zum Überführen des Systems aus einem Energiesparmodus in den aktiven Modus. Zudem konnten durch Optimierungen im Bereich der Energiesparmodi des Mikrocontrollers Energieeinsparungen von etwa 20 mA erreicht werden. Betrachtungen im Bereich der Energieversorgung aus der Umgebung führten zu der Erkenntnis, dass es durchaus möglich ist, die Laufzeit verteilter Sensoren für medizinische Anwendungen zu verlängern, jedoch ein vollständiger energieautarker Betrieb mit den derzeit verfügbaren energy-harvesting-Modellen auf Grund der Dimensionierung der Sensorknoten nicht möglich ist.

Zur genauen chronologischen Erfassung der Daten von physikalisch voneinander getrennten Sensorknoten mit einer zeitlichen Auflösung von weniger als 1 ms stellt der IEEE 802.15.4 / ZigBee-Standard keine Möglichkeit zur Verfügung. Durch die Implementierung und Anpassung des „Flooding Time Synchronization Protocol“ konnte bei der Verwendung von kontinuierlichen Synchronisationsnachrichten in Intervallen von 5 Minuten eine zeitliche Abweichung von maximal 0,5 ms zwischen den Sensorknoten erreicht werden.

Die Untersuchung der Sendeleistung des eingesetzten Funktransceivers führt nicht nur zu einer Optimierung des Energieverbrauchs, sondern wirft weitere Fragestellungen im Bereich der Sicherheitsaspekte auf. So lassen sich etwaige gesundheitliche Aspekte durch von dem Sensor-

netzwerk verursachte elektromagnetische Strahlungen auf Grund der geringen Sendeleistung von -10 dBm (entspricht 0,001 Watt) ausschließen. Zum direkten Vergleich ist bei einem Mobiltelefon im GSM900 (D-Netz) eine maximale Sendeleistung von bis zu 2 Watt oder bei einer drahtlosen WLAN-Verbindung von bis zu 1 Watt gesetzlich geregelt. Jedoch ist zu beachten, dass Dämpfungen auf Grund unterschiedlicher Kleidungsstücke, die bei einem körpernahen System durchaus zum Tragen kommen, die Sendeleistung und damit auch die Reichweite zwischen den Sensoren beeinflussen.

Die Verwendung verteilter Sensoren in Kombination mit einer WLAN-Kommunikation führte bei Untersuchungen zu Paketfehlerraten von bis zu 59 %. Daher wird bei Echtzeitübertragungen ein geeignetes Verfahren zur automatischen Frequenzwahl empfohlen. Auch bei der Untersuchung des Betriebs in Kombination mit herkömmlichen Haushaltsgeräten wie einer Mikrowelle führten Interferenzen zu hohen Paketfehlerraten.

Im Bereich der Sicherheit nimmt vor allem die Informationssicherheit eine wichtige Stellung ein. Sicherheitsparameter wie die Vertraulichkeit, Integrität und Authentifizierung werden durch die Aktivierung des „AES-CCM-32“-Sicherheitsmodus, der durch den Funkstandard bereitgestellt wird, gewährleistet. Die Verfügbarkeit der Daten wird auf Grund der Koexistenz anderer Funkstandards durch eine kontinuierliche Speicherung der Rohdaten direkt auf dem Sensorknoten sichergestellt. Diesbezüglich kann bei der für die verteilten Sensoren eingesetzten Sterntopologie die Paketfehlerrate, im Gegensatz zu einer Multi-hop-Kommunikation, auf ein Minimum reduziert werden.

Die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse zur sicheren drahtlosen Datenübertragung, Energieoptimierung und zeitsynchronen Speicherung von biologischen und technischen Signalen sind ein wichtiger Schritt um den Durchbruch drahtlos verteilter Sensoren zu ermöglichen.

8 Referenzen

American Heart Association, URL: <http://www.heart.org/HEARTORG/>, (2012).

Atmel, "4 megabit DataFlash AT45DB041B", Datasheet, USA, (2008).

A. Balck, M. Leester-Schädel, C. Kirsch, U. Schmid, H. Seidel, S. Büttgenbach, "Novel energy-saving microvalve for medical technology", The 6th International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology, pp.283-284, Lucerne, (2011).

D. Barschdorff, M. Erig, E. Trowitzsch, "Noninvasive continuous blood pressure determination", 16. IMEKO World Congress, Proceedings VII, (2000).

K. Becher, C. P. Figueiredo, C. Mühle, R. Ruff, P. M. Mendes, K.-P. Hoffmann, "Design and realization of a wireless sensor gateway for health monitoring", Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2010 Annual International Conference of the IEEE, pp.374-377, (2010).

K. Becher, C. Gose, R. Ruff, K.-P. Hoffmann, "High frequency sampled pulse-module for a wearable and wireless sensor platform", 7th International Conference on Wearable Micro and Nano Technologies for Personalized Health (pHealth), Berlin, (2010a).

K. Becher, M. Strufe, R. Ruff, K.-P. Hoffmann, "Entwicklung und Realisierung eines gurtintegrierten Glasfaser-Plethysmographen zur Erfassung der Atemanstrengung innerhalb eines drahtlosen Sensornetzwerks", 4. AAL-Kongress, pp.2, Berlin, (2011).

K. Becher, S. Dussa, R. Ruff, K.-P. Hoffmann, "Power management techniques in wireless sensor networks", 46. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik (DGMT), vol.57, pp.640, Jena, (2012).

K. Becher, G. R. Fuhr, W. Poppendieck, R. Ruff, H. Seidel, K.-P. Hoffmann, "Analysis of an energy-optimized wireless sensor network for medical applications", IEEE Transaction on Biomedical Engineering, (2012a) (submitted).

K. Becher, R. Ruff, K.-P. Hoffmann, "Time synchronization protocol in wireless sensor networks", 46. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik (DGMT), vol.57, pp.717, Jena, (2012b).

V.Brückner, „Optische Nachrichtentechnik – Grundlagen und Anwendungen“, B. G. Teubner, Wiesbaden, pp.11, (2003).

H. Cao, V. Leung, C. Chow, H. Chan, "Enabling technologies for wireless body area networks: A survey and outlook", Communications Magazine, IEEE, vol.47, no.12, pp.84-93, (2009).

O. Chipara, C. Lu, T. C. Bailey, G. C. Roman, "Reliable patient monitoring: A clinical study in a step-down hospital unit", Dept. Comput. Sci. Eng., Washington Univ. St. Louis, technical report WUCSE-2009-82 St. Louis, (2009).

D. Cox, E. Jovanov, A. Milenkovic, A. "Time synchronization for ZigBee networks", System Theory, 2005. SSST '05. Proceedings of the Thirty-Seventh Southeastern Symposium on, pp.135-138, (2005).

Custompart, "Fused Deposition Modeling (FDM)", URL: www.custompartsnet.com, (2012).

- J. De Jonckheere, M. Jeanne, A. Grillet, S. Weber, P. Chaud, R. Logier, J. Weber, "OFSETH: optical fibre embedded into technical textile for healthcare, an efficient way to monitor patient under magnetic resonance imaging", Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE, pp.3950-3953, (2007).
- DocCheck Flexikon, "Einkanal-EKG", URL: www.flexikon.doccheck.com, (2012).
- J. Elson, L. Girod, D. Estrin, "Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts", ACM SIGOPS Operating Systems Review 36, pp.147-163, (2002).
- J. Elson, K. Römer, "Wireless sensor networks: A new regime for time synchronization", ACM SIGCOMM Computer Communication Review 33, pp.149-154, (2003).
- Envitec, "Non Invasive blood pressure OEM board NIBP 2010 with pulse oximetry Type Chipox", EnviteC, Wismar, (2010).
- Envitec, "Digital pulse oximeter module ChipOx", User Manual, Wismar, (2006).
- Etek Navigation Incooperation, "MTK NMEA Packet", User Manual, (2006).
- European Cockpit Association (ECA): "Barometer on pilot fatigue", Brussels, (2012).
- E. Farella, A. Pieracci, L. Benini, L. Rocchi, A. Acquaviva, "Interfacing human and computer with wireless body area sensor networks: The WiMoCa solution", Multimedia Tools App., vol.38, no.3, pp.337-63, (2008).
- T.R.F. Fulford-Jones, W. Gu-Yeon, M. Welsh, "A portable, low-power, wireless two-lead EKG system", Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS '04. 26th Annual International Conference of the IEEE, vol.1, pp.2141-2144, (2004).
- S. Ganeriwal, R. Kumar, M. Srivastava, "Timing-sync protocol for sensor networks", Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems ACM, pp.149, (2003).
- R. Gass, A. Hajjam, A. Koukam, G. Nguyen, C. Brandt, E. Andres, "Acquire, analyze and share auscultation sounds: The ASAP project", Computers & Industrial Engineering, 2009. CIE 2009. International Conference on, pp.1155-1159, (2009).
- J. Gasteiner, "Der Pansensensor - welche Informationen liefert er dem Fütterer?", 18. Wintertagung für Grünland- und Viehwirtschaft, pp.35-38, (2012).
- R. M. George, J. Cardona Audi, R. Ruff, K.-P. Hoffmann, "Energy-efficient real-time compression of biosignals", 46. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik (DGMT), vol.57, pp.645-648, (2012).
- G. Georgiou, A.M. Clark, G. Zodiatis, D. Hayes, D. Glekas, "Design of a prototype Tsunami warning and early response system for Cyprus – TWERC", OCEANS 2010 IEEE - Sydney, pp.1-5, (2010).
- J. Gong, S. Lu; R. Wang; L. Cui, "PDhms: Pulse diagnosis via wearable healthcare sensor network", Communications (ICC), 2011. IEEE International Conference on, pp.1-5, (2011).
- The Health Insurance Portability and Accountability Act of 1996 (HIPAA) Privacy Rule, URL: www.hhs.gov/ocr/privacy, (2012).

- H.J. Hermens, B. Freriks, R. Merletti, G. Hägg, D.F. Stegeman, J. Blok, G. Rau, C. Disselhorst-Klug, "European recommendations for surface electromyography, Proceeding of the First General SENIAM Workshop, (1999).
- T. Hoffmann, B. Eilebrecht, S. Leonhardt, "Respiratory monitoring system on the basis of capacitive textile force sensors", *Sensors Journal*, IEEE, vol.11, no.5, pp.1112-1119, (2011).
- K.-P. Hoffmann, R. Ruff, "Messplatz zur online Beat-to-Beat Erfassung der arteriellen Pulswellenlaufzeit (PTT)", 41. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik im VDE, Aachen, (2007).
- K.-P. Hoffmann, R. Ruff, K. Becher, "Telemonitoring und Mobilität", *Proceedings VDE-Kongress „E.Mobility“*, pp.6, Leipzig, (2010).
- IEEE, "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 (WPANs)", *IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003)*, 1-305. 10.1109/IEEESTD.2006.232110, (2006).
- IEEE, "IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz", (1999).
- V.R. Jain, R. Bagree, A. Kumar, P. Ranjan, "wildCENSE: GPS based animal tracking system", *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing*, 2008. ISSNIP 2008. International Conference on, pp.617-622, (2008).
- Jennic, "Co-existence of IEEE 802.15.4 at 2.4 GHz Application Note", (2008).
- E. Jovanov, A. Milenkovic, C. Otto, P. de Groen, "A wireless body area network of intelligent motion sensors for computer assisted physical rehabilitation", *Journal of Neuro-Engineering and Rehabilitation*, (2005).
- J. Ko, T. Gao, A. Terzis, "Empirical study of a medical sensor application in an urban emergency department", *Proceedings of 4th International Conference Body Area Networks, BodyNets' 09*, no.10, (2009).
- J. Ko, J. Lim, Y. Chen, R. Musaloiu, A. Terzis, G. Masson, T. Gao, W. Destler, L. Selavo, R. Dutton, "BMEDiSN: Medical emergency detection in sensor networks", *ACM Transaction on Embedded Computer Systems*, vol.10, no.1, pp.1-29, (2010).
- B. Koerber, I.-R. Peters, "Vom Überwinden der Entfernung", *LOG IN*, Nr. 172/173, Berlin, (2012).
- A. Koubaa, M. Alves, E. Tovar, "Technical report: i-GAME: An implicit GTS allocation mechanism in IEEE 802.15.4 for time-sensitive wireless sensor networks", *Real-Time Systems*, 2006. 18th Euromicro Conference on, pp.10 pp.-192, (2006).
- A. Koubaa, M. Alves, E. Tovar, "Time sensitive IEEE 802.15.4 Protocol", *Sensor Networks and Configuration*, Springer Berlin Heidelberg, pp.19-49, (2007).
- G. Kupris, A. Sikora, "ZigBee: Datenfunk IEEE 802.15.4 und ZigBee", *Franzis Verlag*, pp.20, pp.49-82, (2007)
- B. Kusy, S. Abdelwahed, "FTSP protocol verification using spin", *ISIS* (2006).

- B. Kusy, M. Maróti, "The flooding time synchronization protocol – TinyOS - Source Code", URL: <http://tinycvs.sourceforge.net>, (2010).
- J.-S. Lee, Y.-W. Su, C.-C. Shen, "A comparative study of wireless protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee and Wi-Fi", Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, pp.46-51, (2007).
- R. Leidenfrost, W. Elmenreich, "Firefly clock synchronization in an 802.15.4 wireless network", EURASIP Journal on Embedded Systems, pp.1–17, (2009).
- W. Leister, H. Abie, A.-K. Groven, T. Fretland, I. Balasingham, "Threat assessment of wireless patient monitoring systems", Information and Communication Technologies: From Theory to Applications, 2008. ICTTA 2008. 3rd International Conference on, pp.1-6, (2008).
- S. Li, J. Cui, Z. Li, "Wireless sensor network for precise agriculture monitoring", Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 2011. International Conference on, vol.1, pp.307-310, (2011).
- W.-J. Li, Y.-L. Luo, Y.-S. Chang, Y.-H. Lin, "A wireless blood pressure monitoring system for personal health management", Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2010. Annual International Conference of the IEEE, pp.2196-2199, (2010).
- Q. Li, W. Trappe, "Light-weight detection of spoofing attacks in wireless networks", Mobile Adhoc and Sensor Systems (MASS), 2006 IEEE International Conference on, pp.845-851, (2006).
- K. Lin, J. Hsu, S. Zahedi, D.C. Lee, J. Friedman, A. Kansal, V. Raghunathan, M.B. Srivastava, "Helimote: Enabling long-lived sensor networks through solar energy harvesting", Proceedings of the ACM SenSys, San Diego, (2005).
- D. Malan, T. Fulford-Jones, M. Welsh, S. Moulton, "CodeBlue: An ad hoc sensor network infrastructure for emergency medical care", Proceedings of the MobiSys Workshop on Applications of Mobile Embedded Systems (WAMES 2004), pp.12–14, (2004).
- M. Maróti, B. Kusy, G. Simon, A. Lédeczi, "Robust multi-hop time synchronization in sensor networks", Proceedings of the International Conference on Wireless Networks (ICWN'04) Citeseer, vol.1, pp.454–460, (2004).
- M. Maróti, B. Kusy, G. Simon, A. Lédeczi, "The flooding time synchronization protocol", Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems ACM, pp.39–49, New York, (2004a).
- D. Mills, "Internet time synchronization: The network time protocol", IEEE Transaction on Communications, vol.39, no.10, pp.1482–1493, (1991).
- L. Ming L. Wenjing R. Kui, "Data security and privacy in wireless body area networks", Wireless Communications, IEEE, vol.17, no.1, pp.51-58, (2010).
- L. Mo, S. Liu, R.X. Gao, D. John, J.W. Staudenmayer, P.S. Freedson, "Wireless design of a multisensor system for physical activity monitoring Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol.59, no.11, pp.3230-3237, (2012).
- A. Müller, J. Neuzner, M. Oeff, D. Pfeiffer, S. Sack, C. Zugck, "VDE / DGK Thesenpapier „TeleMonitoring- Systeme in der Kardiologie“, Deutsche Gesellschaft für Biomedizinische Technik (DGBMT) im VDE, Frankfurt, (2009).

- National Telecommunications and Information Administration, "United States Frequency Allocation Chart", URL: www.ntia.doc.gov, (2011).
- J. Neville, A. Wixted, D. Rowlands, D. James, "Accelerometers: An underutilized resource in sports monitoring", Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2010. 6th International Conference on, pp.287-290, (2010).
- V. Nopparat, P. Keeratiwintakorn, "The three-lead wireless ECG in sensor networks for mobile patients", SICE Annual Conference, 2008, pp.2308-2311, (2008).
- Noraxon, "MyoSystem™ 1400A", Datenblatt, (2009).
- Ostfriesen-Zeitung, "Brookmerlander Feuerwehren probten Ernstfall", URL: www.oz-online.de, (2008).
- P.A. Öberg, T. Togawa, F.A. Spelman, "Sensors in medicine and healthcare", Wiley-VCH, New York, (2002).
- J. A. Paradiso, "Systems for human-powered mobile computing", Design Automation Conference, 2006. 43rd ACM/IEEE, pp.645-650, (2006).
- S. Pentland, "Healthwear: Medical technology becomes wearable", Computer, vol.37, no.5, pp.42-49, (2004).
- J. Polastre, R. Szewczyk, D. Culler, "Telos: Enabling ultra-low power wireless research", Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on, pp.364- 369, (2005).
- C. C. Y. Poon, Y. M. Wong, Y.-T. Zhang, "M-Health: The development of cuff-less and wearable blood pressure meters for use in body sensor networks", Life Science Systems and Applications Workshop, 2006. IEEE/NLM, pp.1-2, (2006).
- RadioPulse, "RP-M110 Datasheet Ver.1.3", (2010).
- S.N. Ramli, R. Ahmad, "Surveying the wireless body area network in the realm of wireless communication", Information Assurance and Security (IAS), 2011. 7th International Conference on, pp.58-61, (2011).
- B. M. Roche, T. Vinci, J. Smith, E. Benson, B. Borders, M. Ellinger, C. Hassler, B. Wodd, K. Hicks, "Effects of ambient temperature upon cardiovascular parameters in primates", Journal of Pharmacological and Toxicological Methods, vol.62, no.2, pp.45, (2010).
- K. Römer, P. Blum, L. Meier, "Time synchronization and calibration in wireless sensor networks", Handbook of Sensor Networks: Algorithms and Architectures, pp.199–237, (2005).
- RP Online, "Schwere Unfall am Kamener Kreuz", URL: www.rp-online.de, (2012).
- S. Saleem, S. Ullah, K. S. Kwak, "Towards security issues and solutions in Wireless Body Area Networks", Networked Computing (INC), 2010. 6th International Conference on, pp.1-4, (2010).
- T.H. Schneider, B. Wolke, R. Böhmer, "Taschenatlas Notfall & Rettungsmedizin", Springer Verlag, 4. Auflage, pp.70-85, (2010).

- W. K. G. Seah, Z. A. Eu, H.-P. Tan, "Wireless Sensor Networks Powered by Ambient Energy Harvesting (WSN-HEAP) – Survey and Challenges, Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology, 2009. Wireless VITAE 2009. 1st International Conference on, pp.1-5, (2009).
- Sensirion, "SHT21 - Humidity and Temperature Sensor", Datasheet, Sensirion AG, Schweiz, (2011).
- F. Shearer, "Power management in mobile devices", Newnes, (2008).
- H. Silverstein, "CEASAR, SOSUS, and submarines: Economic and institutional implications of ASW technologies", OCEANS '78, pp.406-410, (1978).
- D. Singh, S. Prashanth, S. Kundu, A. Pal, "Low-power microcontroller for wireless sensor networks", TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference, pp.1-6, (2009).
- SiRF Technology, "NMEA Reference Manual", SiRF Technology, San Jose, (2008).
- Smiths Medical, "BCI Digital Micro Power Oximeter Board", Technical Specifications, USA, (2010).
- Soehnle, Professional GmbH & Co. KG, URL: www.soehnleprofessional.com, (2009).
- Soehnle, "Technische Beschreibung Datenschnittstelle", Soehnle, (2000).
- SOMNOmedics, "SOMNOscreen plus", URL: www.smnomedics.de, (2012).
- W. Su, I. F. Akyildiz, "Time-diffusion synchronization protocol for wireless sensor networks", Networking, IEEE/ACM Transaction on, vol.13, no.2, pp.384–397, (2005).
- B. Sundararaman, U. Buy, A. D. Kshemkalyani, "Clock synchronization for wireless sensor networks: a survey", Ad Hoc Networks, pp.325-349, (2005).
- H. Tahir, S. Shah, "Wireless sensor networks – a security perspective", Multitopic Conference, 2008. INMIC 2008. IEEE International, pp.189-193, (2008).
- R. Tan, G. Xing, J. Chen, W. Z. Song, R. Huang, "Quality-driven volcanic earthquake detection using wireless sensor networks", Real-Time Systems Symposium (RTSS), 2010. IEEE 31st, pp.271-280, (2010).
- Texas Instruments, "2.4 GHz IEEE 802.15.4/ZigBee-ready RF transceiver", Datasheet, (2004).
- Texas Instruments, "MSP430F241x, MSP430F261x Mixed Signal Microcontroller (Rev. J)", Datasheet, (2011).
- Texas Instruments, "ADS1298 – Low-Power, 8-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements", Datasheet, (2012).
- G. Thamarasu, A. Balasubramanian, R. Mishra, R. Sridhar, "A Cross-layer based Intrusion Detection Approach for Wireless Ad hoc Networks", Mobile Ad Hoc and Sensor Systems Conference, 2005. IEEE International Conference on, pp.7, pp.861, (2005).
- F. Tufail, M. H. Islam, "Wearable Wireless Body Area Networks", Information Management and Engineering, 2009. International Conference on, pp.656-660, (2009).

Uehlecke, "Kommunikation vom Rauchzeichen bis zum Emotikon", DIE ZEIT, Nr.36, (2008).

K. Van Dam, S. Pitchers, M. Barnard, "Body area networks: Towards a wearable future", Proceedings of WWRF kick off meeting, Munich, (2001).

J. Van Greunen, J. Rabaey, "Lightweight time synchronization for sensor networks", 2nd ACM international conference on Wireless sensor networks and applications, pp.11–19, New York, (2003).

K. K. Venkatasubramanian, A. Banerjee, S. K. S. Gupta, "PSKA: usable and secure key agreement scheme for body area networks", Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on, vol.14, no.1, pp.60-68, (2010).

G. Virone, A. Wood, L. Selavo, Q. Cao, L. Fang, T. Doan, Z. He, J. A. Stankovic, "An advanced wireless sensor network for health monitoring", Distributed Diagnosis and Home Healthcare (D2H2), Transdisciplinary Conference on, pp.95–100, (2006).

B. Weiss, H. L. Truong, W. Schott, A. Munari, C. Lombriser, U. Hunkeler, P. Chevillat, "A power-efficient wireless sensor network for continuously monitoring seismic vibrations", Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON), 2011 8th Annual IEEE Communications Society Conference, pp.37-45, (2011).

I.B. Wilkinson, J.R. Cockcroft, D.J. Webb, "Pulse wave analysis and arterial stiffness", Journal of Cardiovascular Pharmacology, 32 Suppl.3, pp.33-37, Scotland, (1998).

A. Wood, J. Stankovic, G. Virone, L. Selavo, Z. He, Q. Cao, T. Doan, Y. Wu, L. Fang, R. Stoleru, "Context-aware wireless sensor networks for assisted living and residential monitoring", Network, IEEE, vol.22, no.4, pp.26–33, (2008).

World Health Organization, URL: www.who.int, (2012).

ZDF frontal21, "Eingeschlafen im Cockpit", URL: www.zdf.de, (2012).

H. Zimmermann, "OSI Reference Model - The ISO model of architecture for open systems interconnection", Communications, IEEE Transactions on, vol.28, no.4, pp.425 – 432, (1980).