

Langzeit-Funklokalisierungsverfahren  
mit extrem energieeffizienten,  
miniaturisierten Mobilfunkloggern

**Stefan Erhardt**



# **Langzeit-Funklokalisierungsverfahren mit extrem energieeffizienten, miniaturisierten Mobilfunkloggern**

Vom Promotionsausschuss der  
Technischen Universität Hamburg  
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)


genehmigte Dissertation

von  
Stefan Ulrich Erhardt

aus  
Kronach

2022

DOI: <https://doi.org/10.15480/882.4680>

ORCID : Stefan Erhardt  
 <https://orcid.org/0000-0003-2959-7747>

Lizenz: Diese Arbeit steht, soweit nicht anders gekennzeichnet, unter der Creative-Commons-Lizenz Namensnennung 4.0 (CC BY 4.0). Das bedeutet, dass er vervielfältigt, verbreitet und öffentlich zugänglich gemacht werden darf, auch kommerziell, sofern dabei stets der Urheber, die Quelle des Textes und o.g. Lizenz genannt werden. Die genaue Formulierung der Lizenz kann unter <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/legalcode.de> aufgerufen werden.

Tag der mündlichen Prüfung: 01.07.2022

Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. Christian Lüthje

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin  
Prof. Dr.-Ing. Markus Gardill

# Kurzfassung

Im Bereich des Tier- und Artenschutzes sowie der Ökologie stellen Bewegungsprofile eine wichtige Methode der Raumnutzungs- und Verhaltensanalyse dar. Die Erforschung des Bewegungsverhaltens von Fledermäusen stellt dabei insbesondere hohe technische Anforderungen an entsprechende Ortungssysteme. Das geringe Gewicht und das lichtscheue Verhalten europäischer Fledermausarten bedingt eine Ressourcenlimitierung und die Notwendigkeit, die für die gesamte Laufzeit benötigte Energie von Beginn an vorhalten zu müssen, da lokale Energiegewinnung (z.B. mit Solarzellen) nicht umsetzbar ist. In den letzten Jahren wurden mehrere spezifisch auf Fledermäuse zugeschnittene Funklokalisierungssysteme veröffentlicht, mit welchen die präzisen Flugbewegungen und das Sozial- und Jagdverhalten der Tiere erfasst werden können. Prinzipbedingt sind damit jedoch nur eingeschränkte Reichweiten und Laufzeiten realisierbar, weshalb diese für weiträumige Migrationsanalysen ungeeignet sind.

Die vorliegende Arbeit stellt ein neuartiges Funklokalisierungsverfahren für die Migrationsanalyse von Fledermäusen vor, das erstmals Positionsaufzeichnungen mit durchgängig hoher zeitlicher Auflösung über eine Migrationsperiode ermöglicht. Das Verfahren basiert auf der Erfassung von Mobilfunkzellen, deren Standorte a priori bekannt sind und die zur Positionsschätzung verwendet werden. Ein Kernpunkt dieser Arbeit stellt der Systementwurf eines miniaturisierten Mobilfunkloggers dar, welcher als Software-Defined-Radio aus einem integrierten Sub-GHz-Transceiver und einem ARM Cortex-M4-Mikrocontroller realisiert wurde. Hierfür wurde ein auf Echtzeitfähigkeit optimierter GSM-Stack implementiert, mit dem GSM-Zellen im 900-MHz-Band erfasst und deren Broadcast Control Channel (BCCH) dekodiert werden können. Neben zusätzlicher Beschleunigungs- und Temperatursensorik besitzt der Logger eine Funktionalität zur Rückgewinnung und zum Datendownload über eine 868-MHz-Funkschnittstelle. Der mit einem Faserverbundwerkstoff robust aufgebaute Logger weist beim Formfaktor einer 1-Eurocent-Münze ein Gewicht von 2,0 g auf und erzielte eine Messdauer von 11,2 Monaten bei vier Messungen pro Tag.

In mehreren Feldtests wurde das System erfolgreich auf Fledermäusen eingesetzt. Für einen zweiwöchigen Kurzzeiteinsatz mit einem Messintervall von 10 Minuten wurden die Logger auf Tieren der Art Großes Mausohr (*Myotis myotis*) aufgeklebt. Die aufgezeichneten Daten konnten täglich im Quartier per Funk heruntergeladen und das Bewegungsverhalten der nächtlichen Ausflüge bestimmt werden. Zur Langzeit-Migrationsanalyse wurden die Logger an der Haut von Großen Abendseglern (*Nyctalus noctula*) vernäht und führten vier Messungen pro Tag durch. Diese erst selten angewandte Befestigungsmethode stellte sich als unzureichend heraus, weshalb nur ein Logger wiedergewonnen werden konnte. Dessen Migrationsverhalten konnte jedoch im Detail in einer bisher unerreichten Auflösung rekonstruiert werden.



# Abstract

In the area of wildlife and species conservation and ecology, movement profiles are an important method for spatial and behavioral analyses. Research on the movement behavior of bats imposes high technical demands on appropriate tracking systems. The low weight and the photophobic behavior of European species implies a resource limitation and the necessity to have the energy required for the entire run time from the very beginning, since energy harvesting (e.g. with solar cells) is not feasible. In recent years, several radio localization systems specifically tailored to bats have been published, which can be used to record precise flight movements and the social and hunting behavior of the animals. However, due to their functional principle, only limited ranges and run times can be realized, which makes them unsuitable for long-range migration analyses.

This thesis introduces a novel radio localization method for bat migration analysis that, for the first time, provides position records with consistently high temporal resolution over one migration period. The method is based on the detection of cellular base stations, whose locations are known a priori and which are used for position estimation. A key point of this work is the system design of a miniaturized cellular logger, which was realized as a software defined radio consisting of an integrated sub-GHz transceiver and an ARM Cortex-M4 microcontroller. For this purpose, a GSM stack optimized for real-time capability was implemented to detect GSM cells in the 900 MHz band and decode their BCCH. In addition to supplementary acceleration and temperature sensing, the logger has a functionality for recovery and data download via an 868 MHz radio interface. Ruggedly constructed with a fiber composite, the logger has a weight of 2.0 g with the form factor of a 1 eurocent coin and achieved a measurement lifetime of 11.2 months with four measurements per day.

The system was successfully deployed on bats in several field tests. For a two-week short-term deployment with a measurement interval of 10 minutes, the loggers were glued to animals of the species greater mouse-eared bats (*Myotis myotis*). The recorded data could be downloaded daily by radio in the roost and the movement behavior of the nocturnal excursions could be analyzed. For long-term migration analysis, the loggers were sutured to the skin of common noctules (*Nyctalus noctula*) and took four measurements per day. This method of attachment, which has been rarely used before, turned out to be insufficient, so only one logger could be recovered. However, its migration behavior could be reconstructed in detail with a previously unreachable resolution.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>I</b>
<b>Abstract</b>	<b>III</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Stand der Technik . . . . .	4
1.2.1 Fledermauslokalisierungssysteme . . . . .	4
1.2.2 Weitere Lokalisierungssysteme . . . . .	9
1.2.3 Mobilfunknetze in Deutschland . . . . .	13
1.2.4 Marktübersicht Mobilfunkmodule . . . . .	14
1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit . . . . .	15
<b>2 Grundlagen</b>	<b>17</b>
2.1 Funkortung . . . . .	17
2.1.1 Prinzipien . . . . .	17
2.1.2 Verfahren . . . . .	18
2.2 Funkausbreitung . . . . .	19
2.2.1 Freiraumausbreitung . . . . .	19
2.2.2 Physikalische Effekte . . . . .	20
2.2.3 Pfadverlustmodelle . . . . .	27
2.2.4 Mehrwegeausbreitung . . . . .	32
2.3 Global System for Mobile Communications (GSM) . . . . .	33
2.3.1 Zellulärer Aufbau . . . . .	33
2.3.2 Physikalische Bursts . . . . .	34
2.3.3 Logische Kanäle . . . . .	37
2.3.4 Rahmenstruktur . . . . .	39
<b>3 Spezifische Systemtheorie und Signalverarbeitung</b>	<b>41</b>
3.1 Phasenkontinuierliche Modulationsverfahren . . . . .	41
3.1.1 FSK . . . . .	41
3.1.2 (G)MSK . . . . .	42
3.2 Demodulationsverfahren für GMSK . . . . .	44
3.2.1 Inkohärente und kohärente Demodulation . . . . .	44
3.2.2 Phasenbasierte Demodulation . . . . .	45

<b>4</b>	<b>Systementwurf des miniaturisierten Mobilfunkloggers</b>	<b>49</b>
4.1	Hardwareentwurf . . . . .	50
4.1.1	Transceiver . . . . .	50
4.1.2	Mikrocontroller . . . . .	62
4.1.3	Beschleunigungssensor . . . . .	63
4.1.4	Batterie . . . . .	64
4.1.5	Spannungsversorgung . . . . .	66
4.1.6	Aufbautechnik . . . . .	69
4.2	Systemkonzept . . . . .	74
4.2.1	Spektrumanalyse . . . . .	74
4.2.2	Dekodierung von GSM-Basisstationen . . . . .	76
4.2.3	Kommunikationsschnittstelle . . . . .	81
4.3	Firmware . . . . .	81
4.3.1	Programmaufbau . . . . .	81
4.3.2	Architekturoptimierte Signalverarbeitung . . . . .	83
<b>5</b>	<b>Systemvalidierung des Mobilfunkloggers</b>	<b>95</b>
5.1	Empfängercharakterisierung . . . . .	95
5.1.1	Sensitivität . . . . .	95
5.1.2	Selektivität . . . . .	96
5.2	Energieverbrauch . . . . .	97
5.3	Gewicht . . . . .	99
<b>6</b>	<b>Positionsrekonstruktion</b>	<b>101</b>
6.1	RF Pattern Matching . . . . .	101
6.2	Funkausbreitungssimulation . . . . .	101
6.2.1	Verwendete Software . . . . .	101
6.2.2	Digitale Höhenmodelle . . . . .	102
6.2.3	Zellsimulation . . . . .	104
6.3	Positionsschätzung . . . . .	107
6.4	Diskussion . . . . .	112
<b>7</b>	<b>Detektions- und Datenübertragungssystem</b>	<b>113</b>
7.1	Funktionsbeschreibung . . . . .	113
7.2	Hardwareaufbau . . . . .	116
<b>8</b>	<b>Gesamtsystemvalidierung</b>	<b>119</b>
8.1	Feldtests . . . . .	119
8.1.1	Kurzzeiteinsätze . . . . .	119
8.1.2	Langzeiteinsätze . . . . .	124
8.2	Referenzlogger . . . . .	136
8.3	Diskussion . . . . .	138
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>143</b>

---

<b>A Anhang</b>	<b>145</b>
A.1 Fresnelintegral . . . . .	145
A.2 Beispiel eines dekodierten Synchronization Channel (SCH)s . . . . .	147
A.3 System Information Message Type 3 . . . . .	147
A.4 Programmablaufplan der Spektralanalyse . . . . .	148
A.5 Tierversuchsgenehmigungen . . . . .	149
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>151</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>165</b>
<b>Danksagung</b>	<b>169</b>
<b>Eigene Veröffentlichungen</b>	<b>171</b>



Die vorliegende Arbeit stellt ein neues Lokalisierungsverfahren vor, welches aufgrund seiner extrem niedrigen Leistungsaufnahme, minimalen Gewichts und Laufzeiten von bis zu einem Jahr zur Migrationsanalyse von Fledermäusen eingesetzt werden kann. Das Ortungsprinzip basiert auf der Erfassung von GSM-Mobilfunkzellen, deren Zellkennungen zunächst auf dem Logger abgespeichert werden und in einem nachgelagerten Schritt zur Rekonstruktion der jeweiligen Aufenthaltsorte genutzt werden. Dabei werden die gemessenen Leistungspegel mit prädiktiven, simulativ gewonnenen Empfangsleistungen räumlich und statistisch in Relation gesetzt. Zwei weiterhin entscheidende Aspekte des Systems sind die Dauerhaftigkeit der Befestigung des Loggers auf dem Rücken des Tieres und die Rückgewinnung der auf dem Logger gesammelten Zelldaten, da bei ziehenden Fledermausarten erst zum Ende der Laufzeit hin überhaupt Daten wiedergewonnen werden können. Hierfür kommt ein Funkübertragungssystem zum Einsatz, mit dem einerseits die Präsenz eines Tieres detektiert und andererseits sämtliche Daten heruntergeladen werden können. Dessen Konzept ist wiederum auf eine größtmögliche Energieeffizienz seitens des Loggers ausgelegt.

Die vorliegende Dissertation beruht maßgeblich auf den Ergebnissen des von 2017 bis 2020 durch die Deutsche Forschungsgesellschaft (DFG) geförderten Projektes „Mobile Based Animal Tracker (Mobile-BAT)“, welches durch den Autor am Lehrstuhl für Technische Elektronik der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg in Zusammenarbeit mit der Biogeografie im Fachbereich Raum- und Umweltwissenschaften der Universität Trier bearbeitet wurde.

## 1.1 Motivation

Seit jeher beobachtet der Mensch die Zug- und Wanderbewegungen von Tieren [1]. Insbesondere die Beobachtung von Flugtieren ist entsprechend schwierig und setzt Hilfsmittel voraus, da die Tiere weite Strecken über lange Zeiträume zurücklegen können. Eine einfache und in der Ornithologie häufig eingesetzte Methode ist es, Individuen mit einem Ring zu markieren und den Beringungsort sowie Wiederfunde zu dokumentieren. Mit der fortschreitenden technischen Entwicklung kamen zahlreiche neue Methoden hinzu. Eine besondere Herausforderung stellt die Lokalisierung von Fledermäusen dar, denn die Nachtaktivität der Tiere erschwert deren visuelle Beobachtung. Bis heute wird deshalb die Beringung mit einer Aluminiumklammer

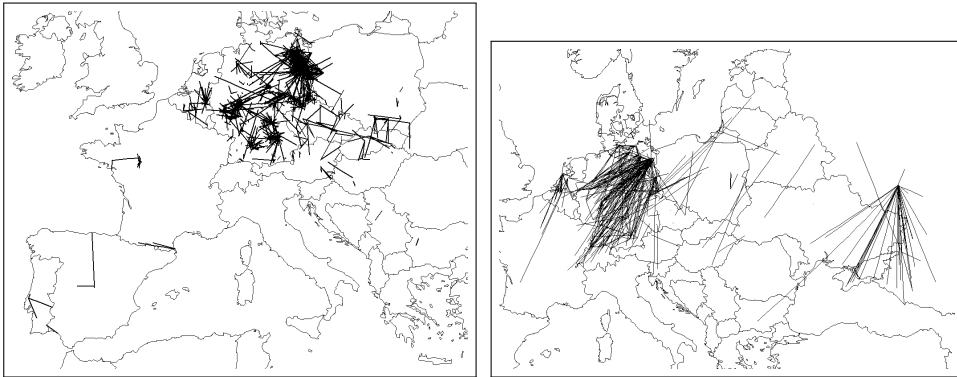
(a) Großes Mausohr (*Myotis myotis*)(b) Großer Abendsegler (*Nyctalus noctula*)

Abbildung 1.1: Dokumentierte Zugbewegungen der beiden untersuchten Fledermausarten im Bericht des Bundesamtes für Naturschutz von 2005 [2].

am Unterarm der Fledermaus großflächig angewandt [2]. Zum Ablesen der Ringnummer muss das entsprechende Tier entweder tagsüber aus dem Quartier oder in der Nacht durch Netzfänge wiedergefangen werden, wodurch allerdings nur eine einzige Lokalisierungsinformation gewonnen wird. Diese Methode kann außerdem zu einer unmittelbaren Verhaltensänderung führen. Funktelemetrie-Sensoren können ohne unmittelbare Interaktion mit dem Tier ausgelesen werden. Deren Funktionsumfang ist jedoch technologisch und durch das zulässige Gewicht limitiert und beschränkt sich deshalb oft auf die Aussendung einer Kennung. Bei komplexeren Systemen muss stets einen Kompromiss zwischen räumlicher und zeitlicher Auflösung und der Gesamtlaufzeit gefunden werden. Zur Langzeitlokalisierung von Fledermäusen über mehrere Monate existieren bisher nur wenige adäquate Systeme. Deshalb ist das weiträumige Zugverhalten von Fledermäusen bisher kaum erforscht [2].

In einem 2005 vom Bundesamt für Naturschutz veröffentlichten Bericht wurden alle verfügbaren europäischen Aufzeichnungen von Fledermausbewegungen seit den 1930er Jahren zusammengetragen [2]. Bis dahin wurden etwa 1 Mio. Fledermäuse von Forschern und Freiwilligen beringt, was zu zahlreichen, verstreuten Veröffentlichungen führte. Abbildung 1.1 zeigt die im Bericht dokumentierten Migrationsbewegungen des Großen Mausohrs und des Großen Abendseglers, der beiden in dieser Arbeit untersuchten Fledermausarten. Augenscheinlich können mit der Beringungsmethode keine detaillierten Aussagen über die Wahl der Route und entsprechende Flugzeiten getroffen werden, da jeweils nur Start- und Wiederfundorte bestimmt wurden. Es wird weiterhin beschrieben, dass unterschiedliche Fledermausarten unterschiedliche Zugverhalten aufweisen. Man unterscheidet zwischen Langstrecken-, Mittelstrecken- und Kurzstreckenziehern sowie sesshaften Arten. Die größte dokumentierte, zurückgelegte Strecke einer europäischen Fledermausart beträgt 2.224 km [3]. Die größten bisher erfassten Wanderstrecken des Großen Mausohrs und des Großen Abendseglers betragen 436 km und 1.546 km [2]. Eine metergenaue Ortung ist zur Beantwortung der geflogenen Route und der zeitlichen Entscheidung des Ortswechsels nicht notwendig,

wohingegen Ortsinformationen über lange Zeiträume generiert werden müssen.

Seit 1992 sind Fledermäuse in ganz Europa auf Grundlage der Richtlinie 92/43/EWG (Fauna-Flora-Habitat-Richtlinie) der Europäischen Union und ihren nationalen Umsetzungen geschützt. Zusätzlich soll das EUROBATS-Abkommen der Vereinten Nationen einen internationalen Fledermausschutz sicherstellen [4]. Bei Eingriffen in die Natur und Landschaft, z.B. beim Bau von Windenergieanlagen, müssen die Auswirkungen auf Fledermäuse bestimmt und Minimierungsstrategien entwickelt werden. Daher müssen Windenergieanlagen in gewissen Zeiträumen angehalten werden, um Fledermausschlag zu vermeiden [5]. Eine bessere Kenntnis der Aktivitäten und Zugbewegungen von Fledermäusen kann neben neuen biologischen Erkenntnissen und einer gezielteren Umsetzung des Naturschutzes auch ökonomische Vorteile bringen.

Seit langem ist bekannt, dass Fledermäuse auch ein Reservoir für humanpathogene Viren darstellen [6]. Aktuelle Forschungsergebnisse deuten darauf hin, dass eine durch Fledermäuse verursachte Zoonose zum Ausbruch der COVID-19-Pandemie geführt haben könnten [7]. Eine räumliche Verbreitung von Viren durch wandernde Fledermäuse ist möglich, weshalb Kenntnisse über deren Zugverhalten auch für die Virologie von Interesse ist.

Für den Entwurf eines Langzeit-Tierortungssystems können vier fundamentale, generische technische Problemstellungen formuliert werden:

**1. Ortungsverfahren:** Die Wahl des Ortungsverfahrens muss sowohl an das art-spezifische Bewegungsverhalten, als auch die technische Verfügbarkeit angepasst werden. Das gewählte Verfahren gibt die räumliche und gegebenenfalls zeitliche Messauflösung vor. Je nach Verfahren sind Systeme global, regional oder lokal einsetzbar.

**2. Datenrückgewinnung:** Weit- und mittelstreckenziehende Tiere verlassen während ihrer Migration den Bereich, der unmittelbar kontrolliert werden kann (z.B. außerhalb der Funkreichweite eines Empfängers). Die Rückgewinnung der vom Ortungssystem aufgezeichneten Daten kann entweder über kommerzielle Infrastruktur (z.B. Mobilfunk, Satellit), eigene lokale Funkinfrastruktur oder durch physisches Auslesen der Logger geschehen. Eine wichtige Voraussetzung der beiden letzten Verfahren ist jedoch die Kenntnis eines Ortes, an den das Tier im Jahresverlauf zurückkehrt. Vorwissen um die Ortstreue und entsprechende Zeiträume ist hierbei hilfreich.

**3. Energieversorgung:** Eine fundamentale technische Problemstellung ist die Bereitstellung der für die geforderte Funktionalität nötige elektrische Energie. Insbesondere für Fledermäuse muss die für die gesamte Sensorlaufzeit benötigte Energie von Beginn an mitgeführt werden, da eine lokale Energiegewinnung während des Betriebs (z.B. per Photovoltaik) wegen des nachtaktiven Verhaltens der Tiere ausgeschlossen ist.

**4. Aufbau & Gewicht:** Gewicht, Größe und Formfaktor des Loggers müssen auf die Trägertiere abgestimmt sein. Für Tierversuchsgenehmigungen werden 5% bis 7,5% des Körpergewichts als zusätzlich tragbares Gewicht als akzeptabel angenommen [8]. Beim Großen Abendsegler entspricht das maximal 2,0 g. Der Logger muss in Größe und Formfaktor so gestaltet sein, dass dieser das Tier möglichst wenig in seinen normalen Bewegungen beeinflusst. Schlussendlich muss der Verbleib des Loggers auf dem Tier mit einer entsprechend langlebigen Befestigung sichergestellt sein.

Alle vier Problemstellungen bedingen sich gegenseitig und müssen beim Entwurf mit Blick auf das Gesamtsystem optimiert werden, um ein technisch optimales und im Sinne des Tierwohls vertretbares System zu entwerfen.

## 1.2 Stand der Technik

### 1.2.1 Fledermauslokalisierungssysteme

Für die Lokalisierung speziell von Fledermäusen existiert eine Vielzahl an unterschiedlichen Systemen, welche entweder kommerziell erhältlich oder im Rahmen von Forschungsprojekten entstanden sind. In Kapitel 8.3 werden die nachfolgend aufgeführten Systeme mit der in dieser Arbeit entworfenen Lösung verglichen.

#### VHF-Sender

In den 1960er Jahren kamen erste experimentelle VHF-Sender auf, welche für den Einsatz an Fledermäusen ausreichend miniaturisiert waren [9]. Inzwischen bietet der Markt zahlreiche Transmitter auf Grundlage von Quarzoszillatoren, die ab ca. 0,2 g aufwärts wiegen. Anders als der oft äquivalent genutzte Begriff „Funktelemetrie“ vermuten lässt, übertragen die meisten VHF-Sender nur einen festen Identifikationscode. Neuerdings existieren auch einzelne VHF-Sender mit Temperatur- und Luftdrucksensoren, welche die aktuellen Messwerte ohne Zwischenspeicherung aussenden und so zur Bestimmung eines Flughöhenprofils genutzt werden können, solange Funkkontakt zum Empfänger besteht [10].

Die Ortung von VHF-Sendern wird typischerweise per Funkpeilung durchgeführt. Hierbei wird mit einer handgeführten Richtantenne und einem portablen Empfänger eine manuelle Winkelschätzung durchgeführt und anschließend von anderen Positionen wiederholt, bis eine ausreichende Genauigkeit erreicht ist [11]. Dieses manuelle Verfahren ist entsprechend arbeits- und zeitintensiv, weshalb sich fortbewegende Tiere mit dieser Me-

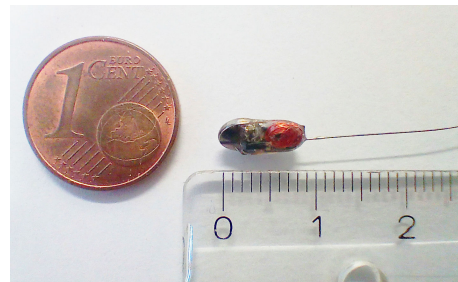


Abbildung 1.2: Kommerzieller VHF-Sender (Holohil LB-2N).

thode nur kurzzeitig erfassen lassen. In [11] wurde beispielsweise eine mehrstündige Verfolgung ziehender Fledermäuse von Bord eines Kleinflugzeugs beschrieben. In Deutschland ist das Band von 150,05 MHz bis 150,24 MHz bei einer erlaubten Sendeleistung von 2 mW ERP zur Radiomarkierung von Tieren vorgesehen; eine Nutzung der ISM-Bänder ist ebenfalls möglich [12]. Aufgrund der niedrigen Trägerfrequenz und der schmalen Nutzbandbreite erzielen VHF-Sender schon mit einer Sendeleistung von wenigen hundert Mikrowatt Reichweiten von mehreren Kilometern, bei entsprechend langen Batterielaufzeiten. In [13] wurde der Schaltungsaufbau eines quartzesteuerten VHF-Senders beschrieben, der mit Knopfzelle und Verguss eine Masse von 0,2 g besitzt, eine Batterielaufzeit von 22 Tagen aufweist und eine Ausgangsleistung von -21 dBm erzielt, was Reichweiten bis zu 2 km ermöglicht.

### **Motus**

Der Nachteil des arbeitsintensiven manuellen Trackings von VHF-Sendern wird mit dem Motus-System adressiert, indem dem Sendesignal eine eindeutige ID digital aufmoduliert wird. Im großflächigen Motus-Netzwerk, welches hauptsächlich in Nordamerika betrieben wird, sind automatische Empfangsstationen zusammengeschaltet, die die ausgesendeten IDs dekodieren. Eine Winkelschätzung kann mit Hilfe mehrerer Sektorantennen vorgenommen werden. Die VHF-Sender stammen hauptsächlich von Lotek und besitzen ähnliche Spezifikationen wie oben genannte reinen Funkbaken [14].

### **GNSS-Logger**

Seit dem Jahr 2000 können mit Global Navigation Satellite System (GNSS)-Empfängern weltweit Genauigkeiten von wenigen Metern erzielt werden, ohne Nutzungsgebühren entrichten zu müssen. Neben den USA (NAVSTAR GPS) und der EU (Galileo) betreiben auch Russland (GLONASS) und China (BeiDou) eigene globale Satellitennavigationssysteme (GNSS). Die Systeme, die alle im L-Band (1 GHz bis 2 GHz) betrieben werden, sind jedoch nur bedingt miteinander kompatibel, da verschiedene Navigationssignale auf mehreren, auch überlappenden Kanälen ausgesendet werden. Der C/A-Code auf der sog. L1-Frequenz (1575,42 MHz) war das erste zivil nutzbare Signal und beinhaltet eine mit Gold-Folgen direkt bandgespreizte Navigationsnachricht, die die Almanachdaten und Ephemeriden der Satellitenkonstellation enthält. Das europäische Galileo-System nutzt mehr Kanäle und größere Kanalbandbreiten durch ein neuartiges Modulationsverfahren, mit dem die spektrale Leistungsdichte durch Wahl der Modulationsparameter spezifisch gespreizt und verschoben werden kann und damit auf größtmögliche Orthogonalität zu anderen Navigationssignalen optimiert wurde. Die in der Entwurfsphase von Galileo gewonnenen Erkenntnisse flossen wiederum in die Modernisierung von GPS und BeiDou ein, wobei mit der Beibehaltung des C/A-Signals eine Rückwärtskompatibilität auch für ältere Empfänger sicherge-

stellt wird. Einfache GNSS-Empfänger werten nur das L1-Signal aus, wohingegen der Trend zu vollintegrierten Multiband-Empfängern geht. Nach dem Einschalten müssen GNSS-Empfänger zunächst die sichtbaren Satelliten bestimmen und deren Bahndaten vollständig empfangen, bevor sie eine Positionsbestimmung auf Basis der relativen Zeitverschiebungen berechnen können. Die Zeitdauer bis zum Vorliegen der Bahndaten ist abhängig von den Signalqualitäten und beträgt mehrere Sekunden bis Minuten, je nach Vorkenntnissen aus vorherigen Messungen („Warmstart“) oder Einspeisung von Hilfsdaten über anderweitige Datenverbindungen („assistiert“). Dies stellt insbesondere bei GNSS-Tierloggern ein Problem dar, wenn diese nur selten (z.B. einmal täglich) eine Ortung durchführen sollen, da daraus relativ lange Einschaltzeiten des Empfängers resultieren. Die maximal aufgewandte Energie wird dadurch limitiert, dass ein Ortungsversuch nach einer maximalen Abbruchzeit terminiert wird. GNSS-Signalleistungen sind aufgrund der großen Entfernungen sehr gering. Vegetation und Gegenstände in der Sichtlinie tragen zu einer weiteren Dämpfung bei, wodurch eine Ortung z.B. im dichten Wald und in Gebäuden ohne Hilfsdaten erschwert bis unmöglich ist. [15, 16]

Speziell für den Einsatz auf Fledermäuse existieren mehrere kommerzielle GNSS-Logger. Diese besitzen aufgrund des Gewichtslimits kein Mobilfunkmodul, wodurch sowohl das Einspeisen von GNSS-Hilfsdaten, als auch eine Datenübertragung der ermittelten Position entfällt. Entsprechend sind nur kurze Laufzeiten bzw. wenige Ortungsversuche möglich. Mit GNSS-Loggern können jedoch über kürzere Zeiträume hochaufgelöste Geschwindigkeits- und Höhenprofile von Fledermausflügen aufgezeichnet werden [17].

## ICARUS

Die eingeschränkte Datenübertragungsmöglichkeit von miniaturisierten GNSS-Loggern ist eine Motivation für die Gründung des Projekts ICARUS, in dem eine Datenuplinkmöglichkeit zu einem Satellitennetzwerk mit möglichst globaler Abdeckung aufgebaut werden soll [18, 19]. Federführend ist das Max-Planck-Institut für Verhaltensbiologie (ehem. Ornithologie) Radolfzell, beteiligt ist unter anderem das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) [20]. Im Jahr 2018 wurde ein Transponder inklusive mehrerer Außenantennen auf der Internationalen Raumstation (ISS) installiert und der Testbetrieb im März 2020 gestartet [21]. Die Ortung der ICARUS-Module wird per GNSS realisiert und besitzt entsprechend die oben genannten Vor- und Nachteile. Zusätzlich werden diverse Sensorwerte erfasst und intern zwischengespeichert, bis eine Datenübertragung beim Überflug der ISS möglich ist. Die Datenübertragung erfolgt im Uplink mit einer Bandbreite von 1,5 MHz und einer Nettodatenrate von 520 bit/s auf 401 MHz – 403 MHz und im Downlink mit einer Bandbreite von 50 kHz und einer Nettodatenrate von 656 bit/s auf 467,5 MHz – 469,5 MHz [22]. Im Uplink können täglich in einer ca. 3,5 s langen Nachricht 223 Byte übertragen werden. Die Nutzertrennung wird per Code Division Multiple Access (CDMA) realisiert [23].

Anders als beim nachfolgend aufgeführten Argos-System will die ICARUS-Initiative einen „Open Source-Ansatz“ verfolgen und die ICARUS-Chipsets auch für Hersteller anderer Module zur Verfügung zu stellen. Die derzeitige Generation von Sensormodulen wiegt 5 g und weist ein Volumen von 2 cm<sup>3</sup> auf. Beim Einsatz auf tagaktiven Tieren kann mit einer akkugepufferten Solarstromversorgung eine quasi unlimitierte Betriebszeit erreicht werden. Explizit werden jedoch auch Fledermäuse als künftige Anwendung genannt [20].

## Argos

Argos ist ein seit 1978 betriebenes Satellitenortungssystem, bei dem – anders als bei GNSS – das Luftsegment die Position eines Senders bestimmt. Das Messprinzip beruht auf der Messung der Dopplerverschiebung von mehreren Satelliten aus, die aufgrund unterschiedlicher Umlaufbahnen unterschiedliche Frequenzversätze sehen. Das Argos-System besteht aus Nutzlasten auf etwa 30 Satelliten, unter anderem auf Wetter- und Erdbeobachtungssatelliten, und einem Datendownlink ins Kontrollzentrum, welches die Ortungsinformationen mit geringer Latenz an die Anwender übermittelt. Hauptanwendungsgebiete sind Umweltbeobachtungen und Tierortungen, Argos kommt aber auch als Such- und Rettungssystem in der Nautik und Luftfahrt zum Einsatz. Im Jahr 2006 waren monatlich 16 000 Argos-Sender aktiv. Mit der 2014 in Betrieb genommenen dritten Generation (Argos-3) können bei einer Nettodatenrate von 4,8 kBit/s Nachrichten mit bis zu 3,8 kByte Länge im Uplink übertragen werden. Neu hinzu kam eine Downlink-Möglichkeit mit einer Nettodatenrate von 400 bit/s. Die Übertragung findet im gleichen Frequenzband wie bei ICARUS mit einer Mittenfrequenz von 401,65 MHz statt [24, 25].

## BATS

In der DFG-Forschergruppe BATS wurde zwischen 2013 und 2019 ein Verfahren zur kleinräumigen Lokalisierung von Fledermäusen entwickelt [26]. Neben einer bodenbasierten Ortung auf Grundlage von stationären Winkelschätzern wurde die Interaktion zwischen den Tieren über ein feldstärkebasiertes Verfahren mit hoher Messrate gemessen [27, 28]. Außerdem wurde das Bewegungsverhalten anhand von Beschleunigungs-, Drehraten-, Magnetfeld- und Luftdrucksensoren aufgezeichnet und über ein koordiniertes, mehrnutzerfähiges Zeitschlitzverfahren in Echtzeit heruntergeladen. Der Fokus des Projekts lag auf einer zeitlich und örtlich hochaufgelösten Analyse des kleinräumigen Sozial- und Jagdverhaltens innerhalb eines Habitats. Mit einem einkanalen Elektrokardiogramm (EKG) konnte die Herzaktivität von Fledermäusen während des Fluges erfasst werden [29, 30]. Weiterhin wurden Verfahren zur lokalen Energiegewinnung (engl. *energy harvesting*) untersucht, die jedoch nicht ausreichend Energie aufbringen konnten. Stattdessen werden die Sensorknoten aus wiederaufladbaren Miniatur-Lithiumionen-Akkumulatoren versorgt. Zentrales Bauteil der Sensorknoten ist ein Sub-GHz/2,4-GHz-Funkmikrocontroller, auf welchem

das Protokoll für die Funkübertragung und Ortung im 868/915-MHz-Band und im 2,4-GHz-ISM-Band implementiert wurde [31]. Die Aufbautechnik ermöglicht eine Wiederverwendung der Elektronik, da die Leiterplatte samt Batterie nicht fest eingeschlossen, sondern in einem wieder entfernbaren Nitril-Schlauch luftdicht eingeschlossen wird.

## ATLAS

ATLAS ist ein System, das ab 2012 im Rahmen eines von der *Israel Science Foundation* geförderten Projekts am *Minerva Center for Movement Ecology* zur Wildtier-Ortung entwickelt wurde. In [32, 33] beschreiben die Autoren, wie sie das System trotz zeitlich begrenzter Förderungen so skalieren konnten, dass es mittlerweile weltweit Anwendung findet [34]. In ATLAS wird ein Time of Arrival (ToA)-Ortungsverfahren angewandt, welches in seiner Genauigkeit von 5 m mit BATS vergleichbar ist. Das Verfahren benötigt für eine exakte Zeitsynchronisierung der Empfänger mehr Aufwand, erzielt jedoch deutlich größere Reichweiten. Mit sieben Empfängern wurde ein Gebiet von 600 km<sup>2</sup> abgedeckt, wobei eine Skalierbarkeit durch Einbindung von mehr Empfängern gegeben ist [35]. Die Sender basieren in einer älteren Version auf einem Sub-GHz-Transceiver (CC1101) mit Mikrocontroller (MSP430), in einer neueren Version auf einem integrierten Sub-GHz-Mikrocontroller (CC1350) und können mit verschiedenen Batterien versorgt werden [36]. Bei einem Modell mit einem Gesamtgewicht von 1,5 g konnte eine Laufzeit von 10 Tagen erzielt werden. Das Ortungssignal ist eine Pseudozufallsfolge von 8192 Bit mit geeigneten Korrelationseigenschaften und wird mit 10 mW Sendeleistung und einer Symbolrate von 1 MSym/s Frequency Shift Keying (FSK)-moduliert und auf 434 MHz ausgesendet. ATLAS wurde auf Vögeln und Fledermäusen angewandt.

## Light-Level-Geolocators

Eine relativ ungenaue, aber äußerst energieeffiziente Lokalisierungsmethode mit globaler Abdeckung stellen sog. *light-level geolocators* dar. Das Prinzip basiert auf der differierenden Tageszeit und -länge in Abhängigkeit der geographische Breite, Länge und des kalendarischen Datums aufgrund der Ekliptik und Rotation der Erde. Ein Geolokator zeichnet mehrmals täglich die gemessene Lichtintensität zusammen mit der lokalen Uhrzeit auf. Die Rekonstruktion der Position erfolgt nach Auslesen des Speichers in einer Postprozessierung [37].

## Akustische Detektoren

Fledermausarten können anhand ihrer akustischen Rufe erkannt und klassifiziert werden. Hierbei zeichnen ein oder mehrere Ultraschallmikrophone durchgehend akustische Signale auf und analysieren dieses in Echtzeit. Ein Anwendungsfall ist die Detektion von Fledermäusen an Windenergieanlagen, da die rotierenden Blätter für

diese schwierig zu erkennen sind und entsprechend häufig Tiere zu Schaden kommen. In bekannten Zeiträumen von erhöhter Fledermausaktivität müssen Windenergieanlagen deshalb abgeschaltet werden. Durch eine automatische akustische Detektion können die Abschaltzeiten bedarfsgerecht gesteuert werden, was den Gesamtenergieertrag der Anlage erhöhen kann [5, 38].

## Radar

Seit dem Zweiten Weltkrieg ist bekannt, dass Vögel und Fledermäuse mit Radar detektiert werden können. Biologen setzen radarbasierte Verfahren jedoch erst seit den 1960er-Jahren ein [39]. Radarsysteme mit hohen Sendeleistungen (z.B. Luftfahrt, maritim) können Fledermäuse auf mehrere hundert Meter Entfernung auflösen [40]. Mit der zunehmenden Integration von mm-Wellen-Radarsystemen ab den 2000er-Jahren sind nun kostengünstige Module verfügbar, die wegen ihrer niedrigen Sendeleistung zwar nur geringe Reichweiten besitzen, aber bereits erfolgreich zur Detektion von Fledermäusen eingesetzt wurden [41]. Eine Detektion von Vögeln und Fledermäusen im Umfeld von Windenergieanlagen ist hiermit prinzipiell möglich [42].

### 1.2.2 Weitere Lokalisierungssysteme

Nach der Einführung der Systeme, die bereits zur Lokalisierung von Fledermäusen genutzt werden, folgt ein Überblick über weitere prinzipiell anwendbare Ortungssysteme, die bisher nicht oder nur in kleinem Rahmen eingesetzt werden.

#### Snapshot-GNSS

Klassische GNSS-Empfänger benötigen initial die Navigationsnachrichten der Satelliten, indem sie diese dekodieren (*acquisition*) oder bei A-GNSS über eine Internetverbindung herunterladen. Erst anschließend wird das Satellitensignal zur Ortung genutzt (*tracking*). Für GNSS-Empfänger ohne geforderte Echtzeitlokalisierung kann ein kurzer Abschnitt (*snapshot*) des Navigationsbasisbandsignals entweder als Rohdaten oder vorprozessiert an einen Server übertragen oder lokal abgespeichert werden. Hierfür reichen je nach Navigationssignal (z.B. GPS L1) üblicherweise 1 ms bis 10 ms aus, wodurch der Empfänger nur sehr kurz eingeschaltet sein muss. Die Lokalisierung erfolgt nachträglich anhand archivierter Orbit-Daten. Häufig äquivalent genutzte Bezeichnungen sind *Snapshot-GPS*, *Postprocessing-GPS* oder *Sparse-GPS* [43–47].

In [48, 147, 49] wurden Snapshot-GNSS-Empfänger mit einem integrierten GNSS-Frontend und einem Mikrocontroller aufgebaut, welche prinzipiell miniaturisierbar wären. Eine Vorverarbeitung erfolgte in beiden Fällen nicht, stattdessen wird das eingelesene Basisbandsignal unmittelbar auf eine microSD-Karte geschrieben und offline am PC analysiert. Seit 2021 existiert ein kommerzielles Evaluationsboard für einen Snapshot-GNSS-Empfänger [50].

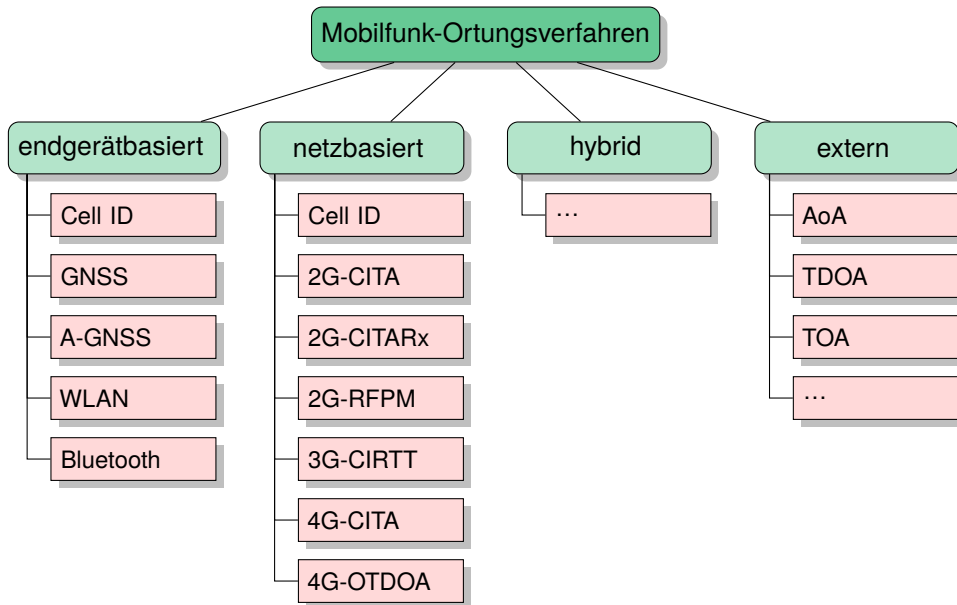


Abbildung 1.3: Übersicht über Ortungsverfahren im Mobilfunk (CITA: Cell ID and Timing Advance, CITARx: Cell ID, Timing Advance and Received Signal levels, RFPM: RF Pattern Matching, CIRT: Cell ID and Round Trip Time, OTDOA: Observed Time Difference Of Arrival) [52].

## Mobilfunkbasierte Ortung

Beginnend in den 1990er Jahren hat der digitale Mobilfunk innerhalb weniger Jahre eine weite gesellschaftliche Verbreitung erreicht. Anfang 2021 nutzten laut dem Branchenverband Bitkom 79% der Bundesbürger über 16 Jahren ein Smartphone [51]. Smartphones dienen nicht mehr nur der Sprachkommunikation, sondern können dank ihrer integrierten Sensorik auch für standortbezogene Dienste (*Location-Based Services*) genutzt werden. Im Rettungswesen ist es zudem relevant, den Aufenthaltsort des Anrufenden zu kennen. In einem Bericht der Europäischen Kommission wird ein umfassender Überblick über entsprechende Ortungsverfahren gegeben, die prinzipiell in den Mobilfunkstandards implementiert sind (vgl. Abb. 1.3) [52]. Grundsätzlich wird zwischen drei Verfahren unterschieden: Bei endgerätabasierten Verfahren (*mobile based*) wird die Ortung durch das Smartphone durchgeführt und die Position über eine Datenverbindung oder SMS an das Netz übermittelt. Seit 2019 besitzen Smartphones mit Android- oder iOS-Betriebssystemen die Funktionalität *Advanced Mobile Location*, welche beim Tätigen eines Notrufs die GNSS- und WLAN-Funktion automatisch aktiviert und die darüber ermittelte Position an die Rettungsleitstelle überträgt [53]. Netzbasierte Verfahren (*network based*) werden durch die Mobilfunk-Infrastruktur durchgeführt, ohne dass spezielle Funktionen der Endgeräte benötigt werden. In dieser Arbeit wird mit *RF Pattern Matching* ein solches Verfahren angewandt (s. Kap. 6.1).

Bei hybriden Verfahren werden Informationen teilweise auf dem Endgerät erfasst und im Netz prozessiert, was besonders eine Beschleunigung des Ortungsvorgangs bewirkt. Eine vierte, zusätzliche Gruppe sind externe Verfahren, die ohne Zugriff und Kenntnis des Netzbetreibers und des Nutzers durchgeführt werden können. Typische Anwendungen sind polizeilicher oder nachrichtendienstlicher Art (z.B. sog. IMSI-Catcher).

Eine alternative Differenzierung mit Fokus auf den Datenschutz des Teilnehmers ist die Unterscheidung zwischen Eigenortung und Fremdortung (siehe Kapitel 2.1). Eine unbedingte Eigenortung ist nur durch den reinen Empfang von Signalen möglich (z.B. [148–153]). Sobald das Endgerät ein Signal aussendet, kann dieses prinzipiell auch fremdgeortet werden.

## LPWAN

Low-Power Wide-Area Networks (LPWANs) sind Funkverfahren, die auf besonders hohe Reichweiten bei niedrigen Datenraten optimiert sind. Da lizenzfreie Industrial, Scientific and Medical (ISM)- und Short-Range Device (SRD)-Frequenzbänder genutzt werden, entstehen zwar keine Frequenznutzungskosten, jedoch sind Kollisionen mit anderen Nutzern hinzunehmen und die limitierenden Regulierungen hinsichtlich maximaler Sendeleistung und erlaubten Tastgrads müssen eingehalten. Um eine möglichst große Linkmarge zu erzielen, werden hauptsächlich zwei Verfahren angewandt:

Schmalbandverfahren wie Sigfox belegen sehr geringe Bandbreiten, wodurch die thermische Rauschleistung des Empfängers entsprechend niedrig ausfällt. In [54] wurde ein Transceiver mit einer Sensitivität von  $-136$  dBm bei 10% BER und 100 bit/s veröffentlicht. Mit einer Sendeleistung von  $+14$  dBm und jeweils 0 dBi Antennengewinn stehen somit 150 dB Linkmarge zur Verfügung. Sigfox-Netzwerke werden mittlerweile in einigen Ländern weltweit kommerziell betrieben, darunter auch Deutschland. Das Übertragungsprotokoll sowie die Nutzung der Netzwerke sind nicht offen, sondern müssen per Abonnement gebucht werden. Sigfox bietet dem Nutzer eine Received Signal Strength Indicator (RSSI)-basierte Ortungsfunktionalität, die prinzipbedingt mit 1 km bis 10 km sehr ungenau ist [55]. Verbesserungsmöglichkeiten der Genauigkeit mit Fingerprinting und mehreren Pfadverlustmodellen wurden in [56] untersucht. Ein generischer Ansatz wurde in [57, 154] angewandt. Eine schmalbandige Datenübertragung wurde in [58, 155] demonstriert.

Frequenzspreizende Verfahren fügen dem Nutzsignal Redundanz hinzu, welcher als Kodierungsgewinn hohe Linkmargen ermöglicht. LoRa verwendet hierfür Frequenzchirps. Mit The Things Network (TTN) wird ein offenes und freies LoRaWAN betrieben, das zunehmend wachsende Nutzung erfährt [59, 60]. MIOTY ist eine Implementierung des ETSI-Standards TS 103 357, welcher unter anderem ein Chirp-modulationverfahren beinhaltet. Durch ein Retransmissionsschema wird ein weiterer Gewinn eingeführt [61]. Verschiedene Ansätze zur Ortung von LoRa-Sendern sind Gegenstand der Forschung [62].

## Real Time Locating Systems

Unter dem Begriff Real-Time Locating Systems (RTLSSs) können sonstige lokale Funkortungssysteme zusammengefasst werden, die nicht unter die bereits genannten Kategorien fallen. Diese Systeme können auf bestehenden Funkstandards aufsetzen, können aber auch anwendungsspezifisch entworfen sein. Es folgt ein Überblick ohne Anspruch auf Vollständigkeit:

- Radio-Frequency Identification (RFID) ist eine Technologie zum drahtlosen Identifizieren und Orten von Gegenständen. Passive RFID-Transponder werden vom Lesegerät mit Energie versorgt und weisen folglich eine begrenzte Reichweite auf. Aktive Transponder können die Reichweite mit einer eigenen Energiequelle deutlich erhöhen. Die Datenübertragung erfolgt entweder per Funkaussendung oder per modulierter Rückstreuung. Verschiedene Anwendungen und Ansätze zur Ortung von RFID-Transpondern werden in [63–65] beschrieben. International werden RFID-Transponder bei 125 kHz und 134,2 kHz zur Markierung von Tieren (Haus-, Nutz- und Wildtiere) eingesetzt. Mit einer an den Höhlenwänden angebrachten Spule wurden in [66] gechippte Fledermäuse beim Durchfliegen detektiert.
- Bluetooth Low Energy (BLE) ist ein auf Energieeffizienz ausgelegtes Funkverfahren im 2,4-GHz-Band mit verschiedenen Modi zur uni- und bidirektionalen Datenübertragung, das im Bluetooth-Standard ab Version 4 definiert ist. Da moderne Smartphones quasi ausnahmslos ein Bluetooth-Modul besitzen, ist die technische Hürde zur Implementierung von Ortungsfunktionalitäten mit BLE deutlich gesunken und es existieren zahlreiche Anwendungen zur Datenübertragung und Ortung. Dabei kommen Ansätze wie RSS(I) und Fingerprinting ähnlich wie bei WLAN-Ortung zum Einsatz [67]. Die Reichweite von BLE ist aufgrund des hohen Pfadverlusts und der geringen Sendeleistung auf 10 m bis 100 m begrenzt [156].
- Ultra-Wideband (UWB)-Systeme dürfen mit großen Bandbreiten und geringen Leistungen auch auf anderen Diensten zugewiesenen Frequenzbändern senden, da eine Störung anderer Funkanwendungen aufgrund einer niedrigen mittleren spektralen Leistungsdichte gering ist. In der 2019 aktualisierten Allgemeinzuweisung der Bundesnetzagentur ist festgeschrieben, dass UWB-Systeme mindestens 50 MHz belegen müssen. Außerdem sind maximale mittlere spektrale Leistungsdichten nach Frequenzbereichen und Schutzzonen anhand geographischer Koordinaten definiert [68]. Aufgrund der großen nutzbaren Bandbreite können Ortungssysteme mit sehr hoher räumlicher Auflösung, aber mit begrenzter Reichweite realisiert werden [67, 69].

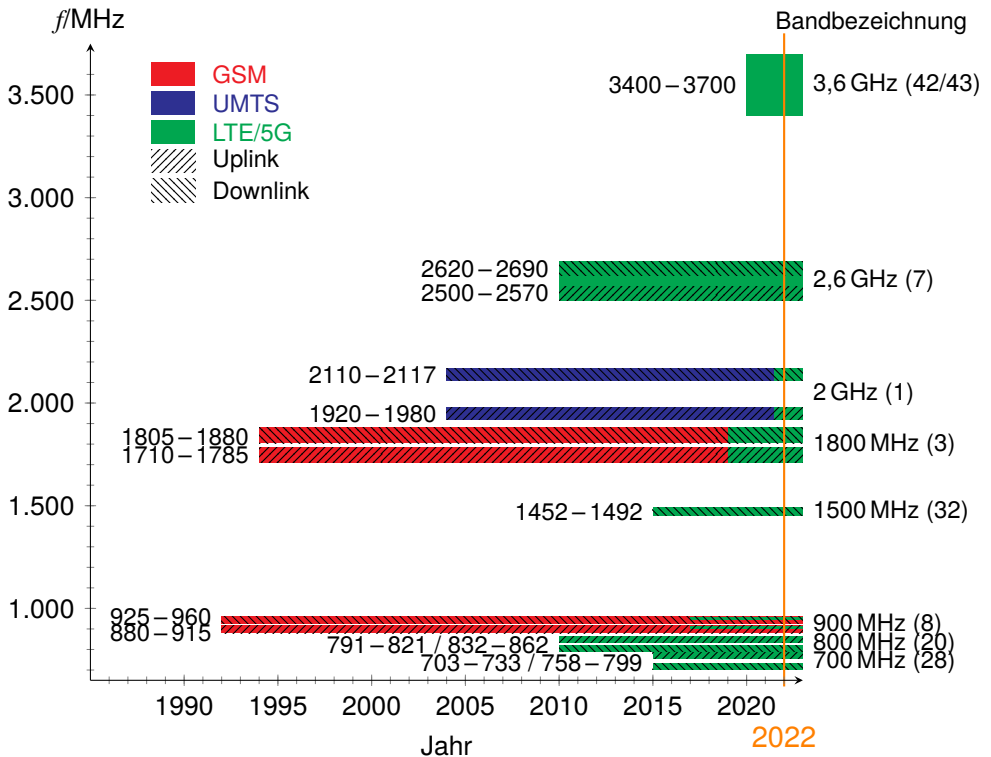


Abbildung 1.4: Zeitlicher Verlauf der Nutzung der Mobilfunkbänder in Deutschland, Stand 2022 [72].

### 1.2.3 Mobilfunknetze in Deutschland

Mit Global System for Mobile Communications (GSM) wurde 1992 der erste digitale Mobilfunkstandard in Deutschland eingeführt und hierfür zunächst nur das 900 MHz-Band genutzt. 1994 folgte das 1800-MHz-Band. 2004 wurde Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) im 2-GHz-Band in Betrieb genommen. 2009 wurde die Nutzung der Mobilfunkbänder flexibilisiert, sodass die Netzbetreiber seitdem nicht mehr nur auf einen Standard pro Band festgelegt sind [70]. Bis Ende 2021 hatten alle drei Netzbetreiber ihre UMTS-Netze außer Betrieb genommen und nutzen das 2-GHz-Band nun für Long-Term Evolution (LTE) und 5G [71]. Das 1800-MHz-Band wurde von allen Netzbetreibern bereits größtenteils von GSM zu LTE umgewidmet, sodass nur noch im 900-MHz-Band weiterhin GSM-Netze betrieben werden. Die Telekom betreibt dort neben GSM auch einen 5-MHz-Block mit LTE. Eine komplette Abschaltung von GSM wie in anderen Ländern ist vorerst nicht vorgesehen, da GSM weiterhin eine robuste und globale Universallösung für Telefonie und automatische Anwendungen wie Alarmanlagen oder Autonotrufsysteme darstellt und eine rückwärtskompatible Grundversorgung weiterhin gewährleistet bleiben soll.

In Abbildung 1.4 sind die in Deutschland für den Mobilfunk verwendeten Frequenzbänder über die Zeit dargestellt. Die Bänder 1, 3, 7, 8, 20 und 28 sind jeweils gepaart, also besitzen einen Uplink und Downlink für Frequency Division Multiple Access (FDMA)-Betrieb. Nicht dargestellt sind die für 5G vorgesehenen mm-Wellen-Bänder. Die Reichweite einer Mobilfunkzelle ist abhängig von ihrer Trägerfrequenz (siehe Kapitel 2), weshalb die niedrigen Frequenzbänder größere Gebiete abdecken können als höhere. Die höheren Bänder, in welchen größere HF-Bandbreiten zur Verfügung stehen, werden deshalb hauptsächlich in dichter besiedelten Gegenden verwendet, wohingegen die niedrigeren Bänder flächendeckend betrieben werden. Seit 2020 stellt die Bundesnetzagentur eine über alle Netzbetreiber einheitliche Netzabdeckungskarte zur Verfügung [73]. Aus dieser ist ersichtlich, dass GSM über alle Netzbetreiber noch immer die beste Abdeckung bietet und somit für einen GSM-Zelllogger gut geeignet ist.

Mit den neuen Anforderungen an die Energieaufnahme sogenannter Internet-of-Things-Geräte wurden neue Mobilfunk-Standards eingeführt, die ähnliche Anwendungsgebiete wie LPWANs abdecken sollen, aber weiterhin klassisch durch Mobilfunknetzbetreiber auf dedizierten Frequenzbändern unter dem Begriff *Cellular IoT* betrieben werden. Die relevantesten Standards sind LTE-M und NB-IoT. Die wichtigsten Unterschiede zu den üblichen Mobilfunkstandards sind größere Reichweiten aufgrund einer geringeren maximalen Nettodatenrate und eine vereinfachte Signalisierung, da z.B. Funksensoren eine deutlich größere Latenz beim Rufen (*paging*) aufweisen dürfen als in der klassischen Telefonie.

## 1.2.4 Marktübersicht Mobilfunkmodule

Mobilfunkmodems bestehen aus einer analogen Frontend- und Basisband-Schaltung und einem digitalen Basisbandprozessor. In den 1990er-Jahren wurden diese noch in unterschiedlichen Technologien ausgeführt und erst ab den frühen 2000er-Jahre konnte auch das HF-Frontend in CMOS-Technologie implementiert werden [74]. Mobilfunk-Chipsätze waren zu dieser Zeit auch für Einzelkunden direkt erwerbbar (z.B. Intel/Infineon SMARTi, Silicon Labs Aero+, Texas Instruments TRF). Spätestens mit Beginn der Smartphone-Ära Ende der 2000er-Jahre wurde die Integration des analogen Frontends, des Basisbandprozessors und eines leistungsstarken Anwendungsprozessors deutlich erhöht und alle größtenteils in einem System-on-Chip (SoC) kombiniert. Diese hochkomplexen und entsprechend entwicklungsintensiven Module stehen seitdem Einzelkunden nicht mehr zur Verfügung, sondern sind Großabnehmern wie Endgerät-Herstellern vorbehalten. Dadurch fand zudem eine Marktkonsolidierung der Chipsatzhersteller statt.

Dahingegen gibt es auf dem Markt vollständige Mobilfunkmodule von Drittherstellern, die bereits lizenziert und zugelassen sind und somit direkt eingesetzt werden können. In Tabelle 1.1 sind die Module der gängigsten Hersteller aufgeführt. Bei unterschiedlich verfügbaren Formfaktoren wurde jeweils das kleinste Modul ausgewählt.

Tabelle 1.1: Übersicht über Mobilfunk- und IoT-Mobilfunkmodule (Auswahl)

Hersteller	Bezeichnung	GSM	LTE-M	NB-IoT	GNSS	Abmessungen
Telit	GE866	X				19 x 15 x 2,2 mm <sup>3</sup>
Telit	ME310G1	X	X	X	X	14,3 x 13,1 x 2,6 mm <sup>3</sup>
SIMCom	SIM800C	X				17,6 x 15,7 x 2,3 mm <sup>3</sup>
SIMCom	SIM7090G		X	X		14,8 x 12,8 x 1,8 mm <sup>3</sup>
Nordic Semi	nRF9160		X	X	X	16 x 10 x 1,0 mm <sup>3</sup>
Quectel	BC66			X		17,7 x 15,8 x 2,0 mm <sup>3</sup>
MuRata	LBAD0XX1SC		X	X	X	11,1 x 11,4 x 1,4 mm <sup>3</sup>
u-blox	UBX-R5		X	X		8,5 x 9,0 x 1,0 mm <sup>3</sup>
u-blox	ALEX-R5		X	X	X	14,0 x 14,0 x 1,5 mm <sup>3</sup>

Die Module sind größtenteils auf einer kleinen Trägerplatine und mit Schirmdeckel aufgebaut und können mittels Pads auf der Unterseite oder am Rand per Oberflächenmontage (SMT) aufgebracht werden. Der nRF9160 von Nordic Semiconductor und der UBX-R5 von u-blox sind hingegen in einer hochintegrierten *System-in-Package*-Technologie ausgeführt. Aus der Tabelle wird ersichtlich, dass selbst die kleinsten Mobilfunkmodule für einen miniaturisierten Mobilfunklogger deutlich zu groß sind. Die in den Modulen verbauten Chipsätze hingegen sind wie oben beschrieben nicht für Endabnehmer verfügbar.

## 1.3 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiger miniaturisierter GSM-Logger beschrieben, der folgende Spezifikationen erfüllen soll:

- Die Gesamtmasse soll mit 2,0 g maximal 7,5% des Körpergewichts der Zielfledermause betragen.
- Das Volumen soll kleiner 1 cm<sup>3</sup> bei adäquatem Formfaktor sein.
- Die Laufzeit soll je nach eingestellter Messrate zwischen zwei Wochen und zwölf Monaten betragen.
- Pro Tag sollen bei der längsten Laufzeit vier Ortsbestimmungen pro Tag, bei der kürzesten alle 10 Minuten durchgeführt werden.
- Das Ortungsprinzip soll auf der Erfassung von GSM-Zellen basieren. Die Rekonstruktion der Positionen soll in einem Postprozessierungsschritt erfolgen, was das Auslesen des Loggers erforderlich macht.
- Ein automatisches Detektions- und Datenübertragungssystem soll die Wahrscheinlichkeit der Logger- und Datenrückgewinnung erhöhen.

Bislang existiert kein Langzeit-System zur Lokalisierung von Fledermäusen mit solch hoher Messrate. Ziel der vorliegenden Dissertation ist der Entwurf, die Charakterisierung und der Betrieb eines neuartigen Systems zur Verfolgung der Zugbewegungen

von mitteleuropäischen Fledermäusen. Das System soll in einem etwa zweiwöchigen Kurzzeiteinsatz mit hoher zeitlicher Auflösung auf täglich wiederkehrender Tieren getestet und schlussendlich in einem mehrmonatigen Langzeiteinsatz auf migrierenden Fledermäusen angewandt werden.

In Kapitel 1 wird neben einer Problembeschreibung ein ausführlicher Stand der Technik gegeben, in dem bestehende Ortungssysteme aufgeführt werden, welche heute in der Fledermausforschung angewendet werden oder für ein entsprechendes System in Frage kommen. Ebenfalls wird der aktuelle Status der Mobilfunknetze in Deutschland beleuchtet, da das erforschte System auf dem Empfang von Mobilfunksignalen beruht.

In Kapitel 2 werden die Eigenschaften der Funkausbreitung auf der Erdoberfläche erläutert. Dessen Verständnis ist relevant für die durchgeführte Positionsrekonstruktion. Anschließend erfolgt eine theoretische Betrachtung von Funkortungsprinzipien und -verfahren. Für den gewählten Ansatz der mobilfunkbasierten Ortung werden zudem die relevanten technischen Grundlagen des Mobilfunkstandards GSM kurz zusammengefasst erläutert.

In Kapitel 3 wird die spezifische Systemtheorie eingeführt, die zur Signalverarbeitung mit den gewählten Hardwarekomponenten benötigt wird.

In Kapitel 4 wird der Systementwurf des miniaturisierten Loggers in Hardware und Software beschrieben. Zunächst wird die Auswahl der Komponenten – technisch wie marktvergleichend – begründet. Anschließend erfolgt eine Prinzipbeschreibung der Schlüsselfunktionen des Loggers und deren architektureoptimierten Algorithmen und Routinen.

Eine messtechnische Charakterisierung und Validierung des Mobilfunkloggers wird in Kapitel 5 vorgenommen. Betrachtet werden vor allem die Empfängersensitivität und der auf einzelne Funktionalitäten aufgeschlüsselte Energieverbrauch.

Der geographische Bezug der vom Logger gesammelten GSM-Zelldaten wird mittels einer Positionsrekonstruktion in Kapitel 6 hergestellt. Hierfür wird für jede empfangene Basisstation eine eigene Ausbreitungssimulation angestellt und auf Grundlage der Verteilung der Empfangsleistungen auf eine geographische Position zurückgeschlossen.

Ein energieautarkes, skalierbares System zur Detektion und Datenübertragung der gesammelten Daten wird in Kapitel 7 eingeführt.

In Kapitel 8 werden die Ergebnisse von mehrwöchigen Kurzzeiteinsätzen und mehrmonatigen Langzeiteinsätzen auf Fledermäusen präsentiert. Anschließend werden die erzielten Ergebnisse diskutiert und in einen Zusammenhang mit dem Stand der Technik gebracht.

Die Dissertation wird mit einer Zusammenfassung abgeschlossen.

## 2.1 Funkortung

### 2.1.1 Prinzipien

Der Begriff Ortung beschreibt allgemein den Vorgang zur Bestimmung des Aufenthaltsortes eines Objekts. Dabei unterscheidet man grundsätzlich zwischen Eigen-, Fremd- und hybrider Ortung.

Die Eigenortung dient der Positionsbestimmung eines Objektes innerhalb eines Szenarios, das von außen Informationen zur Verfügung stellt. Ein äußerer Betrachter erlangt dabei keine Kenntnis von der Position oder gar Existenz des Objektes. Ein anschauliches Verfahren zur Eigenortung ist die astronomische Navigation, welches neben der Kenntnis der genauen Uhrzeit sowohl das Wissen um die Positionen und Bewegungen der Gestirne eine entsprechende Winkelmesstechnik (z.B. Sextant) voraussetzt. Bei der Fremdortung bestimmt ein äußeres System die Position eines Objektes. Dabei ist es notwendig, dass das zu ortende Objekt aktiv oder passiv Informationen in einem Medium aussendet, sei es akustisch, optisch, elektrisch, magnetisch oder elektromagnetisch. Eine äußere Infrastruktur nimmt diese Signale auf und bestimmt daraus die Position des Objektes. Existiert ein Rückkanal vom äußeren Ortungssystem zum Objekt, über den via Fremdortung gewonnene Information oder Hilfsdaten zur Verbesserung der Eigenortung übertragen werden, spricht man von einem hybriden Ortungsverfahren. Als Beispiel sei Assisted-GNSS genannt, bei dem der initiale Satellitenfix deutlich beschleunigt werden kann, indem z.B. per Mobilfunk die aktuellen

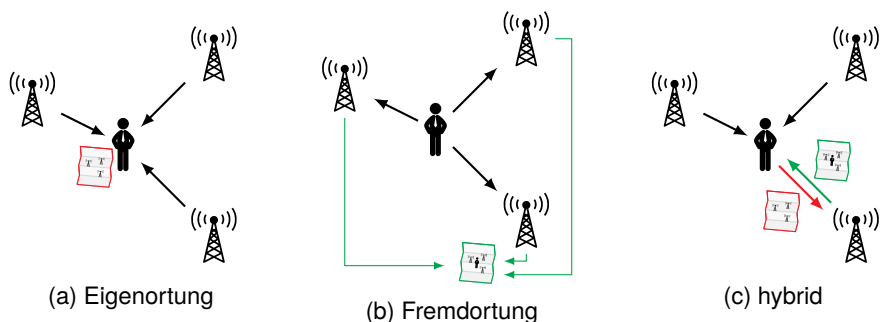


Abbildung 2.1: Illustration der Ortungsprinzipien.

GNSS-Satellitenkonstellationen und die ungefähre Uhrzeit heruntergeladen werden. Der Suchraum des GNSS-Empfänger kann weiter eingegrenzt werden, indem WLAN- und Mobilfunknetze initial für eine Grobortung verwendet werden. Wird hierfür eine online-basierte Datenbank genutzt, erlangt folglich neben dem Netzbetreiber auch der Datenbankbetreiber Kenntnis über die grobe Position des Gerätes.

## 2.1.2 Verfahren

Unabhängig vom Ortungsprinzip basieren Funkortungssysteme auf der Messbarkeit von physikalischen Größen elektromagnetischer Wellen und nachrichtentechnischer Eigenschaften von Signalen. Je nach Empfängeranzahl, -anordnung und Szenario lassen sich Frequenz, Phase, Feldstärke und Laufzeit absolut bzw. relativ messen und zur Ortung nutzen.

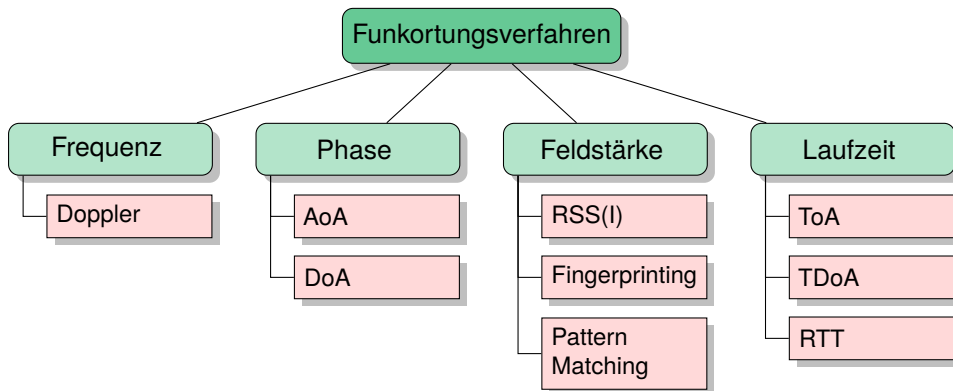


Abbildung 2.2: Überblick über verschiedene Funkortungsverfahren.

### Frequenz

Über Frequenzdifferenzen (Doppler) lassen sich relative Geschwindigkeiten messen. Dies kann sowohl rückstreuend (RADAR), als auch unidirektional angewandt werden. Aus mehrmaligen oder räumlich verteilten Messung an bekannten Positionen lässt sich die Position des Ziels berechnen.

### Phase

Mit synchronisierten Empfängern lassen sich Phasendifferenzen messen und daraus der Einfallswinkel ableiten (Angle of Arrival). Misst man von mehreren Positionen aus, lässt sich daraus der Ort der Signalquelle bestimmen. Bei komplexeren Szenarien (z.B. Mehrwegeausbreitung, Modulation) kommen Schätzalgorithmen (Direction of Arrival) zum Einsatz (z.B. MUSIC, ESPRIT).

## Feldstärke

Aus der Messung der Feldstärke bzw. Empfangsleistung lässt sich die Entfernung zum Sender schätzen. Durch Einbeziehung mehrerer örtlich verteilter Empfänger lässt sich die Position des Senders bestimmen. Die gemessene Empfangsleistung wird häufig als Received Signal Strength (RSS) oder in Pseudoeinheiten als Received Signal Strength Indicator (RSSI) bezeichnet. Findet die Funkausbreitung nicht im Freiraum statt, können statistische Kanalmodelle und Ausbreitungsprädiktionen angewandt werden, siehe Kapitel 6. In abgegrenzten Umgebungen (z.B. in Bürogebäuden) können die Messungen mit Referenzmessungen verglichen werden (Fingerprinting).

## Laufzeit

Elektromagnetische Wellen breiten sich mit Lichtgeschwindigkeit aus. Bei Time of Arrival werden absolute, bei Time Difference of Arrival (TDoA) relative Signallaufzeiten an mehreren verteilten Empfängern gemessen. Round Trip Time (RTT) bezeichnet Verfahren, bei denen Paketumlaufzeiten meist auf höheren Schichten des OSI-Modells gemessen werden.

## 2.2 Funkausbreitung

Elektromagnetische Wellen breiten sich im Raum mit Lichtgeschwindigkeit aus und wechselwirken mit Materie. Zunächst soll die Ausbreitung im Freiraum als einfachster Fall betrachtet werden. Anschließend werden die wichtigsten zusätzlichen Dämpfungsmechanismen in terrestrischen Szenarien bei mobilfunktypischen Frequenzen eingeführt. Abschließend werden die bedeutendsten empirischen Ausbreitungsmodelle erläutert, welche die Grundlage für die Positionsschätzung in Kapitel 6 darstellen. Standardwerke zur Funkausbreitung im Mobilfunk sind [75–77].

### 2.2.1 Freiraumausbreitung

Elektromagnetische Wellen breiten sich im Fernfeld eines isotropen Strahlers gemäß einer Kugelwelle sphärisch aus. Die Leistungsflussdichte  $S$  eines realen Strahlers mit dem Antennengewinn  $G_S$  und der Sendeleistung  $P_S$  beträgt folglich in der Entfernung  $d$ :

$$S = \frac{P_S G_S}{4\pi d^2} \quad (2.1)$$

Dabei wird das Produkt  $P_S G_S$  auch als Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP) bezeichnet und beschreibt die äquivalente Leistung, die ein theoretischer Kugelstrahler für die selbe Leistungsflussdichte abstrahlen müsste.

Aus der Empfangsantennenwirkfläche  $A_E$  sowie der Leistungsflussdichte  $S$  ergibt sich die maximale Empfangsleistung  $P_E$ , die dem Strahlungsfeld entzogen werden kann. Die Wirkfläche kann wiederum als wellenlängenabhängiger Antennengewinn  $G_E$  ausgedrückt werden:

$$P_E = S \cdot A_E = S \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_E = P_S G_S G_E \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.2)$$

Mit der Lichtgeschwindigkeit  $c$  und der Frequenz  $f$  ergibt sich durch Umformung die Übertragungsdämpfung  $P_E/P_S$ , welche eine Abhängigkeit von  $f^{-2}$  und  $d^{-2}$  aufweist:

$$\frac{P_E}{P_S} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_S G_E = \left( \frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \cdot f^{-2} d^{-2} \cdot G_S G_E \quad (2.3)$$

Da die Empfangsleistungen mit steigender Entfernung sehr klein werden, wird das Verhältnis üblicherweise logarithmisch als Übertragungsdämpfungsmaß  $L_0$  angegeben:

$$\begin{aligned} L_0 / \text{dB} &= -10 \log(P_E/P_S) = \\ &= 32,5 + 20 \log(f / \text{MHz}) + 20 \log(d / \text{km}) - 10 \log(G_S) - 10 \log(G_E) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Sofern die Ausbreitung nicht im Vakuum stattfindet, kommt zum Freiraumübertragungsdämpfungsmaß  $L_0$  ein zusätzliches Dämpfungsmaß  $A$  aufgrund diverser physikalischer Effekte hinzu:

$$L = L_0 + A \quad (2.5)$$

In den meisten Fällen ist  $A > 0$  dB, bei konstruktiver Überlagerung von Mehrwegeausbreitungen kann sich jedoch auch  $A < 0$  dB ergeben (siehe Abschnitt Zweiwegemodell) [78].

## 2.2.2 Physikalische Effekte

### Reflexion und Brechung

Reflexion und Brechung treten auf, wenn eine elektromagnetische Welle auf eine Grenzfläche trifft, welche Sprünge in der relativen dielektrischen Permittivitätszahl  $\epsilon_r$ , der relativen magnetischen Permeabilitätszahl  $\mu_r$  oder der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma$  aufweist. Zunächst soll die Reflexion einer elektromagnetischen Welle an einer unendlich ausgedehnten und unendlich leitfähigen Oberfläche betrachtet werden. An der Grenzfläche gilt  $E_x = E_y = 0$  und  $H_z = 0$ . Ein- und Austrittswinkel sind identisch, wohingegen die Polarisations Ebene aufgrund der verschiedenen Randbedingungen gedreht wird (s. Abb. 2.3). Dieser polarisationsdrehende Effekt kommt hauptsächlich in urbanen Mehrwegeszenarien zum tragen, in denen leitfähige Materialien vorkommen.

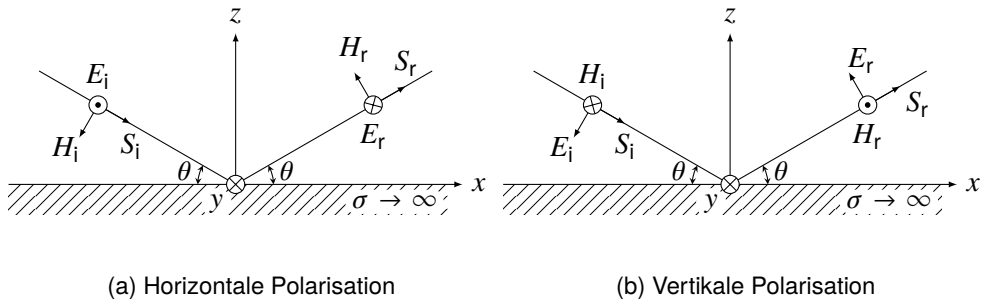


Abbildung 2.3: Reflexion an einer perfekt leitenden Oberfläche.

Die Reflexion am Erdboden kann hingegen am Modell der dielektrischen Grenzschicht nachvollzogen werden, wobei die Brechung ins Medium nicht zusätzlich betrachtet wird (s. Abb. 2.4). Praktische Anwendung findet dies im Zweiwegemodell (s. Kapitel 2.2.3). Vereinfachend werden nur Materialien mit Permeabilität  $\mu_r = 1$  angenommen. Die polarisationsabhängigen Reflexionskoeffizienten  $r_h$  und  $r_v$  sind dann abhängig vom Auftreffwinkel  $\theta$  gegen die Ebene [77]:

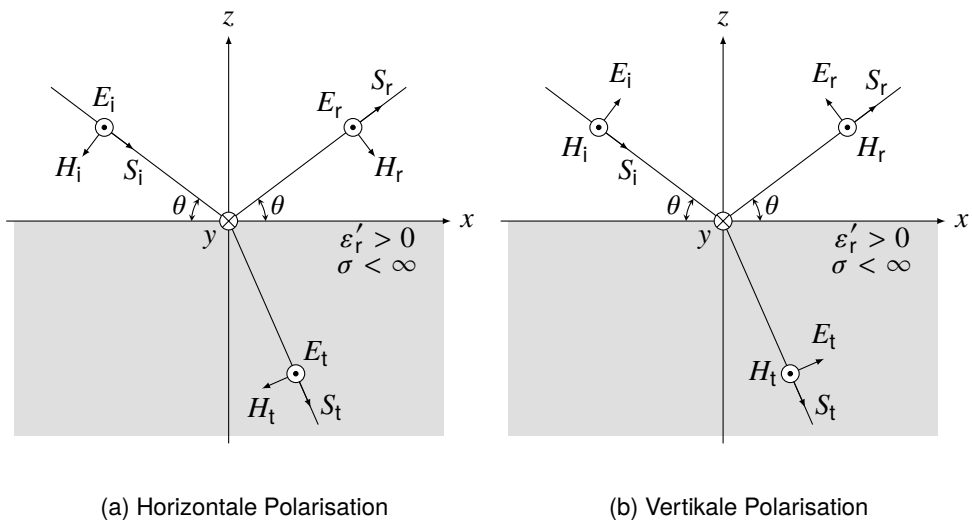


Abbildung 2.4: Reflexion und Brechung an einer dielektrischen Grenzschicht zur Modellierung von Bodenreflexionen.

$$r_v = \frac{\varepsilon_r \sin \theta - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta}}{\varepsilon_r \sin \theta + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (2.6)$$

$$r_h = \frac{\sin \theta - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta}} \quad (2.7)$$

Dabei setzt sich die komplexwertige Permittivität  $\varepsilon_r$  aus der reellen relativen Permittivität  $\varepsilon_r'$  und Verlusten zusammen:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (2.8)$$

## Streuung

Für ebene Wellen tritt am Erdboden näherungsweise eine Totalreflexion auf, wenn  $\mu_r \varepsilon_r \gg 1$  und die Oberfläche glatt ist. Ist die Oberfläche jedoch nicht glatt, trifft die Welle an unterschiedlichen Orten in unterschiedlichen Winkeln auf und wird in verschiedene Raumwinkel gestreut. Nimmt man eine in  $z$  normalverteilte Oberflächenrauigkeit  $\zeta(x,y)$  an, beträgt deren Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion:

$$p_\zeta(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \quad (2.9)$$

Mit dem Rauigkeitsparameter

$$g = 4\pi \frac{\sigma \cdot \sin \delta}{\lambda} \quad (2.10)$$

und dem Auftreffwinkel  $\delta$  beträgt die reflektierte Strahlungsdichte somit maximal

$$S = S_0 \cdot e^{-g} \quad (2.11)$$

Das Rayleigh-Kriterium beschreibt den Grenzfall, dass die Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  der reflektierten Wellen zwischen Berg und Tal der Oberfläche gerade  $\pi/4$  entspricht:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi h}{\lambda} \cdot \sin \delta \quad (2.12)$$

$$\Delta\varphi (h = h_R) = \pi/4 \quad \text{mit} \quad h_R = \frac{\lambda}{16 \cdot \sin \delta} \quad (2.13)$$

Praktisch bedeutet dies für  $h < h_R$  eine übliche Reflexion an einer ebenen Grenzfläche und für  $h > h_R$  zusätzliche Streuverluste. Für  $h = h_R$  beträgt die Strahlungsdichte  $e^{-g} = 0,46$ . An der Rayleigh-Grenze wird also in etwa die Hälfte der Leistung diffus reflektiert [76, 78].

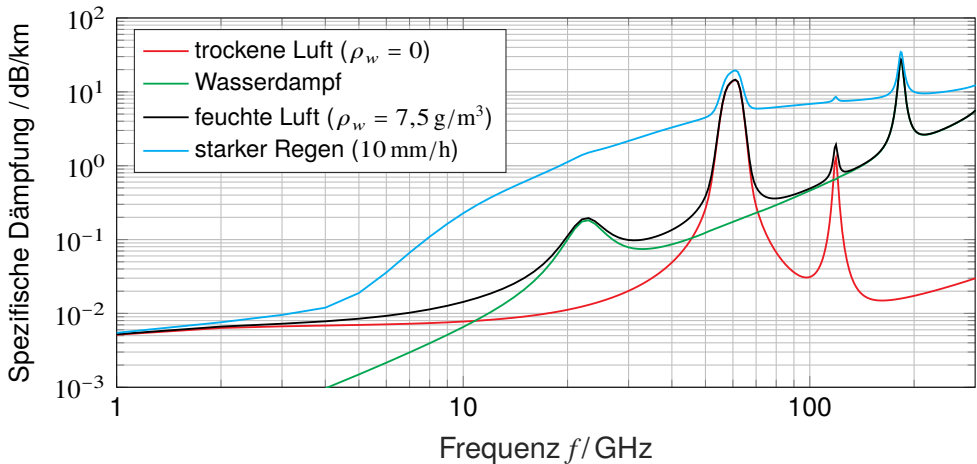


Abbildung 2.5: Spezifische Dämpfung in der Erdatmosphäre über die Frequenz von 1...300 GHz ( $T = 20^\circ\text{C}$ ,  $P = 1013\text{ hPa}$ , Wasserdampfdichte  $\rho_w$ ), nach ITU-R P.676-10 [79].

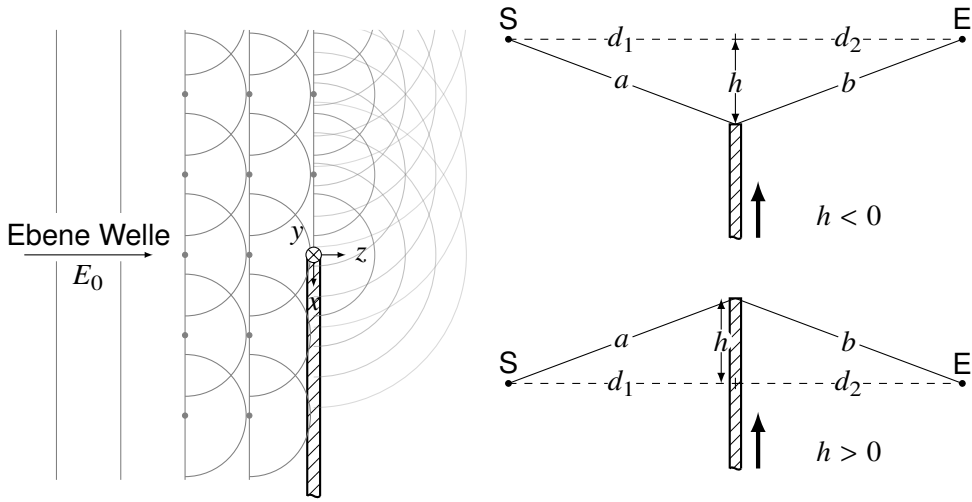
### Atmosphärische Dämpfung

Die Wellenausbreitung in der Atmosphäre erfährt eine Dämpfung, die hauptsächlich durch Absorption und Streuung hervorgerufen wird. In der Troposphäre, also in einer Höhe zwischen 0...10 km, bestimmen molekulare Resonanzabsorptionen von Gasen und die Streuung an verschiedenen Formen von Niederschlag (Regen, Nebel, Schnee etc.) die frequenzabhängige Dämpfung.

In Abbildung 2.5 ist die spezifische atmosphärische Dämpfung unter normalen Bedingungen mit ihrer Zusammensetzung aus der Gas- und der Wasserdampfabsorption dargestellt, wie sie in der ITU-Empfehlung P.676-10 angegeben wird und in der MATLAB-Funktion `gasp1` hinterlegt ist [79]. Weiterhin dargestellt ist die Dämpfung durch starken Regen (10 mm/h). Deutlich unterhalb von 10 GHz ist die atmosphärische Dämpfung demnach meist vernachlässigbar; selbst Starkregen führt aufgrund der auf die Wellenlänge bezogene kleine Tröpfchengröße zu keiner relevanten Einfügedämpfung.

### Beugung

Trifft eine elektromagnetische Welle auf eine intransparente Kante, entsteht an dieser ein frequenzabhängiger Beugungseffekt, wodurch eine Wellenausbreitung auch in den direkten Schattenbereich erfolgt. Der Beugungseffekt kann anschaulich mit Hilfe des Huygensschen Prinzips beschrieben werden. Dieses besagt, dass jeder Punkt einer Wellenfront wiederum Ausgangspunkt einer kugelförmigen Welle ist (Abb. 2.6a). Durch Superposition aller dieser Elementarwellen lässt sich entsprechend die Feldstärke in jedem Punkt hinter dem Hindernis berechnen.



(a) Huygensches Prinzip einer ebenen Welle an einer Kante (nach [76])  
 (b) Geometrische Betrachtung des Weglängenunterschieds bei Einschleiben des Hindernisses.

Abbildung 2.6: Anschauliche Darstellung der Beugung an einer scharfen Kante.

**Beugung an einer scharfen Kante**

Anhand des Modells der Beugung an einer scharfen Kante (engl. *knife-edge diffraction*) kann die Beugungstheorie anschaulich aufgezeigt werden. Abb. 2.6b zeigt Sender S und Empfänger E, die durch ein senkrecht zur Zeichenebene unendlich ausgedehntes Hindernis getrennt sind, welches infinitesimal dünn und intransparent ist.

Der geometrische Weglängenunterschied  $\Delta d$  beträgt für große Entfernungen näherungsweise:

$$\Delta d \approx \text{sgn}(h) \cdot \frac{h^2}{2} \left( \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) \quad \text{für } h \ll \min \{d_1, d_2\} \quad (2.14)$$

Die dabei entstehende Phasenverschiebung ist frequenzabhängig. Deshalb wurde der Fresnel-Parameter  $v$  definiert als:

$$v = \text{sgn}(\Delta d) \cdot 2\sqrt{\frac{|\Delta d|}{\lambda}} \approx h\sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (2.15)$$

Der Fresnel-Parameter  $v$  beschreibt also die Höhe bzw. den Abstand des Hindernisses multipliziert mit einem frequenz- und geometrieabhängigen Term, der negativ ist, wenn das Hindernis außerhalb der Sichtverbindung liegt. Der quadratische Term  $v^2$  ist entsprechend immer positiv.

Für den berechneten Pfad beträgt die relative elektrische Feldstärke  $E/E_0$  also:

$$\frac{E}{E_0} = e^{-j \frac{\pi}{2} v^2} \quad (2.16)$$

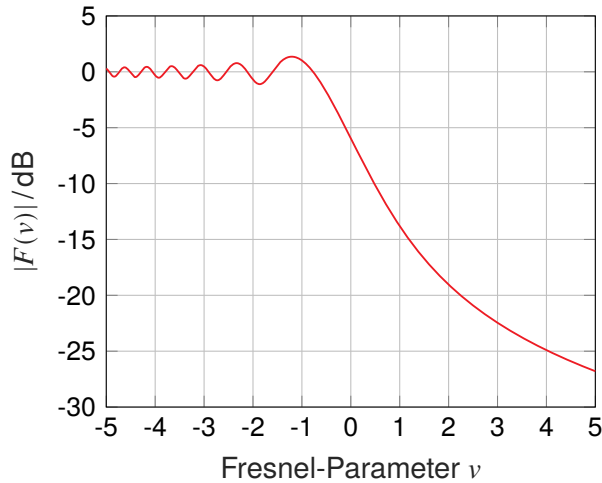


Abbildung 2.7: Beugungsdämpfung  $|F(v)|$  über den Fresnel-Parameter  $v$

Zur Bestimmung der Dämpfung an einem Ort muss das E-Feld von der Kante bis unendlich integriert werden. Die Herleitung und Lösung des Fresnelintegrals ist in Kapitel A.1 aufgeführt und in Abb. 2.7 logarithmisch dargestellt. Daraus lässt sich ablesen, dass für  $v = 0$ , also genau bei Abschattung des unteren Halbraums, eine Dämpfung von 6 dB vorliegt. Zur vereinfachten Anwendung existieren diverse analytische Näherungen [80].

### Fresnelzone

Die Beugungstheorie kommt ebenfalls bei Direktsichtverbindungen zur Anwendung, wenn Objekte in die sogenannte Fresnelzone hineinragen (Abbildung 2.8). Diese ist definiert als das Ellipsoid um die Sichtverbindungsachse, dessen Punkte auf der Oberfläche einen konstanten Phasenunterschied in Relation zur Sichtverbindung besitzen. Dabei liegen Sender und Empfänger in den beiden Brennpunkten des Ellipsoids. Die  $n$ -te Fresnelzone besitzt einen Gangunterschied von  $n \cdot \lambda/2$ :

$$a + b - d = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (2.17)$$

Zur Abschätzung der räumlichen Ausdehnung der ersten Fresnelzone kann der maximale Radius  $r_{\max}$  bei  $d/2$  betrachtet werden:

$$r_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d} \quad (2.18)$$

In der Praxis ist die zu erwartende Dämpfung vernachlässigbar, wenn die erste Fresnelzone frei von Hindernissen ist. Anderenfalls ergibt sich eine Zusatzdämpfung. Liegen Hindernisse senkrecht zur Zeichenebene nur teilweise in der Fresnelzone, fällt die resultierende Dämpfung entsprechend geringer als an der scharfen Kante aus [78].

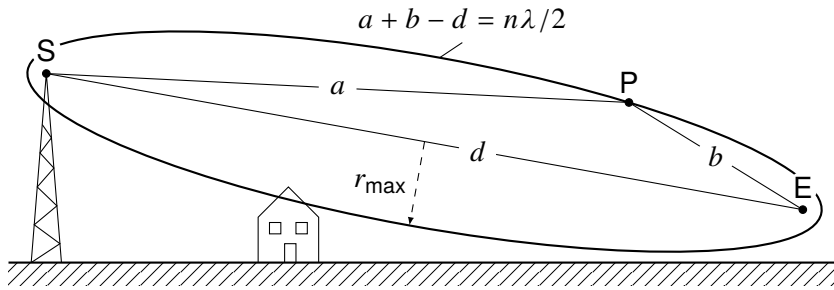


Abbildung 2.8: Ellipsoid der  $n$ -ten Fresnelzone mit Sender S und Empfänger E und einem Hindernis.

### Reales Terrain

In realen Szenarien finden sich außer bei scharfen Häuserkanten oder hochalpinen Bergkämmen nur selten scharfe Kanten, weshalb modifizierte Beugungsmodelle für verschiedene Szenarien existieren. Zunächst soll ein Modell eines einzelnen Zylinders z.B. als Annäherung an einen runden Bergrücken betrachtet werden (Abb. 2.9). Die International Communication Union (ITU) gibt in der Empfehlung P.526 an, dass sich die zu erwartende Dämpfung  $A$  als Beugung an einer scharfen Kante  $F(v)$  mit einem Zusatzverlust  $T$  berechnen lässt [80]:

$$A_{\text{Zylinder}} / \text{dB} = F(v) + T \quad (2.19)$$

Der Zusatzverlust  $T$  ist dabei eine Funktion der geometrischen Größen  $R$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $h$  und der Wellenlänge  $\lambda$  und kann der Literatur entnommen werden.

Die Funkausbreitungsdämpfung in realistischen topographischen Szenarien kann mit Hilfe eines Geländeschnittes deutlich genauer berechnet werden. Abb. 2.10 zeigt einen generischen Geländeschnitt mit diskreter horizontaler Auflösung. Dieser kann nach der Empfehlung der ITU durch kaskadierte Zylinder angenähert werden. Sender S und Empfänger E liegen auf Geländehöhe, werden vom Erdboden in dieser Betrachtung jedoch nicht beeinflusst. Punkt A ist der erste Tangentialpunkt am Gelände aus Sicht des Senders, Punkt B entsprechend aus Sicht des Empfängers. Die beiden Tangenten

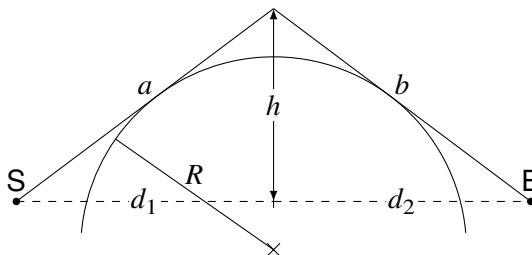


Abbildung 2.9: Modell für die Beugung am Zylinder (nach [80])

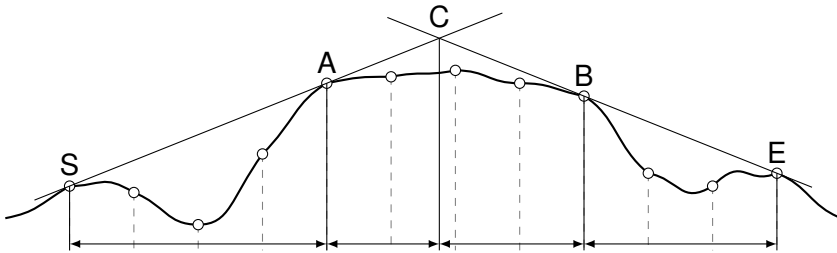


Abbildung 2.10: Modell für die Beugung im Terrain (nach [80])

schnitten sich in Punkt C. Sofern nur eine Spitze als Hindernis in der Strecke liegt, sind alle drei Punkte identisch.

Für längere Übertragungsstrecken kann das Modell kaskadiert werden, indem mehrere Zylinder hintereinander angenommen werden. Die Punkte B und E entsprechen dann S und A des nächsten Zylinders und so fort.

Die gesamte Beugungsdämpfung  $A_{\text{Terrain}}$  setzt sich nach [80] zusammen aus:

- Summe der Beugungsverluste  $A'_i$  des  $i$ -ten Zylinders
- Summe der Beugungsverluste  $A''$  auf den Strecken  $\overline{SA}$  und  $\overline{BE}$  aller weiteren Zylinder hervorgerufen durch Objekte in den entsprechenden Fresnel-Zonen
- Korrekturfaktor  $C_N$  aufgrund von Streuung über  $N$  sukzessive Zylinder

$$A_{\text{Terrain}} / \text{dB} = \sum_{i=1}^N A'_i + A''(\overline{SA})_1 + \sum_{i=1}^N A''(\overline{BE})_i - 20 \lg C_N \quad (2.20)$$

Für eine ausführliche Berechnung der Gesamtbeugungsdämpfung sei auf [80] verwiesen.

### 2.2.3 Pfadverlustmodelle

Zur Abschätzung der zu erwartenden Empfangsleistung in realen Szenarien existieren zahlreiche Modelle. Einen umfangreichen Kurzüberblick gibt [81]. Neben dem einfachen, aber universellen Zweibege-Modell wird das empirisch ermittelte Okumura-Modell mit seinen mathematischen Beschreibungen und das Longley-Rice-Modell betrachtet. Diese stellen Standardmodelle für die Ausbreitungsprädiktion im Mobilfunk dar.

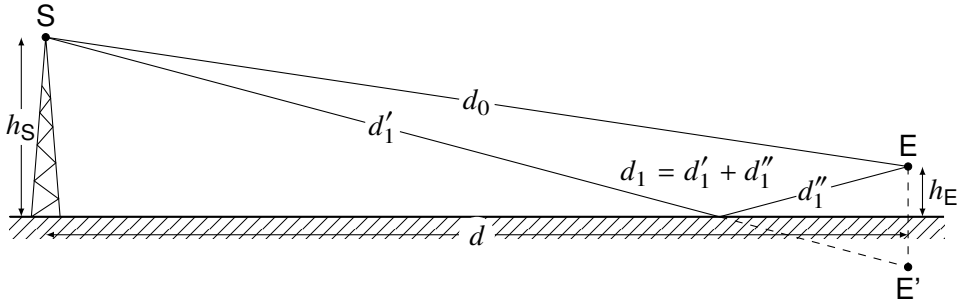


Abbildung 2.11: Zweiwegemodell

### Zweiwege-Modell

Das Zweiwege-Modell (engl. *ground reflection model*) ist ein analytisches Modell, welches neben der Sichtverbindung eine Reflexion am Erdboden einbezieht und im flachen Gelände universell anwendbar ist. Dabei befinden sich Sender und Empfänger in den entsprechenden Höhen  $h_S$  und  $h_E$  über Grund. Die Grundlinie wird mit  $d$  bezeichnet, die Sichtverbindung besitzt die Länge  $d_0$  und der reflektierte Pfad die Länge  $d_1$  (Abb. 2.11). Das Empfangssignal  $r(t)$  setzt sich zusammen aus der Addition des um  $\tau_0$  zeitlich verzögerten, gedämpften und phasenverschobenen Sendesignals  $s(t)$  der beiden Pfade:

$$r(t) = L_0 s(t - \tau_0) e^{-j2\pi \frac{d_0}{\lambda}} + r L_1 s(t - \tau_1) e^{-j2\pi \frac{d_1}{\lambda}} \quad (2.21)$$

Dabei sind  $L_0$  und  $L_1$  die Pfaddämpfungen auf Basis der entsprechenden Weglängen,  $r$  der Reflexionskoeffizient und  $\lambda$  die Wellenlänge des Trägers.

Mit der Annahme, dass  $s(t - \tau_0) \approx s(t - \tau_1)$  aufgrund einer kleinen relativen Bandbreite des Sendesignals, ergibt sich für die Empfangsleistung  $P_E$  mit  $\Delta d = d_1 - d_0$ :

$$P_E = |r(t)|^2 = P_S \cdot L_0^2 \left| 1 + r \cdot \frac{L_1}{L_0} e^{-j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda}} \right|^2 \quad (2.22)$$

Mit der Freiraumdämpfung aus Gleichung (2.2) gilt:

$$P_E = P_S G_S G_E \left( \frac{\lambda}{4\pi d_0} \right)^2 \cdot \left| 1 + r \cdot \frac{d_0}{d_1} e^{-j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda}} \right|^2 \quad (2.23)$$

Je nach horizontaler oder vertikaler Polarisierung unterscheidet sich der Reflexionsfaktor  $r$  und muss entsprechend eingesetzt werden (siehe Kapitel 2.2.2). In Abbildung 2.12 ist der Pfadverlust über die logarithmisch aufgetragene Distanz dargestellt. Im Nahbereich ist die Empfangsleistung nahezu konstant, da die Höhe des Sendemasts größer als die Entfernung am Boden ist. Bei mittleren Entfernungen ist die Polarisierung relevant: Bei horizontaler Polarisierung ist der Reflexionsfaktor immer negativ. Dadurch kommt

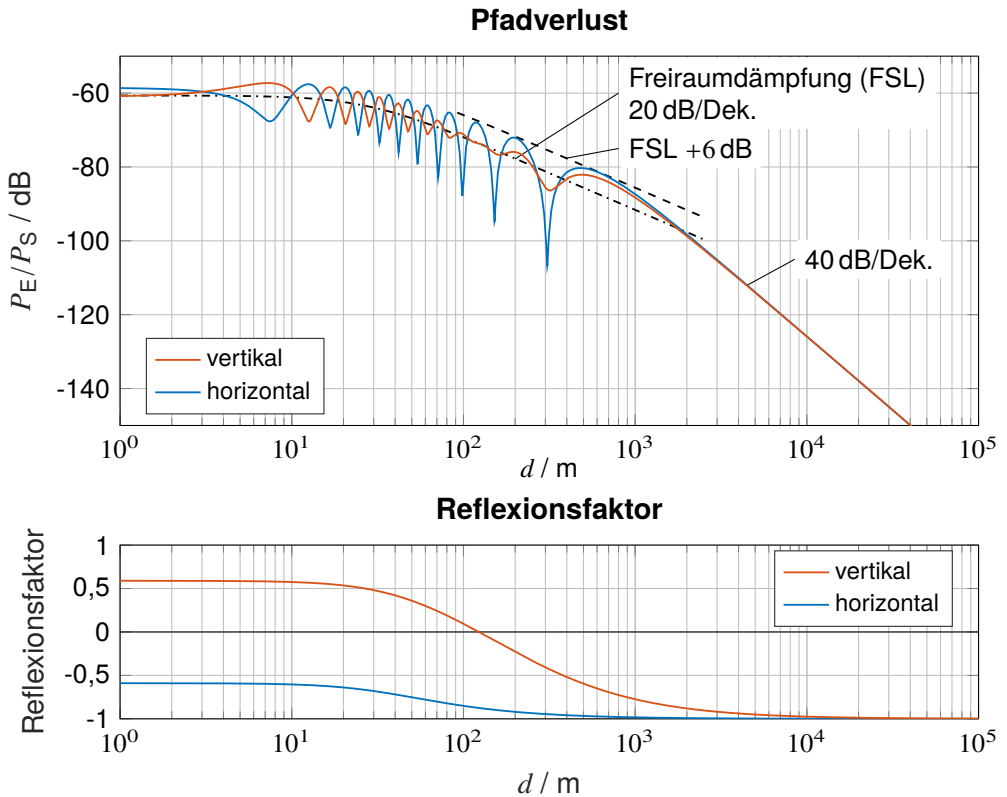


Abbildung 2.12: Pfadverlust und Reflexionsfaktor des Zweiwegemodells über die Distanz für vertikale und horizontale Polarisation ( $f = 900 \text{ MHz}$ ,  $h_S = 30 \text{ m}$ ,  $h_E = 1,7 \text{ m}$ ,  $\varepsilon_r = 15$ ,  $\sigma = 0$ ).

es für jeden Weglängenunterschied  $\Delta d = \lambda/2 + n\lambda$  zu konstruktiver Überlagerung und folglich zu einem Gewinn von etwa 6 dB gegenüber der Freiraumausbreitung und bei  $\Delta d = n\lambda$  zu destruktiver Interferenz und somit einer starken Auslöschung. Bei vertikaler Polarisation bewegt sich der Reflexionsfaktor vom Positiven ins Negative und nähert sich asymptotisch der  $-1$ . Nahe des Brewsterwinkels ist er betragsmäßig klein, wodurch der räumliche Schwund klein ist und etwa der Freiraumdämpfung der Sichtverbindung entspricht. Für große Entfernungen ergibt sich ein Pfadverlust proportional zu  $d^{-4}$  bzw. 40 dB/Dekade und weist keine Schwundeinbrüche mehr auf, da sich die Weglängen angleichen und die Phasenverschiebung des am Boden reflektierte Signals asymptotisch  $180^\circ$  annähert.

## Okumura-Hata- und COST-Hata-Modell

Das Okumura-Hata und das COST-Hata-Modell sind zwei empirische Kanalmodelle zur Abschätzung der Pfaddämpfung im städtischen Umfeld. Beide basieren auf dem 1968 als Kurvenschar graphisch aufgetragenen Okumura-Modell, welches aus Messungen im damaligen Tokyo generiert wurde und die mittlere Dämpfung in Abhängigkeit der Frequenz, der Entfernung und der effektiven Höhen des Senders und des Empfängers beschreibt. 1980 formulierte Hata die Graphen von Okumura mathematisch als Gleichungen, schränkte jedoch den Frequenzbereich auf 150 MHz bis 1500 MHz ein [77]:

$$L_{50}/\text{dB} = 69,55 + 26,16 \log f_c - 13,82 \log h_t - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d + C \quad (2.24)$$

mit der Trägerfrequenz  $f_c$ , der Senderhöhe  $h_t$ , der Empfängerhöhe  $h_r$  und dem Korrekturfaktor  $a(h_r)$ .

$$\text{kleinere Stadt: } a(h_r) = (1,1 \log f_c - 0,7)h_r - (1,56 \log f_c - 0,8)$$

$$\text{Großstadt: } a(h_r) = 3,2[\log(11,75h_r)]^2 - 4,97$$

Je nach Gebiet wird ein Korrekturfaktor  $C$  berücksichtigt:

$$\text{urban: } C/\text{dB} = 0$$

$$\text{suburban: } C/\text{dB} = -2[\log(f_c/28)]^2 - 5,4$$

$$\text{offen: } C/\text{dB} = -4,78(\log f_c)^2 + 18,33 \log f_c - 40,94$$

Unter der Bezeichnung COST-Hata erfolgte 1999 eine Erweiterung auf den Frequenzbereich zwischen 1500 MHz und 2000 MHz:

$$L_{50}/\text{dB} = 46,3 + 33,9 \log f_c - 13,82 \log h_t - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log h_t) \log d + C \quad (2.25)$$

mit den Werten des Okumura-Hata-Modells und dem Korrekturfaktor  $C = 0$  dB für städtische Gebiete und  $C = 3$  dB für Innenstädte. Beide Modelle besitzen folgende Einschränkungen:

$$30 \leq h_t/\text{m} \leq 200$$

$$1 \leq h_r/\text{m} \leq 10$$

$$1 \leq d/\text{km} \leq 20$$

Die Modelle gelten also hauptsächlich für hohe Sendemasten in städtischen und flachen Gebieten mit relativ geringen Reichweiten. Für großflächigere Gebiete mit größeren topographischen Einflüssen sind sie nur bedingt anwendbar.

## Longley-Rice-Modell

Das Longley-Rice-Modell, auch als Irregular Terrain Model (ITM) bezeichnet, ist ein generisches Ausbreitungsmodell, das die statistische Ausbreitungsdämpfung unter Einbeziehung der Topographie beschreibt. Das Modell wurde 1968 veröffentlicht und in den 1980er Jahren überarbeitet und stellt bis heute eines der wichtigsten Standard-Funkausbreitungsmodelle für den Frequenzbereich von 20 MHz bis 20 GHz dar. Eine Standardimplementierung ist öffentlich abrufbar [82]. Darauf aufbauend existieren mehrere Programme, die die Nutzereingabe und Ausgabe vereinfachen (z.B. SPLAT! - siehe Kapitel 6.2.1). Folgende Parameter gehen in das Modell ein:

- Frequenz
- Entfernung bzw. Koordinaten der Sende- und Empfangsstelle
- Antennenhöhen über Grund
- Polarisierung
- Bodeneigenschaften (Leitfähigkeit, Permittivität, atmosphärischer Brechungsindex)
- Klimazone
- Statistische Parameter

Das Longley-Rice-Modell besteht aus zwei Modi: Im Punkt-zu-Punkt-Modus wird die Streckendämpfung zwischen Sende- und Empfangsstelle berechnet. Im Flächenmodus wird hingegen die Dämpfung in einer Ebene mit gegebener statistischer Geländerauigkeit berechnet. Liegt ein gerastertes Geländemodell vor, kann die Streckendämpfung für jeden Punkt im Gelände durch wiederholte Berechnung im Punkt-zu-Punkt-Modus bestimmt werden (siehe Kapitel 6). Zunächst erfolgt eine Einbeziehung der Erdkrümmung in die geometrischen Beziehungen. Anschließend erfolgt die Berechnung der zusätzlich zur Freiraumausbreitung wirkenden Dämpfung anhand einer Fallunterscheidung [77]:

- Direktsichtzone: Befindet sich der Empfänger in direkter Sicht zum Sender, wird das Zweiwegemodell mit zusätzlichen Beugungsverlusten angewandt.
- Beugungszone: Liegt ein Hindernis in der Direktsichtlinie, erfolgt für den nah dahinter liegenden Bereich eine Berechnung aus der Beugung an einer scharfen Kante und den Beugungsverlusten an der flachen Erde. Bei Vorliegen mehrerer Kanten wird die Epstein-Peterson-Näherung genutzt [77].
- Streuungszone: Bei größeren Entfernungen zum Hindernis werden Beugungs- oder Streuverluste angenommen, je nachdem, welche kleiner sind.

Beim Longley-Rice-Modell handelt es sich um kein *Raytracing*-Verfahren, da jeweils nur der Geländeschnitt in der Sichtverbindungsachse betrachtet wird. Reflexionen an abseits der Sichtverbindung liegenden Gegenständen (z.B. an Gebäuden oder Felswänden) bleiben somit unbetrachtet.

## 2.2.4 Mehrwegeausbreitung

Durch Reflexion, Brechung und Beugung gelangt das Sendesignal typischerweise auf verschiedenen Pfaden zum Empfänger und überlagert sich dort entsprechend. Je nach Zeitversatz und Phasenlage kommt es zu frequenzabhängigen konstruktiven und destruktiven Interferenzen. Pfade mit eindeutig trennbaren Verzögerungszeiten werden im Zeitbereich als Taps bezeichnet. Bewegen sich Sender, Empfänger oder Objekte, führt dies zu einem zusätzlichen Frequenzversatz und einer zeitvarianten Kanalimpulsantwort. Für das Szenario der Mobilfunklogger kann dies jedoch vernachlässigt werden. In diesem Fall kann die zeitinvariante Kanalimpulsantwort  $h(\tau)$  als Summe zeitlich verzögerter Dirac-Impulse („Taps“) mit komplexwertigen Kanalkoeffizienten  $a_i$  formuliert werden:

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.26)$$

In Abbildung 2.13 sind vier im GSM-Standard definierte Impulsantworten dargestellt [83]. Für eine robuste Demodulation bei starken Mehrwegen muss der Empfänger die Kanalimpulsantwort schätzen und das Empfangssignal entsprechend entzerren. Die Schätzung ist aufgrund der zeitlichen Varianz des Kanals nur innerhalb der Kohärenzzeit des Kanals gültig und muss danach wieder neu geschätzt werden.

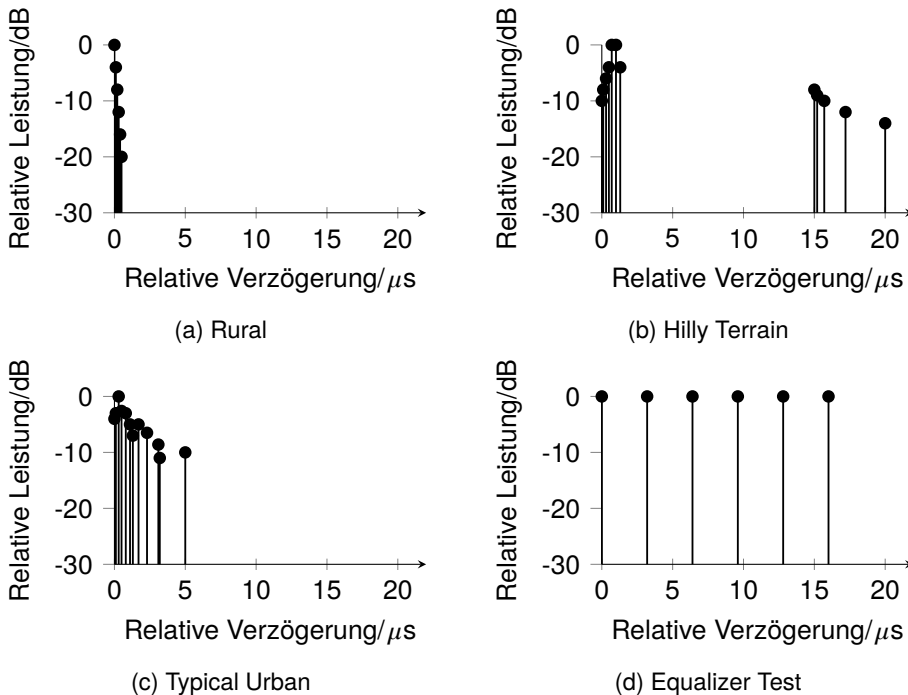


Abbildung 2.13: Im GSM-Standard definierte Standard-Kanalimpulsantworten [83].

## 2.3 Global System for Mobile Communications (GSM)

Der Mobilfunkstandard Global System for Mobile Communications (GSM) wurde in den 1980er-Jahren als erster europäischer, digitaler Mobilfunkstandard entwickelt und 1990 in seiner ersten Version standardisiert. Anfang der 1990er Jahre wurden in zahlreichen Ländern weltweit GSM-Netze aufgebaut und werden fast ausnahmslos bis heute betrieben. GSM stellt wegen seiner großen Verbreitung und begrenzten Bandanzahl<sup>1</sup> immer noch global eine Rückfallmöglichkeit für Telefonie oder die Übertragung geringer Datenmengen dar.

Ein Hauptaugenmerk bei der Standardisierung von GSM lag auf der Wahl der Modulation, welche energieeffiziente Verstärker mit geringem Aufwand ermöglicht. Mit Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) wurde ein Modulationsverfahren mit konstanter Einhüllenden gewählt, wodurch die Linearitätsanforderung an den Leistungsverstärker gering sind und mit einfachen Architekturen eine hohe Leistungseffizienz erreicht werden kann: Der Scheitel- bzw. Crest-Faktor von GMSK beträgt 1 beziehungsweise das Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) 0 dB. Die später eingeführte Erweiterung Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE) ermöglicht aufgrund der Nutzung einer 8-PSK-Modulation deutlich höhere Nutzdatenraten bei größerer Komplexität. Die Signalisierungskanäle, die auch den gesuchten Zellidentifikator beinhalten, sind jedoch unverändert GMSK-moduliert. Eine systemtheoretische Betrachtung von GMSK und möglichen Demodulationsverfahren erfolgt in Kapitel 3.

Die Symbolrate in GSM beträgt einheitlich 270,833 kSym/s, was einer Symboldauer von  $T_s = 3,69 \mu\text{s}$  entspricht. Die spektrale Effizienz von GMSK beträgt prinzipiell 1 Bit/s/Hz, aufgrund der Gaußfilterung mit einem Zeitbandbreiteprodukt  $BT = 0,3$  und der Wahl eines Kanalarasters von 200 kHz wurde die spektrale Effizienz in GSM auf 1,35 Bit/s/Hz erhöht, jedoch auf Kosten von Kanalübersprechen und einer Intersymbolinterferenz (ISI).

Zur Trennung der Sende- und Empfangsrichtung wird in GSM ein Frequenzmultiplexverfahren eingesetzt. Der Mehrfachzugriff erfolgt durch ein Zeitmultiplexverfahren (Time Division Multiple Access (TDMA)) mit einer Einteilung in Zeitschlitze [84].

### 2.3.1 Zellulärer Aufbau

Jede GSM-Mobilfunkzelle besitzt mit der Cell Global Identity (CGI) eine weltweit eindeutige Kennung, die unverschlüsselt im Broadcast Control Channel (BCCH) ausgesendet wird. Diese besteht aus vier Bestandteilen:

- Der Mobile Country Code (MCC) ist für jedes Land eindeutig. Beispiel: 262 für Deutschland.
- Der Mobile Network Code (MNC) beschreibt den Netzbetreiber. In Deutschland kommen neben kleineren Testnetzen hauptsächlich drei MNCs zum Einsatz: 01 für Telekom, 02 für Vodafone, 03 für Telefónica (Stand 2022).

<sup>1</sup>900 MHz/1800 MHz und 850 MHz/1900 MHz

- Der Location Area Code (LAC) beschreibt eine Zusammenfassung mehrerer Mobilfunkzellen. Meist sind mehrere hundert Zellen in einer Location Area so zusammengefasst, dass die Netzplanung für eine gewisse Teilnehmeranzahl wirtschaftlich ist. In Großstädten erstrecken sich Location Areas meist über größere Stadtteile, wohingegen kleinere Städte häufig in einer einzigen Location Area liegen oder auf dem Land durchaus größere Gebiete von mehreren hundert Quadratkilometern zusammengefasst werden.
- Die Cell Identity (CI) beschreibt die einzelne Funkzelle. Sie unterscheidet sich damit auch an einem Standort für jeden Sektor.

Während MCC und MNC international respektive national festgelegt werden, können Netzbetreiber ihre CIs und deren Zusammenschluss in LACs selbst definieren und z.B. auch lastabhängig variieren. Anhand der Zellinformationen ist noch kein unmittelbarer Rückschluss auf den Sendestandort der Base Transceiver Station (BTS) möglich, da die Netzbetreiber ihre Netzplanung normalerweise nicht offenlegen. In der öffentlichen Standortdatenbank der Bundesnetzagentur sind zwar alle Mobilfunkstandorte in Deutschland mit ihren geographischen Koordinaten, der Höhe über Grund und der Hauptstrahlrichtungen verzeichnet, allerdings ohne Angabe der CGI [85]. Deren Vergabe ist Gegenstand der Netzplanung der Netzbetreiber und nicht der Regulierungsbehörde. Auf Anfrage stellten alle drei deutschen Netzbetreiber die Standortdaten ihrer Mobilfunkzellen im Rahmen des Forschungsprojektes Mobile-BAT zur Verfügung (siehe Kapitel 6).

Im Folgenden werden die zum Auslesen der CGI relevanten physikalischen Burstarten und logischen Kanäle des Downlinks betrachtet.

### 2.3.2 Physikalische Bursts

Im GSM-Standard werden die Symbole vor der GMSK-Modulation invers-differentiell vorkodiert:

$$\hat{d}_i = d_i \oplus d_{i-1} \quad (2.27)$$

In der linearisierten Darstellung eines GMSK-Modulators ist ersichtlich, dass dessen inhärente differentielle Kodierung mit der in GSM verwendeten inversen Vorkodierung sendeseitig kompensiert wird (Abb. 2.14). Anderenfalls würde eine empfangsseitig benötigte differentielle Dekodierung unmittelbar zu einer Verdopplung der Bitfehlerrate führen würde.

Ein physikalischer Burst besitzt eine Länge von 577  $\mu\text{s}$  bzw. 156,25 Symbolen. Alle Bursts sind zur Kollisionsvermeidung durch einen 8,25 Bitperioden langen Schutzabstand (*guard period*) voneinander getrennt, während dessen keine Aussendung erfolgt. Am Anfang und Ende werden drei feste Bits (*tail bits*) eingefügt, die zum Hoch- bzw. Herunterfahren der Sendeleistung und somit zur Begrenzung der spektralen Maske genutzt werden und keine Information beinhalten. Abb. 2.15 zeigt die drei GSM-Burst-Arten, die zur Synchronisation und zum Auslesen der CGI relevant sind:

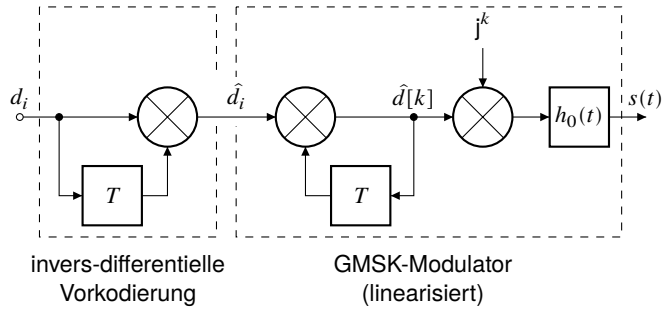


Abbildung 2.14: Schematische Darstellung des GMSK-Modulators mit invers-differenzieller Vorkodierung in GSM.

**Frequency Correction Burst (FB)**

3	142 Bit Logische Null	38,25
---	--------------------------	-------

**Synchronization Burst (SB)**

3	39 Bit Daten	64 Bit Training	39 Bit Daten	38,25
---	-----------------	--------------------	-----------------	-------

**Normal Burst (NB)**

3	57 Bit Daten	26 Bit Training	57 Bit Daten	38,25
---	-----------------	--------------------	-----------------	-------

Abbildung 2.15: Die drei relevanten GSM-Burst-Arten.

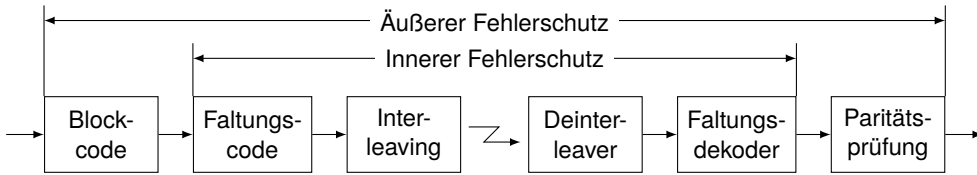


Abbildung 2.16: Zweistufige Kanalkodierung in GSM (nach [84]).

Der **Frequency Correction Burst (FB)** beinhaltet über seine gesamte Länge logische Nullen. Aufgrund der GMSK-Modulation entspricht dies im Konstellationsdiagramm einer konstanten Rotation um  $\pi/2$  pro Symbol gegen den Uhrzeigersinn. Im Spektrum betrachtet entspricht dies einem konstanten Sinus, welcher sich  $1625/24 \text{ kHz} = 67,708\bar{3} \text{ kHz}$  oberhalb der Kanalmitte befindet. Ein GSM-Empfänger kann sich dadurch sehr einfach in Frequenz und Zeit mit der Basisstation grob synchronisieren.

Der **Synchronization Burst (SB)** beinhaltet in seiner Mitte eine 64 Bit lange, konstante Trainingssequenz, die gute Korrelationseigenschaften besitzt und dadurch sowohl zur Kanalschätzung, als auch zur symbolgenauen zeitlichen Synchronisation genutzt wird. Die 78 Nutzdatsensymbole sind faltungs- und blockkodiert und übertragen den Synchronization Channel (SCH), welcher die laufende Rahmennummer und den Base Station Identity Code (BSIC) enthält. Anhand dessen erfährt der Empfänger, welche Trainingssequenz im Normal Burst verwendet wird.

Der **Normal Burst (NB)** besitzt zugunsten von mehr Nutzdaten eine kürzere Trainingssequenz, welche zur Trennung benachbarter Zellen aus acht vordefinierten Folgen ausgewählt wird und im BSIC mitgeteilt wurde. An die Trainingssequenz sind je ein Signalisierungsbit (*stealing flag*) angeschlossen, mit denen Signalisierungskanäle von Nutzdaten unterschieden werden. Die 114 Nutzdatsensymbole sind genauso wie die des SB faltungs- und blockkodiert, wobei z.B. beim BCCH zusätzlich eine Verschachtelung (*interleaving*) über vier Bursts zur Erhöhung der Robustheit gegen Schwund erfolgt.

### 2.3.3 Logische Kanäle

#### Frequency Correction Channel (FCCH)

GSM-Basisstationen leiten ihre Systemtakte und Frequenzsynthesizer von hochgenauen Frequenznormalen ab. Endgeräte besitzen aus Energie- und Kostengründen deutlich ungenauere und instabilere Taktquellen und müssen sich dafür regelmäßig auf die Basisstation synchronisieren. Dabei muss sowohl die Frequenz, als auch die Zeit ausreichend genau synchronisiert werden. Der Frequency Correction Channel (FCCH) wird periodisch als FBs ausgesendet, welche alle 46,15 ms (50,765 ms mit Idle-Frame) wiederholt werden. Neben einer ersten Frequenzsynchronisation ermöglicht der FCCH zudem eine grobe Zeitsynchronisation innerhalb der Rahmenstruktur.

#### Synchronization Channel (SCH)

Der Synchronization Channel (SCH) wird jeweils als einzelner SB ein Frame nach dem FCCH ausgesendet. Er dient der symbolgenauen zeitlichen Synchronisation und ermöglicht aufgrund seiner längeren Trainingssequenz eine zuverlässige Kanalschätzung. Der SB wird gebildet aus dem 25 Bit langen SCH, einem angehängten Cyclic Redundancy Check (CRC)-Blockcode von 10 Bit und 4 fixen Tailbits. Anschließend erfolgt eine Faltungskodierung mit einer Coderate von  $R = 1/2$ , woraus sich 78 Bit ergeben. Die 39 Bit lange, fixe Trainingssequenz wird in der Mitte eingefügt.

Der SCH beinhaltet die Reduced Frame Number (RFN) des aktuellen TDMA-Rahmens bestehend aus  $T1$ ,  $T2$  und  $T3'$  und den Base Station Identity Code (BSIC), welcher aus dem Network Color Code (NCC) und dem Base Station Color Code (BCC) besteht (vgl. Kapitel 2.3.4):

Parameter	Länge	Wertebereich	Beschreibung	
BSIC	NCC	3 Bit	[0...7]	Farbcode des Netzwerks
	BCC	3 Bit	[0...7]	Farbcode der Zelle
RFN	T1	11 Bit	[0...2047]	Aktueller Superframe im Hyperframe
	T2	5 Bit	[0...25]	Aktueller Multiframe im Superframe
	T3'	3 Bit	[0...4]	Aktueller Zehnerrahmen im Multiframe

Die vollständige Rahmennummer (FN) berechnet sich aus der RFN:

$$FN = 51 \cdot ((T3 - T2) \bmod 26) + T3 + 51 \cdot 26 \cdot T1$$

mit  $T3 = 10 \cdot T3' + 1$

In Anhang A.2 ist die Dekodierung und Bitzuordnung eines SCH anhand eines Beispiels verdeutlicht.

## Broadcast Control Channel (BCCH)

Der Broadcast Control Channel (BCCH) wird einmal pro Multiframe ausgesendet und enthält eine „System Information Message“, welche Netzinformationen wie die Zellinformationen, technische Fähigkeiten, zulässige Sendeleistungen oder eine Nachbarkanalliste beinhaltet. Zum Dekodieren des unverschlüsselten BCCH muss das Endgerät noch nicht im Netz eingewählt sein. Der BCCH besteht jeweils aus vier hintereinander folgenden Normal Bursts, die zur Robustheit untereinander verschränkt sind. Die Interleaving-Vorschrift  $i(B,j)$  zur Abbildung des  $k$ -ten Bits der zuvor faltungskodierten Datensequenz  $c(k)$  des BCCHs auf das  $j$ -te Bit des  $B$ -ten Bursts lautet gemäß GSM-Standard [86]:

$$i(B,j) = c(k) \quad \text{mit} \quad \begin{cases} k = 0,1, \dots, 455 \\ B = (k \bmod 4) \\ j = \frac{2((49 \cdot k) \bmod 57)}{\in\{0,1,\dots,112\}} + \frac{(k \bmod 8)/4}{\in\{0,1\}} \end{cases} \quad (2.28)$$

Die „System Information Messages“ sind in mehrere Typen eingeteilt und pro BCCH wird ein Typ übertragen. Der Type Code (TC) gibt die Typgruppe der Systemmeldung im aktuellen Multiframe an und berechnet sich aus der Frame Number (FN):

$$TC = (FN/51) \bmod 8 = ((T3 - T2) \bmod 26 + 2 \cdot T1) \bmod 8$$

Die gesuchte CGI wird im SI Typ 3, also bei  $TC = 2$  und  $TC = 6$  übertragen und periodisch alle 942 ms ausgesendet. Bereits nach der Dekodierung eines SCH ist die aktuelle FN und somit der TC bekannt. Daraus lässt sich die Wartezeit bis zum nächsten BCCH mit SI Typ 3 bestimmen (vgl. Abb. 2.17).

Tabelle 2.1: Zuordnung und Informationen der System Information Messages in Abhängigkeit vom TC.

TC	System Information Message	Informationen (Auszug)
0	Type 1	ARFCN
1	Type 2	Nachbarkanalliste
2, 6	Type 3	Cell Identity, Location Area Identification
3, 7	Type 4	Location Area Identification
4, 5	weitere	

In Anhang A.3 ist die Bitzuordnung und Interpretation einer System Information Message Type 3 anhand eines Beispiels aufgeführt. Bemerkenswert ist die unterschiedliche Interpretation von LAC und CI als Hexadezimalzahl und MCC und MNC als binärkodierte Dezimalzahl (BCD).

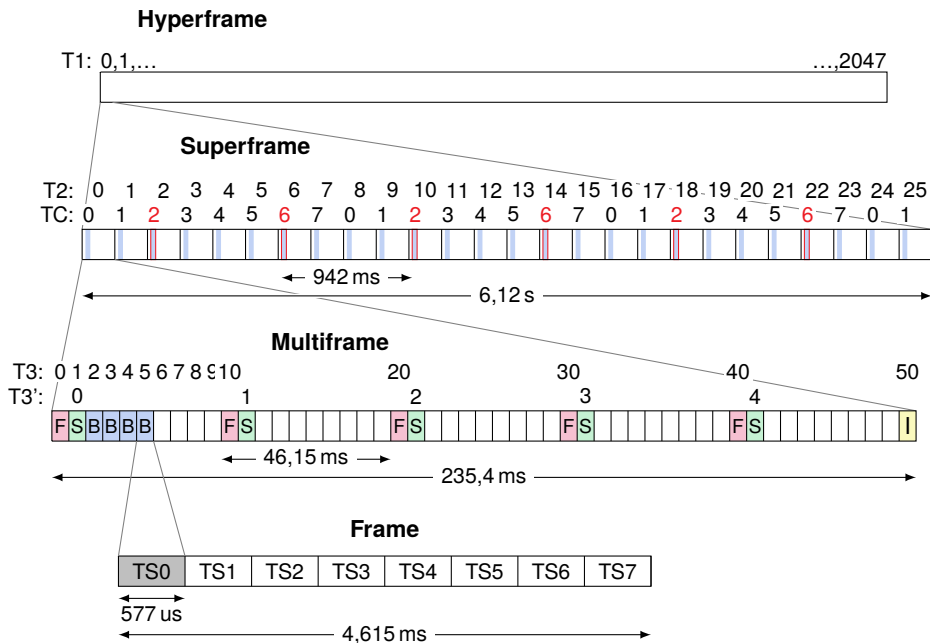


Abbildung 2.17: GSM-Rahmenstruktur des Downlinks im nullten Timeslot (TS0). Die Positionen der „System Information Messages Type 3“ im Superframe (rot markiert) sind abhängig von der Position im Hyperframe (T1) und hier für T1=0 dargestellt (F=FCCH, S=SCH, B=BCCH, I=Idle).

### 2.3.4 Rahmenstruktur

Der GSM-Downlink ist in eine mehrfach untergliederte Rahmenstruktur eingeteilt (siehe Abb. 2.17). Jedes Frame besteht aus acht Bursts. Jeweils der nullte Zeitschlitz wird als Kontrollkanal verwendet – die übrigen Zeitschlitz dienen primär der Nutzkommunikation und sind für die Zellidentifikation nicht relevant. Je 51 Frames werden zu einem Multiframe zusammengefasst, in welchem FCCH und SCH fünf Mal, und der BCCH einmal ausgesendet werden. Nur bei  $T3' = 0$  folgt der nächste BCCH noch im aktuellen Multiframe, ansonsten liegt dieser erst im nächsten Multiframe. Das letzte Frame ( $T3 = 50$ ) ist ein Idle-Frame, in dem keine Aussendung erfolgt. 26 Multiframe werden in einem Superframe, 2048 Superframe in einem Hyperframe zusammengefasst.

Der BCCH, welcher die System Information Message Type 3 und somit die gesuchte Zellidentität beinhaltet, wiederholt sich alle 942 ms. Somit beträgt die Wartezeit nach Dekodierung eines SCH minimal 4,614 ms und maximal knapp eine Sekunde.



## 3.1 Phasenkontinuierliche Modulationsverfahren

Phasenkontinuierliche Modulationsverfahren (*Continuous-Phase Modulation* - CPM) ist ein Überbegriff für Modulationen, die einen stetigen Phasenverlauf aufweisen. Im Gegensatz zu hart phasenumtastende Verfahren weisen diese günstigere spektrale Eigenschaften auf. Da die konkrete Signalform von den modulierten Symbolen abhängt, sind CPM-Verfahren gedächtnisbehaftet [87].

### 3.1.1 FSK

Bei der Frequenzumtastung (*Frequency Shift Keying* - FSK) handelt es sich um ein digitales Modulationsverfahren, bei dem die Symbole durch unterschiedliche Frequenzen dargestellt werden. Prinzipiell ist eine  $N$ -fache Umtastung (N-FSK) durch Umschalten von  $N$  unsynchronisierten Oszillatoren realisierbar, allerdings ist der Phasenübergang zum Schaltzeitpunkt in der Regel unstetig und sorgt für ein entsprechend breites Spektrum. Deshalb wird in praktischen Realisierungen normalerweise eine Phasenkontinuität sichergestellt, was korrekterweise als phasenkontinuierliche Frequenzumtastung bezeichnet wird. Da dies den Regelfall darstellt, wird im Weiteren der Begriff FSK für die phasenkontinuierliche Frequenzumtastung verwendet.

Bei einer 2-FSK wird zwischen zwei Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  umgeschaltet und somit ein Bit pro Symbol übertragen. Als Frequenzhub  $\Delta f$  wird die Differenz zur Mittenfrequenz bezeichnet, also  $\Delta f = |f_1 - f_2|/2$ . Der Modulationsindex  $\eta$  ist definiert als

$$\eta = 2 \cdot \Delta f \cdot T \quad (3.1)$$

und beschreibt das Verhältnis aus dem Frequenzabstand zur gewählten Symbolrate. Pro Symbolübergang beträgt der Phasenhub  $\varphi$  also

$$\varphi(kT) - \varphi((k-1)T) = \pm\pi \cdot \eta \quad (3.2)$$

In Abbildung 3.1 sind das Spektrum und mögliche Phasenübergänge eines 2-FSK-Signals dargestellt.

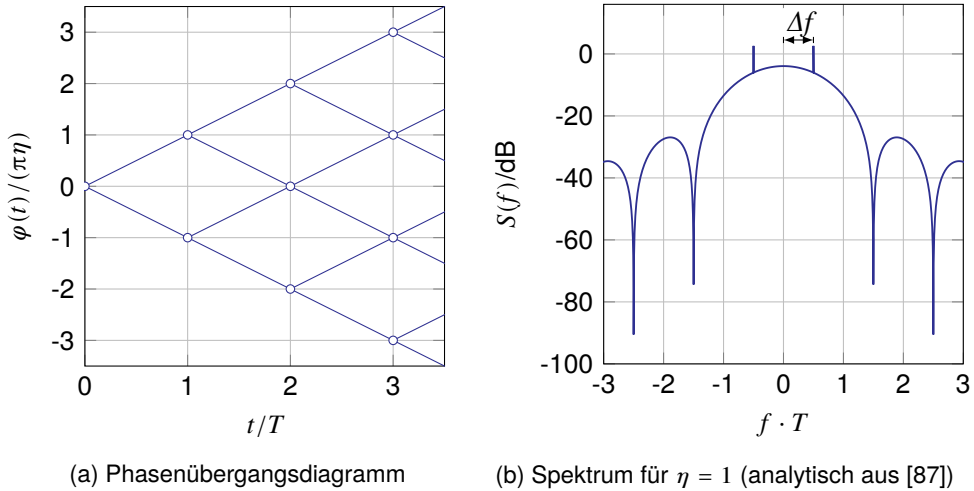


Abbildung 3.1: Phasenübergangsdiagramm und Spektrum einer 2-FSK.

### 3.1.2 (G)MSK

Bei Wahl eines Modulationsindex' von  $\eta = 0,5$  beziehungsweise eines Frequenzhubs von  $\Delta f = 1/(4T)$  beträgt der Phasenhub pro Symbolübergang exakt  $\pi/2$ . Dies ist der kleinst mögliche Hub, bei dem die Signalelemente orthogonal zueinander sind, daher die Bezeichnung Minimum-Shift Keying (MSK). Entsprechend kann eine MSK auch als BPSK eines jeweils um  $90^\circ$  weitergedrehten Trägers betrachtet werden. Eine MSK kann mit einem phasenkontinuierlichen FSK-Modulator generiert und prinzipiell mit einem nicht-kohärenten FSK-Demodulator demoduliert werden. Mit kohärenten Demodulationsverfahren kann jedoch eine größere Sensitivität erzielt werden.

Zur Verringerung der spektralen Bandbreite können die Sendepulse gefiltert werden. Dies bewirkt wiederum eine zeitliche Aufweitung und Überlappung benachbarter Symbole, was sich in einer ISI äußert. Diese kann mit einem Maximum-Likelihood Sequence Estimator (MLSE)-Demodulator ausgeglichen werden.

GMSK ist ein nichtlineares Modulationsverfahren, kann aber mit Hilfe der Laurent-Approximation linearisiert dargestellt werden [88]. Der gaußförmige Grundpuls wird hierbei als Reihe entwickelt, wobei bereits nach dem ersten Glied ( $c_0$ ) abgebrochen werden kann. Der dadurch entstehende Fehler ist klein genug und die Vorteile einer linearen Demodulation überwiegen deutlich.

In Abbildung 3.2 sind die Spektren einer MSK und einer GMSK mit  $BT = 0,3$  dargestellt. Im Phasenübergangsdiagramm lässt sich die verbreiterte Symboldauer und die damit einhergehende ISI der GMSK erkennen. Die Augendiagramme der Momentanfrequenz und der komplexen Signalkomponenten sind in Abb. 3.3 geplottet.

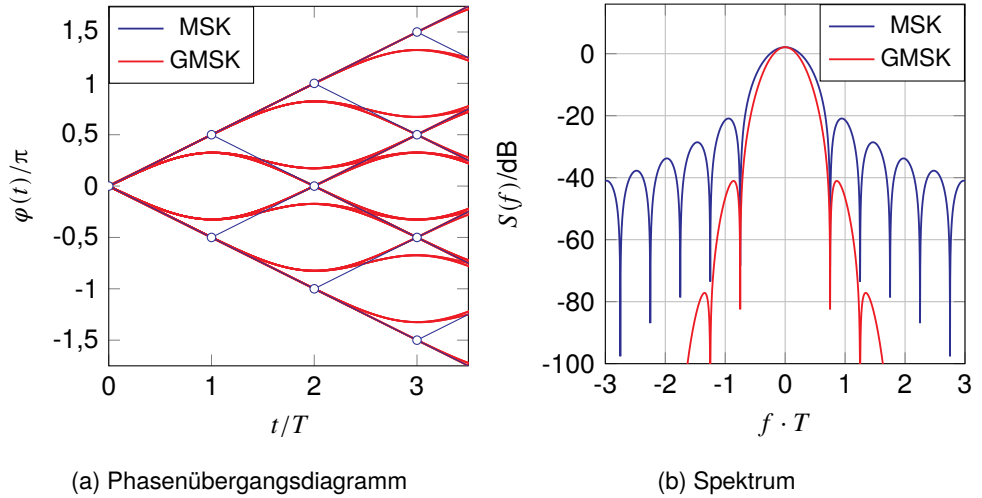


Abbildung 3.2: Phasenübergangsdiagramm und Spektrum einer MSK und GMSK mit  $BT = 0,3$ .

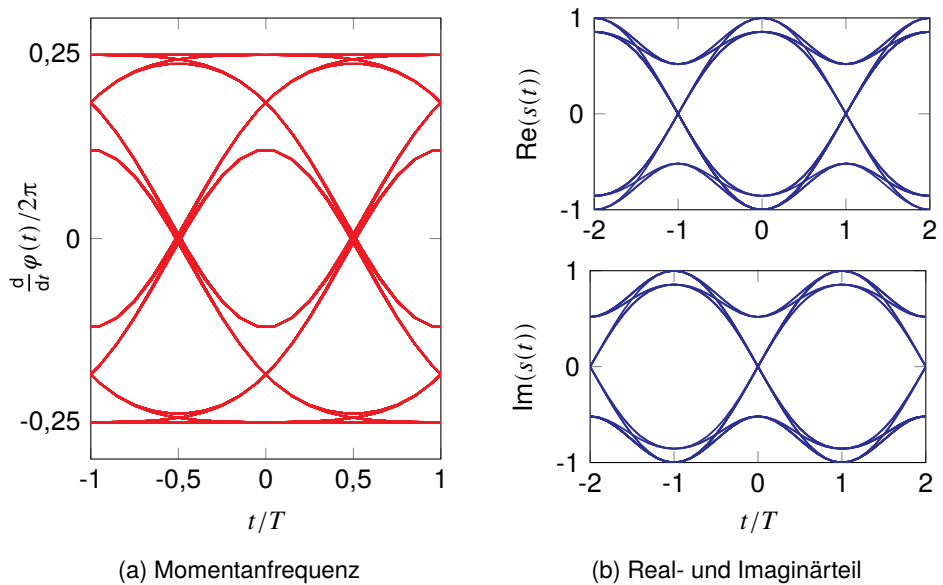


Abbildung 3.3: Augendiagramme eines GMSK-modulierten Signals mit  $BT = 0,3$ .

## 3.2 Demodulationsverfahren für GMSK

### 3.2.1 Inkohärente und kohärente Demodulation

GMSK-Signale können sowohl inkohärent, als auch kohärent demoduliert werden. Aufgrund der Intersymbolinterferenz sollte jedoch in beiden Fällen eine verzögerte Symbolentscheidung getroffen werden (Viterbi-Dekoder).

Die inkohärente Demodulation basiert auf einem Frequenzdiskriminator, in dem zwei gefilterte Signale mit anschließender Einhüllendendetektion verglichen werden (s. Abb. 3.4). Somit liegen am Ausgang keine absoluten Frequenz- und Phaseninformationen vor. Die Filter sind für zwei unterschiedliche Frequenzen ausgeführt und werden üblicherweise als Optimalfilter (engl. *matched filter*) implementiert. Die Taktrückgewinnung geschieht erst nach der Detektion. Von Vorteil ist die geringe Komplexität des inkohärenten Demodulators, allerdings lassen sich Verzerrungen des Kanals aufgrund der verworfenen Phaseninformationen nicht mehr vollständig entzerren.

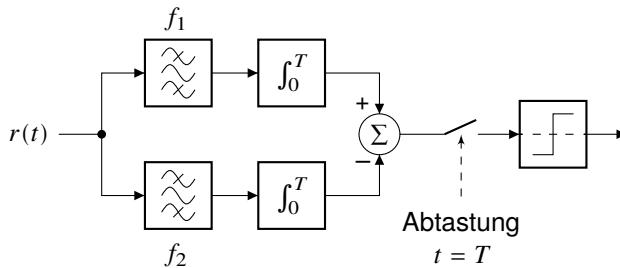


Abbildung 3.4: Der inkohärente FSK-Demodulator kann prinzipiell auch für (G)MSK-modulierte Signale verwendet werden.

Ein kohärenter Demodulator basiert auf einer komplexwertigen Signalauswertung, also unter Einbeziehung von Amplitude und Phase. Ein geeigneter Demodulator ist in Abb. 3.5 dargestellt. Kritische Größen sind bei analoger Implementierung das Phasenrauschen des Lokaloszillators und die z.B. durch Nichtidealitäten des Phasenschiebers hervorgerufene IQ-Imbalance. Die Filter  $g(t)$  werden als Optimalfilter ausgeführt. Sowohl die Frequenz, als auch der Symboltakt können rückgewonnen und als Regelgrößen für eine Frequenz- und Abtastsynchronisation verwendet werden.

Ein (G)MSK-Signal kann aufgrund der symbolweisen Phasendrehung um  $\pi/2$  als BPSK der abwechselnden Quadraturkomponenten demoduliert werden (vgl. Abb. 3.3b). Hierbei werden im Symboltakt abwechselnd der Inphase- und Quadraturanteil gewählt und mit der Derotation  $j^k$  auf die reelle Achse gedreht. Die Symbolentscheidung kann anschließend wie bei einer BPSK als Signum-Funktion umgesetzt werden.

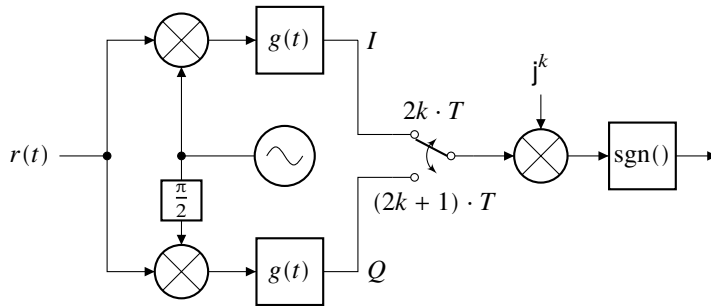


Abbildung 3.5: Kohärenter Demodulator.

### 3.2.2 Phasenbasierte Demodulation

Zur Demodulation eines GMSK-modulierten Signals reicht prinzipiell die Auswertung der Phaseninformation aus, da die Amplitude des Sendesignals konstant ist. Mehrwegeausbreitungen können jedoch dazu führen, dass das Sendesignal den Empfänger mehrfach zeitlich verzögert in unterschiedlichen Phasenlagen überlagert erreicht. Dies kann eine Variation in der Amplitude des Empfangssignals bewirken. Zur Kanalschätzung und anschließenden Entzerrung nutzt man deshalb üblicherweise einen kohärenten Demodulator. Stehen keine Magnitudenwerte zur Verfügung und müssen diese als konstant angenommen werden, induziert dies einen Fehler.

Sei  $s_1(t)$  ein komplexwertiges, GMSK-moduliertes Signal:

$$s_1(t) = \hat{s}_1(t) \cdot e^{j\varphi_1(t)} \quad (3.3)$$

In einem Additive White Gaussian Noise (AWGN)-Kanal wird dem Nutzsinal ein Rauschsignal  $n(t)$  mit konstanter spektraler Rauschleistungsdichte überlagert:

$$s_2(t) = s_1(t) + n(t) = \hat{s}_2(t) \cdot e^{j\varphi_2(t)} \quad (3.4)$$

Da die Quadraturrauschkomponenten des Rauschsignals statistisch unabhängig sind, berechnet sich dessen zweidimensionale Wahrscheinlichkeitsdichte  $p(x,y)$  aus dem Produkt der beiden eindimensionalen, gaußverteilten Wahrscheinlichkeitsdichten:

$$p(x,y) = p(x) \cdot p(y) = \quad (3.5)$$

$$= \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^2 \cdot e^{-(x-\text{Re}(s_1))^2/2\sigma^2} \cdot e^{-(y-\text{Im}(s_1))^2/2\sigma^2} = \quad (3.6)$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot e^{-((x-\text{Re}(s_1))^2 + (y-\text{Im}(s_1))^2)/2\sigma^2} \quad (3.7)$$

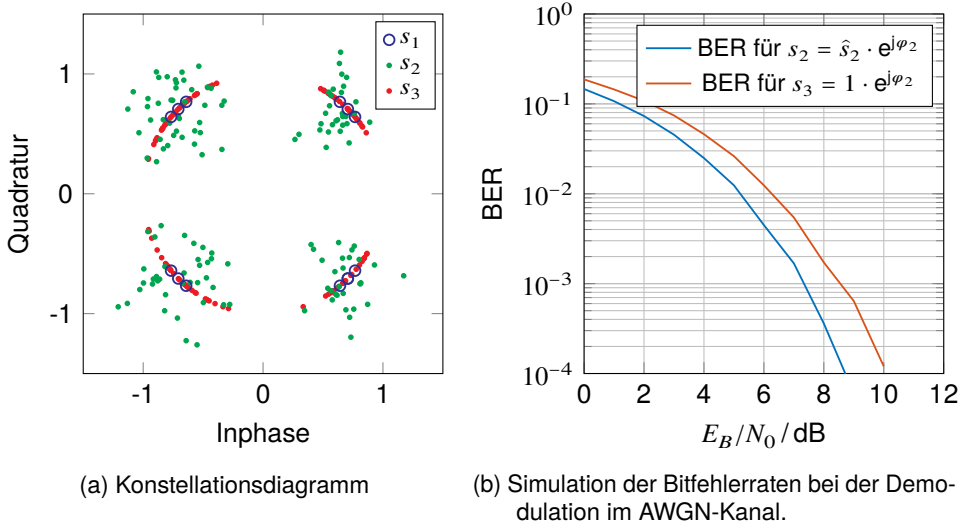


Abbildung 3.6: Konstellationsdiagramm und simulierte Bitfehlerrate für  $s_2$  und  $s_3$ .

Das Signal  $s_3(t)$ , welches dem implementierten Empfänger zur Verfügung steht, setzt sich zusammen aus der ausgelesenen Phase des Empfangssignals und einer zu eins angenommenen Amplitude:

$$s_3(t) = 1 \cdot e^{j\varphi_2} \quad (3.8)$$

Zur qualitativen Untersuchung der getroffenen Vereinfachung in den Standardkanalmodellen aus Kapitel 2.2.4 sind in Abbildung 3.7 jeweils das Phasen- und Konstellationsdiagramm eines GMSK-modulierten SCH-Bursts dargestellt, wobei die symbolgenauen Konstellationspunkte rot eingezeichnet sind. Auf eine zusätzliche Dopplerspreizung wurde verzichtet, da die maximale Fluggeschwindigkeit von Fledermäusen als zu gering für eine signifikante Frequenzaufspreizung angenommen wird. In den angewandten Standardmodellen außer dem Equalizer Test sind die Kanaltaps, die länger als eine Symboldauer verzögert sind, bereits so stark gedämpft, dass prinzipiell eine einfache Phasensynchronisation zur Demodulation ausreicht. Anschaulich lässt sich die symmetrische Trainingssequenz des SCHs in allen Fällen problemlos in der Mitte des Bursts erkennen.

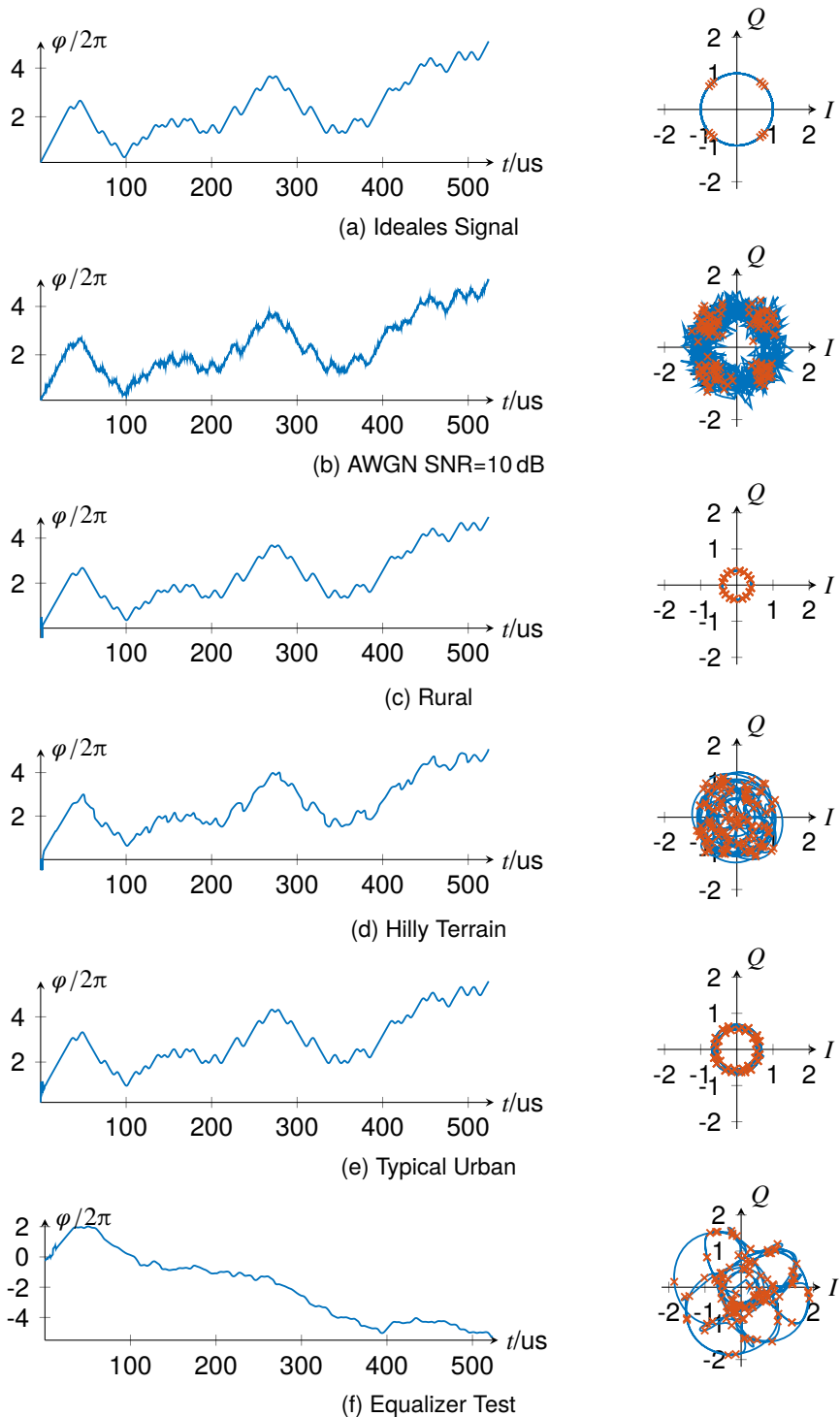


Abbildung 3.7: Phasen- und Konstellationsdiagramme eines SCH-Bursts in Standardkanälen (siehe Abb. 2.13).



# Systementwurf des miniaturisierten Mobilfunkloggers

# 4

In diesem Kapitel wird die Methodik und Umsetzung des miniaturisierten Mobilfunkloggers vorgestellt. Dessen Hardware ist vollständig aus kommerziell erhältlichen Bauteilen aufgebaut, welche platzoptimiert auf einer für die Gesamtgeometrie des Loggers ausgelegten Platine platziert sind. Anhand des Blockschaltbilds in Abb. 4.1 erfolgt zunächst eine Begründung der Komponentenauswahl und eine Analyse und Auslegung der Funktionalität. Die Nutzung eines integrierten Sub-GHz-Transceivers für den Empfang von Mobilfunksignalen stellt ein neuartiges Verfahren dar, welches in der speziellen Anwendung mit den in der Zielsetzung definierten Spezifikationen alternativlos ist und unkonventionelle Herangehensweisen insbesondere in der Signalverarbeitung erfordert. Die relevantesten Algorithmen und deren architektureoptimierte Implementierung werden zum Ende des Kapitels vorgestellt.

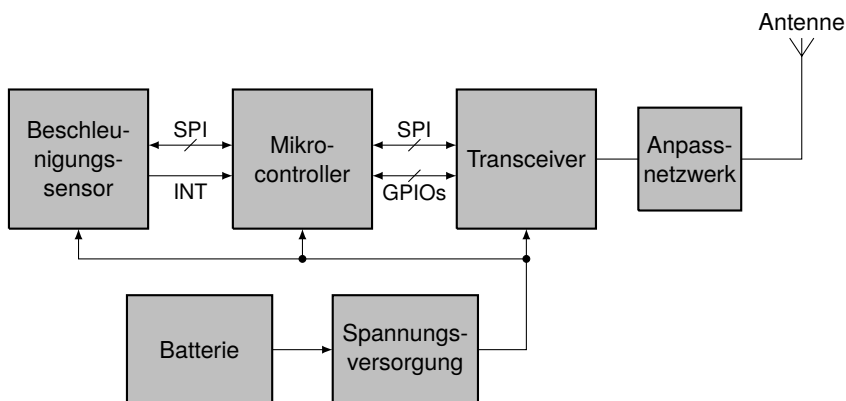


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des entworfenen Mobilfunkloggers.

## 4.1 Hardwareentwurf

### 4.1.1 Transceiver

#### Auswahl

Für die Funktionalität als GSM-Empfänger wird ein Empfangsmodul benötigt, welches im E-GSM-Downlinkband, also im Frequenzbereich von 925 MHz bis 960 MHz Kanäle mit einer Bandbreite von 200 kHz und einer Symbolrate von 270,833 kbit/s empfangen kann und Zugriff auf ein Basisbandsignal bieten. Dabei muss der Empfänger möglichst stromsparend und klein sein. In Kapitel 1.2.4 wurde begründet, dass kommerziell erhältliche Mobilfunkmodule nicht in Betracht kommen. Der Logger soll weiterhin eine bidirektionale, paketbasierte Funkverbindung in einem ISM- bzw. SRD-Band zum in Kapitel 7 beschriebenen Detektions- und Datenübertragungssystem aufbauen können. Hierfür bietet sich die Nutzung eines integrierten Sub-GHz-Transceivers an, welche seit Beginn der 2010er-Jahre für sog. *Internet of Things*-Anwendungen vermarktet werden [89].

Für den Empfang von GSM-Signalen wird deshalb in dieser Arbeit ein neuartiger Ansatz gewählt, welcher in der Literatur bisher noch von keinem anderen Autor beschrieben wurde: Ein Sub-GHz-Transceiver wird außerhalb seiner Spezifikationen zum Heruntermischen und Digitalisieren von GSM-Signalen ins Basisband genutzt, welches anschließend von einem energiesparenden Mikrocontroller in Echtzeit eingelesen und mit Hilfe eines spezifisch auf die Prozessorarchitektur und die Applikation optimierten GSM-Stacks demoduliert und dekodiert wird [90]. Für die paketbasierte Kommunikation des Detektions- und Datenübertragungssystem wird der Transceiver in seinem eigentlich vorgesehenen Zweck verwendet. Dabei erfolgt eine dynamische Umkonfiguration zwischen beiden Modi während der Laufzeit.

Zur Begründung der Auswahl des integrierten Transceivers erfolgt zunächst eine Marktanalyse von Sub-GHz-Transceivern. Diese können prinzipiell in zwei Kategorien eingeteilt werden:

- Integrierte Sub-GHz-Transceiver bestehen aus einem analogen Frontend und einer digitalen Basisband-Signalverarbeitung auf einem Chip. Die Anwendungsschicht muss extern, z.B. auf einem Mikrocontroller, implementiert werden. Die Kommunikation erfolgt über eine Schnittstelle (meist Serial Peripheral Interface (SPI)). Der im Funkmodul integrierte Synthesizer leitet seinen Takt typischerweise von einem extern zu beschaltenden Quarz ab. Für Testzwecke oder zur Implementierung von anwendungsspezifischen Protokollen können typischerweise diverse Signale auf General-Purpose Input/Output (GPIO)-Pins ausgegeben werden.
- HF-Mikrocontroller (*Wireless MCUs* oder *SoCs*) integrieren einen Transceiver und einen programmierbaren Mikrocontroller in einem Gehäuse, wodurch eine höhere Integrationsdichte erzielt wird. Zur Ansteuerung des Transceivers stellen

die Hersteller eine proprietäre Firmware mit abstrahierten Funktionen zur Verfügung. Dadurch soll die Zertifizierung eines Gesamtmoduls vereinfacht werden, da beispielsweise spektrale Vorgaben garantiert werden können. Andererseits sind dadurch die Möglichkeiten stark begrenzt, auf speziellere Funktionen des Transceivers zuzugreifen.

Tabelle 4.1: Marktübersicht über Sub-GHz-Transceiver ohne integrierten Mikrocontroller sortiert nach Herstellern (Auswahl).

Hersteller	Bezeichnung	Frequenzbereich <sup>1</sup>	Max. Datenrate <sup>2</sup>	RX-Strom	Abmessungen	Markteinführung
Analog	ADF7023-J	902...958 MHz	300 kbit/s	12 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2011
Analog	ADF7030-1	169...960 MHz	300 kbit/s	21 mA	6 x 6 mm <sup>2</sup>	2016
TI	CC1200	164...950 MHz <sup>3</sup>	500 kbit/s	23 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2013
Silabs	Si446x	119...1050 MHz	500 kbit/s	13,7 mA	4 x 4 mm <sup>2</sup>	2014
Semtech	SX127x	137...1020 MHz	300 kbit/s	9,9 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2013
Semtech	LLCC68	150...960 MHz	300 kbit/s	5,3 mA	4 x 4 mm <sup>2</sup>	2019
Semtech	LR1110 <sup>4</sup>	150...960 MHz	300 kbit/s	7,5 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2020
ST	S2-LP	423...1055 MHz	250 kbit/s	7 mA	4 x 4 mm <sup>2</sup>	2016
OnSemi	AX5043	27...1050 MHz	125 kbit/s	9,5 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2011
OnSemi	AX5051	400...940 MHz	350 kbit/s	21 mA	5 x 5 mm <sup>2</sup>	2016
Infineon	TDA5340	300...960 MHz	112 kbit/s	12 mA	9,7 x 4,4 mm <sup>2</sup>	2012
Microchip	ZL70251	779...965 MHz	186 kbit/s	2,3 mA	2 x 3 mm <sup>2</sup>	2013
Microchip	ZL70550	779...965 MHz	200 kbit/s	2,4 mA	2 x 3 mm <sup>2</sup>	2015

<sup>1</sup> Nicht durchgehend nutzbar

<sup>2</sup> Für 2-FSK

<sup>3</sup> Bis 960 MHz nutzbar

<sup>4</sup> Inkl. Wi-Fi/GNSS-Scanner

In Tabelle 4.1 ist eine Auswahl von derzeit auf dem Markt befindlichen Sub-GHz-Transceivern aufgeführt. Aufgrund der Vielzahl an Modellen je Hersteller wurden jeweils die neuesten und am ehesten geeigneten Transceiver ausgewählt. Die Transceiver S2-LP, AX5045, TDA5340, ZL70251 und ZL70550 scheiden bereits wegen der zu geringen maximalen Datenrate aus, sind aber in Hinblick auf ihren äußerst geringen Stromverbrauch als Referenz aufgeführt. Die Transceiver von Texas Instruments basieren auf den Modulen des ehemals norwegischen Herstellers Chipcon, welcher 2006 übernommen wurde. Auf Chipcon zurückzuführen ist eine beispiellose Dokumentation interner Register zum Zugriff auf Signale in der Empfangskette, weshalb der CC1200 ausgewählt wurde.

## Charakterisierung des CC1200

Der CC1200 von Texas Instruments deckt die Bänder 169 MHz, 433 MHz, 868 MHz und 915 MHz ab und unterstützt die Modulationsarten 2-FSK, 4-FSK, MSK und OOK. Zusätzlich kann das Sendesignal bei FSK und MSK mit einem Gaußfilter mit  $BT = 0,5$  gefiltert werden. Ein Alleinstellungsmerkmal des CC1200 ist die öffentlich verfügbare

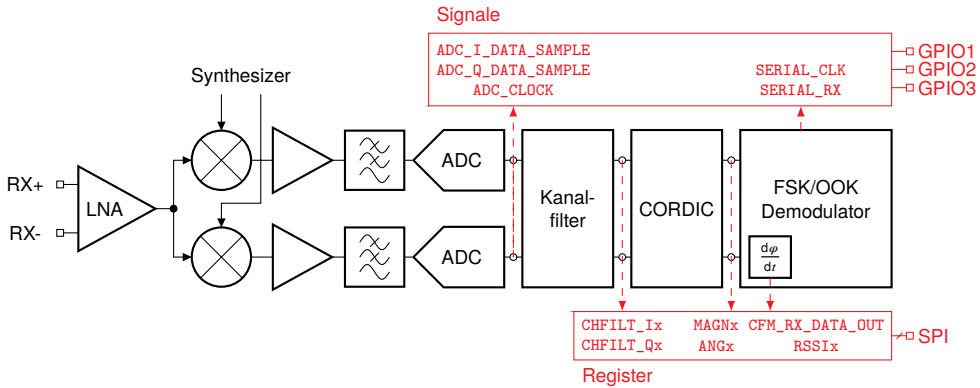


Abbildung 4.2: Empfängerarchitektur des CC1200 und Signalabgriffmöglichkeiten, aufgeteilt nach GPIO-Signalen und Registern [92].

Dokumentation von Zugriffsmöglichkeiten auf diverse Signale und Register in der Empfängerseite. Andere Hersteller (Analog Devices, ST Microelectronics, Silicon Labs, Semtech) wurden vom Autor bezüglich äquivalenter Zugriffsmöglichkeiten ergebnislos angefragt. Somit stellt der CC1200 den einzigen auf dem Markt erhältlichen Sub-GHz-Transceiver dar, welcher zum Empfang von GSM-Signalen prinzipiell in Betracht kommt. Die Zugriffsmöglichkeiten des CC1200 wurden außerdem in [91] in einer anderen Anwendung zur Messung hochauflösender Empfangsleistungen genutzt.

Der Empfänger des CC1200 ist, wie bei integrierten Sub-GHz-Transceivern üblich, in einer Low-IF- oder Zero-IF-Architektur realisiert (siehe Abb. 4.2). Das differentielle Eingangssignal wird zunächst mit einem Low Noise Amplifier (LNA) verstärkt, bandgefiltert und mit einem IQ-Mischer auf eine niedrige Zwischenfrequenz oder direkt ins komplexe Basisband übersetzt. Die Zwischenfrequenz ist programmierbar. Die Inphase- und Quadratursignale werden anschließend tiefpassgefiltert und von zwei Analog-Digital-Umsetzern (ADCs) mit einem Dynamikbereich von 90 dB digitalisiert. Die Kanalfilterung erfolgt vollständig in der digitalen Domäne, was in einer hohen Filterflankensteilheit und Temperaturstabilität resultiert. Ein CORDIC-Block berechnet Momentanbetrag und -phase, welche im Demodulator zunächst auf die eingestellte Symbolrate dezimiert und synchronisiert werden. Anschließend erfolgt die Demodulation je nach gewählter Modulationsart und eine Datenübergabe an die Paketengine.

In Tabelle 4.2 sind die im Benutzerhandbuch dokumentierten Zugriffsmöglichkeiten auf diverse Stufen der Empfängerseite aufgeführt. Es wird unterschieden zwischen Signalen, die direkt auf GPIO-Pins ausgegeben werden können und Registern, auf die per SPI lesend zugegriffen werden kann. Zum synchronen Auslesen der Register können zugehörige Interruptsignale auf GPIO-Pins ausgegeben werden, welche die Gültigkeit eines neuen Registerwerts anzeigen. Für die praktische Umsetzbarkeit

Tabelle 4.2: Zugriffsmöglichkeiten auf GPIO-Signale und Empfangsregister mit Interruptsignalen sowie deren Taktraten bezogen auf die Symbolrate  $f_s$  [92].

Register	Beschreibung laut Benutzerhandbuch	GPIO-Signal	Takt
-	Serial Data	SERIAL_RX	$f_s$
-	Serial Clock	SERIAL_CLK	$f_s$
-	ADC Sample (I Data)	ADC_I_DATA_SAMPLE	$\gg f_s$
-	ADC Sample (Q Data)	ADC_Q_DATA_SAMPLE	$\gg f_s$
-	ADC Clock	ADC_CLOCK	$\gg f_s$
RSSI1	Received Signal Strength Indicator [11:4]	RSSI_VALID	$\gg f_s$
RSSIO	Received Signal Strength Indicator [3:0]	RSSI_VALID	$\gg f_s$
CFM_RX_DATA_OUT	Custom Frequency Modulation RX Data	CLKEN_CFM	$f_s$
MAGN2	Signal Magnitude after CORDIC [16]	MAGN_VALID	$\gg f_s$
MAGN1	Signal Magnitude after CORDIC [15:8]	MAGN_VALID	$\gg f_s$
MAGN0	Signal Magnitude after CORDIC [7:0]	MAGN_VALID	$\gg f_s$
ANG1	Signal Angular after CORDIC [9:8]	MAGN_VALID	$\gg f_s$
ANGO	Signal Angular after CORDIC [7:0]	MAGN_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_I2	Channel Filter Data Real Part [16]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_I1	Channel Filter Data Real Part [15:8]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_I0	Channel Filter Data Real Part [7:0]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_Q2	Channel Filter Data Imaginary Part [16]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_Q1	Channel Filter Data Imaginary Part [15:8]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$
CHFILT_Q0	Channel Filter Data Imaginary Part [7:0]	CHFILT_VALID	$\gg f_s$

mit der gewählten Mikrocontroller-Plattform sind die entsprechenden maximalen Taktraten der Signale relevant. Hierfür wurden die Taktraten der GPIO-Signale mit Hilfe eines Logic Analyzers bestimmt. Nur die Signale SERIAL\_RX, SERIAL\_CLK und CLKEN\_CFM weisen immer den eingestellten Symboltakt auf, wohingegen alle anderen Signale deutlich höhere Taktraten besitzen. Eine allgemeingültige Angabe ist nicht möglich, da die Taktraten von einer Vielzahl von Konfigurationen abhängen. Beim Auslesen eines Registers über SPI muss der Overhead berücksichtigt werden, der zur Adressierung nötig ist. Alle aufgeführten Register liegen im sog. erweiterten Registerbereich und besitzen eine Adresse mit einer Länge von 2 Byte. Der CC1200 besitzt drei Registerzugriffsmodi:

- Direkter Zugriff (2 Byte Adresse, 1 Byte Inhalt)
- Burst Read ohne Adressinkrementierung (2 Byte Adresse,  $n$  Byte Inhalt)
- Burst Read mit Adressinkrementierung (2 Byte Adresse,  $n$  Byte Inhalt)

Wird zum konsekutiven Auslesen eines einzigen Registers der Burst-Read-Modus ohne Adressinkrementierung angewandt, so muss die Registeradresse nur einmalig zu Beginn übertragen werden. Auf der MISO-Leitung wird nun der aktuelle Registerinhalt übertragen, sofern die CS-Leitung auf low gehalten wird und die Clock-Leitung aktiv ist. Die SPI-Clockrate muss also mindestens dem achtfachen von  $f_s$  betragen. Für den erweiterten Adressraum ist die SPI-Clock des CC1200 bis 7,7 MHz spezifiziert [92].

Tatsächlich treten bei höheren Taktraten Übertragungsfehler auf. Die SPI-Baudrate wird beim gewählten Mikrocontroller von der APB2-Clock getaktet, welche wiederum von der SYSCLK (80 MHz) abgeleitet wird. Mit einem konfigurierbaren Teiler  $2^N$ ,  $N \in \{1, 2, \dots, 8\}$  kann die SPI-Clockrate also beispielweise zu 2,5 MHz, 5 MHz und 10 MHz gewählt werden [93]. Entsprechend wird die größtmögliche Rate von 5 MHz festgelegt.

Bei einem GSM-Symboltakt von  $f_s = 270,833$  kbit/s beziehungsweise einer Periodendauer von  $T_s = 3,69 \mu\text{s}$  benötigt die Übertragung eines Datenregisters im Burst-Read-Modus also  $1,6 \mu\text{s}$ . Andere Register mit Taktraten größer  $f_s$  können mit der vorliegenden Lösung entsprechend nicht mehr ausgelesen werden (siehe Kapitel 4.3.2). In Abbildung 4.3 sind die mit einem Logic Analyzer gemessenen Signale bei Empfang eines GSM-Signals dargestellt. Hierbei erfolgt gleichzeitig das per SERIAL\_CLK interruptgesteuerte Einlesen des demodulierten Bitstroms (SERIAL\_RX) und ein lesender Registerzugriff im Burst Read-Modus ohne Adressinkrementierung. Das Interruptsignal CLKEN\_CFM zeigt an, wann das Register CFM\_RX\_DATA\_OUT aktualisiert wurde. Es wird deterministisch 300 ns vor der fallenden Flanke von SERIAL\_CLK ausgelöst, weshalb es zum synchronen Einlesen ausreicht, nur letzteres Signal zu verwenden.

Die Konfiguration des CC1200 zum Empfang von GSM-Signalen wurde experimentell bestimmt. Grundlegend wurden folgende Einstellungen vorgenommen:

- Modus: kontinuierlicher Empfang mit synchroner serieller Ausgabe. Der Empfänger wird mittels SRX gestartet und SIDLE gestoppt.
- Kanalmittefrequenz: 925,2 MHz bis 959,8 MHz in 200 kHz-Raster
- Modulationsart: 2-GFSK (GSM-Standard: GMSK)
- Symbolrate: 270,833 kSym/s (entspricht GSM-Standard)
- Frequenzhub: 67,749023 kHz (GSM-Standard: 67,7 kHz)
- RX-Filterbandbreite: 277,777778 kHz (GSM-Standard: 200 kHz)
- Ausgabe auf GPIO3: LNA\_PD (Versorgung des LNA im Empfangsmodus)
- Ausgabe auf GPIO2: SERIAL\_RX
- Ausgabe auf GPIO1: XOSC\_STABLE (zur Statusüberprüfung; Pin wird auch für SPI MISO genutzt)
- Ausgabe auf GPIO0: SERIAL\_CLK

Die Filterbandbreite des CC1200 kann nicht kleiner als die Symbolrate gewählt werden. Da GSM-Kanäle jedoch ein Raster von 200 kHz besitzen und das Modulationsverfahren GMSK mit  $BT = 0,3$  eine geringere Bandbreite als FSK besitzt, ergibt sich dadurch eine verschlechterte Nachbarkanalunterdrückung. Eine messtechnische Charakterisierung der Selektivität wird in Kapitel 5.1.2 angestellt.

Das demodulierte Ausgangssignal des CC1200 ist zeitdiskret in 450-ns-Schritten getaktet. In Abb. 4.4 ist ein Histogramm der Periodendauer des SERIAL\_CLK-Taktsignals über 240 Symbole dargestellt. Die eingestellte Symbolrate von 270,833 kpsps wird deshalb durch Interpolation der Periodendauer erreicht.

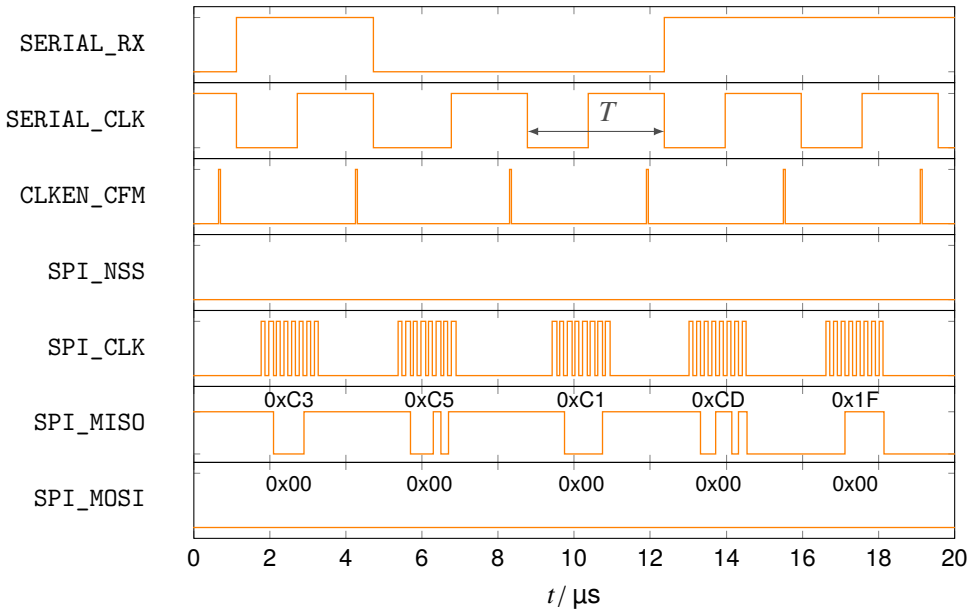


Abbildung 4.3: GPIO- und SPI-Signale zwischen CC1200 und Mikrocontroller bei Empfang eines GSM-Signals nach entsprechender Konfiguration.

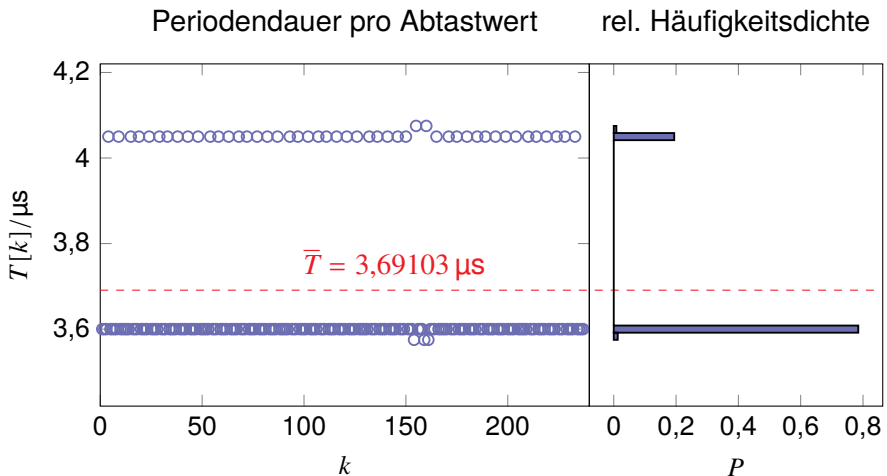


Abbildung 4.4: Gemessene Periodendauer und Histogramm des Clock-Signals SERIAL\_CLK bei Empfang eines GSM-Signals über 240 Symbole. Bei  $k \in [154, 161]$  zeigt sich die begrenzte Abtastrate von 40 MHz (25 ns) des verwendeten Messgeräts.

Im Normalfall soll der CC1200 so lang und oft wie möglich im Powerdown-Modus verweilen und nach der Synchronisation auf die GSM-Rahmenstruktur nur für die entsprechenden GSM-Bursts aktiviert werden. In Abb. 4.5 ist der hierfür nötige Ablauf dargestellt. Vom Aufwecken bis zum Vorliegen des ersten Empfangssymbols benötigt der CC1200 etwa 0,65 ms:

1. Ziehe SPI\_NSS auf low ( $t_1 = 0 \mu\text{s}$ )
2. Warte bis SPI\_MISO/GPIO1 auf low geht (XOSC\_STABLE) ( $t_2 = 179 \mu\text{s}$ )
3. Kalibriere und starte Empfänger mittels Registerschreibzugriff (SFRX, SFTX, SRX) und starte Burst Read von Register CFM\_RX\_DATA\_OUT ( $t_3 = 180 \mu\text{s}$ )
4. CC1200 aktiviert LNA selbstständig ( $t_4 = 558 \mu\text{s}$ )
5. Verwende fallende Flanke von SERIAL\_CLK zum Einlesen sowohl von SERIAL\_RX als auch des Registers CFM\_RX\_DATA\_OUT ( $t_5 = 647 \mu\text{s}$ )

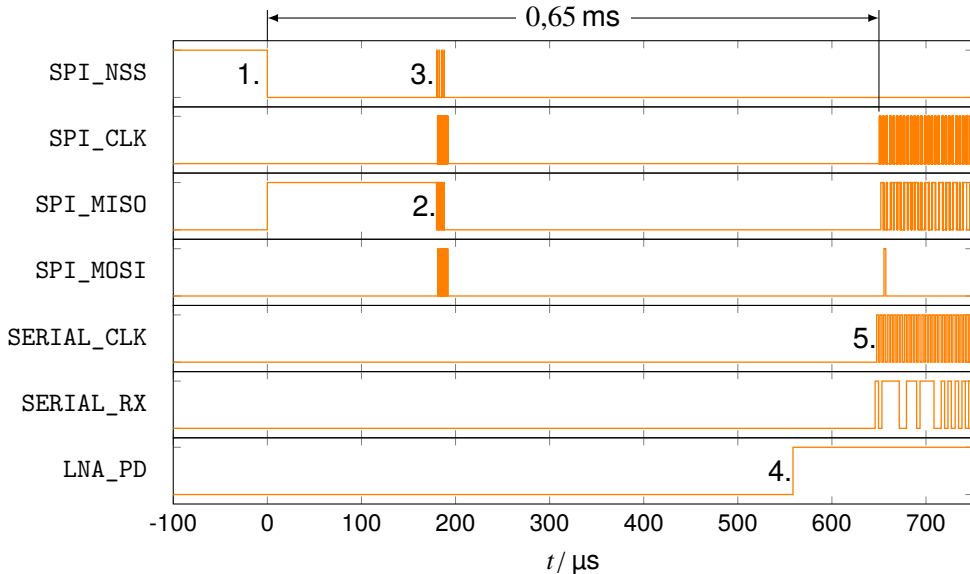


Abbildung 4.5: Zeitlicher Ablauf der Signale beim Starten des Empfängers aus dem Powerdown-Modus.

Die ausgelesenen Registerinhalte von CFM\_RX\_DATA\_OUT beschreiben die Frequenzdifferenz zur Trägerfrequenz [92]:

$$f_{\text{offset}} = \frac{f_{\text{dev}} \cdot \text{CFM\_RX\_DATA}}{64} \text{ Hz} \quad (4.1)$$

$$\Rightarrow \text{CFM\_RX\_DATA} = \frac{f_{\text{offset}}}{f_{\text{dev}}} \cdot 64 \quad (4.2)$$

CFM\_RX\_DATA liegt als 8-bit-Wert im Zweierkomplement vor, folglich beträgt der Wertebereich  $[-128; 127]$ . Für ein GMSK-moduliertes Signal kann CFM\_RX\_DATA als momentane Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  zum vorherigen Symbol bzw. als Momentanfrequenz des Empfangssignals (vgl. Abb. 3.3a) interpretiert werden:

$$\Delta\varphi = CFM\_RX\_DATA \cdot \frac{\pi/2}{64} \quad (4.3)$$

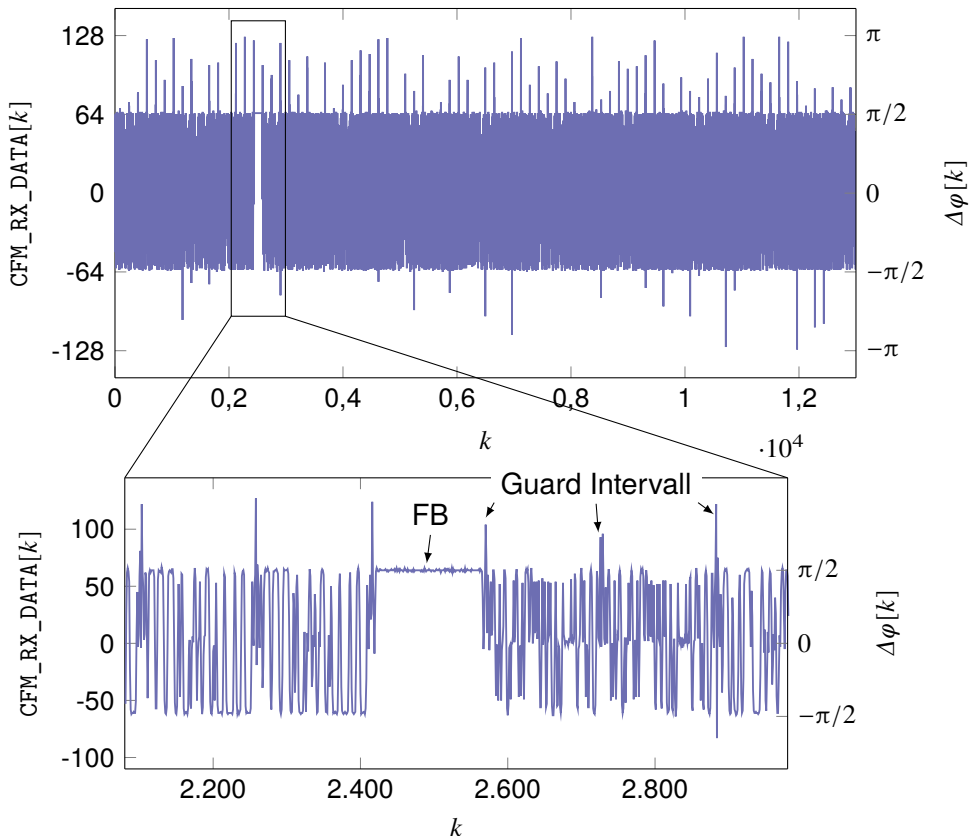


Abbildung 4.6: CFM\_RX\_DATA bei Empfang eines GSM-Signals (Messung). Sowohl ein FB, als auch die Burststruktur sind eindeutig erkennbar [94].

In Abbildung 4.6 sind die Werte von CFM\_RX\_DATA beim Empfang eines GSM-Signals dargestellt. Gut erkennbar ist die Burststruktur aufgrund der Guard Intervalle nach jedem GSM-Burst, da diese eine Länge von 8,25 Symbolen besitzen und dadurch der Phasor zum nächsten Abtastzeitpunkt bereits um  $45^\circ$  weiter rotiert ist. Außerdem ist ein Frequency Correction Burst (FB) besonders gut erkennbar, dessen konstante Rotation des Phasors um  $+\pi/2$  pro Symbol einem konstanten Wert von +64 über 142 Symbole entspricht. Die Absolutphase  $\varphi[k]$  des GMSK-modulierten Signals lässt sich mit unbekannter Startphase  $\varphi_0$  daraus bestimmen, indem man  $\Delta\varphi$  integriert bzw.

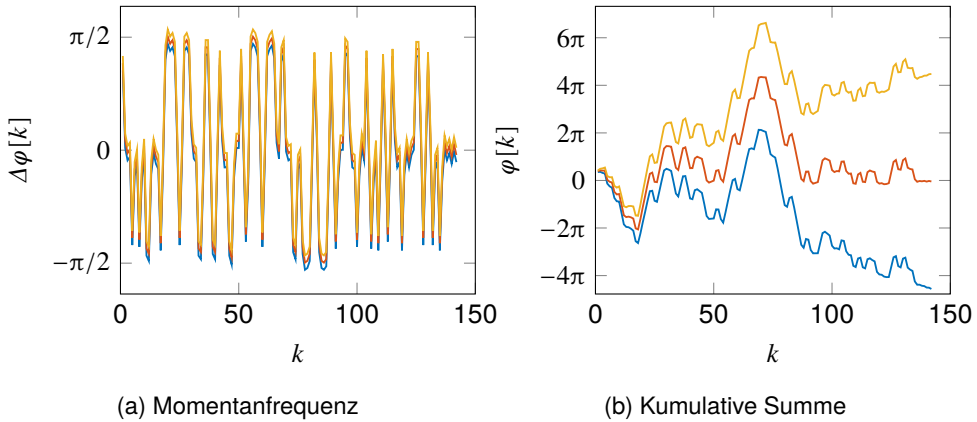


Abbildung 4.7: Einfluss eines Frequenzfehlers  $\Delta f = \{-0,1 \cdot f_{\text{dev}}; 0; +0,1 \cdot f_{\text{dev}}\}$  auf die Momentanfrequenz und die kumulative Summe.

die kumulative Summe bildet:

$$\varphi[k] = \varphi[k-1] + \Delta\varphi[k] + \varphi_0 \quad (4.4)$$

Die ISI aufgrund des gaußgefilterten Grundimpulses äußert sich in der erkennbaren Augenöffnung. Der hart entschiedene Ausgangssignal SERIAL\_RX entspricht in etwa der Betragsbildung von CFM\_RX\_DATA, sodass eine gewisse Bitfehlerrate aufgrund der unvermeidlichen ISI oder eines Frequenzfehlers entsteht. Bei der Integration führt ein hart entschiedener Bitfehler im Gegensatz zu der Phasendifferenz dazu, dass nachfolgende Bits invertiert werden. Ein Frequenzfehler wirkt sich in der kumulativen Summe weniger stark aus, da eine Frequenzsynchronisation noch problemlos durchgeführt werden kann. In Abbildung 4.7 ist ein exemplarischer Frequenzfehler von  $\pm 0,1 \cdot f_{\text{dev}} = \pm 6,7 \text{ kHz}$  dargestellt.

Die angewandte Signalverarbeitung zur Demodulation und Dekodierung der entsprechenden GSM-Bursts wird im Abschnitt 4.3.2 erläutert.

## Antenne und Anpassnetzwerk

Als Antenne kommt ein Monopol zum Einsatz, welcher mit ca. 8,2 cm Länge  $\lambda/4$  von 915 MHz entspricht und dadurch sowohl für das GSM900-Band, als auch das 868-MHz-SRD-Band genutzt werden kann. Monopole sind unsymmetrische Strahler und benötigen deshalb normalerweise ein sog. „Gegengewicht“, welche die Strombelegung des Strahlers durch Spiegelung symmetrisiert. Da der Logger jedoch deutlich kleinere Abmessungen als  $\lambda/4$  besitzt und noch dazu während des Fluges ohne Nähe zum Erdboden ist, wurde eine feldsimulatorische Untersuchung des Szenarios durchgeführt: Ähnlich wie beim Menschen besteht der Körper von Fledermäusen zu einem Großteil aus Wasser [95, 96]. Der Rumpf wird deshalb für eine Feldsimulation in *CST Studio Suite*® vereinfacht aus Wasser modelliert und der Logger mit Antenne daraufgesetzt (Abb. 4.8). Das vektorielle elektrische Feld in der in Abbildung 4.9a dargestellten Schnittebene bestätigt die Funktion von Batterie und Körper als Gegengewicht. Die resultierende Fernfeldcharakteristik entspricht in etwa der eines Monopols (Abb. 4.9b).

Das Material des Antennendrahts besteht aus einer Formgedächtnislegierung aus Nickel-Titan (*Nitinol*), welches bei Temperaturen größer  $-10^{\circ}\text{C}$  ein superelastisches Verhalten aufweist. Dadurch ist der Draht nur schwer plastisch verformbar und nimmt nach einer moderaten Verformung wieder seine gestreckte Form an, die für einen Monopol benötigt wird. Das Material ist gut leitend, bildet jedoch eine isolierende Oxidschicht aus, welche an Kontaktierungsstellen entfernt werden muss. Aufgrund der schlechten Lötbarkeit wurde der Draht durch eine Durchkontaktierung der Platine geführt und mit leitfähigem Zweikomponentenkleber (MG Chemicals 8331) mechanisch wie elektrisch dauerhaft verbunden.

Ein Anpassnetzwerk bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten verbindet die Ein- und Ausgänge des Transceivers mit der Antennen. Der CC1200 besitzt einen differentiellen Empfängereingang (RX+, RX-), einen unsymmetrischen Sendeausgang (TX) und einen Logikschalter (TRX\_SW), der während des Sendens auf Masse gezogen wird und anderenfalls hochohmig ist. Die Topologie des entworfenen Netzwerkes mit

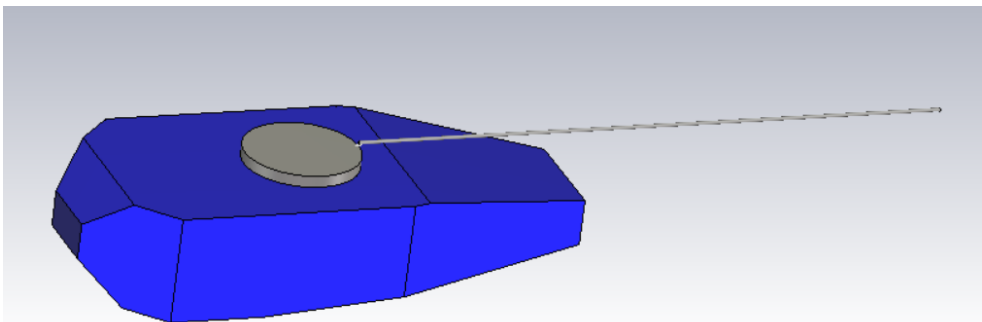


Abbildung 4.8: Modell des Loggers mit Antenne auf einer Fledermausnachbildung aus Wasser im leeren Raum in *CST Microwave Studio*®.

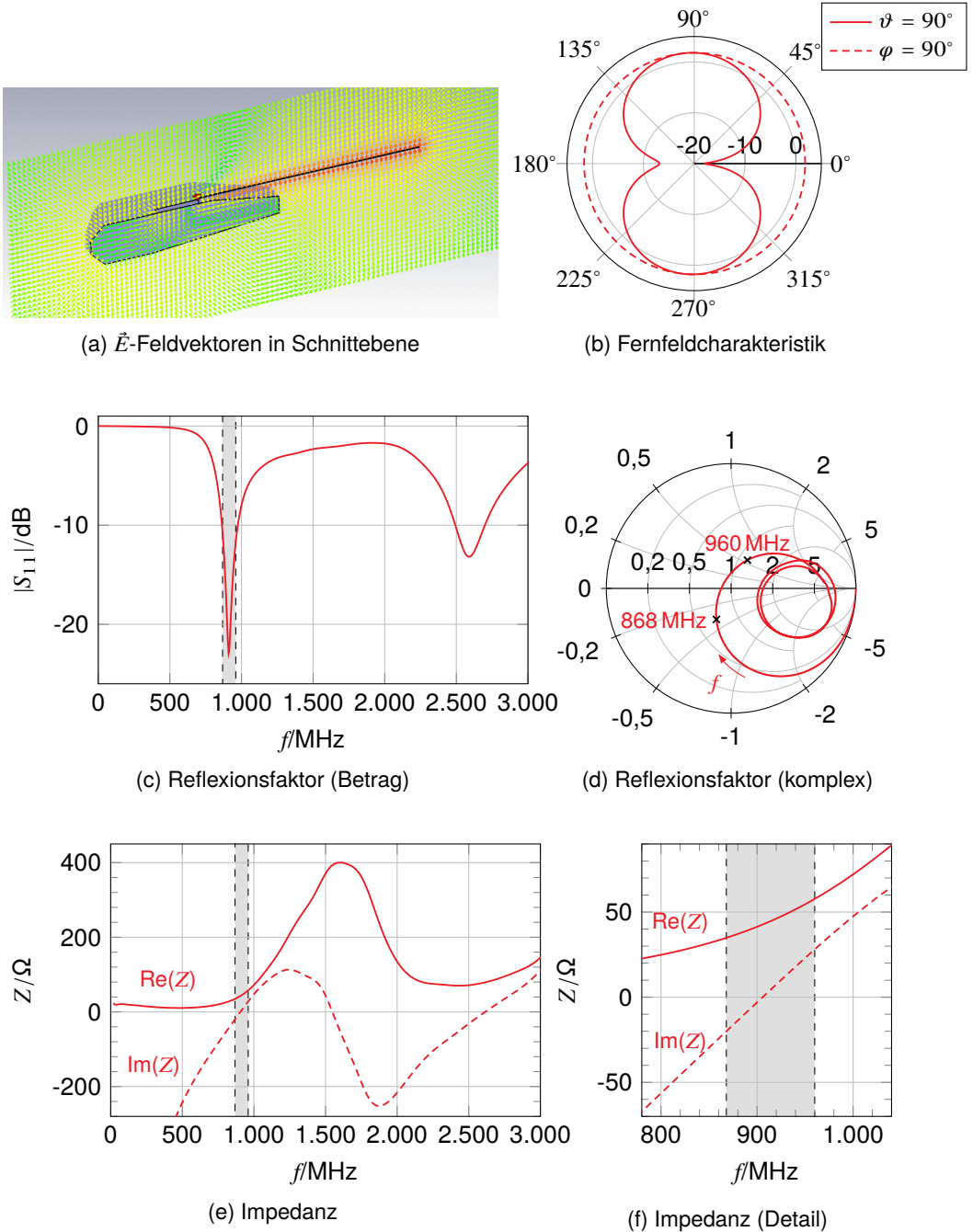


Abbildung 4.9: Feldsimulation des Monopols mit  $l = 8,2\text{ cm}$  auf einer Fledermausnachbildung in CST Microwave Studio®.

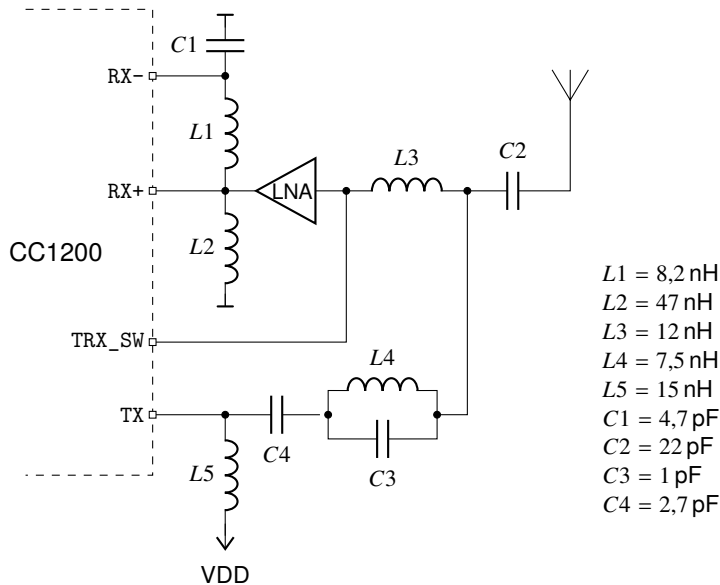


Abbildung 4.10: Topologie und Dimensionierung des gewählten Anpassnetzwerks.

den Bezeichnungen der Pins wird aus Abbildung 4.10 ersichtlich. Das Netzwerk muss folgende Bedingungen erfüllen:

1. Bereitstellung eines DC-Pfads von RX+ und RX- gegen Masse (obligatorisch)
2. Bereitstellung der Versorgungsspannung (VDD) an TX (obligatorisch)
3. Symmetrierglied (Balun) für differentiellen Empfängereingang (Optimierung)
4. Impedanzanpassung aller Ports (Optimierung)
5. Empfangsseitige Präselektion der Nutzbänder 868 MHz/GSM-900 (Optimierung)
6. Sendeseitige Filterung der Harmonischen (Optimierung)

Wegen des begrenzten Platzes liegt ein weiteres Augenmerk auf der Minimierung der Anzahl an benötigten Bauteilen. Die Port-Eingangsimpedanz des CC1200 beträgt gemäß Datenblatt  $(60+j60) \Omega$  und die sendeseitige optimale Lastimpedanz beträgt  $(35+j35) \Omega$  [97]. Zur Verringerung der Rauschzahl des Empfängers wird ein LNA eingesetzt, dessen Eingang direkt an TRX\_SW angeschlossen ist und während des Sendens auf Masse gezogen wird. Der LNA verringert nicht nur die Gesamtrauschzahl des Empfängers, sondern isoliert die sende- und empfangsbezogenen Schaltungsbereiche, wodurch deren Entwurf deutlich vereinfacht wird. Der gewählte LNA SKY65803-696LF von Skyworks weist eine intern gematchte Ausgangsimpedanz von  $50 \Omega$  auf. Beim Entwurf des Symmetriergliedes (Bedingung 3.) müssen drei Parameter optimiert werden:

- 3.1. Der Eingang (LNA) und der differentielle Ausgang (RX+/-) müssen impedanzangepasst sein.
- 3.2. Der differentielle Ausgang muss eine konstante Phasenverschiebung von  $180^\circ$  besitzen, da eine *phase imbalance* zu einem unerwünschten Gleichtaktsignal führt.
- 3.3. Die Amplitude des differentiellen Ausgangs muss symmetrisch sein, ansonsten vermindert die *gain imbalance* die Amplitude des Gegentaktsignals.

Das Anpassnetzwerk wurde in *Keysight Advanced Design System (ADS)* entworfen und dimensioniert und das Schaltungslayout in einer *Momentum*-Simulation (2,5 D-Feldsimulation) mit einbezogen. In Abb. 4.10 ist die gewählte Topologie dargestellt. Das Symmetrierglied muss zur Erfüllung von Bedingung 1 aus  $L_1$ ,  $L_2$  bestehen. Mit  $C_1$  wird ein schmalbandiger Balun mit ausreichender Performanz realisiert [98].

#### 4.1.2 Mikrocontroller

Die Funktionslogik des Loggers ist auf einem Mikrocontroller implementiert. Neben Programm- und Messablauf umfasst dies die Konfiguration und Kommunikation mit der Peripherie ebenso wie die Implementierung eines vereinfachten GSM-Protokolls und die nötige digitale Signalverarbeitung. Der Mikrocontroller muss entsprechend leistungsfähig und dennoch möglichst energieeffizient sein. Insbesondere eine geringe Leistungsaufnahme im Standby-Modus ist für eine lange Batterielaufzeit essentiell. In Tabelle 4.3 ist eine Marktübersicht über sämtliche Mikrocontroller aufgeführt, die in Gehäusen mit einer Größe  $\leq 25 \text{ mm}^2$  verfügbar sind. Sofern Modelle mit mehreren Speichergrößen erhältlich sind, sind jeweils die größten Werte angegeben. Die Tabelle ist nach Markteinführung sortiert.

Zum Zeitpunkt des Loggerentwurfs besaß der STM32L432KC von STMicroelectronics mit  $0,28 \mu\text{A}$  die geringste Standby-Stromaufnahme und wurde deshalb ausgewählt. Erst 2020 kam ein Mikrocontroller mit noch geringerer Standby-Stromaufnahme auf dem Markt. Da während des Loggerbetriebs einige Zustandsvariablen auch während des Standbys im Random Access Memory (RAM) gehalten werden müssen, steigt der Ruhestrom auf  $0,46 \mu\text{A}$ . Der Controller besitzt einen ARM Cortex-M4-Prozessor mit einer maximalen Taktrate von 80 MHz, 64 kB RAM und 256 kB Flash. Das kleinste erhältliche Gehäuse ist ein  $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$  großes QFN-Gehäuse mit 32 Pins.

Das Taktsystem des STM32L432KC kann von unterschiedlichen Quellen abgeleitet werden: Es besteht die Möglichkeit, eine externe Taktquelle von typ. 8 MHz bis 48 MHz z.B. in Form eines temperaturkompensierten Quarzoszillators (TCXO) anzuschließen, allerdings auf Kosten eines zusätzlichen Strom- und Platzverbrauchs. Der STM32L432KC besitzt aufgrund der geringen Anzahl an Pins anders als bei Mikrocontrollern der L4-Serie mit größeren Gehäusen keine Anschlussmöglichkeit für einen HSE-Quarz (high speed external – HSE). Stattdessen kann ein 32,768-kHz-Quarz als Taktreferenz des LSE-Ozillators (low speed external – LSE) extern geschalten

Tabelle 4.3: Übersicht über Ultra-Low Power-Mikrocontroller in Gehäusen mit maximal 25 mm<sup>2</sup> (Datenblattwerte, jeweils größte verfügbare Speichergröße, sortiert nach Markteinführung)

Hersteller	Bezeichnung	Architektur	Max. Taktrate	RAM	Flash	Standby mit RTC	Markteinführung
NXP (Freescale)	K20P32M50SF0	ARM Cortex-M4	50 MHz	32 kB	128 kB	0,57 µA	02/2012
Microchip (Atmel)	ATSAMD20	ARM Cortex-M0+	48 MHz	32 kB	256 kB	2,47 µA	06/2013
NXP (Freescale)	MKL02FN128VFM	ARM Cortex-M4	100 MHz	64 kB	128 kB	2 µA	03/2014
NXP (Freescale)	MKL27Z256VFM4	ARM Cortex-M0+	48 MHz	32 kB	256 kB	1,96 µA	08/2014
Microchip (Atmel)	ATSAML21	ARM Cortex-M0+	48 MHz	40 kB	256 kB	0,5 µA	01/2015
Microchip	PIC32MM	MIPS32	25 MHz	32 kB	256 kB	0,75 µA	01/2016
Infineon	XMC1404-Q040	ARM Cortex-M0	48 MHz	16 kB	200 kB	270 µA	02/2016
ST	STM32L432KC	ARM Cortex-M4	80 MHz	64 kB	256 kB	0,28 µA	02/2016
TI	CC1350	ARM Cortex-M3	48 MHz	28 kB	128 kB	0,7 µA	06/2016
Renesas	R5F5651EHDBP	RXv2	120 MHz	640 kB	2 MB	4,9 µA	08/2016
Silabs	EFM32TG11	ARM Cortex-M0+	48 MHz	32 kB	128 kB	1,3 µA	01/2017
Intel	Quark D2000	x86	32 MHz	8 kB	32 kB	2,47 µA	05/2017
Maxim	MAX32660	ARM Cortex-M4	96 MHz	96 kB	256 kB	0,45 µA	01/2018
Infineon (Cypress)	CY8C63	ARM C.-M4/M0+	150/100 M.	1 MB	288 kB	~1 µA	05/2018
Analog	ADuCM3029	ARM Cortex-M3	26 MHz	96 kB	256 kB	0,31 µA	12/2018
ST	STM32G431KB	ARM Cortex-M4	170 MHz	32 kB	128 kB	0,36 µA	05/2019
NXP	K32L2B31	ARM Cortex-M0+	48 MHz	32 kB	256 kB	1,96 µA	07/2019
Renesas	R7FA2A1AB2CBT	ARM Cortex-M23	48 MHz	32 kB	256 kB	0,9 µA	10/2019
ST	STM32L552ME	ARM Cortex-M33	110 MHz	256 kB	512 kB	0,22 µA	02/2020
ST	STM32U585xx	ARM Cortex-M33	160 MHz	768 kB	2 MB	0,47 µA	02/2021

werden. Ein interner RC-Oszillator (multispeed internal RC oscillator – MSI) kann zwischen 100 kHz und 48 MHz konfiguriert werden und besitzt prinzipbedingt eine schlechte Genauigkeit. Bei Nutzung eines externen LSE-Quarzes kann der MSI jedoch durch den LSE-Oszillator konditioniert werden. Deshalb wird ein miniaturisierter 32,768 kHz-Quarz mit 5 ppm eingesetzt (ECS Inc. ECX-.327-CDX-1293). Bei Verwendung eines Quarzes mit 10 ppm ergab sich experimentell ein zu großer zeitlicher Jitter der Timer, welche zur symbolgenauen Suche im GSM-Protokoll benötigt werden (siehe Kapitel 4.2.2). Mit einer internen Phase-locked Loop (PLL) wird der Systemtakt (SYLCLK) von 80 MHz vom LSE-getrimmten MSI-Takt erzeugt.

### 4.1.3 Beschleunigungssensor

Zur Detektion von Bewegungen des Tieres befindet sich auf dem Logger ein Beschleunigungssensor, welcher bei Überschreiten eines einstellbaren Beschleunigungswertes einen Interrupt an den Mikrocontroller liefert. Dies dient zur Aktivitätsklassifikation der Tiere. Tiefergehende Analysen des Bewegungsverhaltens wie in [30, 99] wurden nicht implementiert, da dies mit einer deutlich größeren Stromaufnahme einher geht und für die avisierte Laufzeit nicht im Energiebudget liegt.

Integrierte Beschleunigungssensoren (engl. *accelerometer*) sind in MEMS-Technologie aufgebaut. Das Sensorprinzip basiert auf der Bestimmung der Auslenkung einer federaufgehängten Miniaturtestmasse, wobei der Sensor vollständig in einem Halbleiterprozess hergestellt werden kann. Kapazitive Messverfahren haben sich ge-

genüber piezoresistiven Verfahren durchgesetzt [100]. Die Masse verursacht je nach Auslenkung eine Kapazitätsverschiebung in einer Halbbrücke, welche mittels eines angelegten Spannungspulses integriert und die entsprechende Ausgangsspannung anschließend A/D-umgesetzt wird [101]. Typische Beschleunigungssensoren besitzen für die drei Achsen jeweils identische und orthogonal zueinander stehende Sensorelemente. In Tabelle 4.4 sind die relevantesten kommerziellen Beschleunigungssensoren sortiert nach Markteinführung aufgelistet. Für den Logger wurde ein LIS2DW12 von STMicroelectronics ausgewählt, da dieser zwar  $0,1 \mu\text{A}$  mehr als der ADXL363 von Analog Devices benötigt, jedoch ein kleineres Gehäuse besitzt und anders als die Produkte vom chinesischen Hersteller MEMSIC zum Zeitpunkt des Entwurfs verfügbar war.

Der LIS2DW12 wird zum Programmstart vom Mikrocontroller über eine SPI-Schnittstelle so konfiguriert, dass ein Wakeup-Interrupt bei Überschreiten eines eingestellten Beschleunigungswertes auf einem Pin ausgegeben wird, welcher an den Mikrocontroller angeschlossen ist und diesen auch aus dem Standby-Modus aufwecken kann. Im Programmablauf wird die Interrupt-Anzahl in einem definierten Zeitraum gezählt und mit den GSM-Messdaten zusammen abgespeichert.

Tabelle 4.4: Übersicht über integrierte MEMS-Beschleunigungssensoren.

Hersteller	Bezeichnung	Stromaufnahme (niedrigste)	Abmessungen	Markteinführung
NXP	MMA8491Q	$0,4 \mu\text{A} @ 1 \text{ Hz}$	$3 \times 3 \text{ mm}^2$	2012
Analog	ADXL363	$0,27 \mu\text{A} @ 6 \text{ Hz}$	$3,0 \times 2,5 \text{ mm}^2$	2013
MEMSIC	MC3635	$0,3 \mu\text{A} @ 1 \text{ Hz}$	$1,6 \times 1,6 \text{ mm}^2$	2015
MEMSIC	MC3672	$0,4 \mu\text{A} @ 6 \text{ Hz}$	$1,29 \times 1,09 \text{ mm}^2$	2015
ST	LIS2DW12	$0,38 \mu\text{A} @ 1,6 \text{ Hz}$	$2,0 \times 2,0 \text{ mm}^2$	2017
TDK	IAM20381	$57 \mu\text{A} @ 100 \text{ Hz}$	$3,0 \times 3,0 \text{ mm}^2$	2017
Bosch	BMA400	$0,85 \mu\text{A} @ 25 \text{ Hz}$	$2,0 \times 2,0 \text{ mm}^2$	2018
Würth	SWEN-ITDS	$16 \mu\text{A} @ 200 \text{ Hz}$	$2,0 \times 2,0 \text{ mm}^2$	2019
Rohm	KX132-1211	$0,53 \mu\text{A} @ 0,78 \text{ Hz}$	$2,0 \times 2,0 \text{ mm}^2$	2019

#### 4.1.4 Batterie

Als Energiequelle kommt eine Batterie zum Einsatz. Primärzellen (Batterien) sind im Gegensatz zu Sekundärzellen (Akkumulatoren) nicht wiederaufladbar, da deren elektrochemischen Prozesse nicht vollständig umkehrbar sind. Aufgrund der höheren Energiedichte und keiner notwendigen Wiederaufladbarkeit liegt der Fokus im Folgenden auf einer Betrachtung unterschiedlicher Batterietypen. Batterien bestehen aus einem Anoden- und einem Kathodenmaterial, welche als Elektronenakzeptoren und Elektronendonatoren wirken. Beim Entladevorgang findet eine freiwillige Redoxreaktion statt, bei der die abgegebenen Elektronen aufgrund eines zwischen den Materialien eingebrachten Separators nur über eine extern geschaltete leitende Ver-

Tabelle 4.5: Übersicht über kommerziell erhältliche Knopfzellen mit einer Masse zwischen 0,5 und 1,9 g (Datenblattwerte) [102]

Typ	Technologie	Nennspg.	Kapazität	Energie	Durchmesser	Höhe	Masse	Energiedichte	
CR1025	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	30 mAh	324 J	10 mm	2,5 mm	0,6 g	540 J/g	1650 J/cm <sup>3</sup>
CR1220	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	40 mAh	432 J	12 mm	2,0 mm	0,8 g	540 J/g	1910 J/cm <sup>3</sup>
CR1225	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	48 mAh	518 J	12 mm	2,5 mm	0,9 g	575 J/g	1830 J/cm <sup>3</sup>
CR1616	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	60 mAh	648 J	16 mm	1,6 mm	1,1 g	589 J/g	2014 J/cm <sup>3</sup>
CR1620	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	80 mAh	864 J	16 mm	2,0 mm	1,3 g	665 J/g	2150 J/cm <sup>3</sup>
CR1632	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	140 mAh	1512 J	16 mm	3,2 mm	1,9 g	796 J/g	2350 J/cm <sup>3</sup>
CR2016	Li/MnO <sub>2</sub>	3 V	90 mAh	972 J	20 mm	1,6 mm	1,7 g	572 J/g	1930 J/cm <sup>3</sup>
LR54	Zn/MnO <sub>2</sub>	1,5 V	70 mAh	378 J	11,6 mm	3,1 mm	1,2 g	315 J/g	1154 J/cm <sup>3</sup>
SR54	Zn/Ag <sub>2</sub> O	1,55 V	81 mAh	452 J	11,6 mm	3,1 mm	1,26 g	359 J/g	1380 J/cm <sup>3</sup>
SR55	Zn/Ag <sub>2</sub> O	1,55 V	60 mAh	335 J	11,6 mm	2,1 mm	0,92 g	364 J/g	1509 J/cm <sup>3</sup>
SR57	Zn/Ag <sub>2</sub> O	1,55 V	60 mAh	335 J	9,5 mm	2,7 mm	0,78 g	429 J/g	1750 J/cm <sup>3</sup>
SR43	Zn/Ag <sub>2</sub> O	1,55 V	130 mAh	725 J	11,6 mm	4,2 mm	1,65 g	439 J/g	1633 J/cm <sup>3</sup>
PR41	Zn/O <sub>2</sub>	1,45 V	180 mAh	940 J	7,9 mm	3,6 mm	0,5 g	1880 J/g	5327 J/cm <sup>3</sup>
PR48	Zn/O <sub>2</sub>	1,45 V	310 mAh	1618 J	7,9 mm	5,4 mm	0,79 g	2048 J/g	6113 J/cm <sup>3</sup>

bindung fließen können. Die Auswahl der Batterie hat unmittelbaren Einfluss auf die Gesamtlaufzeit des Systems und definiert sowohl die Geometrie der Leiterplatte, als auch den Formfaktor des Gesamtloggers und seiner Befestigungsmöglichkeit. In Tabelle 4.5 ist eine Übersicht über kommerziell erhältliche Batterien unterschiedlicher Technologien aufgeführt, welche zwischen 0,5 g und 1,9 g wiegen. Die masse- und volumenbezogenen Energiedichten wurden anhand der Datenblattwerte berechnet.

Lithium-Mangandioxid-Zellen besitzen eine Nennspannung von 3 V und weisen eine höhere Energiedichte als Zink-Mangandioxid- und Zink-Silberoxid-Zellen auf. Zink-Luft-Zellen nutzen Sauerstoff aus der Umgebungsluft als Kathodenmaterial, welche über eine kleine Öffnung in das Gehäuse gelangt. Dadurch liegt die Energiedichte von Zink-Luft-Zellen deutlich höher als die von vollständig gekapselten Zellen. Allerdings muss die Luftzufuhr dauerhaft gewährleistet sein. Bei einem Tropfen Wasser auf der Luftöffnung bricht die Spannung sofort ein [99].

Bei der Auswahl einer geeigneten Batterie ist primär das maximale Gewicht zu beachten, welches sich aus der zulässigen Gesamtmasse des Loggers abzüglich der übrigen Bauteile ergibt. Aus Systemsicht sollte der Energiespeicher masse- wie volumenbezogen eine möglichst hohe Energiedichte aufweisen. Je mehr die Geometrie der Batterie einer Kugel gleicht, desto geringer trägt das Metallgehäuse prozentual zum Gewicht bei, da das für die Elektrodenmaterialien nutzbare Volumen im Vergleich zur Oberfläche größer ist. Je näher folglich das Höhe-Durchmesser-Verhältnis bei eins liegt und je größer die Batterie ist, desto größer ist die Energiedichte (siehe Abbildung 4.11). Aus Anwendungssicht liegen die Auswahlkriterien jedoch konträr: So ist ein flacher Formfaktor von Vorteil, um die Aerodynamik des Tieres möglichst wenig zu beeinflussen und das Hindurchkriechen durch enge Spalten ohne hängen-zubleiben zu ermöglichen. Zudem müssen Batterie und Elektronik wasserdicht und

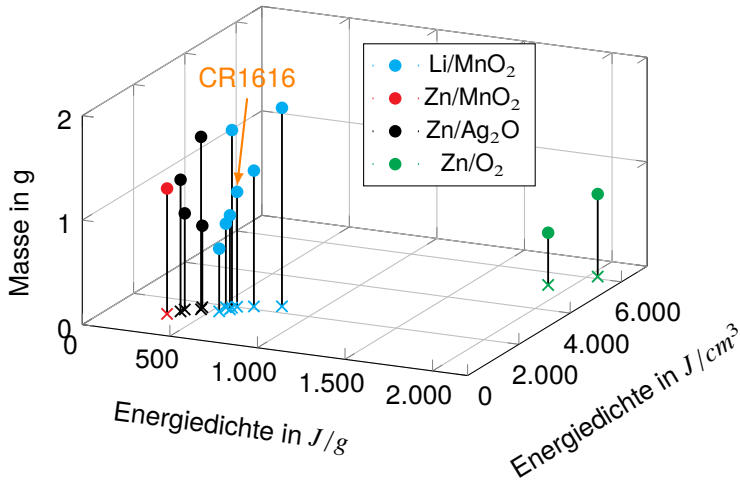


Abbildung 4.11: Gewichts- und volumenbezogene Energiedichte mit jeweiliger Masse der Knopfzellen aus Tabelle 4.5.

somit luftundurchlässig vergossen werden, was den Einsatz von Zink-Luft-Batterien ausschließt.

Für die Anwendung im Logger wurde eine Knopfzelle vom Typ CR1616 ausgewählt, welche einen Durchmesser von 16 mm, eine Höhe von 1,6 mm und eine nominelle Kapazität von 60 mAh besitzt. Die Nennspannung beträgt 3 V, was den Einsatz eines hocheffizienten Tiefsetzstellers als Spannungsversorgung ermöglicht (siehe Kapitel 4.1.5). Bei niedrigeren Nennspannungen wie von Zink-Manganoxid- und Zink-Silberoxid-Batterien müssten entweder mehrere Zellen in Serie geschaltet oder die Spannung mit einem Hochsetzsteller erhöht werden, um die Elektronik mit der benötigten Betriebsspannung von 2,0 V versorgen zu können.

### 4.1.5 Spannungsversorgung

Die aktiven Komponenten des Loggers sollen aus praktischen Gründen mit einer einheitlichen Versorgungsspannung betrieben werden. In Tabelle 4.6 sind die spezifizierten Spannungsbereiche und die zu erwartende maximale Stromaufnahme gemäß Datenblattangaben aufgeführt. Der Transceiver CC1200 benötigt mit 2,0 V die höchste Versorgungsspannung. Bei einer versuchsweisen Versorgung mit 1,8 V traten auf der SPI-Verbindung zum Mikrocontroller Datenfehler auf, weshalb eine Versorgungsspannung von 2,0 V gewählt wurde. Während des GSM-Empfangs (GSM-RX) läuft der Mikrocontroller mit voller Taktrate, wohingegen nur wenig Rechenleistung während der paketbasierten Datenübertragung des Detektions- und Datenübertragungssystems (WSN-TX/RX) benötigt wird und entsprechend ein stromsparender Stop-Modus genutzt werden kann. Dadurch ergibt sich, dass die Stromaufnahme in GSM-RX und

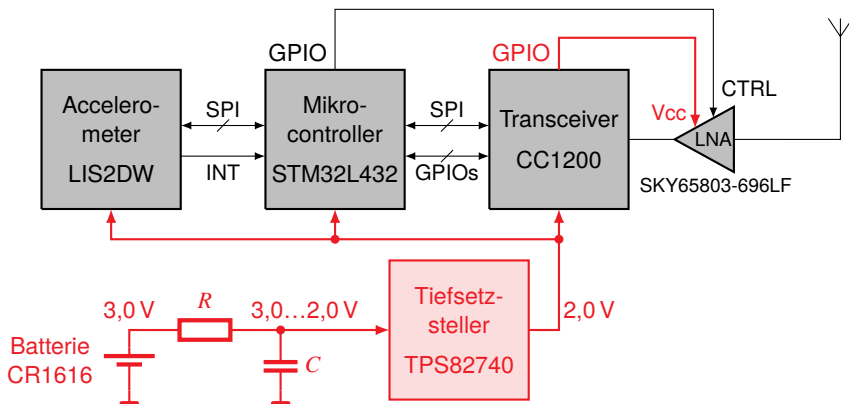


Abbildung 4.12: Blockschaltbild der Spannungsversorgung (rot) und der Datenverbindungen zwischen den aktiven Bauelementen.

Tabelle 4.6: Spezifizierte Betriebsspannung und Stromaufnahme der aktiven Bauelemente in den wichtigsten Modi.

Bauteil	Typ	Versorgungsspannung	Stromaufnahme nach Modus			
			Standby	GSM-RX	WSN-RX	WSN-TX
Mikrocontroller	STM32L432KC	1,71...3,6 V	0,46 $\mu$ A	10 mA	100 $\mu$ A	100 $\mu$ A
Transceiver	CC1200	2,0...3,6 V	0 $\mu$ A <sup>1</sup>	23 mA	23 mA	36 mA
LNA	SKY65803-696LF	1,5...3,3 V	0 nA <sup>2</sup>	3,5 mA	3,5 mA	0 nA <sup>2</sup>
Accelerometer	LIS2DW12	1,62...3,6 V	0,38 $\mu$ A	0,38 $\mu$ A	0,38 $\mu$ A	0,38 $\mu$ A
Tiefsetzsteller	TPS82740A	2,0...5,5 V	0,36 $\mu$ A	0,36 $\mu$ A	0,36 $\mu$ A	0,36 $\mu$ A
			1,2 $\mu$ A	36,5 mA	26,6 mA	36,1 mA

<sup>1</sup> Standby-Stromverbrauch kleiner Messauflösung

<sup>2</sup> Versorgung wird durch Transceiver spannungslos geschaltet

WSN-TX mit 36 mA in etwa gleich groß ist. Abbildung 4.12 zeigt das Konzept: Ein Tiefsetzsteller stabilisiert die variable Eingangsspannung auf 2,0 V und versorgt unmittelbar den Mikrocontroller, den Transceiver und das Accelerometer. Sowohl der Mikrocontroller, als auch der Beschleunigungssensor müssen zwingend dauerhaft versorgt werden, um die Real-Time Clock (RTC) und den RAM versorgen und Bewegungen detektieren zu können. Der Transceiver wird während der Inaktivität in den Standby-Modus versetzt, dessen Stromverbrauch in diesem Modus kleiner als die Messauflösung des Messgeräts ist. Der LNA wird über einen GPIO-Pin des Transceivers versorgt, welcher während des Empfangs auf Betriebsspannung und anderenfalls auf Masse gezogen wird. Der hochohmige CTRL-Pin zur Aktivierung und Deaktivierung des Bypass-Modus' wird über einen GPIO-Pin des Mikrocontrollers gesteuert. Aufgrund der gemeinsamen Versorgungsspannung betragen die Spannungspegel der Datenleitung einheitlich näherungsweise 2,0 V.

In Tabelle 4.7 ist eine Marktübersicht über Tiefsetzsteller mit Ruhestrom  $I_Q < 1 \mu$ A aufgeführt. Für die Schaltung wurde der TPS82740A von Texas Instruments ausge-

Tabelle 4.7: Tiefsetzsteller mit Ruhestrom  $I_Q < 1 \mu\text{A}$ , sortiert nach  $I_Q$  [103–111].

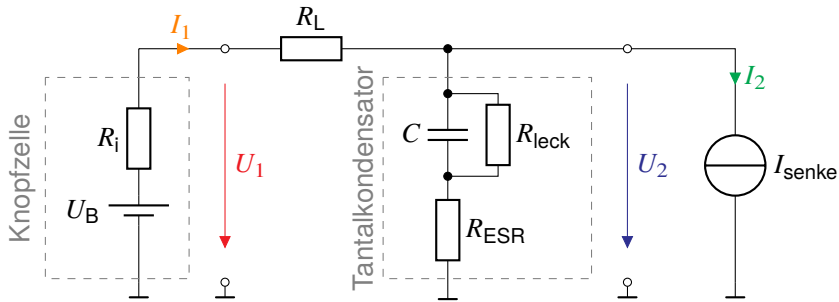
Hersteller	Bezeichnung	$I_Q$	$I_{\max}$	externe L	Bauteile Cs	Abmessungen	Marktein- führung
TI	TPS62840	60 nA	750 mA	2,2 $\mu\text{H}$	4,7 + 10 $\mu\text{F}$	0,97 x 1,47 mm <sup>2</sup>	2019
Analog	ADP5301	180 nA	500 mA	2,2 $\mu\text{H}$	2x 10 $\mu\text{F}$	1,65 x 1,87 mm <sup>2</sup>	2015
Rohm	BD70522GUL	180 nA	500 mA	2,2 $\mu\text{H}$	10 + 22 $\mu\text{F}$	1,56 x 1,76 mm <sup>2</sup>	2017
Ricoh	RP604 <sup>1</sup>	300 nA	300 mA	2,2 $\mu\text{H}$	10 + 22 $\mu\text{F}$	1,71 x 2,32 mm <sup>2</sup>	2018
Maxim	MAX38640	330 nA	700 mA	2,2 $\mu\text{H}$	4,7 + 10 $\mu\text{F}$	0,89 x 1,42 mm <sup>2</sup>	2018
TI	TPS62740	360 nA	300 mA	2,2 $\mu\text{H}$	2x 10 $\mu\text{F}$	2,0 x 3,0 mm <sup>2</sup>	2013
TI	TPS82740 <sup>2</sup>	360 nA	200 mA	–	–	2,30 x 2,90 mm <sup>2</sup>	2014
ST	ST1PS01	500 nA	400 mA	2,2 $\mu\text{H}$	2x 10 $\mu\text{F}$	1,14 x 1,44 mm <sup>2</sup>	2018
ST	ST1PS02	500 nA	400 mA	2,2 $\mu\text{H}$	3x 10 $\mu\text{F}$	1,7 x 2,0 mm <sup>2</sup>	2020

<sup>1</sup> Hoch- und Tiefsetzsteller<sup>2</sup> Modul mit integrierter Induktivität und Kapazitäten

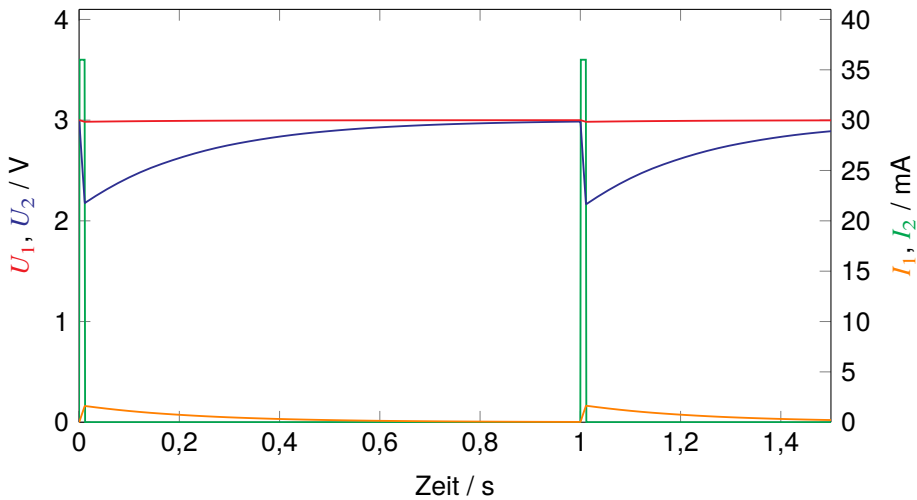
wählt, da dieser neben eines einlaminieren Schaltregelchips bereits eine Induktivität und drei Pufferkondensatoren auf einer Miniaturplatine beinhaltet und durch die gestapelte Bauweise sehr kompakt ist. Die Ruhestromaufnahme  $I_Q$  beträgt 360 nA, welche zur primärseitigen Stromaufnahme addiert die Gesamtstromaufnahme ergibt. Die geregelte Ausgangsspannung des TPS82740A wird über drei Pins fest zu 2,0 V konfiguriert.

Die nutzbare Kapazität kleiner Lithium-Mangandioxid-Zellen weist eine Abhängigkeit vom Entladestrom auf. In den Datenblättern verschiedener Hersteller wird typischerweise die nutzbare Kapazität über den Entladewiderstand angegeben, wobei diese mit kleinerem Lastwiderstand bzw. größerem Entladestrom sinkt [102]. Der Effekt kann anhand der Sättigung der Separatorschicht mit Lithium-Ionen verstanden werden, da diese eine endliche Driftgeschwindigkeit bei einer begrenzten Anzahl von Durchtrittsmöglichkeiten besitzen und diese den Durchfluss begrenzt. Eine steigende Sättigung hat zur Folge, dass der Innenwiderstand  $R_i$  lastabhängig steigt und die Elektrodenspannung entsprechend einbricht. Bei einer pulsartigen Belastung kann die Sättigung der Separatorschicht relaxieren, wodurch die Gesamtnutzkapazität weniger stark einbricht.

Um eine Reduktion der nutzbaren Kapazität zu vermeiden, wird ein Pufferkondensator mit Ladewiderstand vor dem Tiefsetzsteller eingeführt. Zur Auslegung wird die in Abbildung 4.13a dargestellte Pufferschaltung verwendet, welche die wichtigsten parasitäre Elemente der Knopfzelle und des Kondensators modelliert: Der Innenwiderstand der Batterie wird hierbei mit  $R_i = 10 \Omega$  vereinfacht als konstant angenommen und das zeitvariante Sättigungsverhalten bei größeren Strömen vernachlässigt. Der verlustbehaftete Kondensator ist mit einem äquivalenten seriellen Widerstand (ESR) und einem parallelen Leckstromwiderstand  $R_{\text{leck}}$  modelliert. Bei 3 V wurde ein Leckstrom von 0,5  $\mu\text{A}$  gemessen, sodass  $R_{\text{leck}} = 6 \text{ M}\Omega$  angenommen wird. Der äquivalente serielle Widerstand (ESR) des gewählten Tantal-Kondensators beträgt laut Datenblatt 0,4  $\Omega$ . Als Last wird vereinfacht eine geschaltete Stromsenke angenommen, welche



(a) Schaltung mit parasitären Elementen. Die Stromsenke stellt vereinfacht den Tiefsetzsteller dar.



(b) Simulierte Spannungen und Ströme

Abbildung 4.13: Pufferkondensator-Schaltung mit  $R_i = 10 \Omega$ ,  $R_L = 500 \Omega$ ,  $C = 470 \mu\text{F}$ ,  $R_{\text{ESR}} = 0,4 \Omega$ ,  $R_{\text{leck}} = 6 \text{ M}\Omega$  und  $I_{\text{senke}} = 36 \text{ mA}/1 \mu\text{A}$  für 15 ms/985 ms.

36 mA für 15 ms und 1  $\mu\text{A}$  für 985 ms aufnimmt. Tatsächlich verändert sich die Stromaufnahme  $I_2$  reziprok zur Spannung  $U_2$ , da der nachgeschaltete Tiefsetzsteller die Ausgangsspannung lastabhängig ausregelt.

### 4.1.6 Aufbautechnik

Die Aufbautechnik des Loggers ist ganzerrmaßen auf eine Minimierung des Volumens und Gewichts optimiert. Im Gegensatz zum nur wenige Tage getragenen und wiederverwertbaren Ansatz der Logger im DFG-Projekt BATS [99] wird ein dauerhaft beständiges Gehäuse zur mechanische Langzeitstabilität benötigt, um Urin, Kot und Biss- und Kratzversuchen der Tiere unbeschadet überstehen zu können.

Zur Minimierung des Leiterplattengewichts und -volumens kommt ein zweilagiges Polyimid-Substrat mit einer Dicke von 25  $\mu\text{m}$  zum Einsatz (Abb. 4.14). Die Kontur besteht hauptsächlich aus einer runden Fläche mit 16 mm Durchmesser, welche exakt dem der Knopfzelle entspricht. Im Gegensatz zum Projekt BATS [99] erfolgt eine einseitige Bestückung mit deutlich höherer Bauteildichte. Eine zweite runde Fläche bietet den Platz für mehrere herausgeführte Signalleitungen zum Programmieren und Auslesen des Mikrocontrollers und ein Pad zum Starten der Batterieversorgung. Verbunden sind die beiden runden Flächen über einen Steg, welcher aufgrund des flexiblen Materials um 180 Grad um die Knopfzelle herum gebogen wird. Die Länge des Stegs und der leicht verkleinerte Durchmesser des Kontaktierungsbereichs ermöglichen sowohl die Verwendung einer CR1616-Batterie oder einer 0,4 mm stärkeren CR1620-Batterie.

Der fertig bestückte Logger kann zum Programmieren und Testen in eine passgenaue Fassung eingelegt werden (Abb. 4.15). Von oben wird eine Versorgungsplatine mit Federkontakten aufgedrückt, welche eine Stromversorgung über USB, einen USB-UART-Wandler und eine SMA-Buchse umfasst. Für Testzwecke kann die Versorgungsspannung mittels eines Steckverbinders am Batteriepin oder hinter dem Tiefsetzsteller angelegt werden. Über die UART-Verbindung können u.a. das erfasste Spektrum und das Empfangssignal in Echtzeit an einen PC übertragen und dargestellt werden.

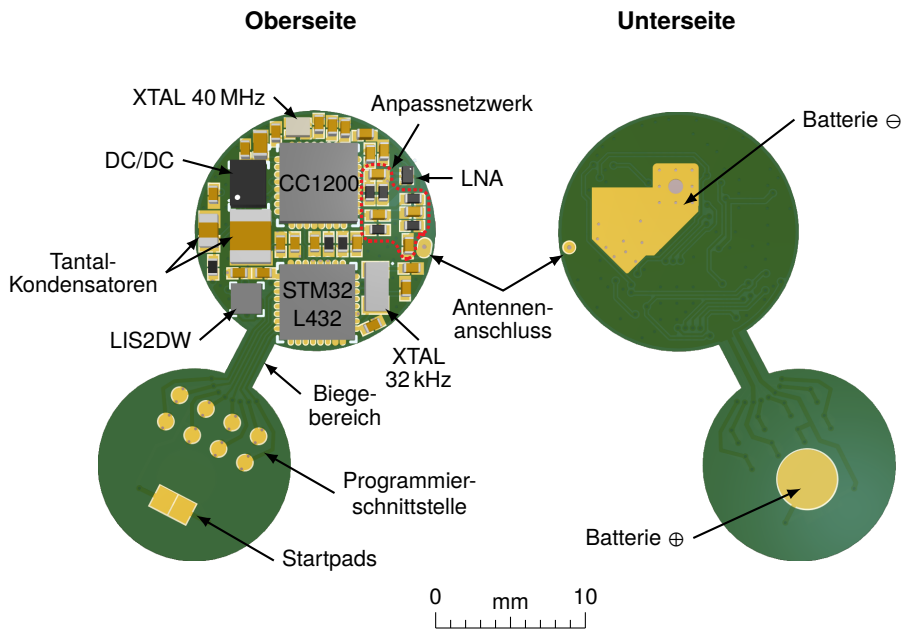


Abbildung 4.14: Ansicht der Ober- und Unterseite der Platine mit eingezeichneten Schaltungselementen.

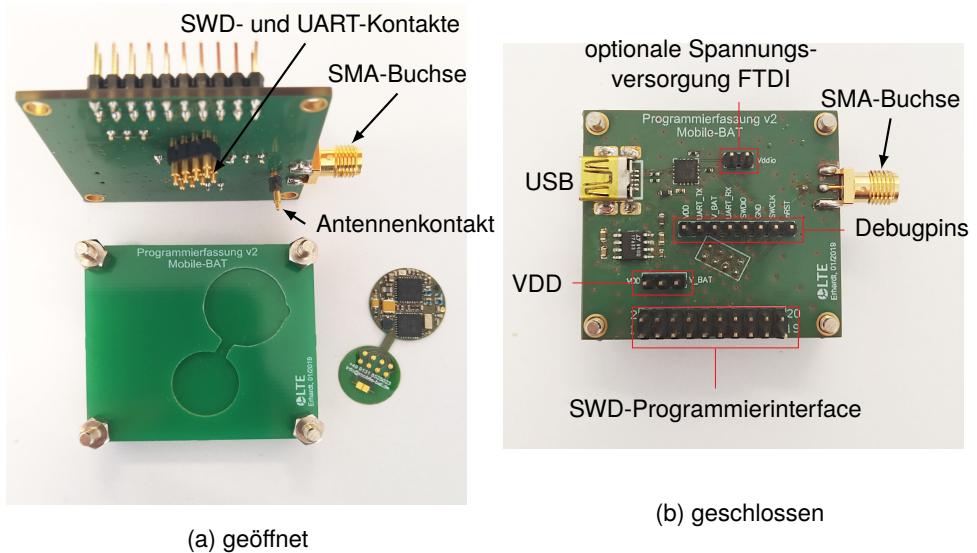


Abbildung 4.15: Die Programmierplattform ermöglicht ein zuverlässiges Programmieren und Testen der unvergossenen Platine über USB.

Zur dauerhaften Kontaktierung der Batterie wird die Unterseite der Platine mit leitfähigem Zweikomponentenkleber (MG Chemicals 8331) an den zwei in Abb. 4.14 dargestellten Pads zusätzlich mit Sekundenkleber an den mit Lötstopplack isolierten Bereichen mit der Knopfzelle verklebt. Durch den Klebstoff entsteht gegenüber einer Lösung mit Federkontakten kein Leerraum zwischen Batterie und Platine. Zusätzlich wird die Batterie damit nicht durch einen Lötvorgang thermisch belastet.

Die Befestigung des Loggers auf dem Tier ist ein zentrale Forschungsfrage der am Projekt beteiligten Biologen. Die Dauerhaftigkeit der Anbringung entscheidet in der Praxis über den Einsatzerfolg: Fällt der Logger während eines Langzeiteinsatzes vorzeitig ab, sind sämtliche darauf gespeicherten Daten verloren, da die Messdaten nur im internen Speicher gesammelt und erst nach der Wiederkehr des Tieres ausgelesen werden können. Die Anbringung mit Hautkleber hält typischerweise zwei Wochen [9]. Für einen längerfristigen Einsatz wurden in der Literatur Halsschlingen beschrieben, welche jedoch ein gewisses Verletzungs- und Strangulationsrisiko mit sich bringen und in Langzeiteinsätzen bisher noch nicht erfolgreich angewandt werden konnten [9, 112]. Im Projekt Mobile-BAT wurde der bisher selten, aber bereits erfolgreich angewandte Ansatz untersucht, den Logger mit einem Nylonfaden mit der Haut der Fledermaus zu vernähen [113]. Die Fadenführung im Tier erfolgt entsprechend Abbildung 4.16 längs zur Wirbelsäule und verläuft quer dazu durch zwei Fadenkanäle innerhalb des Loggers. Damit diese nicht in der Gesamthöhe des Loggers aufragen, verlaufen zwei Schläuche zwischen den elektronischen Bauteilen und sind bis auf ihren Ein- und Austritt vollständig mit eingegossen (0,76 mm Außen- und 0,46 mm Innendurchmesser).

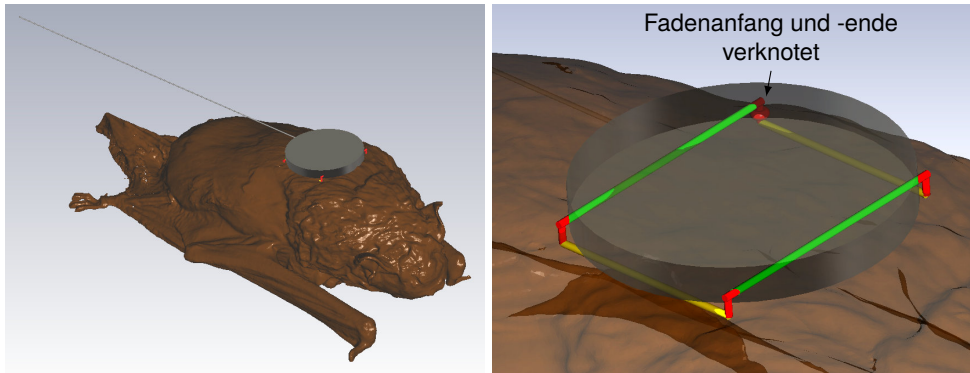


Abbildung 4.16: Befestigung am Tier und Fadenverlauf im Detail (grün: im Logger, gelb: subkutan, rot: außenliegend).

Der Übergang zwischen Fadenkanal und Haut stellt einen kritischen Bereich dar, da der Faden dort offenliegt und beschädigt werden kann (z.B. durch Krallen). Deshalb wird dieser Fadenbereich so kurz wie möglich gehalten, indem die Fadenkanalenden direkt auf der Haut anliegen und der Faden unmittelbar in die Haut abtaucht. In die Verknotung der Fadenenden wurde eine Sollbruchstelle eingebaut, sodass der Logger abfallen kann, sollte das Tier nicht wiedergefangen werden. Die Stabilität der Sollbruchstelle kann nur geschätzt werden. Für Kurzzeiteinsätze können die Logger auch ohne Vernähen im Fell verklebt werden und fallen nach einigen Wochen von selbst ab.

Zur dauerhaften Versiegelung ist der Logger in Epoxidharz eingegossen. Hierbei kam eine passgenaue Gussform aus Silikon zum Einsatz, welche zuvor von einem aus Aluminium gefräst und gedrehten Positiv abgenommen wurde. In ersten Versuchen zeigte sich, dass das Harz über den Kanten der Batterie nicht dauerhaft beständig war und dort feine Risse bekam. Dadurch konnte Wasser eindringen und zu einer weiteren, großflächigen Ablation führen. Deshalb wurde direkt vor dem Verguss ein Glasfilamentgewebe mit  $25 \text{ g/m}^2$  um den Logger gelegt und somit ein leistungsfähiger Verbundwerkstoff hergestellt.

Tabelle 4.8: Vergleich der Aufbautechnik mit anderen Fledermaus-getragenen Ortungssystemen.

System	Gewicht	Volumen	Substrat	Gehäuse	Befestigung am Tier	Wiederverwendbarkeit
VHF-Sender [114]	>0,35 g	~170 mm <sup>3</sup>	?	Epoxidharz	Kleben	nein
BatsV1 [99]	>1,4 g	946 mm <sup>3</sup>	0,5 mm FR-4	Epoxidharz	Kleben	nein
BatsV2 [99]	1,85 g	1.822 mm <sup>3</sup>	25 µm Polyimid	3D-Druck	Kleben	ja
BatsV3 [99]	>1,55 g	2.677 mm <sup>3</sup>	25 µm Polyimid	3D-Druck	Kleben	ja
BATS 2 [30]	0,99 g <sup>*1</sup>	~1.500 mm <sup>3</sup>	25 µm Polyimid	Nitril-Schlauch	Kleben	ja
ATLAS [115]	>0,8 g <sup>*1</sup>	~1.000 mm <sup>3</sup>	FR-4	?	?	?
Diese Arbeit	2,0 g	643,4 mm <sup>3</sup>	25 µm Polyimid	Glasfaser-verstärktes Epoxidharz	Vernähen/ Kleben	nein

\*1 ohne Gehäuse

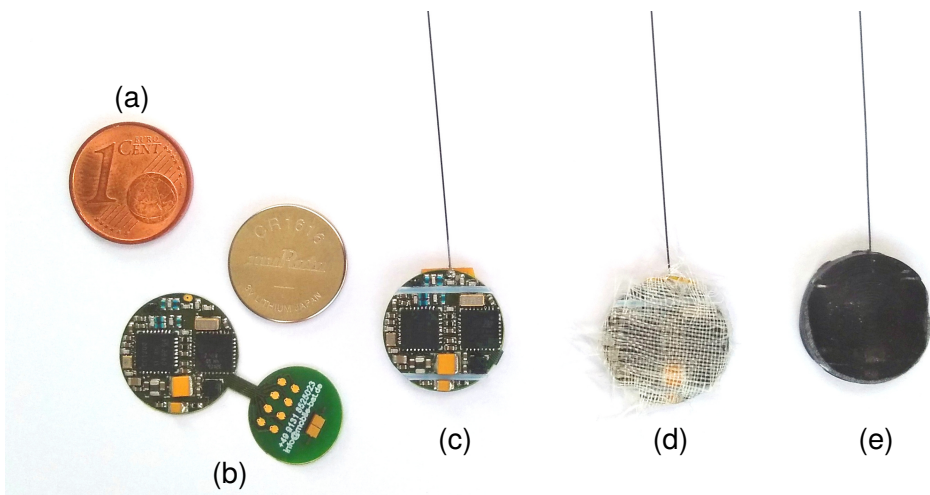


Abbildung 4.17: Aufbausritte eines GSM-Loggers: (a) 1 Eurocent-Münze zum Größenvergleich, (b) bestückte Platine und CR1616-Knopfzelle, (c) eingeklebte Knopfzelle (d) eingehüllt in Glasfasergewebe, (e) Verguss in Epoxidharz. Die Antenne besitzt eine Länge von 8 cm und ist nicht in voller Länge sichtbar.

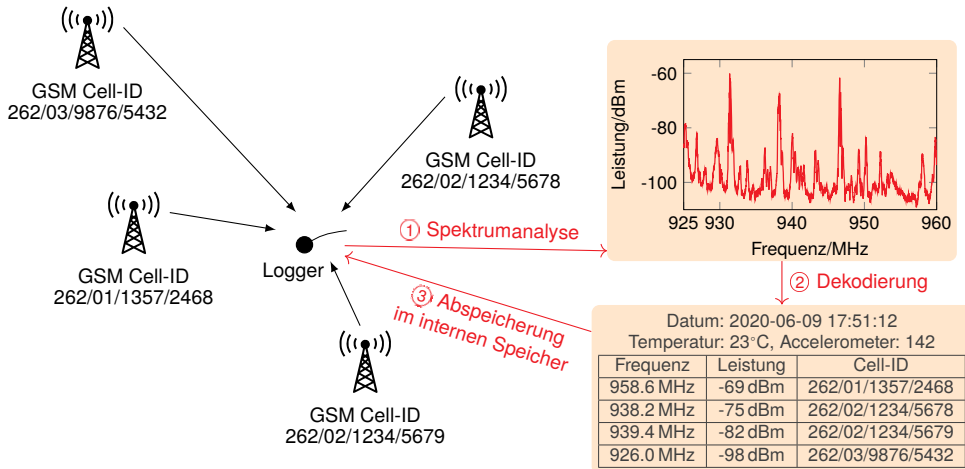


Abbildung 4.18: Systemkonzept des Mobilfunkloggers.

## 4.2 Systemkonzept

Die Erfassung von GSM-Zellen erfolgt in drei Schritten (s. Abb. 4.18):

1. Spektrale Erfassung des GSM-Downlink-Bandes und Auswahl potentieller BCCH-Kanäle
2. Sukzessive Dekodierung anhand ausgewählter Kanalliste
3. Abspeicherung aller dekodierter CGIs mit Metadaten im internen Speicher

### 4.2.1 Spektrumanalyse

Der in Kapitel 4.1.1 eingeführte Transceiver besitzt keine dedizierte Funktionalität zur Spektrumanalyse. Diese kann jedoch durch sukzessives Auslesen der Kanalleistung und Verschieben der Kanalmittefrequenz nachgebildet werden. Da nur BCCH-Kanäle die gesuchten Zellinformationen beinhalten, wird bereits in der Spektrumanalyse nach ihnen vorgefiltert: Basisstationen senden BCCH-Kanäle stets mit konstanter Leistung aus, wohingegen Traffic Channels abhängig vom Nutzeraufkommen ausgelastet sind und somit stark in ihrer Leistung fluktuieren. Durch mehrfach wiederholte Messung und Anwendung einer Minimalwertbildung (*minimum hold*) können BCCH-Kanäle zuverlässig erkannt werden. Abbildung 4.19 zeigt eine Messung des Downlink-Bandes, in dem die BCCH-Kanäle markiert sind.

Aufgrund der Einschränkungen der Spannungsversorgung bezüglich eines maximalen Tastgrads (siehe Kapitel 4.1.5) wird die Spektrumanalyse in mehrere kurze Aktivitäten von jeweils maximal 15 ms und dazwischenliegenden Nachladezeiten aufgeteilt. Während jeder Aktivität wird ein jeweils 4,0 MHz breiter Abschnitt in

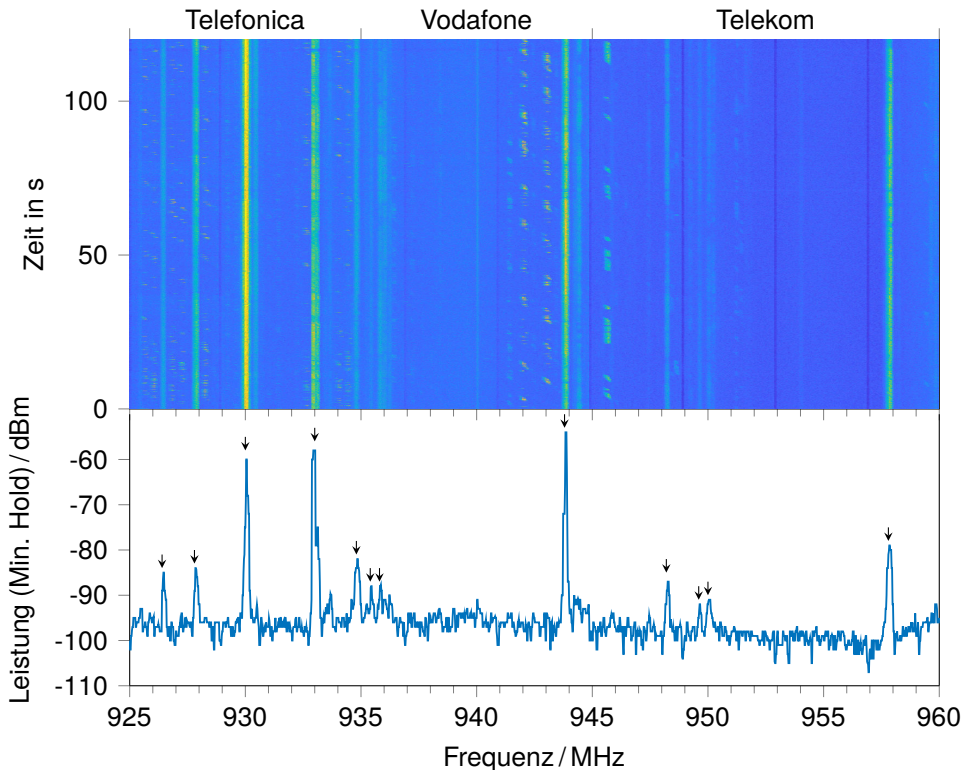


Abbildung 4.19: Mit dem CC1200 generiertes Spektrogramm des GSM-Downlinkbandes über 120 Sekunden und Minimalwert der letzten drei Sweeps. Die Sweepdauer beträgt 83,1 ms ohne Tastbetrieb. Dekodierbare GSM-Kanäle sind markiert.

20-kHz-Schritten erfasst, wodurch das 200 kHz-GSM-Kanalraaster eingehalten wird. In Anhang A.4 ist der Programmablaufplan mit der Zerlegung in neun Unterabschnitte (Laufvariable  $i$ ) und drei Durchgänge ( $n$ ) zur Implementierung der Minimalwertbildung dargestellt. Die Funktion  $\text{Scan}(i)$  setzt den Hardwarezugriff auf den CC1200 folgendermaßen um:

Zunächst wird der CC1200 durch Herunterziehen des NSS-Pins aus dem Powerdown-Modus aufgeweckt, was dieser durch Herunterziehen des MISO-Pins bestätigt. Daraufhin wird die momentane Kanalmittenfrequenz eingestellt und der Empfänger inklusive des externen LNAs aktiviert. Die Einschwingzeit des Empfängers muss mit  $800\ \mu\text{s}$  abgewartet werden, bevor valide Daten vorliegen. In  $10\ \mu\text{s}$  Abstand wird nun das Register RSSI1 dreimal pro Frequenzpunkt ausgelesen und gemittelt, wodurch eine Rauschreduzierung erreicht wird. Der nun vorliegende Wert wird auf einen 8-Bit-Wert zwischen 0 und 255 normiert und limitiert (*Clipping*) und der Minimalwert des Abtastpunkts aller Gesamtdurchläufe gebildet (*Minimum Hold*). Anschließend wird die Trägerfrequenz um 20 kHz erhöht und die gleiche Prozedur erneut ausgeführt.

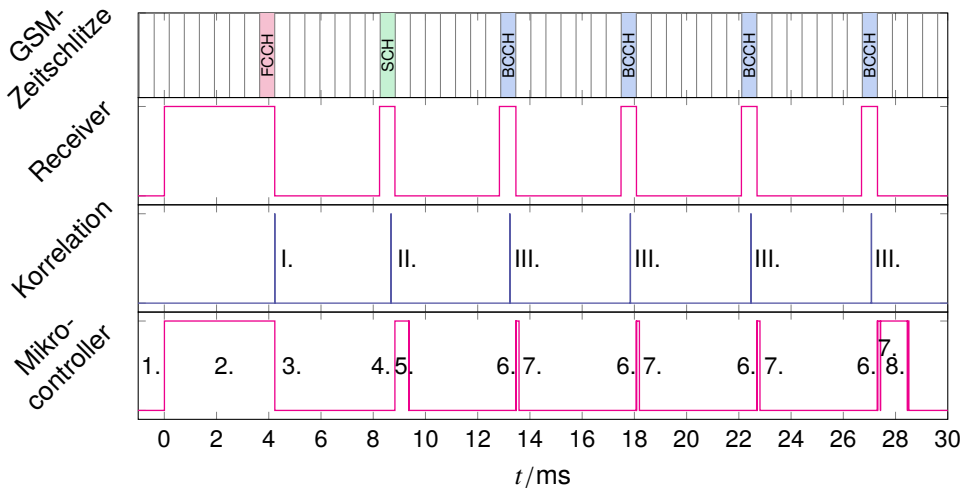


Abbildung 4.20: Zeitlicher Ablauf der Synchronisierung und Dekodierung eines BCCH-Kanals. Dargestellt ist der Vorgang für  $T_3 = 0$  und  $T_C = 2$  oder 6, also bei der minimalen Wartedauer auf den gesuchten BCCH.

Im Handbuch des CC1200 wird empfohlen, den Synthesizer nur im IDLE-Modus zu programmieren, da er sonst unerwartetes Verhalten zeigen kann [92]. Experimentell wurde jedoch herausgefunden, dass der Empfänger auch valide Daten liefert, solange der Synthesizer im Empfangsmodus nicht weiter als 4 MHz von der Startfrequenz verstimmt wird. Dadurch wird eine akzeptable Messrate erreicht, da die Einschwingzeit des Synthesizers (siehe oben) nur einmalig zu Beginn und nicht für jedes Sample abgewartet werden muss. Pro 4 MHz werden dadurch 15 ms benötigt.

Zusätzlich zur Gesamtleistung wird anhand des abgetasteten Spektrums ein Qualitätsfaktor berechnet, der die Ähnlichkeit mit der zu erwarteten spektralen Maske eines GSM-Signals angibt. Damit können LTE-Kanäle, welche ebenfalls im 900-MHz-Band ausgesendet werden, von vornherein von der Dekodierung ausgeschlossen werden.

## 4.2.2 Dekodierung von GSM-Basisstationen

Alle Kanäle, die in der vorhergehenden Spektralanalyse vorselektiert wurden, werden anschließend einzeln darauf untersucht, ob es sich tatsächlich um einen BCCH-Träger handelt. Die Dekodierung erfolgt in acht Schritten:

1. Stelle Empfangsfrequenz anhand Kanalliste ein und aktiviere Empfänger
2. Suche und lese Frequenzkorrekturkanal (FCCH) ein
3. Korrigiere Frequenzfehler
4. Suche und lese Synchronisationskanal (SCH) ein

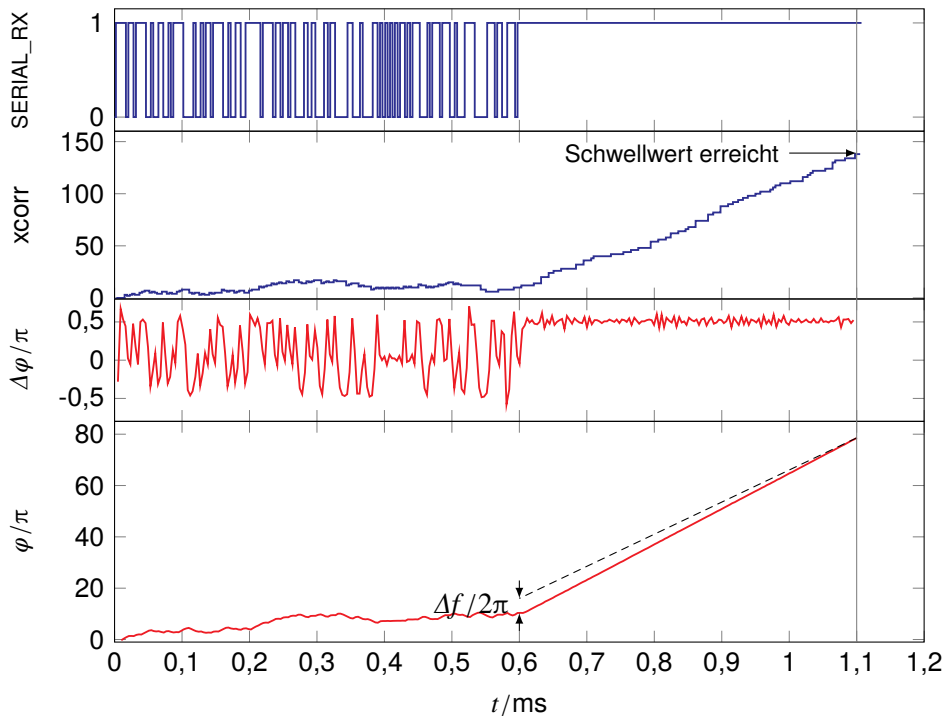


Abbildung 4.21: Suche des FCCH durch Korrelation auf SERIAL\_RX und anschließender Frequenzfehlerschätzung auf der akkumulierten Phase.

5. Dekodiere SCH
6. Suche und lese BCCH-Bursts ein (4x)
7. Deinterleave BCCH-Bursts (4x)
8. Dekodiere BCCH

Zum Zeitpunkt des Einschaltens des Empfängers muss zunächst eine zeitliche Synchronisation hergestellt werden, indem die aktuelle Position im 51-Multiframe bestimmen wird (vgl. Abb. 2.17). Hierfür erfolgt eine Suche des FCCH, indem der vom CC1200 demodulierte Bitstrom fortlaufend eingelesen und darauf eine Bitvektorkorrelation mit 142 logischen Einsen durchgeführt wird. Der Frequenzfehler  $f_{\text{offset}}$  darf maximal  $f_{\text{dev}} = 67,7$  kHz betragen, da das demodulierte Ausgabebit dem Signum der Momentanfrequenz entspricht (siehe Abschnitt 4.1.1). Liegt das Korrelationsergebnis über einem Schwellwert, werden die jeweils zeitgleich eingelesenen Phaseninformationen für eine grobe Schätzung des Frequenzfehlers genutzt.

Im GSM-Rahmen beträgt die Zeit zwischen zwei FCCH 46,15 ms (bzw. 50,765 ms zwischen  $T3' = 4$  und  $T3' = 0$ ), was folglich länger ist als die maximal erlaubte Aktivitätsdauer (s. Kapitel 4.1.5). Deshalb wird der unsynchronisierte Suchvorgang

auf 25 ms limitiert und nach 775,2 ms wiederholt<sup>1</sup>. Nach vier erfolglosen Versuchen wird der Kanal verworfen – entweder ist der Rauschabstand (SNR) des Signals nicht ausreichend oder es handelt sich um gar keinen BCCH-Kanal.

Wurde ein FCCH detektiert, liegt nun eine grobe zeitliche Synchronisierung auf das 51-Multiframe vor und der Empfänger wird bis zum nächsten Frame, dem SCH, abgeschaltet. Ein Timer aktiviert nach 3,0 ms den Empfänger zur Detektion des SB und ein weiterer dient nach 4,9 ms als Timeout für den Fall, dass dieser nicht gefunden wird. In der Zwischenzeit wird der Frequenzfehler beim Empfang des FCCH bestimmt, indem die in einen Ringspeicher eingelesenen Phasendifferenzen ausgewertet werden. Der Fehler wird hierbei aus der akkumulierten Phase über 128 Werte und der Differenz zum Sollwert bestimmt:

$$\Delta f = \left( \sum_{k=0}^{127} \Delta \varphi[k] - 128 \cdot 64 \right) \cdot 67,7 \text{ kHz} \quad (4.5)$$

Der Frequenzfehler lässt sich anschaulich als Differenz der fortlaufenden Phasenintegration mit der zu erwartenden Rampe ab dem Synchronisationszeitpunkt betrachten (siehe Abb. 4.21). Beim Auslösen des Timers wird der Empfänger wieder gestartet und der SB wiederum durch Korrelation mit der im GSM-Standard definierten SB-Trainingssequenz gesucht. Da der demodulierte Bitstrom jedoch dem Signum der Ableitung der Absolutphase entspricht, kann die Korrelation nicht direkt mit dieser, sondern mit der differentiell kodierten Trainingssequenz korreliert werden, welche sich mithilfe des logischen XOR-Operators  $\oplus$  berechnet:

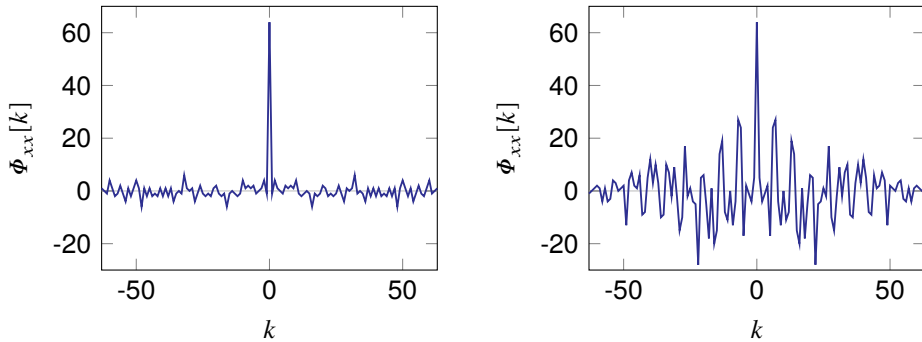
$$TS_{\text{diff}}[k] = TS[k] \oplus TS[k - 1]; \quad TS[k] \in (0; 1) \quad (4.6)$$

Der Zusammenhang zwischen der Trainingssequenz  $TS$  und der differentiell dekodierten Trainingssequenz  $TS_{\text{diff}}$  ist in ausgeschriebener Form unmittelbar erkennbar:

$$\begin{aligned} TS &= 1011100101100010000001000000111100101101010001010111011000011011 \\ TS_{\text{diff}} &= \text{X}110010111010011000001100000100010111011111001111100110100010110 \end{aligned}$$

Die erste Stelle von  $TS_{\text{diff}}$  ist hierbei abhängig vom vorhergehenden Wert, welcher im SB Nutzdaten enthält und somit variabel ist. Die Autokorrelationsfunktion der Trainingssequenz  $TS$  weist ein einziges scharfes Maximum auf, wodurch sich der Empfänger symbolgenau synchronisieren und die Kanalimpulsantwort unmittelbar schätzen kann [116]. Die differentiell kodierte Form  $TS_{\text{diff}}$  besitzt ebenso ein scharfes Maximum, jedoch existieren Nebenmaxima ab einer Entfernung von fünf Symbolen, was die Korrelationseigenschaften signifikant verschlechtert. Kann man die Suche jedoch auf den Bereich  $-5 < k < 5$ , also auf neun Symbole, eingrenzen, degradieren die Korrelationseigenschaften im Vergleich zur normalen Form nur schwach [90]. Dies

<sup>1</sup>Drei Multiframe + zehn Frames + Verschiebung:  $3 \cdot 51 \cdot 4,615 \text{ ms} + 46,15 \text{ ms} + 23 \text{ ms} = 775,2 \text{ ms}$



(a) AKF der normalen Form.

(b) AKF der differentiell kodierten Form.

Abbildung 4.22: Die Autokorrelationsfunktion der differentiellen Trainingssequenz des GSM-Synchronisation Burst (SB) besitzt im Gegensatz zur normalen Form starke Nebenmaxima.

entspricht einem Zeitraum von  $33 \mu\text{s}$ , welcher aufgrund der vorhergehenden zeitlichen Grobsynchronisation auf den FB ausreichend lang ist. Wird bei der Korrelation ein Schwellwert überschritten und somit das Ende (sic!) der Trainingssequenz erkannt, werden die nachfolgenden 39 Nutzdaten-Bit des SB in den Puffer eingelesen. Für den Fall, dass der Empfang währenddessen abbricht, versetzt ein Timeout den Empfänger wieder in den Standby-Modus. Wurde der SB vollständig eingelesen, wird ein Dekodierungsversuch unternommen. Hierzu werden die faltungskodierte Daten mit Hilfe eines modifizierten Viterbi-Algorithmus' dekodiert, welcher die differentielle Kodierung berücksichtigt. Durch die Überprüfung des inneren Blockcodes in Form eines CRC wird die Datenintegrität der dekodierten Nachricht verifiziert. Der SCH beinhaltet Informationen zum Netz und zur aktuellen Rahmennummer und unterscheidet sich daher bei jeder Ausstrahlung. Der Network Color Code (NCC) unterscheidet sich je nach Netzbetreiber, entspricht jedoch nicht dem MNC. Mit Hilfe des Base Station Color Code (BCC) wird mitgeteilt, welcher der acht möglichen Trainingssequenzen in Normal Bursts (NBs) verwendet wird. Die Parameter T1, T2 und T3' ergeben zusammen die Reduced Frame Number (RFN). Daraus kann die derzeitige Position im Rahmen und der Type Code (TC) bestimmt werden. Anhand dieser Parameter wird nun die Zeit ermittelt, die bis zum ersten Frame des BCCH gewartet werden muss. Anhand des Parameters T3' muss zunächst festgestellt werden, ob der BCCH im aktuellen Multiframe noch folgt oder bereits ausgesandt wurde. Da jedoch nur BCCHs mit TC=2 oder 6 gesucht werden, beträgt die Wartezeit minimal  $4,615 \text{ ms}$  und maximal  $900,6 \text{ ms}$  (vgl. Abb. 2.17). Bei einer längeren Wartedauer wird der Empfänger im Ziel-Multiframe erneut für den ersten FCCH zur Frequenzsynchronisierung und den SCH zur genauen Zeitsynchronisierung aktiviert, da die Genauigkeit des taktgebenden Quarzes für ein symbolgenaues Timing über mehrere hundert Millisekunden zu ungenau ist.

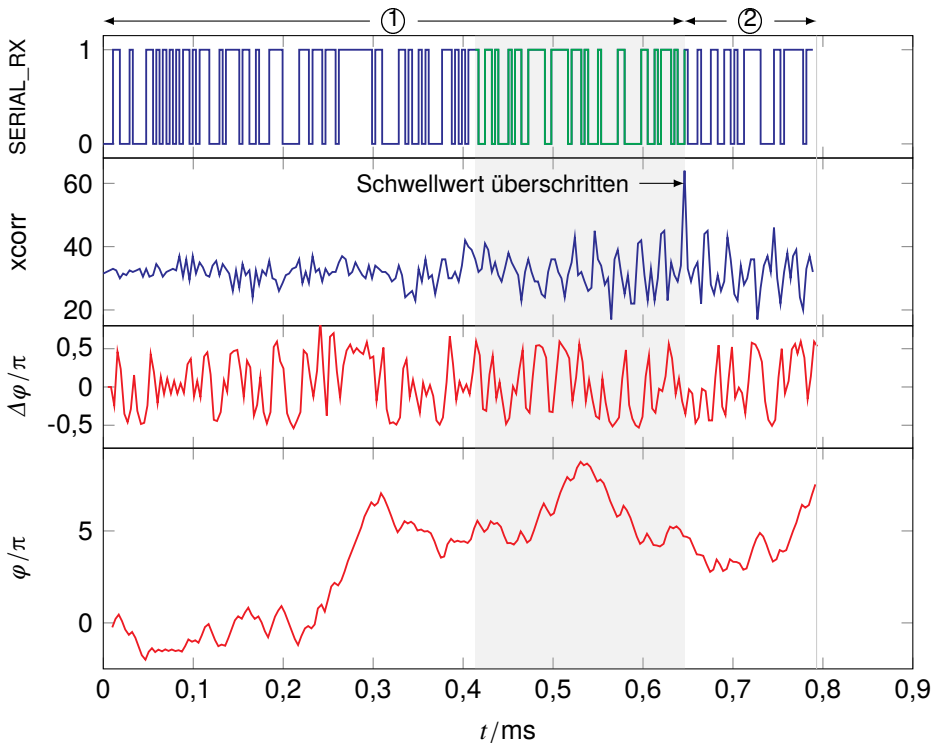


Abbildung 4.23: Zeitlicher Ablauf beim Empfang des SCH: ① Einlesen und Korrelation mit differentieller Trainingssequenz, ② Einlesen. Die Trainingssequenz ist hervorgehoben.

Der BCCH ist über vier Bursts verteilt und muss vor der Dekodierung erst vollständig eingelesen und entschachtelt werden (*Deinterleaving*). Ein Burst-weises Deinterleaving lässt sich unmittelbar nach Einlesen eines einzelnen Bursts mit folgender Funktion ausführen, wobei Ein- und Ausgabewerte jeweils als 32 Bit breite Bitvektoren vorliegen:

```
1 void deinterleave_bcch(uint32_t *i, uint16_t B, uint32_t *c) {
2     uint16_t k = B * 57;
3     for(uint16_t j=0; j<114; j++) {
4         c[k/32] |= ((i[j/32] >> (31 - j%32)) & 1) << (31 - k%32);
5         if(j & 1) {
6             k = (k + 292) % 456;
7         } else {
8             k = (k + 228) % 456;
9         }
10    }
11 }
```

## 4.2.3 Kommunikationsschnittstelle

Zur Kommunikation mit einer Basisstation ist ein bidirektionales Datenübertragungsverfahren implementiert, welches den Transceiver CC1200 in seiner eigentlich vorhergesehenen Funktion verwendet. Hierfür wird der CC1200 via SPI auf eine paketbasierte Datenübertragung im 868-MHz-Band umkonfiguriert. Zur Einhaltung der maximalen Aktivitätszeit wurde ein zeitschlitzbasiertes Protokoll entworfen, welches außerdem eine empfangsleistungsabhängige Anpassung der Datenrate umsetzt. Eine Beschreibung des Funkübertragungssystems erfolgt in Kapitel 7.

## 4.3 Firmware

### 4.3.1 Programmaufbau

Die Firmware des Mikrocontrollers ist in C mit vereinzelt Inline-Assembler-Optimierungen geschrieben und mit GNU Compiler Collection (GCC) kompiliert. Auf ein Betriebssystem wird verzichtet, da die Anforderungen an die Echtzeitläuffähigkeit der GSM-Signalverarbeitung hohe Ansprüche stellen. Außerdem soll das kompilierte Programm möglichst wenig Programmspeicher im Flash belegen, um möglichst viel Speicherplatz für die Messdaten zur Verfügung zu haben. Weiterhin müssen die diversen Stromsparmodi des Controllers für einen möglichst geringen Energieverbrauch definiert eingesetzt werden, was ohne Betriebssystem tiefergreifend möglich ist.

## Speicherregionen

Der Mikrocontroller STM32L432KC besitzt 64 kB RAM und 256 kB Flash. Der RAM ist in Hardware in einen 48 kB und einen 16 kB großen Bereich (SRAM1 und SRAM2) aufgeteilt, wobei beide ihren Inhalt im Standby- und Shutdown-Modus standardmäßig verlieren. SRAM2 kann jedoch so konfiguriert werden, dass dessen Register auch in diesen Modi auf Kosten eines um 200 nA höheren Stromverbrauchs gehalten werden. Durch Mapping auf die Speicheradresse 0x2000C000 kann auf SRAM1 und SRAM2 nahtlos zugegriffen werden. Mit Hilfe des Linkerskripts und eines entsprechenden Startup-Skripts sind zwei RAM-Speicherbereiche definiert: RAM1 mit 56 kB beinhaltet Variablen, die nur kurzzeitig z.B. während einzelner Signalverarbeitungsschritte benötigt werden. In RAM2, der vollständig in SRAM2 liegt, werden globale Zustandsvariablen abgelegt, die während der gesamten Laufzeit des Loggers gehalten werden müssen. Der Flash-Speicher ist aufgeteilt in einen 32 kB großen Bereich für den Programmcode und daran anschließend 224 kB für Messdaten, die während der Laufzeit geschrieben werden. In Tabelle 4.9 sind die im Linkerskript definierten Speicherbereiche aufgeführt.

Tabelle 4.9: Im Linkerscript festgelegte Speicherbereiche des STM32L432KC.

Bezeichnung	Startadresse	Größe	Inhalt
RAM1	0x20000000	56 kB	Variablen
RAM2	0x2000E000	8 kB	Variablen (Retention im Standby)
FLASH	0x08000000	32 kB	Programmcode
DATA	0x08008000	224 kB	Freier Speicher für Messdaten

Pro Messung werden maximal 20 unterschiedliche GSM-Basisstationen abgespeichert. Ein Datenformat mit Magic Word und Länge ermöglicht nach dem Auslesen eine eindeutige Zuordnung der fortlaufend hintereinander geschriebenen Messdaten. Ein in PHP geschriebener Parser wandelt den rohen Speicherinhalt in ein JSON-Format um.

Ein Speichereintrag wird nur vorgenommen, wenn mehr als eine Zelle erfolgreich dekodiert wurde. Folglich beträgt die Speichergröße pro Eintrag zwischen 26 Byte und 216 Byte, wobei Einträge gegebenenfalls vergrößert werden müssen, die nicht einem Vielfachen der schreibbaren Blockgröße von 4 Byte entsprechen. Somit reicht der Speicherplatz für mindestens 1061 Messungen, was bei vier Messungen pro Tag mindestens 265 Tagen entspricht. In der Praxis werden je nach Umgebung typischerweise weniger als 20 Basisstationen pro Messung dekodiert, wodurch die Anzahl an speicher-

Tabelle 4.10: Format eines Speichereintrags.

Länge	Magic Word	Datum	Uhrzeit	Beschleunigung	Temperatur	Anzahl Zellen	Zellliste
2 Byte	2 Byte	4 Byte	4 Byte	2 Byte	1 Byte	1 Byte	N·10 Byte

Tabelle 4.11: Format einer Zellmessung.

Kanal	Leistung	MCC	MNC	LAC	CID
1 Byte	1 Byte	2 Byte	2 Byte	2 Byte	2 Byte

baren Messungen weiter steigt (siehe Kapitel 8). Somit besteht keine Notwendigkeit, die Daten in irgendeiner Art komprimieren zu müssen.

### 4.3.2 Architekturoptimierte Signalverarbeitung

In diesem Unterkapitel werden einzelne Signalverarbeitungsschritte genauer erläutert, die entweder so zeitkritisch sind, dass sie erst nach Optimierung auf die Architektur des Mikrocontrollers echtzeitlauffähig sind, oder in denen valide Näherungen gefunden wurden, welche die Ausführungszeit deutlich verkürzen.

#### Bitschieberegister

Bei jeder steigender Flanke des Clocksignals SERIAL\_CLK kann interruptbasiert ein neues Bit des demodulierten Signals SERIAL\_RX eingelesen werden. Da der CC1200 dieses jedoch bereits mit der fallenden Flanke neu setzt und der Mikrocontroller etwa 550 ns bis zur Ausführung der Interruptroutine benötigt, wurde die fallende Flanke als Interruptquelle gewählt (s. Abb. 4.26). Die Periodendauer eines GSM-Signals beträgt 3,69  $\mu$ s, was bei einem Prozessortakt von 80 MHz in etwa 295 Takten entspricht. Als echtzeitfähig gilt eine Operation, die innerhalb dieses Zeitraums vollständig ausgeführt werden kann. Für die Suche und Demodulierung der in Abschnitt 4.2.2 aufgeführten Prozesse muss zunächst jeweils mindestens ein gesamter Burst in den Speicher eingelesen werden.

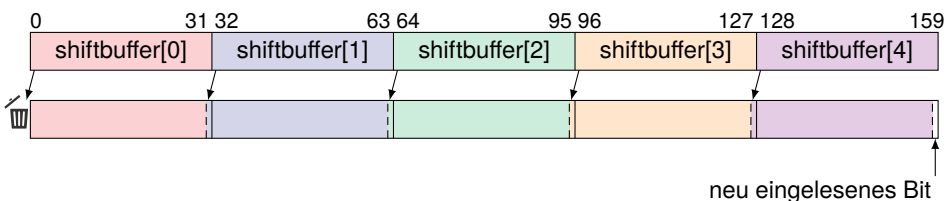


Abbildung 4.24: Bitschieberegister bestehend aus fünf Hardware-Registern. Der Übertrag muss jeweils in das vorhergehende Register übernommen werden [117].

In Abbildung 4.24 ist ein Schieberegister bestehend aus fünf je 32 Bit breiten Einzelregistern dargestellt, das entsprechend 160 Bit speichert und somit einen gesamten GSM-Burst (142 Bit) mit beidseitig 9 Bit Toleranz aufnehmen kann. Im Symboltakt wird der Inhalt jedes Einzelregisters um eine Stelle nach links geschoben, wobei das Most Significant Bit (MSB) jedes Registers als Least Significant Bit (LSB) ins nächste

Register übertragen werden muss. Mit jedem Takt wird jeweils das älteste Bit (entspricht MSB des ersten Registers) verworfen. Anschließend wird das neu einzulesende Bit im LSB des letzten Registers gespeichert (hier: von Pin 8 an Port A).

In C-Syntax gibt es keine Möglichkeit, den Übertrag einer Schiebeoperation zu sichern. Deshalb muss der Übertrag jedes der fünf Register von links nach rechts übernommen werden:

```

1  for(uint8_t i=0; i<4; i++) {
2      shiftbuffer[i] <<= 1;
3      shiftbuffer[i] |= shiftbuffer[i+1] >> 31;
4  }
5  shiftbuffer[4] <<= 1;
6  if (GPIOA->IDR & LL_GPIO_PIN_8) {shiftbuffer[4] |= 1;}

```

Listing 4.1: Ineffizientes Bitschieberegister in C-Code

Eine effizientere Variante bietet sich unter Nutzung des Befehlssatzes der ARM Cortex-M4-Architektur an, was per Inline Assembler direkt im C-Programm umgesetzt werden kann. Zunächst erfolgt eine Umformung: Die Bitschiebeoperation um eine Stelle nach links ist äquivalent mit einer Multiplikation mit zwei beziehungsweise einer Addition des Wertes mit sich selbst. Der Befehlssatz umfasst drei Additionsbefehle, welche das Übertragsbit (*Carry-Flag*) nutzen:

```

adds op1, op2  Addition von op1 und op2 und Setzen des Übertragsbits
adcs op1, op2  Addition unter Nutzung des vorherigen Übertrags und erneutem
                Setzen
adc  op1, op2  Addition unter Nutzung des vorherigen Übertrags

```

Nutzt man diese Additionen zur Implementierung des Schieberegisters, kehrt sich die Rechenrichtung um (von rechts nach links): Beim hintersten Register wird der Übertrag gesetzt (adds), anschließend addiert und gesetzt (adcs) und im vordersten Register nur noch addiert, aber nicht mehr neu gesetzt (adc), da nachfolgende Befehle ansonsten fehlerhaft arbeiten könnten. Das Codebeispiel 4.2 zeigt das in Inline Assembler-Syntax optimierte Schieberegister [117].

```

1  asm("adds %1,%0":"=r"(shiftbuffer[4]):"r"(shiftbuffer[4]));
2  asm("adcs %1,%0":"=r"(shiftbuffer[3]):"r"(shiftbuffer[3]));
3  asm("adcs %1,%0":"=r"(shiftbuffer[2]):"r"(shiftbuffer[2]));
4  asm("adcs %1,%0":"=r"(shiftbuffer[1]):"r"(shiftbuffer[1]));
5  asm("adc  %1,%0":"=r"(shiftbuffer[0]):"r"(shiftbuffer[0]));
6  if (GPIOA->IDR & LL_GPIO_PIN_8) {shiftbuffer[4] |= 1;}

```

Listing 4.2: Effizienteres Bitschieberegister mit Inline Assembler-Optimierung

### Vereinfachte Bitvektor-Korrelation

Zur Synchronisation wird wie in Kapitel 4.2.2 beschrieben die bekannte, 64 Bit lange Trainingssequenz des SB im demodulierten GSM-Bitstrom mit Hilfe einer Kreuzkorrelation gesucht. Das Einlesen eines neuen Bits und die Korrelation muss zwingend echtzeitfähig sein, also innerhalb einer Symboldauer (3,69  $\mu$ s) einen Korrelationswert berechnet haben.

Die zeitdiskrete Kreuzkorrelation  $y[n]$  der komplexwertigen Eingangsvektoren  $x[m]$  und  $s[m]$  ist allgemein definiert als:

$$y[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x^*[m] s[m+n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x^*[m-n] s[m] \quad (4.7)$$

Es ist folglich irrelevant, welcher Vektor über welchen geschoben wird. Beschränkt man die Eingangsvektoren auf reellwertige Bitvektoren, entspricht die komplex Konjugierte der Zahl selbst. Sei  $s[m]$  die in der Eingangsfolge  $x[m]$  zu suchende Folge mit Länge  $N$  (z.B. Trainingssequenz) und überlappen beide Folgen vollständig, kann die unendliche Summe zu einer endlichen Summe über genau  $N$  Werte vereinfacht werden:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{N-1} x[m-n] s[m] \quad (4.8)$$

Für Bitvektoren kann die reelle Multiplikation  $x[m]s[m]$  auf ein logisches XNOR zurückgeführt werden, das eine „1“ nur bei Bitgleichheit ausgibt:

Tabelle 4.12: Wahrheitstabelle des XNOR-Operators

$X_1$	$X_2$	$\overline{X_1} \oplus \overline{X_2}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Eine unipolare Binärfolge  $x_{\text{uni}} \in \{0; 1\}$  wird in eine bipolare Binärfolge  $x_{\text{bip}} \in \{-1; +1\}$  mit der Vorschrift

$$x_{\text{bip}}[m] = 2 \cdot x_{\text{uni}}[m] - 1 \quad (4.9)$$

transformiert. Eingesetzt in Gleichung (4.8) ergibt sich daraus:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{N-1} \left( 2 \cdot \overline{(x[m-n] \oplus s[m])} - 1 \right) = 2 \cdot \left( \sum_{m=0}^{N-1} \overline{(x[m-n] \oplus s[m])} \right) - N \quad (4.10)$$

mit  $-N \leq y \leq N$

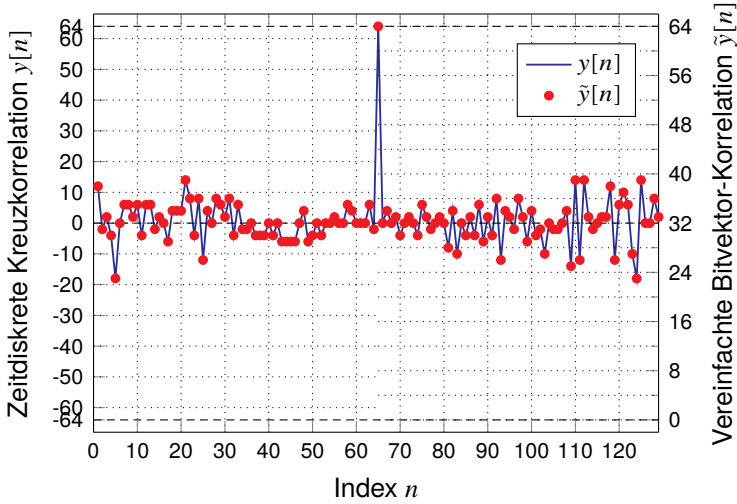


Abbildung 4.25: Vergleich der zeitdiskreten Kreuzkorrelation (linke Achse) mit der vereinfachten Bitvektor-Korrelation (rechte Achse). Dargestellt ist eine Korrelation mit Länge 64.

Die Multiplikation mit 2 und die Verschiebung um  $N$  beinhaltet keine zusätzliche Information und kann für die vereinfachte Bitvektor-Korrelation  $\tilde{y}[n]$  weggelassen werden, wodurch der Wertebereich entsprechend verschoben und skaliert wird:

$$\tilde{y}[n] = \sum_{m=0}^{N-1} (x[m-n] \oplus s[m]) \quad \text{mit} \quad 0 \leq \tilde{y} \leq N \quad (4.11)$$

Es sei angemerkt, dass es sich bei den vorausgehenden Umformungen für geradzahliges  $N$  um Äquivalenzumformungen handelt und folglich die vereinfachte Binärvektor-Korrelation mit der zeitdiskreten Kreuzkorrelation identisch ist (vgl. Abbildung 4.25).

Mit Hilfe der Booleschen Algebra kann ferner abgeleitet werden, dass die XNOR-Funktion äquivalent einer XOR-Funktion mit einem negierten Operanden ist:

$$\overline{X_1 \oplus X_2} = \overline{X_1} \oplus X_2 = X_1 \oplus \overline{X_2} \quad (4.12)$$

Bei Korrelation mit einer konstanten Trainingssequenz  $s[m]$  kann folglich ein XOR angewandt werden, wenn  $s[m]$  negiert eingesetzt wird. Wird die Verschiebung von  $x[m-n]$  durch ein Schieberegister wie in Kapitel 4.3.2 implementiert, kann nach jedem Schiebepgang ein instantaner Korrelationswert  $\tilde{y}$  berechnet werden. Für eine Länge  $N = 64$  (z.B. SB-Trainingssequenz) lässt sich die Summe außerdem in zwei Untersummen mit jeweils Länge 32 aufteilen:

$$\tilde{y} = \sum_{m=0}^{31} (x[m] \oplus \overline{s[m]}) + \sum_{m=32}^{63} (x[m] \oplus \overline{s[m]}) \quad (4.13)$$

Dadurch können je 32 Bit von zwei Bitvektoren in einer einzigen XOR-Operation registerweise korreliert werden. Die anschließende Summation kommt der Zählung der gesetzten Bits im Register gleich, was mathematisch dem Hamming-Gewicht oder der  $l_1$ -Norm des Bitvektors entspricht. In der Informatik bezeichnet man diese Funktion als *population count* bzw. *popcount*. Der Cortex-M4-Befehlssatz beinhaltet im Gegensatz zu größeren Architekturen zwar keine POPCNT-Instruktion, der GCC bietet jedoch eine effiziente Implementierung.

In C-Code lässt sich die vereinfachte Bitvektor-Korrelation wie folgt schreiben:

```
1 y = popcount(input_buffer[0] ^ ~sync_seq[0]);  
2 y += popcount(input_buffer[1] ^ ~sync_seq[1]);
```

Listing 4.3: Vereinfachte Bitvektor-Korrelation in C-Syntax

Zur reinen Rechenzeit des Schieberegisters und der vereinfachten Bitvektor-Korrelation kommen die Ausführungszeiten der Interruptbehandlung und von Funktionsprüngen hinzu. Letztere können durch geschicktes Inlining von Funktionen minimiert werden. Zur Analyse der tatsächlichen Gesamtausführungszeit wurde ein Debug-Pin des Mikrocontrollers direkt nach dem Aufruf des Interrupthandlers gesetzt, zwischen der Schieberegister-Operation und der Korrelation gelöscht und zum Abschluss des Interrupthandlers wieder gelöscht. Das Auslesen des Phasenregisters via SPI erfolgt ebenfalls interruptbasiert mit Setzen und Löschen des Debug-Pins zu Anfang und Ende dessen Handlers. Mit einem externen Logikanalysator wurde dieses Signal abgegriffen (siehe Abb. 4.26). Die gesamte Rechenzeit zum Einlesen eines neuen Bits und Phasenwerts beträgt 2,78  $\mu$ s. Bis der Mikrocontroller den Interrupthandler startet, vergehen 550 ns. Das Starten des SPI-Lesezugriffs, das Schieberegister mit Einlesen des neuen Bits (SERIAL\_RX) und die Zustandsüberprüfung benötigen 550 ns. Die vereinfachte Bitvektorkorrelation mit der SB-Trainingssequenz ( $L = 64$ ) benötigt 675 ns. Daraufhin wird die Interruptbehandlung des externen Eingangs beendet. Nach Abschluss der in der Hardware parallel durchgeführten SPI-Übertragung wird der entsprechende Interrupthandler ausgeführt, in welchem der soeben eingelesene Phasenwert in einem Puffer gespeichert wird. Dieser Vorgang benötigt 175 ns. Die Echtzeitfähigkeit wird somit mit einem zeitlichen Puffer von 800 ns erzielt, wobei bei Überschreiten des Korrelationsschwellwerts, also bei Detektion des Endes der Trainingssequenz, weitere Ausführungszeit für die Behandlung des Ereignisses benötigt wird (Aktualisierung des Zustandes, Start der Timer). Es gilt zu beachten, dass die Befehle zum Umschalten des Pins zusätzliche Ausführungszeit hinzufügen und weiterhin die Optimierung des Compilers negativ beeinflussen können. Die tatsächliche Rechenzeit ohne die Messsignalgenerierung ist also tendenziell geringer.

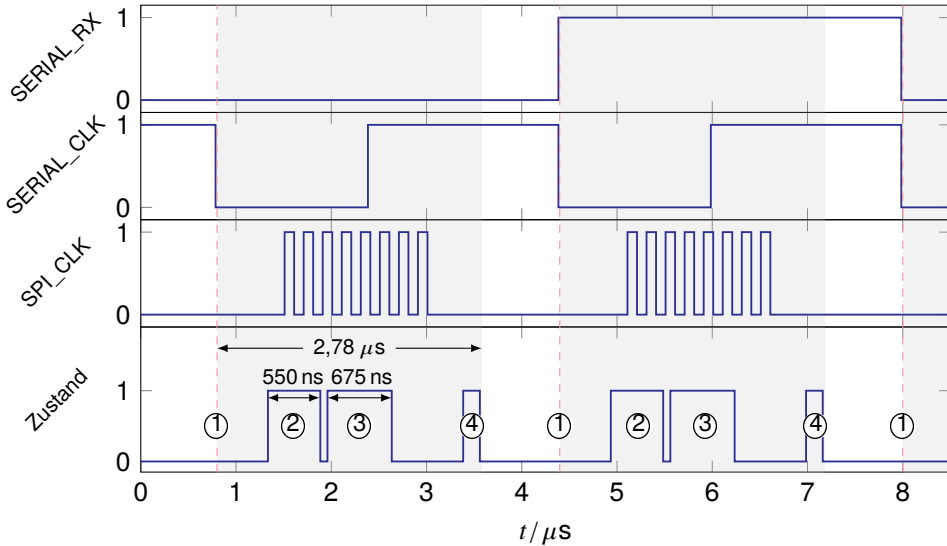


Abbildung 4.26: Messung der Ausführungszeiten beim Einlesen eines SB: ① Interrupt bei fallender Flanke von SERIAL\_CLK, ② Schieberegister, ③ Korrelation, ④ Einlesen des SPI-Registers.

## Phasenauswertung

In Kapitel 4.1.1 wurde aufgezeigt, dass aus dem Demodulator des CC1200 eine Momentanfrequenz bzw. die Phasendifferenz zum vorherigen Sample ausgelesen werden kann. Diese wird zusätzlich zum hart entschiedenen Bit-Ausgang zur Demodulation des GMSK-modulierten GSM-Signals verwendet. Das Register CFM\_RX\_DATA\_OUT beinhaltet einen 8-Bit-Wert im Zweierkomplement und wird im Folgenden als  $\Delta p[k]$  bezeichnet. Die nachfolgende Signalverarbeitung ist auf eine Registerbreite von 8 Bit optimiert, d.h. eine vollständige Phasenrotation ( $360^\circ$  bzw.  $2\pi$ ) ist auf den Wertebereich  $[0; 255]$  abgebildet. Entsprechend ist die Phase in Schritten von  $360^\circ/256 = 1,40625^\circ$  diskretisiert.

Die Signalverarbeitung erfolgt in vier Schritten:

1. Phasenintegration
2. Derotation
3. Phasenschätzung und -synchronisation
4. BPSK-Demodulation

Zunächst wird die Absolutphase  $p[k]$  fortlaufend durch Bildung der akkumulierten Summe mit jeder neu eingelesenen Phasendifferenz  $\Delta p[k]$  gebildet:

$$p[k] = p[k - 1] + \Delta p[k] \quad (4.14)$$

Zur Demodulation des GMSK-modulierten Signals erfolgt anschließend eine Derotation (vgl. Kap. 3.2), was einer Subtraktion einer Rampe mit Steigung 64 ( $\hat{=} \pi/2$ )

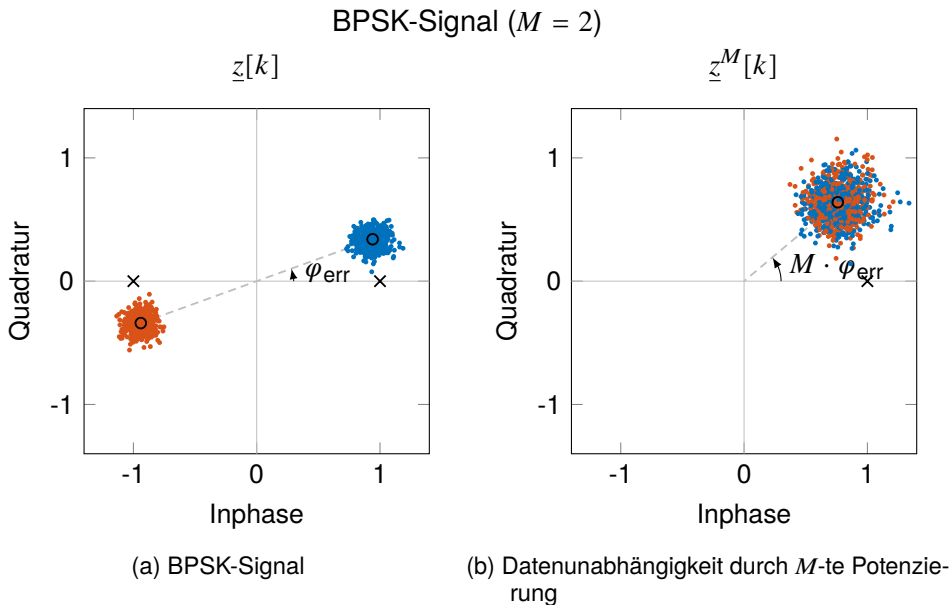


Abbildung 4.27: Konstellationsdiagramme zur Phasenschätzung eines BPSK-Signals mit einem Phasenfehler  $\varphi_{\text{err}} = 20^\circ$  ( $M = 2$ ,  $L = 1000$ ,  $\text{SNR} = 20$  dB)

entspricht:

$$p2[k] = p[k] - 64 \cdot k \quad (4.15)$$

Die Integration und Derotation eines gesamten Bursts kann in einer einzigen Schleife abgearbeitet werden:

```

1 p2[0] = p[0];
2 for(uint16_t k=1; k<150; k++) {
3     p2[k] = p2[k-1] + p[k] - 64;
4 }

```

Nach der Derotation liegt ein BPSK-moduliertes Signal vor. Verbleibende Frequenz- und Taktfehler führen zu wachsenden Phasenfehlern und müssen vor der Demodulation geschätzt und korrigiert werden. Hierfür kommt eine datenunabhängige, taktgestützte Phasenschätzung zum Einsatz. Datenunabhängigkeit einer komplexen Symbolfolge  $\underline{z}[k]$  wird bei einer  $M$ -PSK-Modulation durch Erhebung zur  $M$ -ten Potenz erreicht, wodurch die Phase von  $\underline{z}[k]$  mit  $M$  multipliziert wird und alle Symbole entsprechend in einen Punkt gedreht werden (siehe Abb. 4.27)[87]. Das Argument der Summe über  $L$  Werte gibt den mittleren Phasenfehler multipliziert mit  $M$  an. Der mittlere Phasenfehler  $\varphi_{\text{err}}$  berechnet sich also aus:

$$\varphi_{\text{err}} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{k=1}^L \underline{z}^M[k] \right\} \quad (4.16)$$

Dabei darf die Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  zwischen zwei Abtastwerten maximal  $2\pi/M$

betragen. Im Falle eines Frequenzfehlers, also eines linear steigenden oder fallenden Phasenfehlers, darf dieser betragsmäßig maximal annehmen:

$$|\Delta f_{\max}| = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\Delta\varphi_{\max}}{T} \frac{1}{2\pi} = \frac{2\pi}{M \cdot T \cdot 2\pi} = \frac{1}{M \cdot T} \quad (4.17)$$

Für die vorliegende BPSK-Modulation, also  $M = 2$  und  $\underline{z}[k] \in \{(-1 + j0), (+1 + j0)\}$ , gilt für den geschätzten Phasenfehler:

$$\varphi_{\text{err}} = \frac{1}{2} \arg \left\{ \sum_{k=1}^L \underline{z}^2[k] \right\} \quad (4.18)$$

Dabei muss ein etwaiger Frequenzfehler im vorliegenden GSM-Empfänger bereits vorher so kompensiert worden sein, dass gilt:

$$|\Delta f_{\max}| = \frac{1}{2T} = 135 \text{ kHz} \quad (4.19)$$

In Abb. 4.27 sind ein verrauschtes BPSK-moduliertes Signal mit Phasenfehler  $\varphi_{\text{err}}$  und dessen komplexe Potenzierung als Konstellationsdiagramm dargestellt. Aus der unterschiedliche Farbwahl für die beiden Symbole  $c[k]$  wird die Datenunabhängigkeit von  $\underline{z}^M[k]$  ersichtlich.

Für eine effiziente Implementierung wird die Summe aus Gleichung 4.18 zunächst mathematisch umgeformt<sup>2</sup>:

$$\sum_{k=1}^L \underline{z}_k^2 = \sum_{k=1}^L \text{Re}(\underline{z}_k^2) + j \cdot \sum_{k=1}^L \text{Im}(\underline{z}_k^2) = \quad (4.20)$$

$$= \sum_{k=1}^L \text{Re}(|\underline{z}_k|^2 \cdot e^{j2 \arg(\underline{z}_k)}) + j \cdot \sum_{k=1}^L \text{Im}(|\underline{z}_k|^2 \cdot e^{j2 \arg(\underline{z}_k)}) \quad (4.21)$$

Da jeweils nur die Phase genutzt wird und die Amplitude  $|\underline{z}_k| = 1$  gesetzt wird (vgl. Kap. 3.2.2), ergibt sich folgende Vereinfachung:

$$\sum_{k=1}^L \underline{z}_k^2 \Big|_{|\underline{z}_k|=1} = \sum_{k=1}^L \text{Re}(e^{j2 \arg(\underline{z}_k)}) + j \cdot \sum_{k=1}^L \text{Im}(e^{j2 \arg(\underline{z}_k)}) = \quad (4.22)$$

$$= \sum_{k=1}^L \cos(2 \arg(\underline{z}_k)) + j \cdot \sum_{k=1}^L \sin(2 \arg(\underline{z}_k)) \quad (4.23)$$

Die Summe der Quadrate komplexer Zahlen mit Betrag eins kann also in die Summen der Real- und Imaginärteile der doppelten Phasenwerte zerlegt werden. Die Sinus- und Kosinus-Funktionen für den 256-Wertebereich können effizient als Lookup-Tabellen vorgehalten werden, wobei durch Normierung des Wertebereichs

<sup>2</sup>Der Übersichtlichkeit halber wird nachfolgend die Notation  $\underline{z}_k \hat{=} \underline{z}[k]$  verwendet.

auf  $\pm 127$  der Datentyp `int8_t` gewählt werden kann und entsprechend für eine Lookup-Tabelle lediglich 256 Byte Speicher benötigt werden. Beim Zugriff auf die beiden Lookup-Tabellen ist zu beachten, dass die Arraygrenzen nicht überschritten werden dürfen. Dies kann sichergestellt werden, indem die Phase respektive der Arrayindex auf `uint8_t` typumgewandelt wird. Diese Operation entspricht außerdem einem Modulo 256 beziehungsweise einem Phasenumbruch von  $360^\circ$ .

Die Berechnung des Phasenfehlers lässt sich in C-Syntax folgendermaßen schreiben:

```

1 float cfm_phasesync(int16_t *p2, uint16_t L ) {
2     int16_t real = 0;
3     int16_t imag = 0;
4     for(uint16_t k=0; k<L; k++) {
5         real += cos256[(uint8_t)(2*p2[k])];
6         imag += sin256[(uint8_t)(2*p2[k])];
7     }
8     float out = 0.5*atan2_int8(imag, real);
9     return out;
10 }
```

Listing 4.4: Berechnung des Phasenfehlers über  $L$  Werte

Die `atan2`-Funktion ist eine Erweiterung des Arkustangens und besitzt zwei Argumente. Sie ist definiert als:

$$\operatorname{atan2}(y,x) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) & : (x > 0) \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & : (x < 0) \wedge (y \geq 0) \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) - \pi & : (x < 0) \wedge (y < 0) \\ +\frac{\pi}{2} & : (x = 0) \wedge (y > 0) \\ -\frac{\pi}{2} & : (x = 0) \wedge (y < 0) \end{cases} \quad (4.24)$$

Angewendet auf Real- und Imaginärteil einer komplexen Zahl gibt sie deren Phase zurück:

$$\varphi = \arg(\underline{z}) = \operatorname{atan2}(\operatorname{Im}(\underline{z}), \operatorname{Re}(\underline{z})) \quad (4.25)$$

Die `atan2`-Funktion kann quadrantenweise durch ein Polynom approximiert werden. Nach der Normierung des Arguments  $r$  gilt nach [118, 119] im ersten Quadranten ( $x, y \geq 0$ ):

$$\operatorname{atan2\_poly}(y,x) \approx 0,1963r^3 - 0,9817r + \frac{\pi}{4} \quad \text{mit } r = \frac{x-y}{x+y} \quad \text{für } x, y > 0 \quad (4.26)$$

Eine Erweiterung auf alle Quadranten erfolgt jeweils durch eine Drehung um  $90^\circ$  in der  $x$ - $y$ -Ebene und eine Werteverchiebung um  $\pi/2$ . Abbildung 4.28 verdeutlicht die quadrantenweise Rotationssymmetrie und Verschiebung der `atan2`-Funktion.

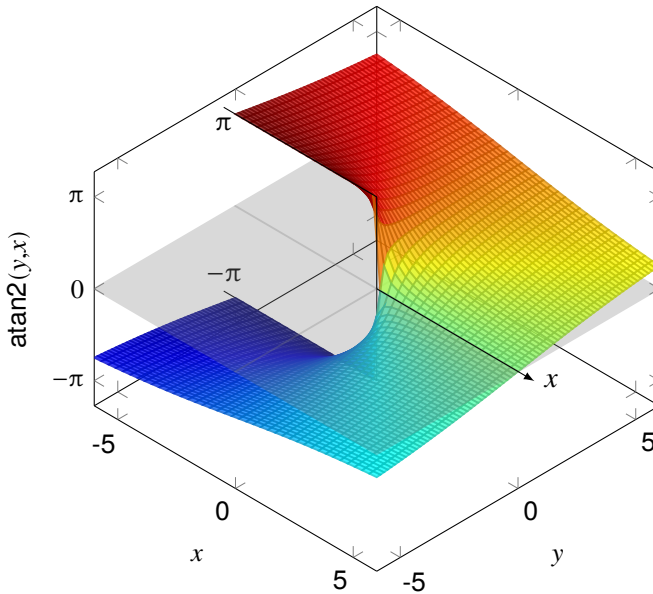


Abbildung 4.28: Die atan2-Funktion gibt für jeden Punkt in der komplexen Ebene den Winkel zur  $x$ -Achse im Wertebereich  $-\pi$  bis  $\pi$  an.

Wiederum normiert auf eine Phase im 8 Bit-Wertebereich [0;255] ergeben sich (rein zufällig) näherungsweise ganzzahlige Polynomkoeffizienten:

$$\varphi \approx 8r^3 - 40r + 32 \quad \text{mit } r = \frac{x-y}{x+y} \quad \text{für } x,y > 0 \quad (4.27)$$

In C-Code lässt sich schreiben:

```

1 float atan2_int8(float y, float x) {
2     float r, angle;
3     float abs_y = fabs(y) + 1e-10f; // vermeide Division durch 0
4     if ( x < 0.0f ) {
5         r = (x + abs_y) / (abs_y - x);
6         angle = 96; // =3/4*pi;
7     } else {
8         r = (x - abs_y) / (x + abs_y);
9         angle = 32; // =pi/4;
10    }
11    angle += (8*r*r - 40)*r;
12    if (y < 0.0f) {
13        return( -angle ); // invertiere in Quadrant III oder IV
14    } else {
15        return( angle );
16    }
17 }

```

Listing 4.5: Laufzeitoptimierte Arcustangens-2-Funktion durch Polynomapproximation

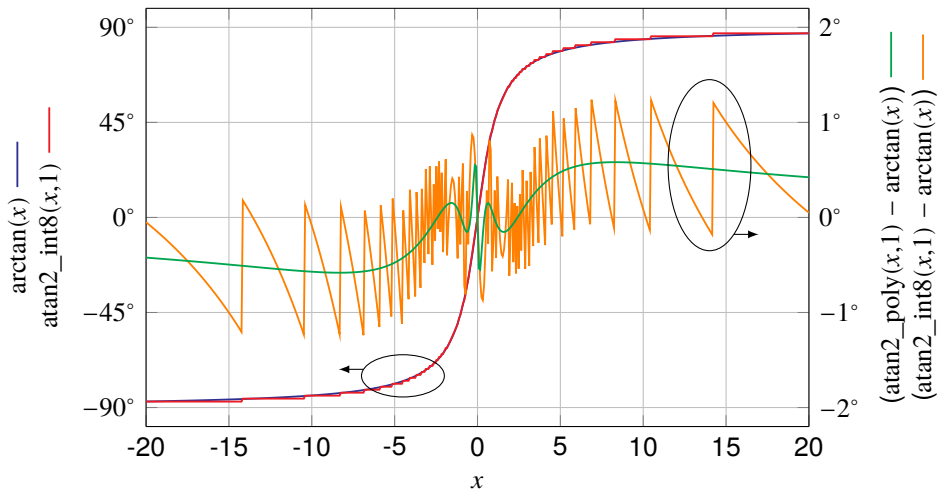


Abbildung 4.29: Arcustangens und diskretisierte Polynomapproximation (linke Achse) und Fehler der kontinuierlichen und diskretisierten Approximation (rechte Achse).

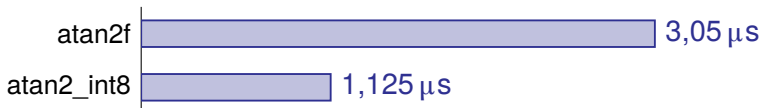


Abbildung 4.30: Ausführungszeiten der Funktion `atan2f` aus `<math.h>` und der optimierten `atan2`-Funktion auf einem STM32L432KC.

Der Schnitt bei  $y = 1$  entspricht dem Arcustangens. In Abbildung 4.29 sind die polynomapproximierte, diskretisierte `atan2`-Funktion und deren Approximations- und Diskretisierungsfehler dargestellt. Demnach liegt der Fehler im Bereich  $[-1,2; 1,2]$ , was zur Demodulation ausreichend genau ist.

Die Ausführungszeiten der Funktion `float atan2_int8(float, float)` und der Funktion `float atan2f(float, float)` aus der Standardbibliothek `<math.h>` wurden mittels GPIO-Pin-Toggeling und einer Echtzeitmessung mit einem Logikanalysator bestimmt. Die Standardfunktion benötigt  $3,05 \mu\text{s}$ , wohingegen die optimierte Funktion  $1,125 \mu\text{s}$  benötigt. Dies entspricht einer Reduktion um 63%.

Nach der Korrektur der Phasenlage kann das Signal als Binary Phase Shift Keying (BPSK)-Signal demoduliert werden, was als Signum des Realteils realisiert wird. Der Realteil entspricht wiederum dem Kosinus der Phase. Im 8 Bit-Wertebereich kann hierfür die zuvor genutzte Look-up-Tabelle verwendet werden, wenn die Phasenwerte zuvor auf diesen Wertebereich umgebrochen wurden (*phase wrapping*). Dies wiederum entspricht einem Modulo mit 256.



## 5.1 Empfängercharakterisierung

### 5.1.1 Sensitivität

Die Sensitivität des miniaturisierten Loggers wurde mit einem Mobilfunk-Basisstations-emulator Rohde&Schwarz CMU200 messtechnisch charakterisiert. Hierzu wurde die Anzahl an erfolgreich dekodierten SCH und BCCH über jeweils 5 Minuten in 1-dB-Schritten aufgenommen und auf die in der Rahmenstruktur vorkommende maximale Anzahl normiert (Abb. 5.1). Bei einer Dekodierwahrscheinlichkeit von 50% betrug die Eingangsleistung für den SCH -97 dBm und für den BCCH -94 dBm. Während die Wahrscheinlichkeit einer SCH-Dekodierung bei einer Eingangsleistung größer -90 dBm größer als 99% beträgt, nähert sich die Wahrscheinlichkeit bei der Dekodierung des BCCH nur 90% an. Dies kann damit erklärt werden, dass der BCCH im Gegensatz zum SCH auf vier Bursts verteilt ist und der Empfänger zum Stromsparen dazwischen jeweils abgeschaltet wird. Zu Erhöhung der Dekodierwahrscheinlichkeit in der Anwendung werden deshalb mehrfach wiederholte Dekodierversuche durchgeführt.

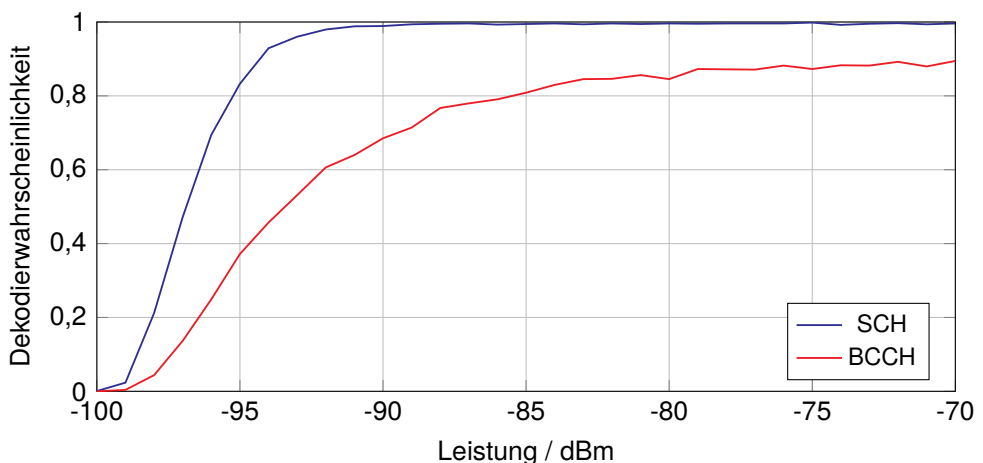


Abbildung 5.1: Messung der relativen Dekodierdaten des SCH und BCCH über der Eingangsleistung (5 Minuten pro Messpunkt,  $f_0 = 955,0$  MHz).

Im GSM-Standard ist eine Referenzsensitivität von  $-104$  dBm angegeben, die von Empfängern mindestens erfüllt werden muss [120]. Als Kriterium dient hier anders als in der gezeigten Messung eine Bitfehlerrate von  $\leq 0,1\%$ , sodass die Werte nicht unmittelbar vergleichbar sind.

### 5.1.2 Selektivität

Der vom CC1200 auslesbare RSSI-Wert wurde für den schmalbandigen Spektrumanalyse-Modus mit einer konfigurierten Filterbandbreite von  $20$  kHz mit einem Vektorsignal-generator Rohde&Schwarz SMIQ03B im Bereich zwischen  $-110$  und  $-60$  dBm charakterisiert und ist in Abb. 5.2 aufgetragen. Oberhalb von  $-80$  dBm ergibt sich eine positive Abweichung. Bei  $-60$  dBm beträgt diese  $3$  dB. Unterhalb von  $-90$  dBm steigt das Rauschen deutlich und der Mittelwert weist eine positive Abweichung auf. Die Messung wurde zwar auf einem nicht erkennbar belegten GSM-Downlinkkanal und in einem Aluminiumgehäuse durchgeführt, allerdings kann eine Einkopplung von außen nicht vollständig ausgeschlossen werden.

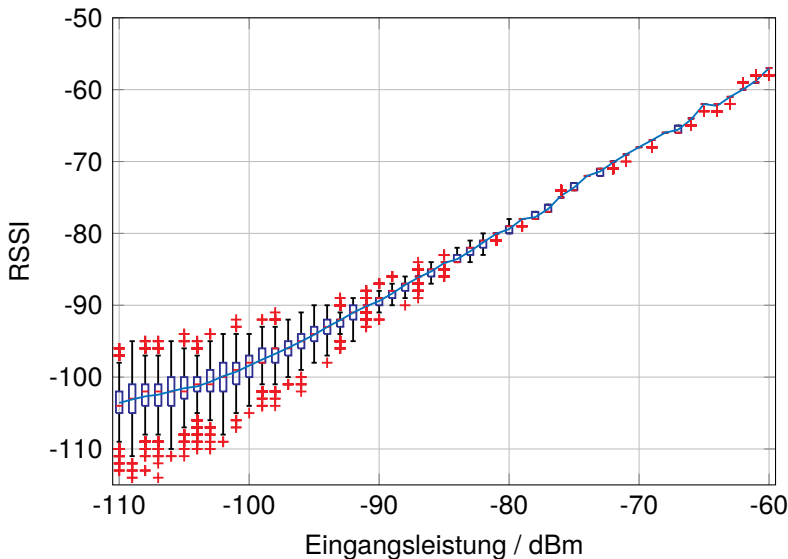


Abbildung 5.2: RSSI über Eingangsleistung im Spektrumanalyse-Modus ( $B = 20$  kHz),  $f = 952,4$  MHz.

Die Filtercharakteristiken im Spektrumanalyse-Modus ( $B = 20$  kHz) und GSM-Empfangsmodus ( $B = 277$  kHz) wurden mit dem selben Messaufbau durchgeführt, wobei der Signalgenerator mit einer Ausgangslleistung von  $-60$  dBm betrieben wurde und die Frequenz in einem  $2$  MHz breiten Intervall um die Empfängerfrequenz von  $952,4$  MHz in  $10$  kHz-Schritten verstellt wurde. Im Spektrumanalysemodus ergibt sich eine Sperrdämpfung von  $48$  dB, im GSM-Empfangsmodus von  $42$  dB.

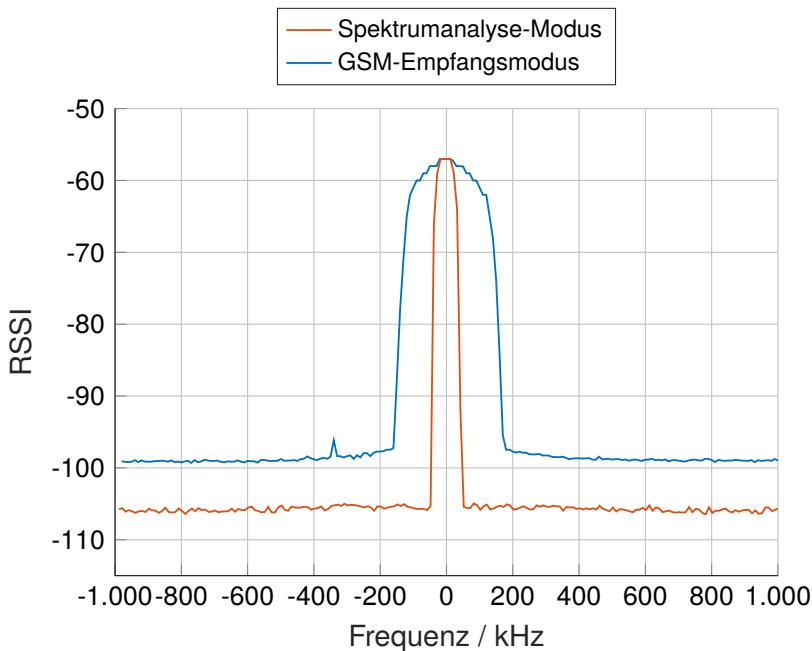


Abbildung 5.3: Filtercharakteristiken im Spektrumanalyse-Modus (BW = 20 kHz) und im GSM-Empfangsmodus (BW = 277 kHz),  $P = -60$  dBm.

## 5.2 Energieverbrauch

Der Logger befindet sich bei einem Langzeiteinsatz zu 99,997% der Zeit im Standby-Modus, in dem hauptsächlich die RTC und der Zustandsautomat des Loggers weiterläuft. Primärseitig beträgt die Stromaufnahme  $1,5 \mu\text{A}$ . An einem Tag werden folglich 388,8 mJ zur Aufrechterhaltung des Betriebs verbraucht.

Jeden Tag um 08:00 sendet der Logger das Detektionssignal im 868-MHz-Band aus und hört auf die Antwort einer Basisstation. Im Normalfall befindet sich der Logger nicht in Reichweite einer Basisstation und verbraucht deshalb 9,3 mJ pro Tag. Wird eine Verbindung mit einer Basisstation aufgebaut und werden alle 60 Zeitslitze voll genutzt (beim Download der Daten), werden 78,3 mJ verbraucht.

Im Spektrumanalyse-Modus wird das Spektrum im Frequenzbereich 925 MHz bis 960 MHz im Raster von 20 kHz dreifach abgetastet. Aufgrund der Einschränkung der maximalen Aktivitätsdauer wird der Vorgang in acht Unterabschnitte unterteilt und dauert somit 27 Sekunden. In Summe beträgt die Aktivitätsdauer 361 ms bei einer primärseitigen Stromaufnahme von 30 mA, was einem Energieverbrauch von 32,5 mJ entspricht.

Der Energieverbrauch zur Dekodierung einer GSM-Zelle variiert je nach benötigter Empfangsdauer. Wird der Empfänger optimal zum Beginn des FCCH eingeschaltet und werden SCH und BCCH beim ersten Versuch erfolgreich dekodiert, beträgt die

Tabelle 5.1: Gemessener Energieverbrauch des Loggers in verschiedenen Modi.

Modus	Stromaufnahme	Aktivitätsdauer	Energie	Bedingung
Standby	1,5 $\mu$ A	~24 h	388,8 mJ	pro Tag
Detektionssignal	29 mA	107 ms	9,3 mJ	pro Tag
Datendownload	29 mA	900 ms	78,3 mJ	pro Tag, Belegung aller Zeitschlitze
GSM-Spektrumanalyse	30 mA	361 ms	32,5 mJ	dreimaliger Bandscan (min_hold)
GSM-Dekodierung	30 mA	32 ms	2,9 mJ	pro Kanal (minimal: 0,9 mJ)
gesamter GSM-Scan	30 mA	681 ms	86,9 mJ	10 dekodierte GSM-Zellen

Aktivitätsdauer 10 ms und der Energieverbrauch 0,9 mJ. Wird der Empfänger jedoch zum schlechtest möglichen Zeitpunkt gestartet, beträgt die Wartezeit auf den nächsten FCCH 46,15 ms und benötigt entsprechend 4,2 mJ mehr. Im Mittel wird für eine Dekodierung einer Zelle eine Energie von 2,9 mJ benötigt.

Insgesamt werden bis zu 20 GSM-Zellen dekodiert, falls diese in der Spektrumanalyse detektiert wurden. Die Anzahl an tatsächlich dekodierbaren Zellen ist abhängig von der Netzabdeckung am Aufenthaltsort. Der Energieverbrauch beträgt für die Spektrumanalyse und die Dekodierung von zehn Zellen insgesamt 86,9 mJ.

Beim Langzeiteinsatz und vier GSM-Messungen am Tag sind 52% des Energieverbrauchs auf den Standby, 46,6% auf die tatsächliche Ortungsfunktionalität und 1,2% auf das Detektionssignal zurückzuführen. Für zukünftige Systeme sollte deshalb eine Verringerung der Standby-Stromaufnahme angestrebt werden. Dies könnte durch Einsatz einer dedizierten RTC und Abschaltung des Mikrocontrollers realisiert werden. Stand der Technik ist eine Ruhestromaufnahme von 55 nA bei 3 V unter Nutzung eines Quarzes (Abracon AB18X5 [121]). Die RTC benötigt jedoch zusätzliche Fläche auf der Platine und die Aktivitätsaufzeichnung mittels Interrupt des Accelerometer ist nicht mehr möglich.

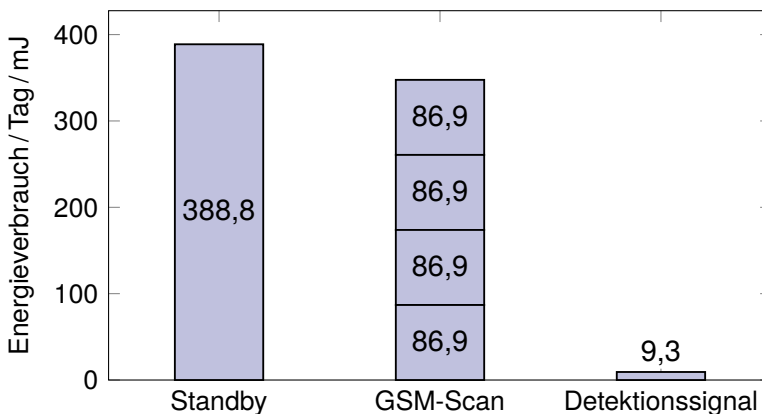


Abbildung 5.4: Täglicher Energieverbrauch bei vier GSM-Scans.

## 5.3 Gewicht

Das Gesamtgewicht der für den Feldtest Havelberg 2 hergestellten Logger liegt zwischen 1,967 g und 2,114 g und im Mittel bei 2,04 g (s. Abb. 5.5). Die Variabilität von 7% kommt aus der unterschiedlichen Dicke der Vergussmasse, da diese trotz der Silikongussform nicht exakt gleichmäßig dosiert werden konnte.

Den größten Anteil mit 1,053 g macht die CR1616-Knopfzelle aus. Die Platine mit den elektronischen Bauteilen und der Antenne wiegen in Summe 0,452 g. Die Röhrrchen zur Fadendurchführung wiegen 0,109 g. Der Gewichtsbeitrag von 0,03 g der Glasfaser ist im Vergleich zur Epoxidharz-Vergussmasse mit 0,344 g nahezu vernachlässigbar, verbessert aber die Langzeitstabilität des Loggers entscheidend.

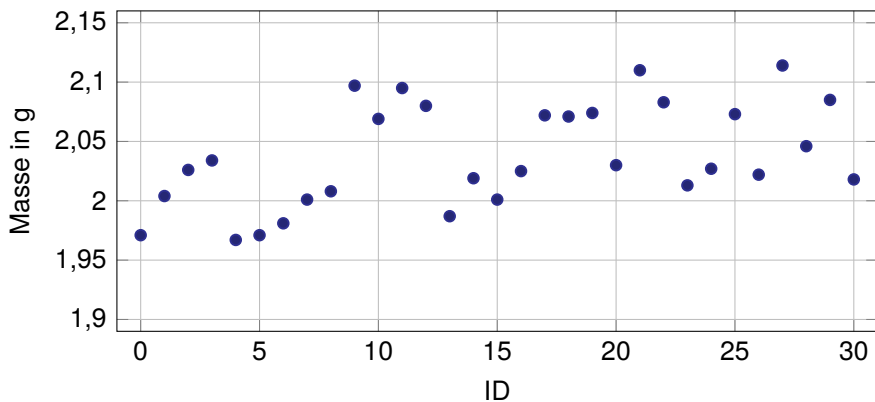


Abbildung 5.5: Masse der Logger in Havelberg 2 (vor Entgratung der Unterseite).

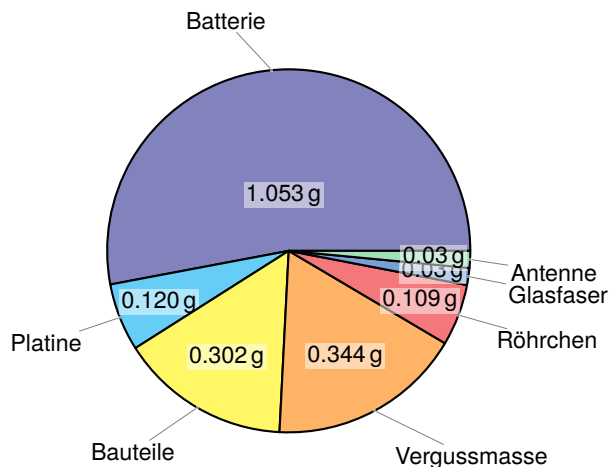


Abbildung 5.6: Gewichtsbeiträge der Einzelbauteile eines Loggers (1,998 g).



# Positionsrekonstruktion

## 6.1 RF Pattern Matching

Im Mobilfunk bezeichnet der Begriff RF Pattern Matching (RFPM) oder RF Fingerprinting ein Ortungsverfahren, bei dem eine Messgröße mit der zu erwartenden Größe verglichen wird. Diese sog. Signaturen können absolute und relative Empfangsleistungen, Kanalübertragungsfunktionen oder Round-Trip-Zeiten sein. Die Messgrößen werden mit einer Signaturdatenbank verglichen und daraus der wahrscheinlichste Aufenthaltsort bestimmt. Die Prädiktionen können dabei entweder durch vorherige Messungen oder durch simulative Funkausbreitungsberechnungen in einer nachgebildeten Umgebung (Gelände, Gebäude, Infrastruktur, Landnutzung etc.) gewonnen worden sein. Für RFPM in LTE existiert eine technische Spezifikation der 3GPP [122]. Außerdem wird das Verfahren zur Nutzerortung bei Notrufen von der Europäischen Kommission erwähnt [52].

In dieser Arbeit wird ein RFPM-Ansatz auf Grundlage von Funkausbreitungssimulationen von GSM-Signalen in einem Geländemodell angewandt. Detailliertere Umgebungsobjekte werden nicht modelliert, da die zu erwartenden Positionen im weiträumigen, nicht-urbanen Raum liegen.

## 6.2 Funkausbreitungssimulation

### 6.2.1 Verwendete Software

Zur Funkausbreitungssimulation wird die quelloffene Software SPLAT! eingesetzt, welche genauso wie die MATLAB-Toolbox `rfprop` das Longley-Rice-Modell implementiert (siehe Kapitel 2.2.3) [123]. Aufgrund seiner Quelloffenheit bietet SPLAT! im Gegensatz zur geschlossenen MATLAB-Toolbox deutlich umfangreichere Möglichkeiten für spezifischere Toolchains.<sup>1</sup> Die Qualität der Ausbreitungssimulation hängt neben der Genauigkeit des Standorts und der Antennencharakteristik stark von der Genauigkeit des Höhenmodells ab. Im Unterabschnitt 6.2.2 werden deshalb frei verfügbare, globale Höhenmodelle verglichen.

---

<sup>1</sup>Durch den Autor wurde in SPLAT! 2.0-alpha u.a. das Ausgabeformat GeoTIFF ergänzt, womit georeferenzierte Ausgaben generiert werden, die nativ in einem Geoinformationssystem (GIS) dargestellt werden können.

Bei einer Flächenausbreitungssimulation führt SPLAT! die Berechnung in Polarkoordinaten mit Ursprung am Sendestandort durch und zerlegt den Polarwinkel in eine diskrete Anzahl von Sektoren. Die dabei entstehenden, strahlenartigen Ausbreitungspfade werden unabhängig voneinander berechnet, wodurch die Berechnungen ihrer Ausbreitung problemlos parallelisiert werden können. Umgewandelt in kartesische Koordinaten werden die entsprechend berechneten Dämpfungswerte in einer zweidimensionalen Matrix abgespeichert. Zur Vereinfachung wird der Beugungseffekt nur am ersten Geländeschnitt der Sichtlinie zwischen Sende- und Empfangsort berücksichtigt.

## 6.2.2 Digitale Höhenmodelle

Ein digitales Höhenmodell (DHM, engl. digital elevation model DEM) beschreibt die Höhe der Erdoberfläche. Dabei wird zwischen einem digitalen Oberflächenmodell (DOM, engl. digital surface model, DSM) und einem digitalen Geländemodell (DGM, engl. digital terrain model, DTM) unterschieden. Ersteres umfasst sämtliche Objekte wie Gebäude, Bewuchs oder Gletscher, während letzteres die tatsächliche Erdoberfläche abbildet. Je nach Aufnahmeverfahren kann das Höhenmodell prinzipbedingt eine Mischung aus beiden darstellen.

2003 wurde mit den Shuttle Radar Topography Mission (SRTM)-Daten erstmals ein hochaufgelöstes, näherungsweise globales DHM mit 90 m Auflösung unter freier Lizenz (public domain) veröffentlicht (s.u.). Seitdem ist die Anzahl an frei nutzbaren DHMs deutlich gestiegen. Da unterschiedliche Institutionen verschiedene Rohdaten auch in Kombination mit anderen Höhenmodellen zu diversen Produkten verarbeiten, ist ein Überblick mittlerweile deutlich erschwert. Auf folgende Erdbeobachtungsmissionen lassen sich alle frei nutzbaren Geländemodelle hauptsächlich zurückführen:

- Advanced Spaceborne Thermal Emission and Reflection Radiometer (ASTER) ist ein US-amerikanisch-japanisches Multispektralinstrument im sichtbaren und Infrarotbereich, das 1999 an Bord des NASA-Satelliten Terra gestartet wurde und neben der Erdbeobachtung der Erstellung eines globalen DHMs dient. Aufgrund des optischen Sensorprinzips wird nicht die Erdoberfläche, sondern die Oberfläche inklusive Bewuchs und Bebauung erfasst. 2016 wurden die ASTER-Daten erstmals zur kostenfreien Nutzung freigegeben. [124]
- Im Rahmen der Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) wurde im Jahr 2000 in einer knapp zweiwöchigen Mission von NASA und DLR mit einem an einem Space Shuttle montierten, interferometrischen Radarsystem ein Großteil der Erdoberfläche erfasst. Dabei kamen die Instrumente SIR-C im L-Band (2,2 GHz) und X-SAR im X-Band (8,8 GHz) zum Einsatz. Aufgrund einer Inklination von  $57^\circ$  konnten nur Aufnahmen zwischen ca.  $60^\circ$  nördlicher und  $58^\circ$  südlicher Breite erstellt werden [125]. Trotz ihres Aufnahmealters stellen die SRTM-Daten, die 2003 mit 90 Metern und 2015 mit 30 Metern horizontaler Auflösung

veröffentlicht wurden, bis heute ein Standard-Digital Elevation Model (DEM) dar oder dienen als Referenz.

- Advanced Land Observation Satellite (ALOS) und ALOS-2 sind zwei japanischer Fernerkundungssatelliten, die 2006 und 2014 gestartet wurden, wobei ALOS 2011 verloren ging. ALOS-2 dient der Erd- und Atmosphärenbeobachtung und besitzt zwei optische Instrumente (PRISM und AVNIR-2) und ein Phased Array Synthetic Aperture Radar (SAR) (PALSAR) im L-Band bei 1270 MHz mit bis zu 28 MHz Bandbreite und verschiedenen Aufnahmemodi (Spotlight, Stripmap und ScanSAR) [126]. Aus den fusionierten Sensordaten wurde das globale Höhenmodell ALOS World 3D (AW3D) mit einer horizontalen Auflösung von 5 m erstellt und mit verringerter Auflösung zur freien Verwendung veröffentlicht. [127]
- TanDEM-X und TerraSAR-X sind zwei Satelliten, die die Erde seit 2010 auf einer Bahnhöhe von 514 km auf einer helixartigen Umlaufbahn im gegenseitigen Abstand von etwa 200 m umkreisen und interferometrische Aufnahmen der Erdoberfläche im X-Band mit der Mittenfrequenz 9,65 GHz und einer Chirp-Bandbreite von bis zu 300 MHz vornehmen. Aufgrund der polaren Umlaufbahn wird die gesamte Erdoberfläche überflogen. Die horizontale Auflösung des generierten Höhenmodells beträgt 12 m. 2018 veröffentlichte das DLR ein DEM mit einer verringerten Auflösung von 90 m für wissenschaftliche Zwecke [128, 129]. Im Rahmen des Copernicus-Programms der EU und ESA wurden erstmals 2020 die TanDEM-X-Daten als Copernicus DEM mit einer globalen Auflösung von 30 m frei veröffentlicht [130].

Tabelle 6.1: Auflistung von frei nutzbaren DHMs, aufgeteilt nach primären und abgeleiteten Produkten (jeweils neueste Version)

Bezeichnung	Vertikale Auflösung	Veröffentlichung	Datenquelle/ Mission	Aufnahmezeitraum	Quelle
ASTER GDEM Version 3	30 m	08/2019	ASTER	1999 – heute	[124]
SRTMGL3 Version 3	90 m	2006	SRTM	2000	[131]
SRTMGL1 Version 3	30 m	08/2015	SRTM	2000	[131]
ALOS World 3D-30m (AW3D30) Version 3.2	30 m	03/2021	ALOS	2006 – 2011	[127]
TanDEM-X 90m (TDM90)	90 m	10/2018	TanDEM-X	2011 – 2015	[132]
Copernicus DEM (COP-DEM_GLO-30)	30 m	04/2021	TanDEM-X	2011 – 2015	[130]
Viewfinderpanoramas	90 m	11/2012	SRTM, ASTER, russ. Karten	siehe oben	[133]
EU-DEM	25 m	04/2016	SRTM, ASTER, russ. Karten	siehe oben	[134]
NASADEM	30 m	02/2020	SRTM, ASTER	siehe oben	[135]

### 6.2.3 Zellsimulation

Für jede GSM-Basisstation wird eine Funkausbreitungssimulation mit dem Longley-Rice-Modell durchgeführt, indem jeweils ein Sender an den entsprechenden geographischen Koordinaten, der Antennenhöhe über Grund und der azimutalen Hauptstrahlrichtung im DHM platziert wird. Bei Sektorantennen wird die Richtcharakteristik einer kommerziellen Mobilfunkantenne (Kathrein Typ 80010692) angenommen<sup>2</sup>. Da die Zelldaten der Netzbetreiber keine Informationen über den tatsächlich eingestellten Downtilt enthalten, wurde die vertikale Keulbreite auf  $12^\circ$  vergrößert, um auch bei falsch angenommenem Downtilt eine typische Zellgröße zu erzielen (Abb. 6.1). Der hierdurch induzierte Fehler vergrößert zwar die Ortungsunsicherheit, stellt jedoch einen praktikablen Lösungsansatz für das Problem dar. Als Datenbasis für die Topographie dient das SRTMGL1-Höhenmodell mit einer Rasterweite von 30 m, da dieses im Jahr 2020 das Höhenmodell mit der besten Konsistenz darstellte.

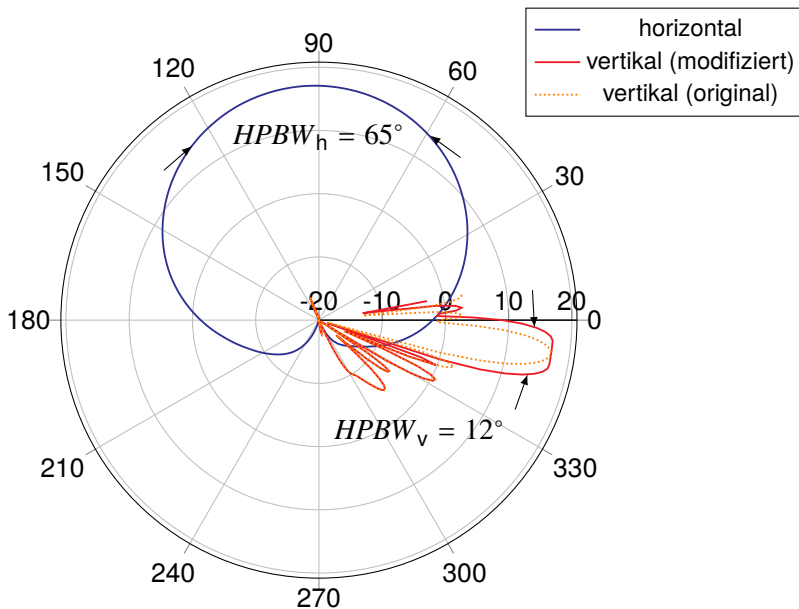


Abbildung 6.1: Richtdiagramm der verwendeten Antenne (horizontal zur Übersichtlichkeit um  $90^\circ$  gedreht).

Als Ergebnisse der Ausbreitungssimulationen liegen für jede Funkzelle eine zweidimensionale, georeferenzierte Matrix vor, in der die zu erwartende Empfangsleistung in 1 dB-Schritten auf einen Grauwert eines Pixels abgebildet wird und deren Pixelkantenlänge einer horizontalen Auflösung von 30 Metern entspricht (Auflösung des Höhenmodells). Da sämtliche Eigenschaften der Zellen als konstant angenommen

<sup>2</sup>Die Richtcharakteristik der Kathrein 80010692 war bis zur Übernahme durch Ericsson 2019 öffentlich im Internet verfügbar und liegt dem Autor vor.

Tabelle 6.2: Gewählte Parameter für Ausbreitungssimulationen

Parameter	Wert	Kommentar
<b>Sender:</b>		
Koordinaten	aus Datenbank	
Höhe über Grund	aus Datenbank	
Sendeleistung	aus Datenbank 10 W	Telekom sonst
Azimutale Hauptstrahlrichtung	aus Datenbank	
Antennencharakteristik	17,1 dBi, 65°/12° HPBW (h/v)	Modifizierte Kathrein 80010692, siehe Abb. 6.1
Downtilt	8°	
<b>Empfänger:</b>		
Antennencharakteristik	0 dBi isotrop	
Höhe über Grund	2 m	
<b>Kartenausgabe:</b>		
Rasterauflösung	30 m x 30 m	
Wertebereich	0...-130 dBm	abgebildet auf 0...130 einer Grauwertkarte
Max. Radius	50 km	

werden können, müssen die relativ rechenaufwändigen Ausbreitungssimulationen nur einmalig durchgeführt werden und können in den nachfolgenden Positionsschätzungen unverändert genutzt werden. Abbildung 6.2 zeigt die Ausbreitungssimulation einer Beispielzelle in Pseudofarben dargestellt. Die Zelle befindet sich an der Adresse Martensstraße 3, 91058 Erlangen, bei einer Antennenhöhe von 52,11 m über Grund und einer azimutalen Hauptstrahlrichtung von 30° (NO). Die horizontale Richtcharakteristik ist genauso wie der Einfluss der Topographie deutlich erkennbar. Der Wertebereich der Simulation wurde mit 0...-130 dBm größer gewählt als die minimale Sensitivität typischer GSM-Mobilfunktransceiver (ca. -110 dBm), um bessere Empfangsbedingungen (z.B. bei größerer Höhe der Fledermaus) abbilden zu können.

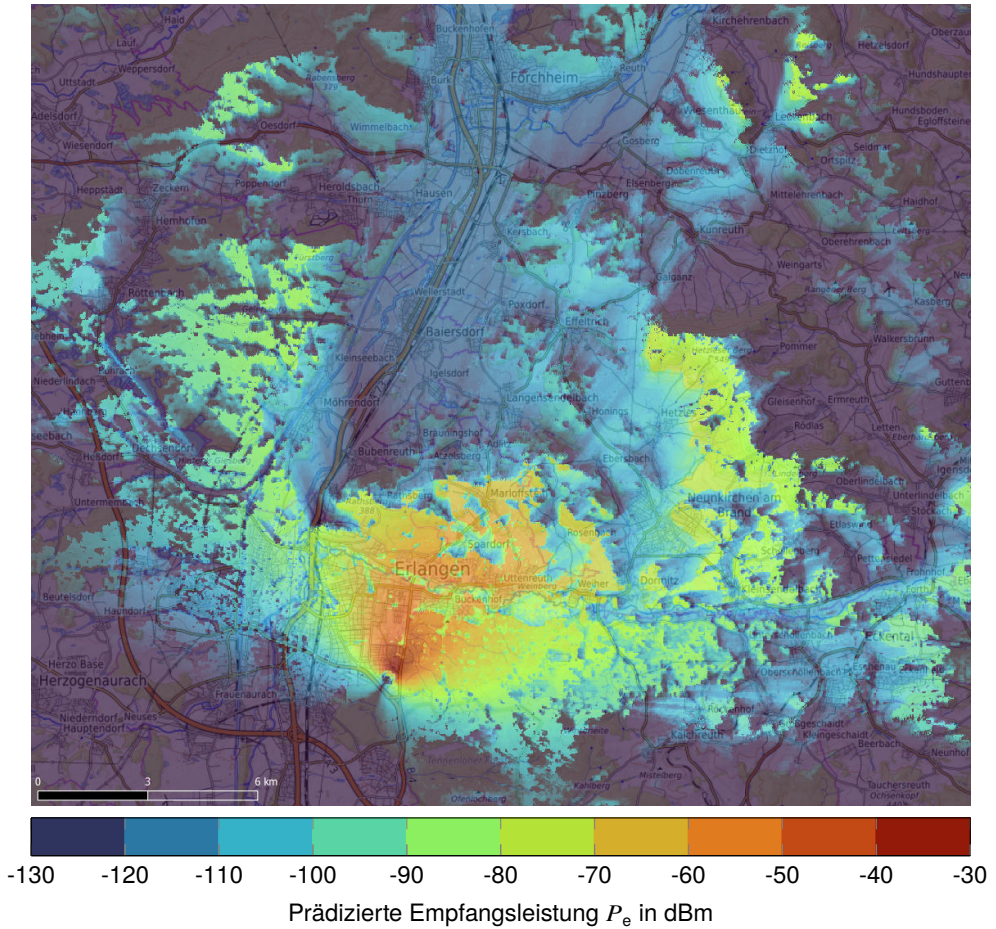


Abbildung 6.2: Empfangsleistungsprädiktion in 2 m ü.G. am Beispiel der Zelle 262/3/58162/8863 (N49.573859/E11.027138, Höhe 52,11 m ü.G., Hauptstrahlrichtung 30°). Grundkarte: © OpenTopoMap.

## 6.3 Positionsschätzung

Zur Schätzung der geographischen Position des Empfängers zum Zeitpunkt einer Messung werden die tatsächlich gemessenen Empfangsleistungen der empfangenen GSM-Zellen mit den Ausbreitungssimulationen der entsprechenden Zellen in Relation gesetzt. Sowohl die absolute, als auch die relativen Empfangsleistungen der empfangenen Zellen werden hierbei ausgewertet. Die mathematische Grundlage des Schätzers stellen zweidimensionale bedingte Wahrscheinlichkeiten dar: Definiert man das Ereignis  $A$  als „Empfänger befindet sich an dieser Position“ und die Ereignisse  $B_i$  als „vom Empfänger wurden die Empfangsleistungen  $P_i$  der Basisstationen  $i$  gemessen“, gibt  $P$  die Positionswahrscheinlichkeit unter den Bedingungen  $B_i$  an:

$$P(A | B_1 \cap B_2 \cap \dots \cap B_N) = P\left(A \middle| \bigcap_{i=1}^N B_i\right) \quad (6.1)$$

Mit dem Satz von Bayes (\*1) und der Annahme, dass die Ausbreitungspfade aller Basisstationen unkorreliert sind (\*2), lässt sich die Wahrscheinlichkeit für einen Aufenthaltsort unter den Bedingungen aller Ereignisse  $B_i$  ausdrücken:

$$\begin{aligned} P\left(A \middle| \bigcap_{i=1}^N B_i\right) &\stackrel{*1}{=} \frac{P\left(\bigcap_{i=1}^N B_i \middle| A\right) \cdot P(A)}{P\left(\bigcap_{i=1}^N B_i\right)} \stackrel{*2}{=} \frac{P(B_1|A) \cdot P(B_2|A) \cdot \dots \cdot P(B_N|A) \cdot P(A)}{P(B_1) \cdot P(B_2) \cdot \dots \cdot P(B_N)} = \\ &= \frac{\prod_{i=1}^N P(B_i|A)}{\prod_{i=1}^N P(B_i)} \cdot P(A) = \prod_{i=1}^N \frac{P(B_i|A)}{P(B_i)} \cdot P(A) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Die Einzelwahrscheinlichkeiten können anschaulich beschrieben werden:

- $P(B_i|A)$ : Wahrscheinlichkeit für gemessenes Empfangsleistungsintervall in 1 dB-Schritten an gewähltem Pixel
- $P(B_i)$ : Wahrscheinlichkeit für gemessenes Leistungsintervall
- $P(A)$ : Wahrscheinlichkeit für den Aufenthaltsort an gewähltem Pixel ohne Bedingung. Zunächst wird jede Position zugelassen ( $P(A) = 1$ ), für fortlaufende Messungen könnte anhand der maximalen Fluggeschwindigkeit und des Zeitintervalls eine Aufenthaltswahrscheinlichkeit vorgegeben werden.

## Rayleigh-Verteilung

Die Rayleigh-Verteilung mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion  $f(a)$  beschreibt die Verteilung der Amplitude  $a$  eines Empfangssignals in einem Übertragungskanal ohne direkte Sichtverbindung:

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \quad (6.3)$$

Bezogen auf eine Empfangsleistung  $P_e$  ergibt sich durch die Transformation  $P_e = a^2$  eine Verteilung  $f(P_e)$ :

$$f(P_e) = \frac{1}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{P_e}{\sigma^2}} = \frac{1}{P_e} \cdot e^{-\frac{P_e}{P_e}} = \underbrace{\frac{1}{\mu} \cdot e^{-\frac{x}{\mu}}}_{\text{Exponentialverteilung}} \quad (6.4)$$

Die mittlere Empfangsleistung  $\bar{P}_e$  entspricht dabei dem Moment zweiter Ordnung bzw. dem quadratischen Mittelwert der Rayleigh-Verteilung ( $\sigma^2$ ). Daraus wird unmittelbar ersichtlich, dass die Leistungsverteilung eines Rayleigh-verteiltern Amplitudensignals identisch einer Exponentialverteilung mit  $\mu = \bar{P}_e$  ist.

Aus dieser ergibt sich eine Verteilungsfunktion  $F(P_e)$ :

$$F(P_e) = \int_0^{P_e} f(P'_e) \, dP'_e = 1 - e^{-\frac{P_e}{\bar{P}_e}} \quad (6.5)$$

Die Wahrscheinlichkeit, dass die gemessene Leistung  $P_e$  im Intervall zwischen  $P_{e1}$  und  $P_{e2}$  liegt, ist entsprechend die Differenz der beiden Wahrscheinlichkeiten:

$$P(P_{e1}, P_{e2}, \bar{P}_e) = \left(1 - e^{-\frac{P_{e2}}{\bar{P}_e}}\right) - \left(1 - e^{-\frac{P_{e1}}{\bar{P}_e}}\right) = e^{-\frac{P_{e1}}{\bar{P}_e}} - e^{-\frac{P_{e2}}{\bar{P}_e}} \quad (6.6)$$

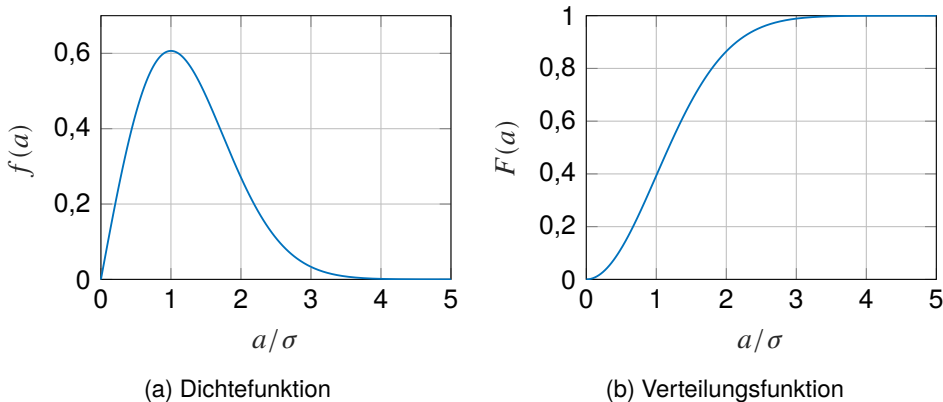


Abbildung 6.3: Rayleigh-Verteilung

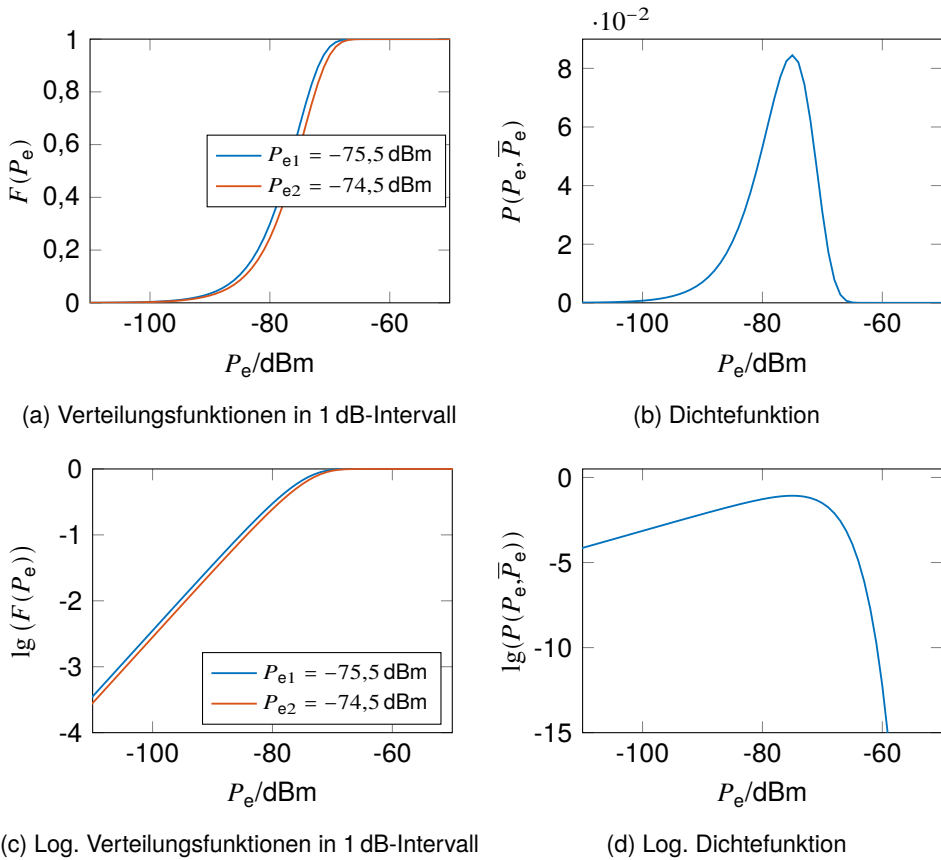


Abbildung 6.4: Verteilungsfunktionen der Intervallgrenzen  $P_{e1} = -75,5$  dBm und  $P_{e2} = -74,5$  dBm und Dichtefunktion für ein Empfangssignal mit  $\bar{P}_e = -75$  dBm in einem 1 dB-Intervall.

Da sowohl in der Messung, als auch in der Ausbreitungssimulation die Empfangsleistung in 1-dB-Stufen diskretisiert wird, lässt sich die Wahrscheinlichkeit  $P$  für einen gemessenen Empfangsleistungswert  $P_e$  in einem 1-dB-Intervall, also  $P_e \pm 0,5$  dB, berechnen:

$$P(P_e, \bar{P}_e) = e^{-\frac{a \cdot P_e}{\bar{P}_e}} - e^{-\frac{P_e}{a \cdot \bar{P}_e}} \quad \text{mit } a = 10^{0,5/10} \approx 1,122 \quad (6.7)$$

Hierbei beschreibt  $P_e$  die gemessene Empfangsleistung einer GSM-Zelle und  $\bar{P}_e$  die simulierte Empfangsleistung an einem Ort auf Grundlage einer Ausbreitungssimulation dieser Zelle – beide als lineare Werte. Diese Funktion kann nun elementweise auf alle Eingangsmatrizen angewandt werden. Eine logarithmische Darstellung in Form einer logarithmischen Dichtefunktion ermöglicht eine Visualisierung bei großer Dynamik. Dabei wird die Dichtefunktion auf ihr Maximum normiert und anschließend logarithmiert:

$$P'(A|P_e, \bar{P}_e) = \log_{10} \left( \frac{1}{\max(P(P_e, \bar{P}_e))} \cdot P(A|P_e, \bar{P}_e) \right) \approx \quad (6.8)$$

$$\approx \log_{10} \left( \frac{1}{0,0831} \cdot P(A|P_e, \bar{P}_e) \right) \quad (6.9)$$

Die logarithmische kombinierte Wahrscheinlichkeit berechnet sich aus der Summe der logarithmischen Einzelwahrscheinlichkeiten:

$$P' \left( A \left| \bigcap_{i=1}^N P_{e,i} \right. \right) = \sum_{i=1}^N P' (A|P_{e,i}, \bar{P}_{e,i}) \quad (6.10)$$

Die Berechnung auf Grundlage der als georeferenzierte Rastergraphiken vorliegenden Ausbreitungssimulationen ist mittels des Programms `gdal_calc.py` aus der Geospatial Data Abstraction Library (GDAL) umsetzbar. Mit diesem lassen sich mathematische Operationen auf Rastergraphiken anwenden, wobei der geographische Bezug automatisch erhalten bleibt.

In Abb. 6.5 sind die Schritte des Positionsschätzers anhand einer Referenzmessung graphisch dargestellt. Die wahre Position befindet sich bei allen Einzeldarstellungen genau in der Bildmitte. Folgenden Daten wurden vom Logger aufgezeichnet:

Logger-ID: 41  
 Zeitstempel: 2020-05-24 02:00:27+01:00  
 Accelerometer: 0  
 Temperatur: 22°C  
 Dekodierte Zellen:

Nr.	CGI	Empfangsleistung	Frequenz
1	262/02/850/24613	-55 dBm	943,8 MHz
2	262/03/58162/28919	-59 dBm	930,8 MHz
3	262/03/58162/65138	-62 dBm	928,2 MHz
4	262/01/17440/9390	-93 dBm	945,6 MHz
5	262/03/58162/48919	-96 dBm	926,6 MHz
6	262/03/58162/58598	-101 dBm	931,4 MHz

Links sind die zu jeder Basisstation simulierten Empfangsleistungen mit den entsprechenden Zellkennungen (CGI) aufgetragen. Auf der rechten Seite sind die jeweiligen logarithmischen Wahrscheinlichkeiten für die gemessenen Empfangsleistungen dargestellt. Aus der darunter eingezeichneten, logarithmischen kombinierten Wahrscheinlichkeit lässt sich ablesen, dass sich die Genauigkeit mit der Anzahl an ausgewerteten Basisstationen verbessert.

Die Frequenz kann zur Plausibilitätsprüfung mit der Datenbank dienen, indem diese mit den Daten der Netzbetreiber verglichen wird. In die Berechnung der Ausbreitungssimulation fließt diese nicht ein, da die Ausbreitungsdämpfung über den betrachteten Frequenzbereich von 925 bis 960 MHz nicht stark variiert.

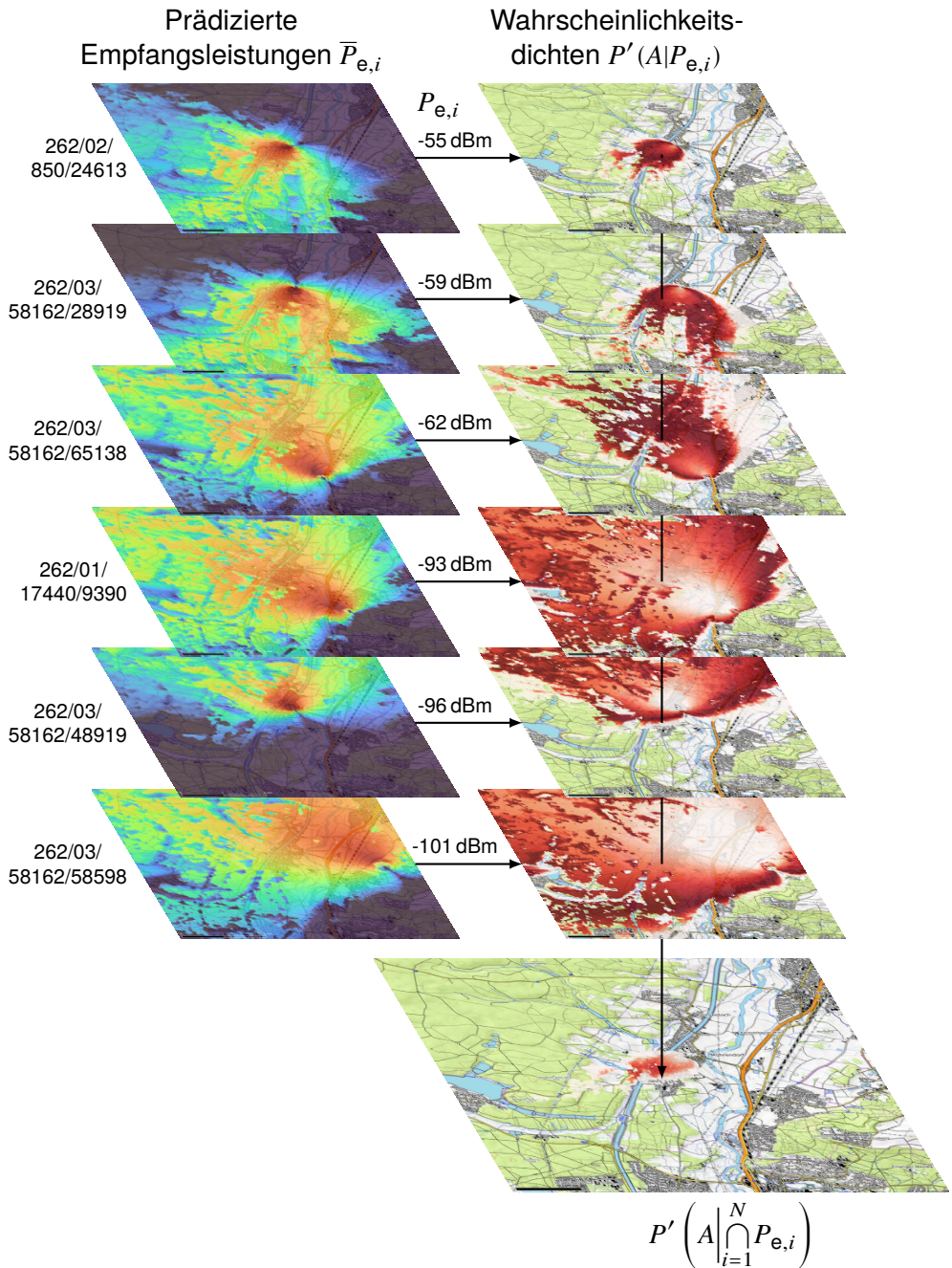


Abbildung 6.5: Darstellung des Positionsschätzverfahrens anhand einer Referenzmessung. Die wahre Position befindet sich genau in der Bildmitte (Grundkarte: © OpenTopoMap).

## 6.4 Diskussion

In die erzielbare Positionsgenauigkeit der Positionsrekonstruktion fließen viele Parameter ein. Diverse Annahmen mussten getroffen werden, die prinzipiell einer tiefergehenden Untersuchung bedürfen, welche den Rahmen dieser Dissertation sprengen würden. Es folgt eine Auflistung der wichtigsten Parameter mit einer Einordnung:

- Genauigkeit des Geländemodells: Das gewählte SRTM-Modell ist mit einer Auflösung von 30 m ausreichend genau für weiträumige Ausbreitungssimulationen.
- Topographie: Die Rauigkeit des Geländes hat großen Einfluss auf die Funkausbreitung. Starke Abschattungen durch Berge etc. könnten im Gegensatz zum flachen Land die Einzelwahrscheinlichkeiten geographisch einschränken und somit zu einer besseren Genauigkeit führen.
- Landnutzung: Die Ausbreitungssimulation erfolgte ohne Berücksichtigung der Landnutzung (urban, suburban, Wald etc.) und deren Zusatzdämpfung. Besonders in städtischer Umgebung kann die gemessene Empfangsleistung stark von der Prädiktion abweichen.
- Standortdaten BTS: Es wurden Standortdaten der Netzbetreiber genutzt, die als verlässlich eingestuft werden können.
- Antennencharakteristik BTS: Die Richtcharakteristik einer kommerziellen Sektorantenne wurde aufgrund der fehlenden Information über den Downtilt modifiziert.
- Antennencharakteristik Logger: Die Richtcharakteristik der Empfangsantenne ist unbekannt, da dessen räumliche Orientierung und tatsächliche Geometrie unbekannt sind (z.B. Verformung des Monopols, reaktive Wechselwirkung durch Objekte im Nahfeld).
- Höhe über Grund: Die Höhe des Loggers zum Zeitpunkt der Messung ist unbekannt und fließt nicht in die Ausbreitungssimulation ein. Stattdessen wurden die Positionsschätzungen für verschiedene Höhen (2 m, 6 m, 18 m, 40 m) durchgeführt.
- Anzahl dekodierter BTS: Mit der Anzahl an dekodierten BTS steigt tendenziell die Genauigkeit. Die Wahrscheinlichkeit, dass einzelne Empfangsleistungsprädiktionen fehlerhaft sind und sich negativ auf die Genauigkeit auswirken, steigt jedoch auch mit deren Anzahl. Das Maximum der Gesamtwahrscheinlichkeit gibt ein Maß für die Zuverlässigkeit an.
- Empfangsleistung: Mit sinkender Empfangsleistung steigt tendenziell die Größe der Fläche im gesuchten Intervall.

In Kapitel 8.2 wird die erzielte Genauigkeit des Gesamtsystems in ausgewählten Szenarien dargelegt.

KAPITEL

# Detektions- und Datenübertragungssystem

# 7

## 7.1 Funktionsbeschreibung

Der implementierte GSM-Logger scannt das GSM900-Band nach Broadcastkanälen ohne sich in das Mobilfunknetz einzuwählen, da dies sowohl eine Lizenzierung, als auch eine SIM-Karte voraussetzen würde. Folglich existiert keine Downloadmöglichkeit über das Mobilfunknetz, sodass der Aufenthaltsort des Loggers die längste Zeit über nicht bekannt ist. Die aufgezeichneten Ortungsdaten müssen also zwingend aus dem Speicher des Loggers ausgelesen werden, um dessen Positionsverlauf rekonstruieren zu können. Dies setzt allerdings den Zugriff auf den Logger und somit die Kenntnis des Aufenthaltsortes voraus. Dieses Dilemma wurde mit einem dedizierten Detektions- und Datenübertragungssystem gelöst, welche einer lokale Funkübertragung im 868-MHz-Band zu einem spezifisch entwickelten Basisstationsnetzwerk aufbaut. Die Logger verwenden hierfür den für den GSM-Scanner genutzten Sub-GHz-Transceiver, indem dieser für eine paketbasierte Übertragung im 868-MHz-SRD-Band umkonfiguriert wird. Durch die Nähe zum GSM900-Band können die Drahtantenne und das Anpassnetzwerk genutzt werden.

Das Datenübertragungsprinzip ist spezifisch auf das Verhalten der zu erforschenden Tiere zugeschnitten. Die untersuchten Fledermausarten weisen eine gewisse zyklische Ortstreue auf, die durch langjährige Untersuchungen bekannt ist: Die Großen Mausohren in Ahrbrück verbringt den Tag während der Sommermonate in einem Dachboden, verlassen diesen nachts gelegentlich und kehren vor Tagesanbruch mit hoher Wahrscheinlichkeit dorthin zurück. Den Großen Mausohren im Stadtforst in Havelberg wurde eine Wiederkehr nach sechs oder zwölf Monaten nachgewiesen. In diesem Gebiet wurden deshalb mehrere Basisstationen aufgestellt, um die zurückkehrenden Tiere zu detektieren und ihre Daten auszulesen. Da sich die Tiere bei Tageslicht normalerweise nicht mehr weiterbewegen, sendet der Logger jeden Morgen nach Sonnenaufgang ein Detektionssignal aus. Im Falle einer Detektion durch eine Basisstation verbleiben dadurch viele Stunden zur Suche des Tieres, bis es nach Sonnenuntergang möglicherweise wieder seine Position verändert.

Up- und Downlink sind in einem Zeitschlitzverfahren implementiert: Alternierend im Sekundentakt werden Bursts mit einer maximalen Länge von 15 ms übertragen. Die kurze Burstdauer und der geringe Tastgrad wurden wegen der loggerseitig begrenzten

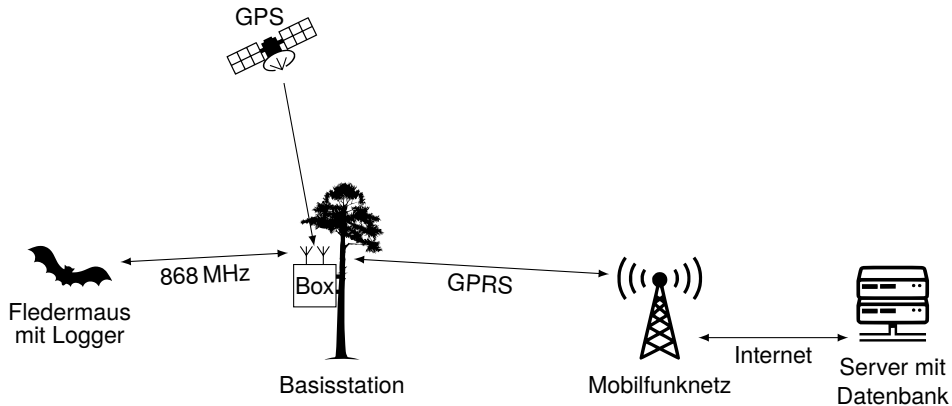


Abbildung 7.1: Schnittstellen des Detektions- und Datenübertragungssystems [136].

Energie des Pufferkondensators und der nötigen Nachladezeit gewählt (s. Kap. 4.1.5). Da Logger und Basisstation vor dem Verbindungsaufbau zeitlich unsynchronisiert sind, ist es aus energetischer Sicht von Vorteil, dass die Kommunikation vom Logger durch wahlfreien Zugriff initiiert wird. Entsprechend muss der Empfänger der Basisstation dauerhaft aktiv sein, wohingegen der Logger nur den Energieaufwand für die Aussendung des Detektionssignals hat und seinen Empfänger nur für 15 ms im darauffolgenden Downlink-Zeitschlitz einschalten muss. Für einen robusteren Verbindungsaufbau erfolgt der Einwahlversuch fünf Mal hintereinander.

Für jede Logger-ID ist täglich je eine Minute auf Basis der GPS-synchronisierten Zeit der Basisstation exklusiv allokiert. Die Beschränkung der Zeitdauer wird seitens des Loggers überwacht und gegebenenfalls die Kommunikation abgebrochen, um eine Entleerung der Loggerbatterie bei einer möglichen Fehlfunktion der Basisstation auszuschließen. Als Antwort auf das Detektionssignal sendet die Basisstation ihre GPS-genaue Uhrzeit zurück. Der Logger korrigiert seine RTC und entscheidet, ob er die Kommunikation fortführen darf. Meldet sich ein Logger aufgrund einer fehlerhaften Uhrzeit außerhalb seiner zugewiesenen Minute, wird die Kommunikation dadurch sofort wieder abgebrochen. Bei einer Zeitabweichung von wenigen Sekunden wird die Verbindung entsprechend kurz unterbrochen und zur korrekten Zeit neu aufgebaut bzw. die Zeit geht von der allokierten Minute ab.

Anschließend fragt die Basisstation die Größe des belegten Speichers ab. Im nächsten Zeitschlitz antwortet der Logger mit der Größe seiner Speicherbelegung in Byte. Daraufhin gleicht die Basisstation diese Größe mit ihrem lokal auf einer microSD-Karte vorliegenden Speicherabbild der entsprechenden Logger-ID ab. Ist der lokale Datenstand älter als der des Loggers, erfolgt eine Anfrage mit dem letzten Datenoffset und einer Datenrate zwischen 9,6 kbit/s und 500 kbit/s. Die Basisstation trifft diese Entscheidung anhand des RSSI-Empfangswertes der zuvor empfangenen Nachricht. Im nächsten Zeitschlitz überträgt nun der Logger den Speicherinhalt mit der

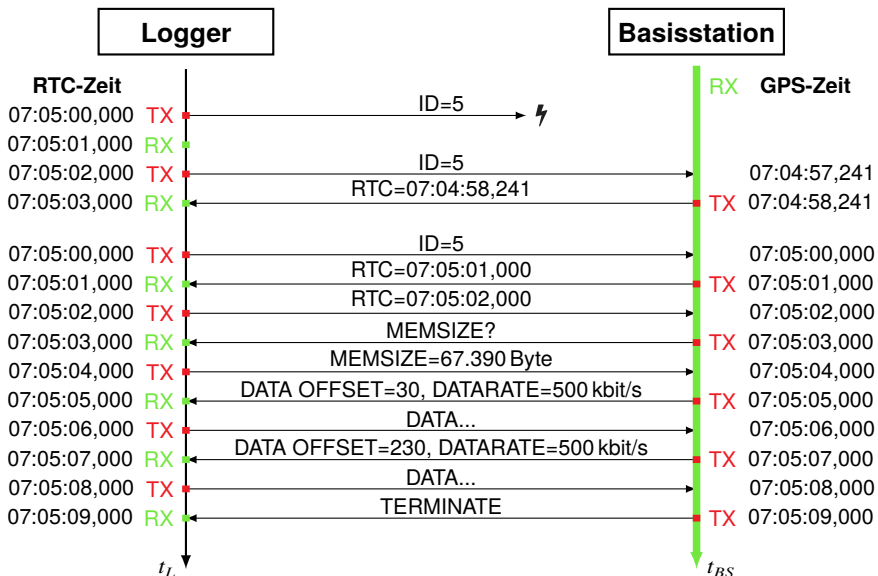


Abbildung 7.2: Protokollablauf mit Zeitsynchronisation zwischen Logger und Basisstation. Die Burstlänge ist nicht maßstabsgetreu. Exemplarisch dargestellt ist ein missglückter Verbindungsaufbau und ein Fehler der lokalen RTC-Zeit des Loggers von +4,759 s, der unmittelbar durch die Basisstation korrigiert wird [136].

angeforderten Datenrate. Daraufhin erfolgt wiederum eine Speicherabfrage durch die Basisstation. Die ausgehandelte Datenrate gilt dabei jeweils nur für den Datenuplink des nächsten Bursts. Sämtliche Signalisierung wird für eine hohe Robustheit immer mit der geringsten Datenrate (9,6 kbit/s) durchgeführt. Empfängt der Logger eine Nachricht im Downlink nicht, sendet sie im nächsten Uplink wieder ihr Detektionssignal. Die Basisstation kann daraufhin die Verbindung an der letzten Stelle wieder aufnehmen, ohne die zeitliche Synchronisierung mit dem Logger zu verlieren. Die Verbindung wird entweder durch die Basisstation mit einem Terminierungs-Befehl geschlossen, oder der Logger terminiert von sich aus, wenn seine RTC außerhalb der ihm zugewiesenen Minute liegt.

Eine Basisstation kann mehrere Logger gleichzeitig behandeln, sofern deren Bursts nicht zeitlich kollidieren. Die Kollisionswahrscheinlichkeit ist aufgrund des geringen Tastgrads (15 ms pro 1000 ms) bereits relativ gering. Außerdem wird eine fehlerhafte RTC eines Loggers umgehend korrigiert, wodurch dieser kein weiteres Signal mehr außerhalb seiner zugewiesenen Minute aussendet.

Abbildung 7.1 zeigt die Schnittstellen des Detektions- und Datenübertragungssystems. Über GPS erfolgt eine exakte Zeitsynchronisierung und Überwachung des Standorts. Alle Basisstationen stellen täglich um 10:00, also eine Stunde nachdem alle Logger potentiell ihre Daten übertragen haben, eine Internetverbindung über das Mobilfunknetz her und gleichen ihre lokalen Daten mit einer serverbasierten

MySQL-Datenbank ab. Danach liegt auf jeder Basisstation der letzte Datenstand vor. Dadurch wird vermieden, dass die selben Daten von unterschiedlichen Basisstationen von den Loggern heruntergeladen werden, wenn sich die Tiere nachts zu anderen Basisstationen bewegen.

## 7.2 Hardwareaufbau

In den Basisstationen kommt ebenso wie bei den Loggern ein CC1200-Sub-GHz-Transceiver und einen STM32L4-Mikrocontroller zum Einsatz. An den Mikrocontroller ist eine 2 GB große microSD-Karte angebunden, auf der ein FAT-Dateisystem implementiert wurde. Als GPRS-Modul kommt ein Adafruit FONA 808 als Aufsteckboard zum Einsatz [137]. Die Stromversorgung wird über ein monokristallines Solarpanel mit einer Spitzenleistung von 2 Wp und eine Lithium-Ionen-Rundzelle vom Typ 18650 mit einer Kapazität von 3500 mAh realisiert. Die Auslegung entspricht einem dauerhaften und autarken Betrieb im Wald. Zum Schutz vor eindringender Feuchtigkeit dient ein IP76-zertifiziertes Aluminium-Druckgussgehäuse und entsprechend wasserdicht ausgeführte Kabeldurchführungen. Zur Vermeidung von Kondenswasserbildung bei niedrigen Temperaturen wurden vor dem Zusammenbau Silicagel-Beutel hinzugefügt. Zur Reduzierung des Risikos, einen Waldbrand durch lichtbündelnde Sonnenreflexionen auszulösen, wurde die spiegelnde Oberfläche des Solarpanels durch Schleifen mattiert und alle Aluminiumoberflächen mit einer mattbraunen Farbe lackiert (s. Abb. 7.4b) [136, 157].

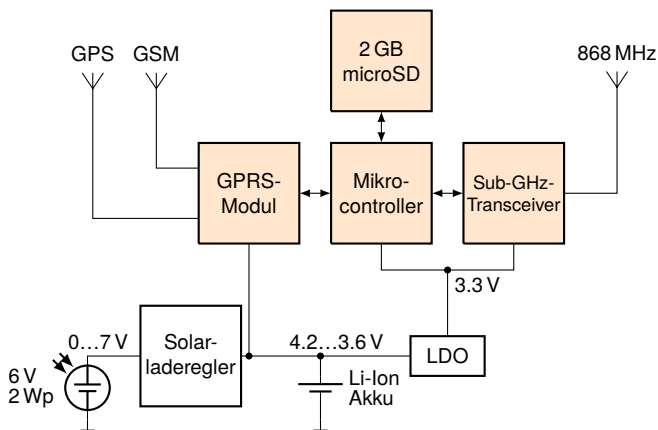
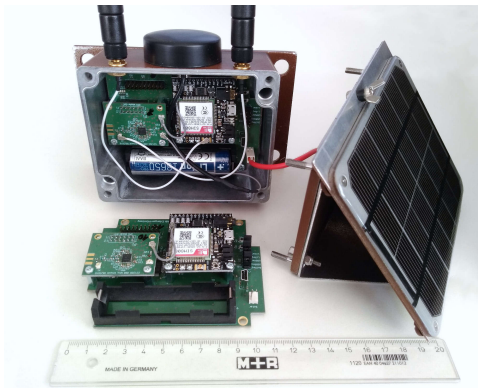


Abbildung 7.3: Blockdiagramm



(a) Geöffnetes Gehäuse, mit davor liegender, zweiter Systemplatine



(b) Montage an Kiefer

Abbildung 7.4: Die wasserdicht aufgebauten Basisstationen werden über ein Solarpanel autark betrieben. Antennen von links nach rechts: GSM, GPS, 868 MHz.



# Gesamtsystemvalidierung

## 8.1 Feldtests

Das Mobile-BAT-System wurde zwischen 2018 und 2020 in insgesamt fünf Feldtests an lebenden Tieren in freier Wildbahn in Deutschland und Polen evaluiert (Tierversuchsgenehmigungen in Anhang A.5). Hierbei erfolgte in den ersten beiden Feldtests eine schrittweise Inbetriebnahme der Funktionalitäten, welche in den darauffolgenden drei Feldtests dann vollständig gegeben war. Einen Überblick über die Messkampagnen gibt Tabelle 8.1.

### 8.1.1 Kurzzeiteinsätze

Zur technischen Validierung des Systems erfolgten zwei Kurzzeiteinsätze auf Großen Mausohren in einem Wochenstubenquartier in Ahrbrück. Dort befindet sich eine leicht zugängliche Fledermausforschungsstation des Bund Naturschutz'. Die Wohnung unterhalb des Dachbodens steht exklusiv der Fledermausforschung zur Verfügung und bietet eine hervorragende Infrastruktur zur Vorbereitung und Durchführung der Einsätze. Im Hochsommer halten sich dort etwa 1.000 bis 2.000 Tiere im Dachboden auf und sind in einem mehrwöchigen Zeitraum während der Aufzucht ihrer Jungtiere insofern ortstreu, dass sie täglich in ihr Quartier zurückkehren. Dadurch können die Logger mit dem Detektions- und Datenübertragungssystem täglich ausgelesen werden.

Tabelle 8.1: Überblick über die durchgeführten Feldtests.

Datum	Kampagne	Typ <sup>1</sup>	Anzahl Logger	Rückläufer m. Daten	Anzahl BS <sup>2</sup>	Inhalt
07/2018	Ahrbrück 1	K	19 geklebt	10/14	1	Aufzeichnung von Mobilfunktenspektren und Funkkommunikation
03/2019	Havelberg 1	L	30 vernäht	0	1	Erprobung der Anbringungsmethode; HW- und SW-Bug
07/2019	Ahrbrück 2	K	21 geklebt	21	1	Volle Funktionsfähigkeit
07/2019	Breslau	L	25 vernäht	0	4	Volle Funktionsfähigkeit
07/2019	Havelberg 2	L	18 vernäht	3	7	Volle Funktionsfähigkeit

<sup>1</sup> K=Kurzzeit (6 Messungen pro Stunde), L=Langzeit (4 Messungen pro Tag)

<sup>2</sup> Aufgestellte Basisstationen des Detektions- und Datenübertragungssystems

Der Fokus liegt hier auf einem etwa zweiwöchigem Einsatz mit kurzen Messintervallen, um die nächtlichen Flugrouten der Tiere mit hoher zeitlicher Auflösung zu erfassen.

### Ahrbrück 1

Im Juli 2018 erfolgte ein Kurzzeiteinsatz einer frühen Version des Loggers, welcher zwar noch keine GSM-Zellen dekodieren konnte, aber das Frequenzspektrum erfassen konnte und dieses alle 10 Minuten aufzeichnete (s. Kap. 4.2.1). Außerdem erfolgte ein täglicher Download der Daten mittels einer im Dachboden aufgestellten Basisstation. Insgesamt wurden 19 Logger mit Hautkleber im Rückenfell gesunder Tiere verklebt, welche zum Teil kurz vor Dämmerung vom Dachboden entnommen und zum Teil mit einem Fangnetz beim Ausflug eingesammelt wurden. In den folgenden zwei Wochen konnten 14 Logger detektiert werden, wovon zehn Logger valide Daten aufgezeichnet hatten. In Abb. 8.1 ist das von Logger 09 aufgezeichnete Spektrogramm dargestellt. Darin lässt sich erkennen, dass in den Nachtstunden, in denen das Tier das Quartier verlassen hatte, dynamisch andere Mobilfunkzellen detektiert wurden als tagsüber. Obwohl in den abgespeicherten Frequenzspektren eine Vielzahl an GSM-Basisstationen erkennbar sind, wurde keine Positionsrekonstruktion durchgeführt, da die jeweiligen Zellidentifikatoren unbekannt sind. Der prinzipielle Funktionsnachweis sowohl der miniaturisierten Logger, als auch des Detektions- und Downloadsystems konnte schon zu diesem frühen Zeitpunkt erbracht werden [138].

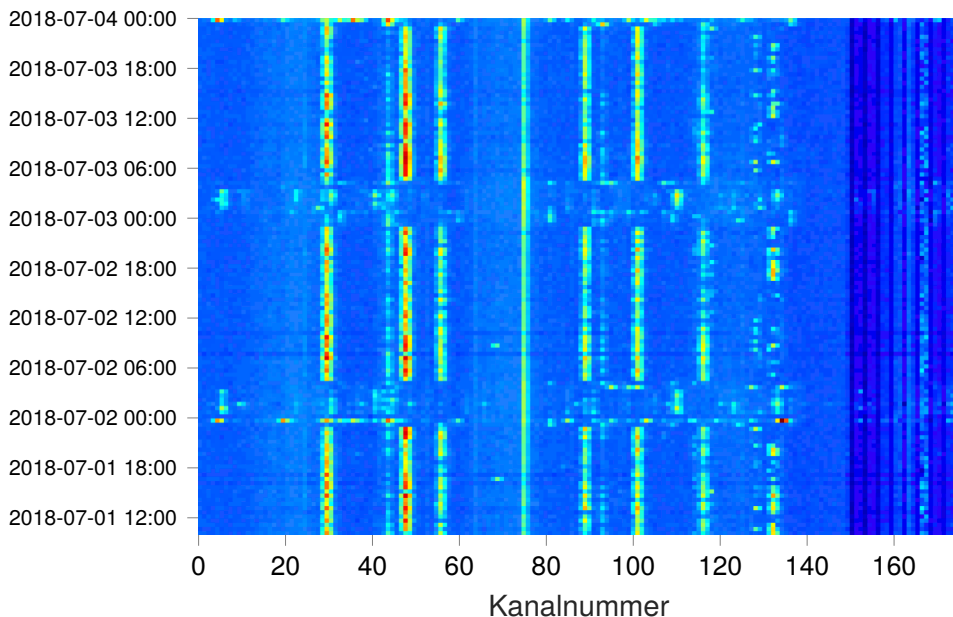


Abbildung 8.1: Aufgezeichnetes Spektrum von Logger 09 während des Feldtests Ahrbrück 1.

## Ahrbrück 2

Im Juli 2019 wurde ein erneuter Kurzeiteinsatz auf den Großen Mausohren in Ahrbrück durchgeführt. Es erfolgte der Einsatz der vollständig funktionsfähigen Logger. Als Messintervall wurde eine Messung pro zehn Minuten bei erkannter Aktivität und eine Messung pro Stunde bei Inaktivität festgelegt. Die Einstellung des Schwellwerts war zu niedrig und konnte vor Ort nicht mehr geändert werden, sodass die meiste Zeit Aktivität detektiert und entsprechend viele Messungen durchgeführt wurden. In Tabelle 8.2 sind die Anzahl an Messungen, erfassten und verschiedenen GSM-Zellen, Laufzeit und Speicherbelegung nach Logger-IDs aufgeführt. Die maximale, nachgewiesene Laufzeit betrug 13,4 Tage. Es gilt zu beachten, dass die dargestellten Daten denen entsprechen, die über das Detektions- und Downloadsystem heruntergeladen werden konnten, welches täglich zwischen 07:00 und 08:00 Uhr einen Download von den Loggern durchführte. Logger, die z.B. während des Flugs abfielen und nicht in die Reichweite des Funksystems zurückkehrten, könnten durchaus längere Betriebszeiten erzielt haben.

Tabelle 8.2: Überblick über die in Ahrbrück 2 erfassten Daten.

ID	Messungen					Positionsschätzer	
	Anzahl	erfasste GSM-Zellen gesamt	GSM-Zellen unique	Laufzeit /Tage	belegter Speicher	Anzahl	Gesamt- größe
01	176	597	33	12,7	22,6 kB	162	148 MB
02	799	3054	82	9,7	91,8 kB	736	559 MB
03	92	321	42	0,7	10,0 kB	80	62 MB
04	488	1586	57	6,0	57,3 kB	460	357 MB
05	1373	4320	55	12,7	141,4 kB	1230	1019 MB
09	1129	5602	58	10,5	158,9 kB	1031	777 MB
10	1105	2932	42	10,5	103,0 kB	1083	941 MB
12	718	5590	60	7,0	104,2 kB	661	474 MB
13	30	50	7	0,3	2,3 kB	30	30 MB
14	583	1558	44	7,1	73,6 kB	508	426 MB
16	1193	4219	45	10,7	132,4 kB	1078	876 MB
17	699	3872	44	5,5	104,5 kB	566	438 MB
18	884	4387	79	7,4	123,1 kB	736	541 MB
20	281	1100	30	2,5	33,0 kB	262	201 MB
24	419	1943	51	3,5	56,0 kB	333	255 MB
25	934	4026	52	7,9	119,0 kB	863	692 MB
26	1015	3672	39	13,3	115,0 kB	991	726 MB
27	1282	3325	52	13,4	120,8 kB	1113	876 MB
28	114	534	42	1,4	15,3 kB	72	54 MB
29	1316	5771	77	12,5	167,1 kB	1242	894 MB
30	242	1107	28	3,0	32,6 kB	209	153 MB

In der Karte in Abbildung 8.2 sind das Quartier und die Standorte aller empfangenen GSM-Zellen eingetragen, welche etwa ein Gebiet von etwa 3 000 km<sup>2</sup> abdecken. In

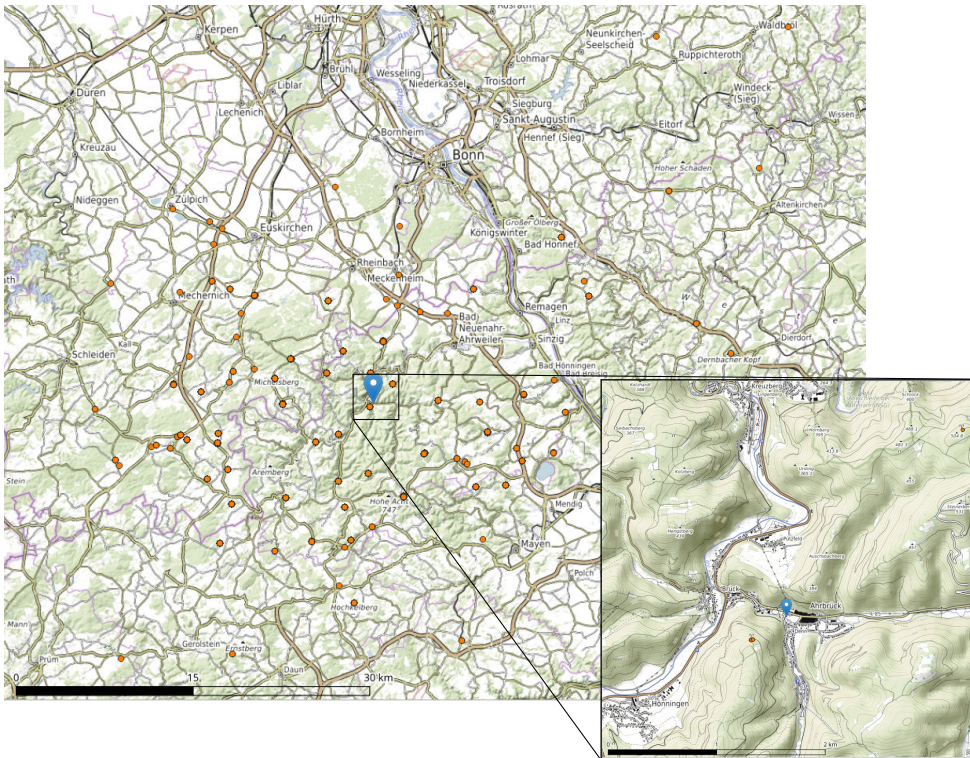


Abbildung 8.2: Standorte aller während des Feldtests Ahrbrück 2 empfangenen GSM-Zellen (Grundkarte: OpenTopoMap).

Abb. 8.3 sind die aufgezeichneten Interrupts des Beschleunigungssensors geplottet. Ein Tag-Nacht-Rhythmus ist zwar erkennbar, allerdings lassen sich die Daten nicht tiefgehend interpretieren. Am 11.07.2019 um 15:00 hat sich auf dem Dachboden der Logger vom Tier gelöst, wo er noch bis zum 15.11.2019 um 07:00 weiter aufzeichnete und dort am dem Boden liegend später wiedergefunden wurde.

Zu jeder aufgezeichneten Funkzellenmessung wurde eine Positionsrekonstruktion wie in Kapitel 6 beschrieben durchgeführt. Insgesamt wurden 13 447 Positionsschätzungen berechnet, welche 10,3 GB an georeferenzierten Bildern erzeugte. Als Referenz kann das Quartier herangezogen werden, in welchem die Tiere tagsüber nachweislich waren (Kontakt mit Detektionssystem). Abb. 8.4 zeigt eine Positionsschätzung im Quartier. Aufgrund der steilen Topographie befinden sich alle empfangenen GSM-Zellen auf dem markierten Sendemast, welcher von allen drei Netzbetreibern genutzt wird. Die unbekanntes Downtilt-Winkel wirken sich hier entsprechend stark aus.

Die Auswertung und Interpretation von Flugrouten ist nicht Teil dieser Dissertation und wurde durch den Projektpartner (Fachbereich Biogeographie) durchgeführt.

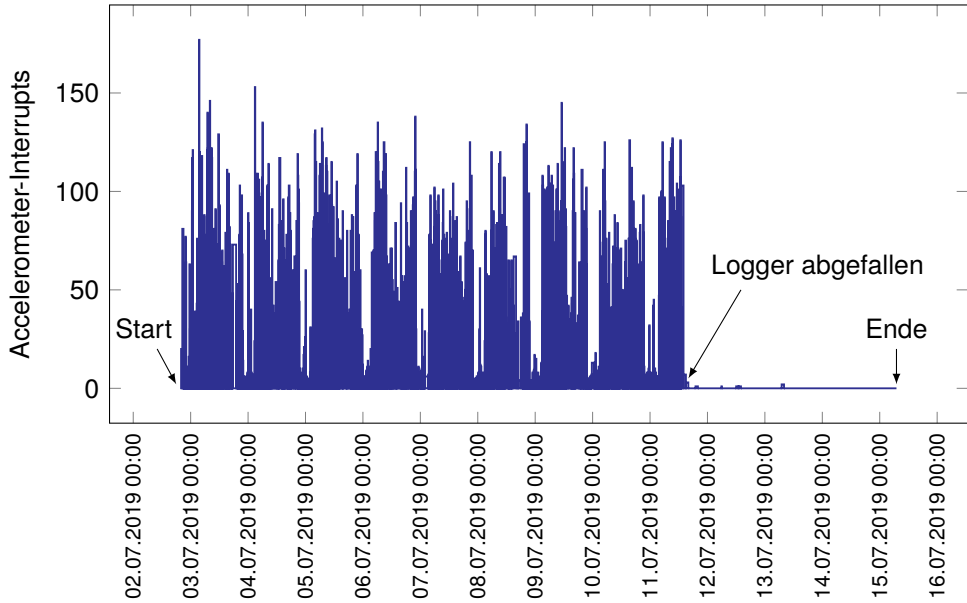


Abbildung 8.3: Aufgezeichnete Interrupts des Accelerometers von Logger 29/Ahrbrück 2.



Abbildung 8.4: Positionsrekonstruktion vom 14.07.2019 um 05:10 Uhr von Logger 19/Ahrbrück 2: Wahre Position (blau) und geschätzte Position des Quartiers und Positionen der empfangenen GSM-Zellen (Grundkarte OpenTopoMap).

### 8.1.2 Langzeiteinsätze

Hauptanwendungsziel des Projekts Mobile-BAT ist die Erforschung der weiträumigen Migrationsrouten von Großen Abendseglern. Um mit der begrenzten Energie der Batterie Messungen über bis zu zwölf Monate tätigen zu können, wurde im Vergleich zu Ahrbrück ein deutlich größeres Messintervall gewählt: vier Messungen wurden täglich um 12:00, 22:00, 00:00 und 02:00 Uhr durchgeführt, was einer Messung während der Ruhezeit und drei Messungen während der Aktivitätszeit entspricht.

#### Havelberg 1

Im März 2019 wurden in Havelberg/Elbe insgesamt 30 Logger auf Großen Abendseglern angebracht. Hierzu wurden die Tiere tagsüber aus Fledermauskästen entnommen und in einem etwa 15-minütigen medizinischen Eingriff von einer Tierärztin narkotisiert, während diesem der Logger am Rücken angenäht wurde (s. Abb. 8.5). Ausgewählt wurden gesunde Tiere mit einem Gewicht zwischen 27,5 g und 32 g. Vor dem Vernähen wurden die Logger durch Verlöten des offen liegenden Pads mit anschließender Versiegelung gestartet und bestätigten ihre Funktionalität über das Funksystem. Dadurch sollte sichergestellt werden, dass nur funktionierende Logger vernäht werden. Aufgrund eines systematischen Programmierfehlers zeichneten alle Logger jedoch nur die allererste GSM-Messung auf, sodass keine weitergehenden Ortungsinformationen gewonnen werden konnten.



(a) Vernähen des Loggers unter Narkose.

(b) Beloggertes Tier vor der Freilassung.

Abbildung 8.5: Anbringung des Langzeitloggers am Feldtest Havelberg 1.

## Havelberg 2

Im Juli und September 2019 wurden die mittlerweile in Ahrbrück 2 erprobten Logger auf Großen Abendseglern vernäht. Die Methode entsprach der des Feldtests Havelberg 1. Aufgrund des außergewöhnlich trockenen Sommers waren weniger Tiere als üblich vor Ort. Trotz einer Ausdehnung des Feldtests auf einen zweiten Termin Mitte September konnten insgesamt nur 18 geeignete Tiere gefunden und belogget werden (s. Tabelle 8.3). Davon konnten bis Projektende nur drei Logger wiedergewonnen werden, wovon einer die Migration eines Tiers ins Winterquartier aufgezeichnet hatte.

Tabelle 8.3: Übersicht über die zum Feldtest Havelberg 2 vernähten Logger.

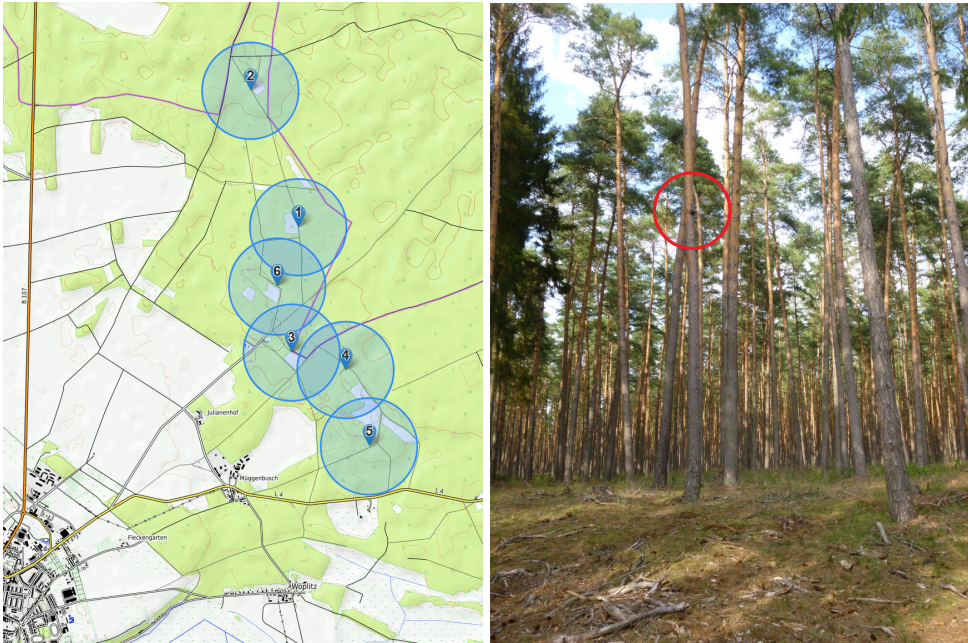
ID	Gewicht d. Tiers	Anbringung Logger	Wiederfund Tier	Wiederfund Logger
41	30,0 g	28.07.2019	nein	18.09.2019 <sup>1</sup>
43	31,2 g	28.07.2019	nein?	nein
44	30,2 g	28.07.2019	03.05.2020	nein
45	28,9 g	28.07.2019	10.08.2019	nein
46	31,5 g	28.07.2019	10.08.2019	nein
48	29,7 g	28.07.2019	13.09.2019	13.09.2019 <sup>2</sup>
49	29,2 g	28.07.2019	nein	nein
61	33,7 g	28.07.2019	01.05.2020	nein
62	33,7 g	28.07.2019	nein	nein
63	31,9 g	28.07.2019	nein	nein
64	32,0 g	28.07.2019	01.05.2021	nein
65	31,8 g	28.07.2019	10.04.2020	nein
47	29,7 g	13.09.2019	nein?	nein
53	33,7 g	13.09.2019	nein?	nein
66	33,2 g	13.09.2019	23.04.2020	23.04.2020 <sup>3</sup>
67	30,5 g	15.09.2019	16.05.2020	nein
69	32,1 g	15.09.2019	nein	nein
70	31,4 g	15.09.2019	10.08.2019	nein

<sup>1</sup> Wiederfund in Baumhöhle

<sup>2</sup> Entzündung an Einstichstellen, Logger entfernt

<sup>3</sup> Aufzeichnung einer Migrationsroute

Im Juli 2019 wurden sieben Basisstationen des Detektions- und Datenübertragungssystems im Untersuchungsgebiet in Havelberg installiert. Die Montage erfolgte in südlicher Ausrichtung in etwa 6 Meter Höhe. Mit einem Referenzsender wurde in Oberkörperhöhe eine Reichweite von 500 m ermittelt. Sechs Basisstationen wurden im Havelberger Stadtwald so verteilt, dass die relevanten Fledermauskastengruppen abgedeckt sind (s. Abb. 8.6). Die siebte Station wurde etwa 5 km entfernt im Havelberger Mühlenholz angebracht, da sich dort die Großen Abendsegler aus dem Stadtwald ebenfalls zeitweise aufhalten. Abbildung 8.7 zeigt die von Station 06 morgendlich um 09:00 Uhr übermittelten aktuellen Temperatur- und Batteriespannungswerte und die täglichen Minimal- und Maximaltemperaturen vom Start am 13.09.2019 bis zum Abbau am 15.07.2021. In den Wintern 2019/20 und 2020/21 versetzte sich die Station zeitweise in den Ruhezustand, bis das Solarpanel wieder ausreichend Energie lieferte.



(a) Standorte und Reichweiten.

(b) Basisstation 6.

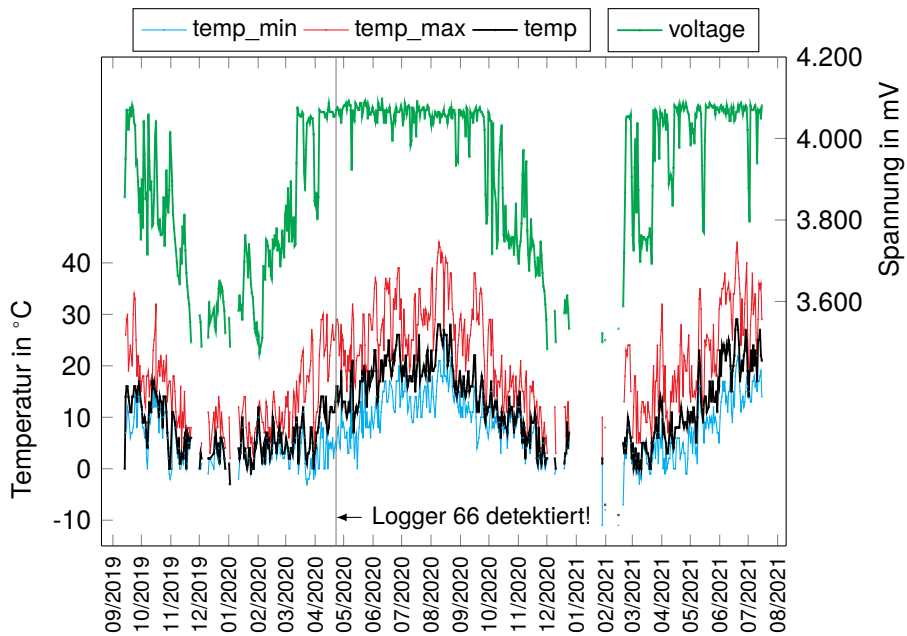
Abbildung 8.6: Standorte mit Abdeckung ( $r = 500$  m) und Montage der Basisstationen an Kiefern in Havelberg 2.

Abbildung 8.7: Temperatur und Spannung von Basisstation 6 in Havelberg 2.

## Logger 66

Das Tier mit Logger 66 war das einzige, dessen Logger nach der Überwinterung wiedergewonnen wurde. Der Logger wurde am 24.07.2019 gestartet, aber erst am 13.09.2019 auf dem Tier angebracht. Bis zum 09.10.2019 wurde der Logger noch neun Mal in Havelberg von Station 6 detektiert. Am 29.04.2020 detektierte wiederum Station 6 das zugekehrte Tier. Am gleichen Tag wurde das Tier vor Ort in einer nahegelegenen Kastengruppe in gutem Zustand und mit Logger wiedergefunden. Am 29.04.2020 wurde der abgenommene Logger direkt neben eine weitere Station (Station 9) gelegt und in den folgenden Tagen vollständig ausgelesen. Die täglich heruntergeladenen Daten wurden über die mobile Internetverbindung der Station unmittelbar in die SQL-Datenbank hochgeladen. Im Mai wurde der Logger per Post zurück an den Autor geschickt und neben Station 7 zur weiteren Detektion gelegt. Das tägliche Detektionssignal war noch bis zum 26.06.2020 nachweisbar.

- Laufzeit (Messungen): 217,6 Tage
- Laufzeit (Detektionssignal): 338 Tage
- Abgespeicherte Messungen: 640
- Erfasste GSM-Zellen: 2 425
- davon unterschiedliche Zellen: 139
- Min./max. Temperatur:  $-1^{\circ}\text{C} / +32^{\circ}\text{C}$
- Belegter Speicher: 80 816 Byte (entspricht 35,7% Belegung)

Tabelle 8.4: Aufgezeichnete Ereignisse von Logger 66 (ohne Zellmessungen).

Lfd.-Nr.	Datum (UTC+1)	Ereignis
1	2019-07-24 12:00	Logger gestartet
2	2019-09-13 08:02	Detektion durch Station 9 (Sandau)
3	2019-09-13 14:45	Anbringung auf Tier
4	2019-09-26 08:05	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
5	2019-09-30 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
6	2019-10-01 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
7	2019-10-02 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
8	2019-10-03 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
9	2019-10-04 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
10	2019-10-06 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
11	2019-10-07 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
12	2019-10-09 08:06	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
13	2020-02-27 02:00	Letzte aufgezeichnete Messung
14	2020-04-23 03:07	Detektion durch Station 6 (Havelberg)
15	2020-04-29 ff.	Auslesen durch Station 9 (Sandau)
16	2020-06-26 08:06	Letzte Detektion durch Station 7 (Möhrendorf)

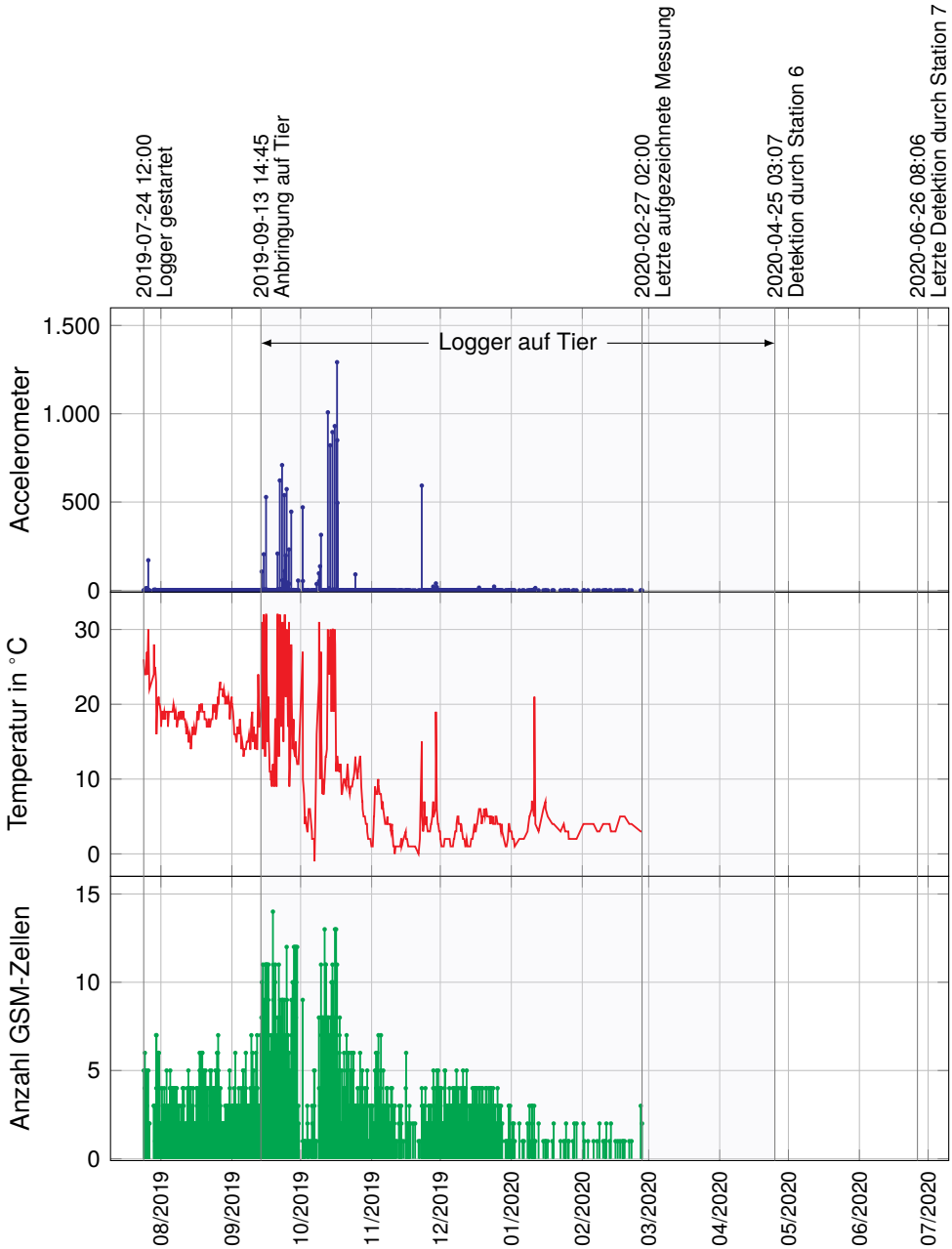


Abbildung 8.8: Aufgezeichnete Metadaten und zeitliche Einordnung von Logger 66/Havelberg 2.

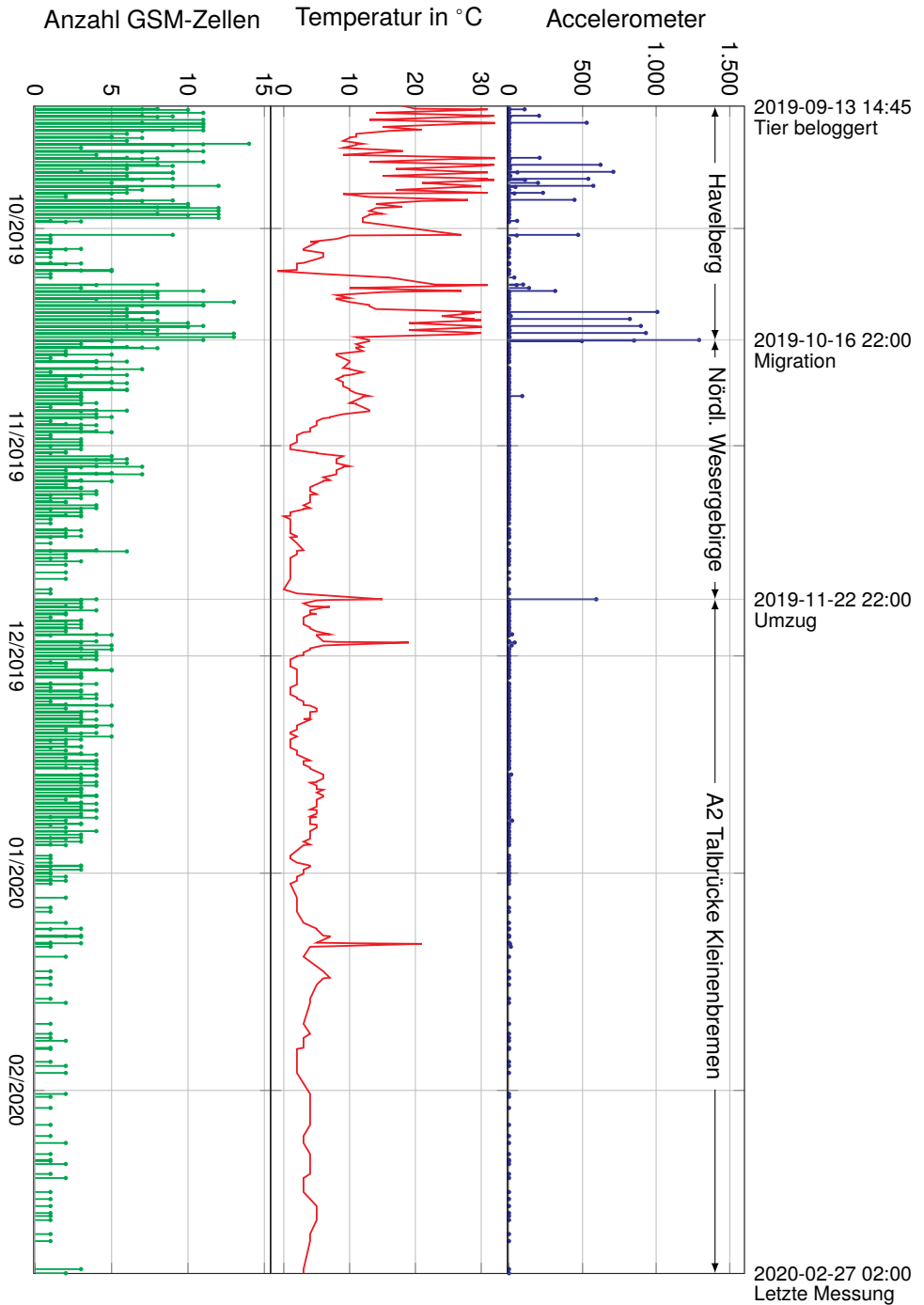


Abbildung 8.9: Rekonstruiertes Bewegungsverhalten des Tiers mit Logger 66/Havelberg 2.

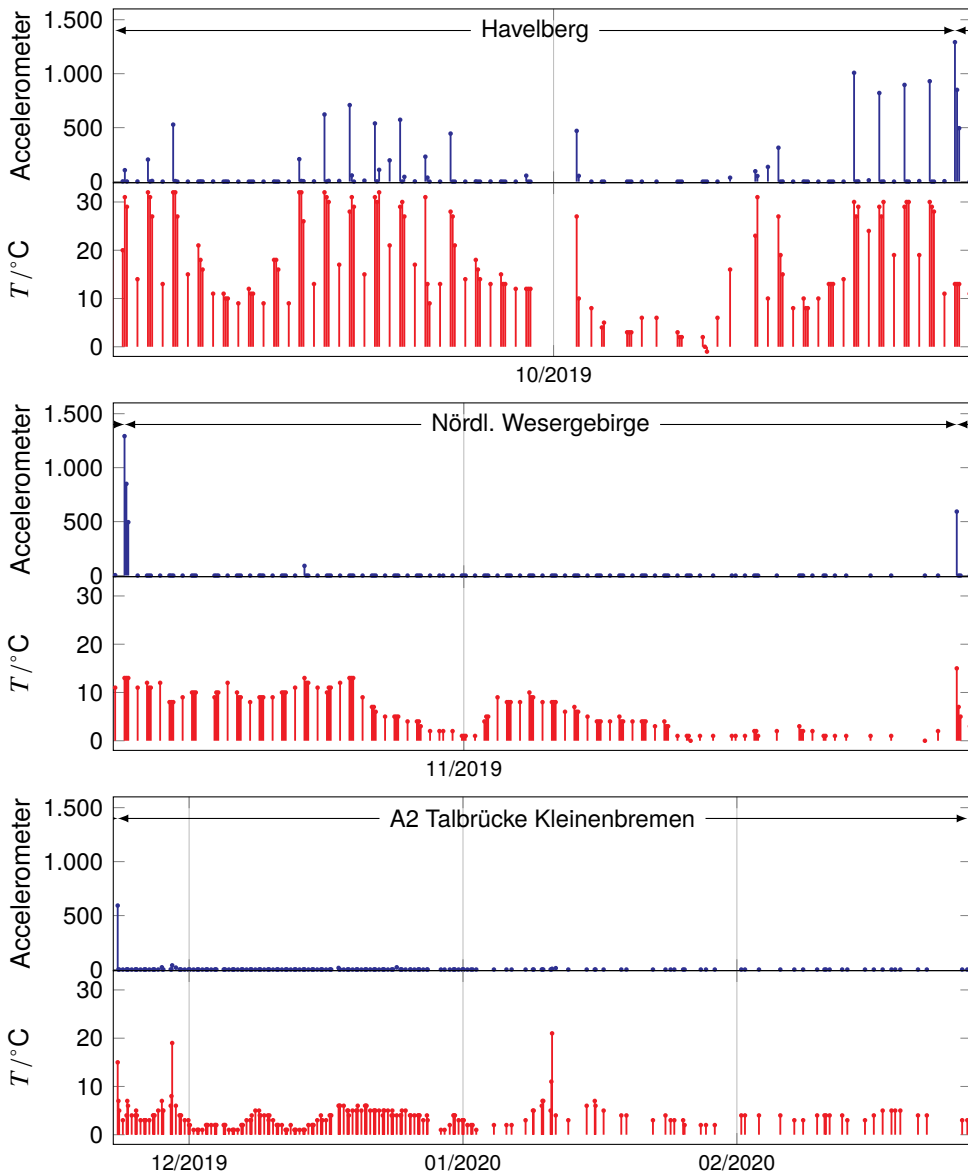


Abbildung 8.10: Detailliertes Bewegungsverhalten von Tier 66/Havelberg2 aufgeteilt nach Abschnitten. Zu beachten sind die unterschiedlichen Zeitachsenkalierungen.

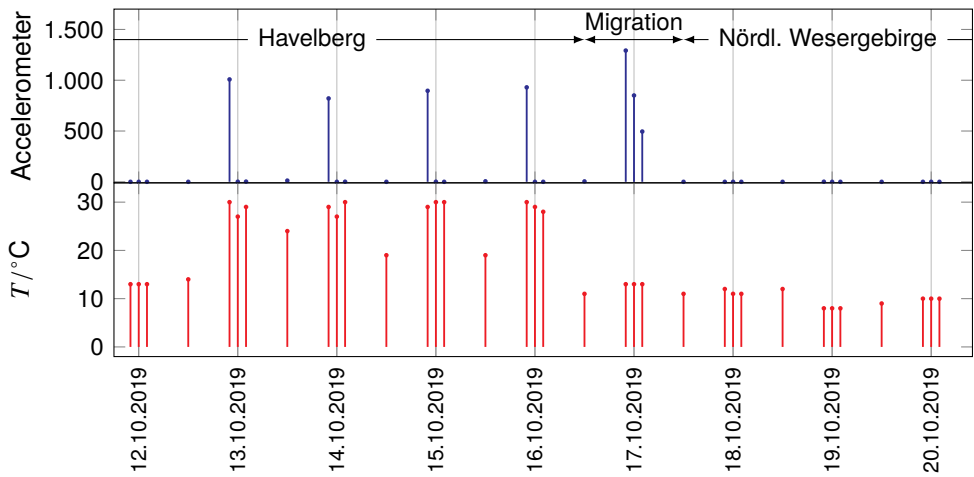


Abbildung 8.11: Temperatur und Aktivitätsverhalten rund um die Migration im Detail.

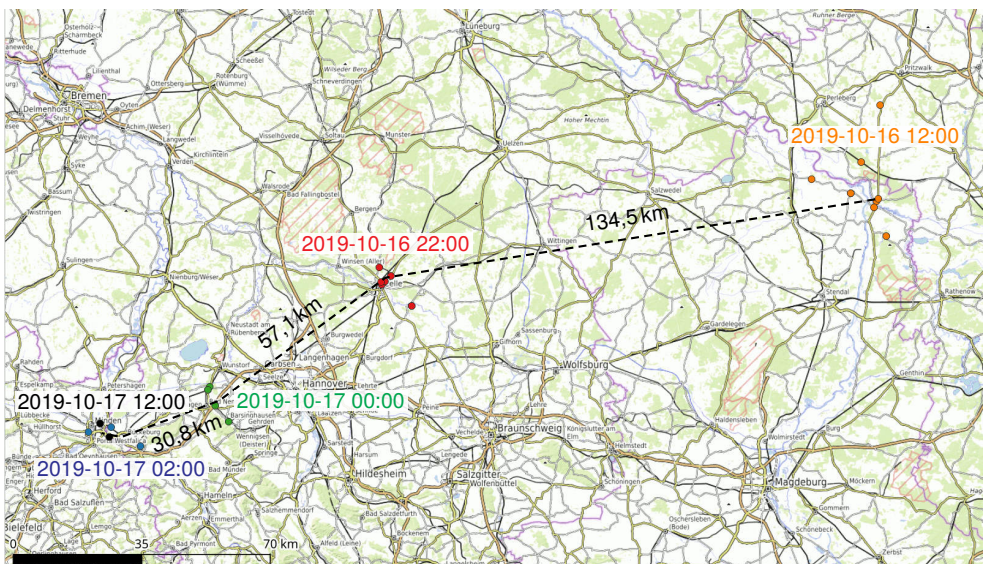


Abbildung 8.12: Rekonstruierte Flugroute der Migrationsbewegung am 16./17.10.2019 von Tier 66. Farblich nach Zeitstempel dargestellt sind die Positionen der empfangenen GSM-Basisstationen.

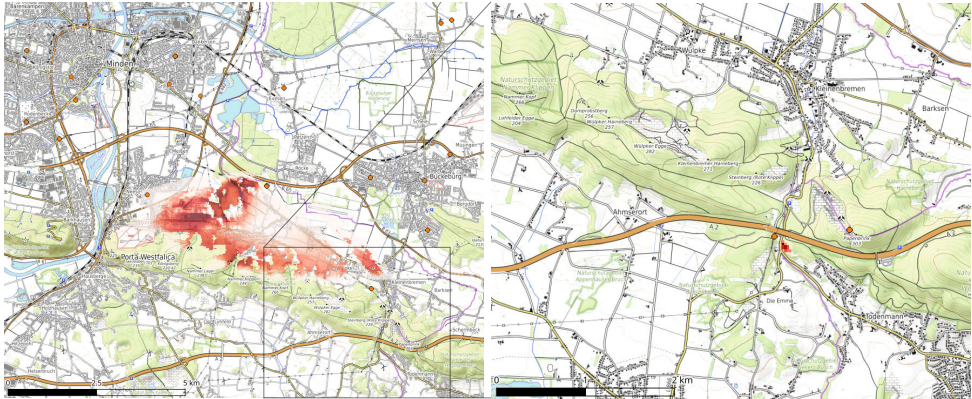
Das detaillierte Verhalten von Tier 66 ist in den Abbildungen 8.8 bis 8.12 dargestellt. Das Tier hat sich bis zum 16.10.2019 in der Nähe von Havelberg aufgehalten und ist an den wärmeren Tagen mehrfach in der ersten Nachthälfte ausgeflogen und war jeweils vor Mitternacht zurück in Ruhe. Während der Aktivitätsphasen zeichnete der Logger mit ca. 31°C Temperaturen auf, die deutlich höher lagen als die Loggertemperaturen um 12:00 Uhr. In der Nacht vom 16./17.10.2019 führte das Tier eine Migration durch: Während sich das Tier am 16.10. um 12:00 Uhr noch eindeutig bei Havelberg befand, war es zur Messung um 22:00 Uhr bereits auf Höhe Celle, um 24:00 Uhr etwa 20 km westlich von Hannover und um 02:00 Uhr im Zielgebiet an der nördlichen Flanke des Wesergebirges auf Höhe Bückeberg. Die zurückgelegte Strecke betrug 222 km. Geht man davon aus, dass das Tier bei Sonnenuntergang um 17:10 UTC+1 losflog, betrug die Flugzeit neun Stunden, was einer mittleren Geschwindigkeit von 24,7 km/h entspricht. Die mittlere Geschwindigkeit zwischen 22:00 Uhr und 0:00 Uhr betrug 28,5 km/h auf eine Strecke von 57,1 km.

Im Zeitraum zwischen dem 17.10. und 21.11.2019 bewegte sich das Tier nicht, sodass für die Positionsschätzung die Maximalwerte von 117 Messungen herangezogen wurden. In diesem Zeitraum wurden 30 unterschiedliche GSM-Zellen empfangen, die sich ausschließlich nördlich des Wesergebirges befanden. Die rekonstruierte Position befindet sich in einem Streifen von ca. 5 km Länge in der Nähe des Orts Nammen (siehe Abb. 8.13a). Am Nordhang der Nammer Klippen befindet sich ein Bestand alter Bäume. Diese könnten dem Tier als Unterschlupf gedient haben.

Am 21.11.2019 vor 22:00 Uhr vollzog das Tier einen Ortswechsel, welcher mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit eindeutig rekonstruiert werden konnte: Der Positionsschätzer ergab einen etwa 100 m breiten Streifen in unmittelbarer Nähe der A2 Talbrücke Kleinenbremen (siehe Abb. 8.13b). Dort befindet sich in Dehnungsfugen der Brücke ein bekanntes Winterquartier von Großen Abendseglern [139].

Die letzte Messung zeichnete der Logger am 27.02.2020 um 02:00 Uhr auf. Danach brach die Spannung ein, sodass der Logger bei Beginn eines Zellscans abstürzte und sich nach Erholung der Batteriespannung neu startete. Dadurch ging die RTC verloren und der Programmablauf folgte der vorprogrammierten Startsequenz: Eine Minute nach Neustart wird das 868-MHz-Detektionssignal ausgesendet, welches deutlich weniger Energie als ein Zellscan benötigt und nicht unmittelbar zu einem Einbruch der Versorgungsspannung führt. Nach etwa sechs Stunden erfolgt der Zellscan um 12:00 Uhr, da nach dem Reset die wahre Uhrzeit unbekannt ist. Der Scan führt wiederum zu einem Neustart. Dadurch wird das Detektionssignal in etwa vier Mal pro Tag ausgesendet, obwohl die verfügbare Energie für keine Messungen mehr ausreicht.

Am 25.04.2020 um 03:07 Uhr detektierte Station 6 in Havelberg den Logger und sendete die Information um 09:00 Uhr an den Webserver, welcher automatisch eine E-Mail an den Autor schickte. Am selben Tag wurde das Tier in der Kastengruppe J im Rundkasten 23 wiedergefunden. Die Entfernung zu Station 6 betrug 315 m. Sowohl Tier, als auch Logger waren in sehr gutem Zustand, wobei der Logger nicht mehr flach auflag, sondern stark verschiebbar war (siehe Abb. 8.15).



(a) Zwischen dem 17.10. und 21.11.2019 (b) Am 29.11.2019 um 02:00 Uhr (A2 Talbrücke Kleinenbremen).

Abbildung 8.13: Geschätzte Aufenthaltsorte von Tier 66 im Winterquartier vor und nach dem Umzug. Die empfangenen GSM-Zellen sind in der Karte eingetragen (nicht alle im Kartenausschnitt).



Abbildung 8.14: Blick vom Papenbrink aufs Wesergebirge gen Westen, rechts die nördliche Flanke, links die A2 Talbrücke Kleinenbremen (Foto: Wikimedia [140]).

Von den 18 beloggerten Tieren im Sommer 2019 in Havelberg wurden bisher 10 Tiere in gutem Zustand wiedergefunden. Alle Tiere (bis auf das Tier mit Logger 66) hatten den Logger zwischenzeitlich verloren.



Abbildung 8.15: Wiederfund des Tiers mit Logger 66 am 25.04.2020 um ca. 17 Uhr (Foto: Peter Busse).

## Breslau

Im Juli 2019 wurde das gleiche System wie in Havelberg 2 in Breslau/Polen eingesetzt. An drei Tagen wurden 25 Große Abendsegler belagert. Hierbei kam die selbe Anbringungsmethode wie in Havelberg 1 und 2 zum Einsatz. Im Scheitniger Park wurden vier Basisstationen des Detektions- und Datenübertragungssystems an Bäumen montiert (siehe Abb. 8.16). Bis zu deren Abschaltung am 14.05.2021 konnte jedoch keine Station eine Detektion verbuchen. Auch konnten bei händischen Kontrollen keine der belagerten Tiere wiedergefunden werden. Mehrere Gründe kommen in Betracht:

- Die Befestigungsmethode ist unzureichend und die Logger sind frühzeitig abgefallen.
- Die belagerten Tiere sind nicht mehr nach Breslau zurückgekehrt oder sind zwischenzeitlich verstorben.
- Trotz täglichem Systemcheck könnten die Empfänger der Stationen versagt haben (z.B. Lockerung der Antennenverschraubung).

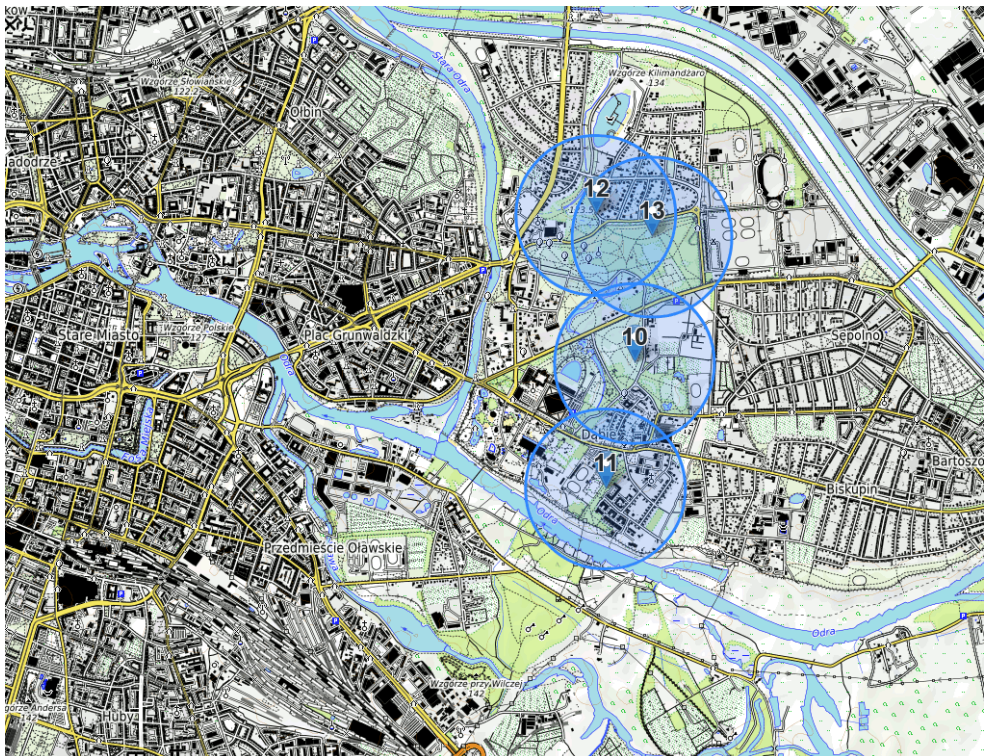


Abbildung 8.16: Standorte der Stationen in Breslau.

## 8.2 Referenzlogger

Zum Feldtest Havelberg 2 wurden mehr Logger gestartet, als schlussendlich Tiere zur Verfügung standen. Acht übrig gebliebene Logger dienten deshalb als Referenz, um die Laufzeit des Systems zu evaluieren (siehe Tabelle 8.5). Die Logger lagen die meiste Zeit bei Raumtemperatur in Ruhe auf einem Tisch und wurden mehrfach von einem Detektions- und Datenübertragungssystem ausgelesen.

Im Mittel wurden 1318,6 (1051...1534) Messungen aufgezeichnet, in denen 3981,5 (1618...5535) in Summe und 48,6 (35...84) unterschiedliche GSM-Zellen erfasst wurden. Die mittlere Laufzeit betrug 267,0 (176,7...339,6) Tage und der belegte Speicher 151,8 (87,2...189,3) kB.

Damit lag die mittlere Laufzeit 23% über der von Logger 66, was einerseits auf den höheren und konstanten Temperaturbereich und die fehlende Bewegung zurückzuführen ist, da die Abhandlung der Accelerometer-Interrupts in einem zusätzlichen Energieverbrauch resultieren. Die Anzahl an abgespeicherten Messungen kann nicht unmittelbar verglichen werden, da diese netzabhängig sind: Konnte keine einzige GSM-Zelle dekodiert werden, wurde keine Messung abgespeichert.

In Abbildung 8.17 sind die Positionsschätzungen an zwei Referenzpositionen dargestellt. Das Maximum der Schätzung liegt in beiden Fällen genau an der wahren Position. In Abbildung 8.18 sind die Standorte aller empfangenen GSM-Basisstationen eines Referenzloggers im Zeitraum vom 09.05.–25.06.2020 dargestellt. Während dieser Zeit wurde der Logger nicht bewegt und befand sich in einem geschlossenen Innenraum im 2. Stock. Die am weitesten entfernte Basisstation war 15,7 km entfernt, was die hohe Sensitivität des Empfängers bestätigt.

Tabelle 8.5: Aufgezeichnete Daten der Referenzlogger.

ID	Anzahl Messungen	erfasste GSM-Zellen		Laufzeit /Tage	belegter Speicher
		gesamt	unique		
50	1103	3008	84	176,7	131,9 kB
51	1314	5535	47	221,4	189,3 kB
52	1451	4801	41	269,0	171,6 kB
55	1511	4174	55	275,6	168,8 kB
56	1534	4814	40	274,6	173,5 kB
57	1386	4248	45	248,5	158,2 kB
58	1051	1618	35	330,8	87,2 kB
60	1199	3654	42	339,6	134,2 kB
∅	1318,6	3981,5	48,6	267,0	151,8 kB



(a) Cauerstr. 6, Erlangen.

(b) Wetterkreuz 15, Erlangen-Tennenlohe.

Abbildung 8.17: Positionsschätzungen (rot) anhand von zwei Referenzmessungen (blauer Marker: wahre Position, orange: Standorte der empfangenen GSM-Basisstationen).

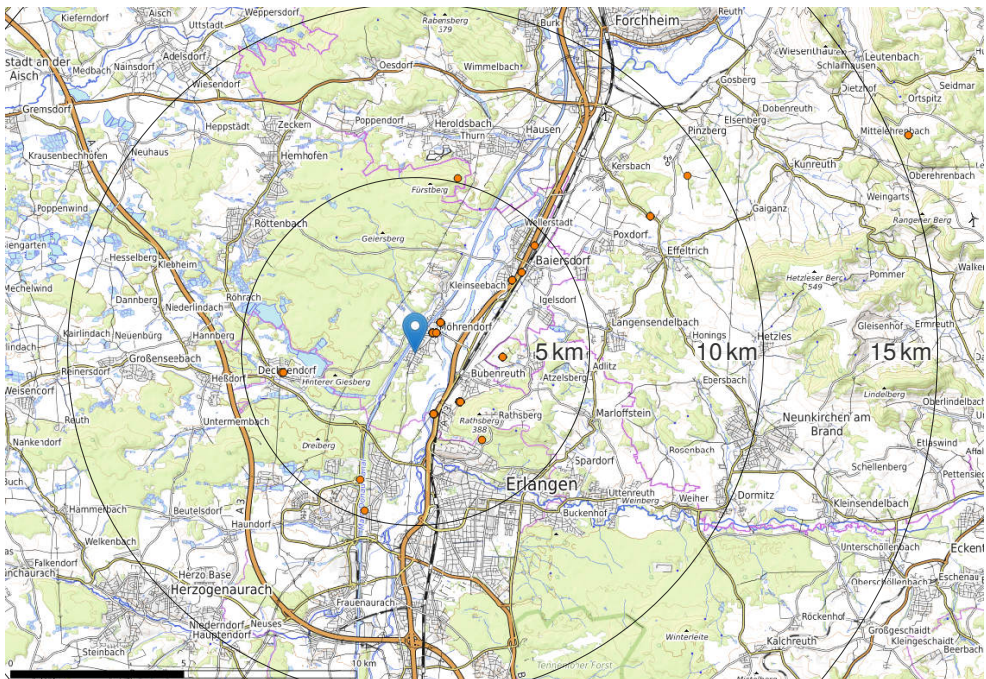


Abbildung 8.18: Empfangene GSM-Basisstationen im Zeitraum vom 09.05.–25.06.2020 am Referenzstandort Möhrendorf.

## 8.3 Diskussion

Die erzielten Ergebnisse bestätigen die Systemüberlegungen und zeigen die Leistungsfähigkeit zur Migrationsanalyse von Fledermäusen über lange Zeiträume. Die Referenzlogger wiesen Laufzeiten von über elf Monaten auf. Mit weiteren Optimierungen am Programmcode ist eine Laufzeit von über einem Jahr vermutlich möglich. Ebenso kommt eine Implementierung auf einem FPGA in Betracht [158]. Die Schaltung und die Aufbautechnik ist in Hinblick auf Funktionalität, Miniaturisierung und Robustheit nur noch schwerlich weiter optimierbar und zeigte in den Langzeiteinsätzen keine Probleme. Als problematisch stellte sich die Dauerhaftigkeit der Anbringungsmethode auf den Tieren heraus, weshalb von den 43 Langzeitloggern nur ein Logger mit aufgezeichneten Migrationsdaten wiedergewonnen werden konnte. Der avisierte technische und wissenschaftliche Stand der miniaturisierten GSM-Logger zur Migrationsanalyse von Fledermäusen wurde jedoch, wie mit den Referenzloggern gezeigt, erreicht.

Mit dem Mobilfunklogger-System von Mobile-BAT konnte der Stand der Technik von Fledermauslokalisierungssystemen deutlich erweitert werden. Vor allem die maximale Laufzeit und die Anzahl an Ortungen konnte im Vergleich zu bestehenden Systemen signifikant erhöht werden. Dadurch konnte weltweit erstmalig das Migrationsverhalten eines Großen Abendseglers über mehrere Monate mit einer hohen zeitlichen Auflösung aufgezeichnet werden. In Tabelle 8.6 wird der Vergleich mit anderen Systemen angestellt, welche prinzipiell in Fremd- und Eigenortungssystemen eingeteilt werden können: Fremddortungssysteme benötigen zwingend den Aufbau einer systemspezifischen Infrastruktur, wohingegen Eigenortungssysteme dies nicht benötigen.

VHF-Sender werden mit mobilen Peilempfängern detektiert und per Winkelschätzung geortet. Die erzielbare Anzahl an Ortungen und deren Genauigkeit ist direkt abhängig vom Personaleinsatz. Damit die Sendeimpulse mit einem analogen Funkgerät vom menschlichen Gehör detektiert werden können, sind diese typischerweise mehrere hundert Millisekunden lang und benötigen entsprechend viel Energie [9, 141]. In Mobile-BAT beträgt die Sendedauer des Detektionssignals nur 15 ms, was für die automatisierte Detektion (Kap. 7) ausreicht. Der Betrieb eines solchen Detektionssystems in Havelberg hat entscheidend zur Rückgewinnung von Logger 66 beigetragen.

Mit dem MOTUS-System wurde eine vergleichbare automatisierte Detektion von VHF-Sendern eingeführt. MOTUS ist hauptsächlich im Osten der USA verbreitet und detektiert vorbeiziehende Tiere. Es handelt sich somit um ein Detektionssystem und kein direktes Lokalisierungssystem [14].

Im DFG-Projekt BATS lag der Fokus auf einer mehrtägigen, hochaufgelösten Lokalisierung in einem kleinräumigen Gebiet. Dafür kam ein RSS-DoA-Verfahren bei Betrieb eines dedizierten Funknetzes zum Einsatz. Der Fokus lag auf der Inter-

Tabelle 8.6: Vergleich von Fledermausortungssystemen, aufgeteilt nach Fremd- und Eigenortungssystemen.

System	VHF-Sender	MOTUS	BATS	ATLAS	Geolocator	GNSS-Logger	Mobile-BAT
Quelle	[141]	[14, 142]	[26, 30]	[33, 35]	[37, 143]	[144]	<b>diese Arbeit</b>
Methode	Detektion	Detektion, AoA	RSS-DoA	TDoA	Tageslicht + Uhrzeit	GNSS	GSM Cell-ID
Benötigte Infrastruktur	mobiler Peilempfänger	stationäre Empfänger	stationäre Empfänger	stationäre Empfänger	keine	keine	keine
Frequenz	150/166 MHz	150/166 MHz	868/915 MHz + 2,4 GHz	433 MHz	–	1,5 GHz	900 MHz
Gewicht	ab 0,2 g	ab 0,2 g	1 g	1 g ...10 g	0,3 g	1,5 g	2,0 g
Laufzeit	Tage bis Monate	Tage bis Monate	Tage bis Wochen	Tage bis Wochen	12 Monate	Tage bis Wochen	11,2 Monate
Anzahl an Orten	abhängig von Personal	abhängig von Detektionen	350.000 <sup>*1</sup>	100.000 ...1 M	365 (1x pro Tag)	bis zu 130	1534 (4x pro Tag)
Abdeckung	abhängig von Personal	~10 km <sup>2</sup> pro Station	~1 km <sup>2</sup>	~1000 km <sup>2</sup>	global	global	global (bei GSM-Netz)
Genauigkeit	abhängig von Personal	100 m ...10 km	4 m	5 m	>23 km <sup>2</sup>	2 m	100 m ...5 km

\*1 30/min für 8 Tage

\*2 abhängig von Längen- und Breitengrad

aktionsanalyse mittels Wake-up-Receivern und einer Sensoranalyse, welche neben Beschleunigungen auch EKG-Signale umfasste [28, 30, 99]. Im Gegensatz dazu liegt der Fokus von Mobile-BAT auf langfristiger, weiträumiger Ortung und einer reinen Aktivitätsdetektion anstatt -klassifikation.

ATLAS ist ein TDoA-System mit großer Reichweite bei hoher räumlicher und zeitlicher Auflösung. Die Empfänger können etwa 1000 km<sup>2</sup> abdecken und neben einem System in Israel wurde zwischenzeitlich auch eines in Europa eingesetzt. ATLAS benötigt, wie alle vorher aufgeführten Systeme, eine spezifische Bodeninfrastruktur [33–35]. Der GSM-Logging-Ansatz von Mobile-BAT erfordert hingegen keine Kenntnis der möglichen Flugziele a priori, sodass Ortungen global (bei Verfügbarkeit eines GSM-Netzes) durchgeführt werden können.

Bisher wurden in der Literatur zwei reine Eigenortungssystemen für Fledermäuse beschrieben: Die globale Abdeckung und sehr hohe Genauigkeit von GNSS-Empfängern ohne die Abhängigkeit von bodengestützter Infrastruktur ist der große Vorteil von GNSS-Loggern. Von Nachteil ist der vergleichsweise hohe Energiebedarf, da klassische GNSS-Empfänger lange Empfangszeiten zur Dekodierung der Navigationsnachrichten benötigen. Der kommerzielle Logger PinPoint 10 mit 1,5 g kann 130 Messungen, der PinPoint 50 mit 2,2 g kann 400 Messungen durchführen [144]. Bei vergleichbarer Masse liegt die Anzahl an Messungen der Mobile-BAT-Mobilfunklogger mindestens um den Faktor 3,8 höher. Zu beachten ist, dass bei GNSS-Loggern die Anzahl an möglichen Versuchen angegeben wird, da ein Ortungsversuch bei unzureichendem Satellitenempfang nach einem Timeout erfolglos abgebrochen werden muss. Deshalb ist die tatsächliche Anzahl an erfolgreichen Positionsmessungen geringer. Die zunehmend sich etablierende Snapshot-GNSS-Technologie wurde bisher noch nicht für Fledermauslogger angewandt.

Geolocatoren messen die Tageslichtintensität über die Zeit. Daraus kann nachträglich prinzipbedingt maximal eine Positionsschätzung pro Tag durchgeführt werden. Die maximal erzielbare Genauigkeit liegt im Bereich von mehreren zehn Kilometern und ist abhängig von der geographischen Länge und Breite. Der Einsatz auf Fledermäusen stellt jedoch eine Nischenanwendung dar [37, 143].

Die Plattform eines Ultra-Low Power Software-Defined-Radio-Empfängers auf Grundlage des Mobile-BAT-Mobilfunk-Loggers könnte in Zukunft auch für andere Anwendungen genutzt werden:

Die Anwendung des miniaturisierten Mobilfunkloggers ist selbstverständlich nicht nur auf Fledermäuse beschränkt. Denkbar wäre auch das Tracking von Waren und Gütern als Ergänzung zu GNSS-Lösungen oder wenn GNSS nicht verfügbar ist (z.B. verpackte Chargen). Die Überwachung könnte relativ verdeckt durchgeführt werden, da einerseits die Mobilfunkpenetration hoch ist und andererseits die Bauteile und insbesondere der Transceiver keinen Aufschluss über die GSM-Loggerfunktionalität geben.

Der implementierte GSM-Stack könnte auch unmittelbar zum Empfang von Cell-Broadcast-Nachrichten genutzt werden. Ab 2022 soll Cell Broadcast in Deutschland zur

flächendeckenden Bevölkerungswarnung im Katastrophen- und Kriegsfall eingeführt werden [145]. Die hierbei ausgesendeten Mitteilungen sind unverschlüsselt und somit frei empfang- und dekodierbar. Der extrem niedrige Energieverbrauch könnte sehr lange Batterie-Betriebszeit ermöglichen, wobei selbst eine Miniatur-Solarzelle als Energieversorgung ausreichen könnte.

Der Empfänger kann auch zur Takt- und Frequenzsynchronisation eingesetzt werden. Mobilfunk-Basisstationen besitzen hochgenaue und stabile Frequenznormale, von denen alle LO- und Taktsignale abgeleitet werden. In [146] wurde ein integrierter Clock-Harvesting-Empfänger veröffentlicht, der die Rahmenstruktur im GSM-Downlink als Referenz nutzt. Auf Basis der implementierten Phasenauswertung ließe sich die Frequenz eines lokalen Oszillators mit der hochgenauen Absolutfrequenz einer GSM-Basisstation synchronisieren.



In der vorliegenden Arbeit wurde ein miniaturisierter, extrem energiesparender GSM-Mobilfunklogger entworfen und praktisch evaluiert, der erfolgreich zur Erforschung des Migrationsverhaltens von Fledermäusen in mehreren Feldtests eingesetzt wurde. Nach einem ausführlichen Überblick über den Stand der Technik von bisher eingesetzten Fledermauslokalisierungssystemen wurde das neue Systemkonzept vorgestellt. Der neuartige Lösungsansatz basiert auf der Nutzung eines integrierten Sub-GHz-Transceivers und eines Mikrocontrollers als Ultra-Low-Power Software-Defined-Radio. Auf diesem wurde ein echtzeitfähiger GSM-Stack implementiert, der die von jeder GSM-Zelle im BCCH ausgesendeten Zellinformationen dekodiert und intern abgespeichert. Die Kanalauswahl erfolgte anhand einer zuvor durchgeführten Spektralanalyse des GSM900-Downlinkbandes. Trotz der unspezifischen Transceiver-Hardware wurde eine Sensitivität von  $-97$  dBm bei 50% Dekodierwahrscheinlichkeit erzielt. Da zur Positionsrekonstruktion der interne Speicher ausgelesen werden muss, wurde ein automatisiertes Detektions- und Datenübertragungssystem bestehend aus mehreren, sich über eine serverbasierte Datenbank selbst synchronisierenden Funk-Basisstationen entworfen und umgesetzt, welches energieautark über knapp zwei Jahre lief und maßgeblich dazu führte, dass ein zurückgekehrtes Tier noch am selben Tag wiedergefunden wurde. Die Auswertung dieses Loggers zeigte weltweit erstmalig die Migration eines Großen Abendseglers mit hoher zeitlicher und örtlicher Auflösung. So konnte die Flugroute der Migrationsbewegung über mehrere hundert Kilometer rekonstruiert und das Überwinterungsquartier des Tieres eindeutig bestimmt werden. Zusätzlich wurde das Verhalten des Tieres sowohl vor der Migration, als auch während der Überwinterung aufgezeichnet.

Für die Positionsrekonstruktion wurde ein Bayes-Schätzer implementiert, der auf den tatsächlich gemessenen Empfangsleistungen und präprozessierten Funkausbreitungsprädiktionen der entsprechenden Mobilfunkzellen basiert. Die Ausgabe in Form einer georeferenzierten Wahrscheinlichkeitsdichtekarte wurde in einem GIS als Zeitreihe visualisiert und zur Interpretation an die im Projekt beteiligten Biologen übergeben.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die in dieser Arbeit erforschte Lokalisierungstechnologie bisher unerreichte Möglichkeiten für die langfristige Untersuchung des Migrationsverhaltens von Fledermäusen geschaffen hat. Trotz eines massiven Wachstums und der fortschreitenden Entwicklung der Mobilfunktechnik existierten bisher keine derart miniaturisierten und auf Energieeffizienz optimierten Mobilfunk-

Lokalisierungssysteme. Ungeachtet der Herausforderungen bei der langfristigen Befestigung des Sensorknotens auf den Tieren wurde in dieser Arbeit ein in sich schlüssiges System, das hinsichtlich der Spezifikation neue Maßstäbe setzt, entworfen und in der Praxis erfolgreich validiert. Die Relevanz der Lösung wurde auch durch den Gewinn der Student Paper Competition der *IEEE Radio Wireless Week 2019* gewürdigt.

## A.1 Fresnelintegral

Zur Bestimmung der durch die Beugung hervorgerufenen Dämpfung in Relation zum ungestörten Ausbreitungsfall wird zunächst die Pfadlängendifferenz  $\Delta d$  zwischen der Sichtlinie und dem Weg über die Kante bestimmt. Der Betrag von  $h$  gibt dabei an, ob das Hindernis außerhalb oder innerhalb der Sichtlinie liegt. Mit dem ersten Taylorpolynom  $\sqrt{1+x^2}|_{x=0} \approx \left(1 + \frac{x^2}{2}\right)$  ergibt sich für  $\Delta d$ :

$$\Delta d := (a + b) - (d_1 + d_2) = \operatorname{sgn}(h) \cdot \sqrt{d_1^2 + h^2} + \sqrt{d_2^2 + h^2} - (d_1 + d_2) = \quad (\text{A.1})$$

$$= \operatorname{sgn}(h) \cdot d_1 \sqrt{1 + \frac{h^2}{d_1^2}} + d_2 \sqrt{1 + \frac{h^2}{d_2^2}} - d_1 - d_2 \approx \quad (\text{A.2})$$

$$\approx \operatorname{sgn}(h) \cdot d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2}\right) + d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2}\right) - d_1 - d_2 = \quad (\text{A.3})$$

$$= \operatorname{sgn}(h) \cdot \frac{h^2}{2} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}\right) \quad \text{für } h \ll \min\{d_1, d_2\} \quad (\text{A.4})$$

Die geometrische Pfadlängendifferenz  $\Delta d$  entspricht einer frequenz- bzw. wellenlängenabhängigen Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  einer elektromagnetischen Welle:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta d = \frac{\pi}{2} \cdot h^2 \frac{2}{\lambda} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \quad (\text{A.5})$$

Um die Phasendifferenz mit einem frequenzunabhängigen Argument auszudrücken, wird der Fresnel-Parameter  $v$  definiert:

$$v = \operatorname{sgn}(\Delta d) \cdot 2\sqrt{\frac{|\Delta d|}{\lambda}} \approx h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = h\sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right)} \quad (\text{A.6})$$

Mit dem Fresnel-Parameter  $v$  beträgt die Phasenverschiebung folglich:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (\text{A.7})$$

Der Fresnel-Parameter  $v$  beschreibt also die Höhe bzw. den Abstand des Hindernisses multipliziert mit einem frequenz- und geometrieabhängigen Term, der negativ

wird, wenn das Hindernis außerhalb der Sichtverbindung liegt. Der quadratische Term  $v^2$  ist entsprechend immer positiv.

Für den berechneten Pfad beträgt die relative elektrische Feldstärke also:

$$\frac{E}{E_0} = e^{-j \frac{\pi}{2} v^2} \quad (\text{A.8})$$

Die Integration des E-Feldes von der Kante bis unendlich wird als komplexes Fresnelintegral  $F(v)$  bezeichnet:

$$F(v) = \frac{1+j}{2} \int_v^\infty e^{-j \frac{\pi}{2} s^2} ds \quad (\text{A.9})$$

Die Umformung der komplexen Exponentialfunktion in Real- und Imaginärteil und Verschiebung der Integrationsgrenzen ergibt:

$$\int_v^\infty e^{-j \frac{\pi}{2} s^2} ds = \int_v^\infty \cos\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds - j \int_v^\infty \sin\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds \quad (\text{A.10})$$

$$\int_v^\infty \cos\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds = \frac{1}{2} - \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds = \frac{1}{2} - C(v) \quad (\text{A.11})$$

$$\int_v^\infty \sin\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds = \frac{1}{2} - \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2} s^2\right) ds = \frac{1}{2} - S(v) \quad (\text{A.12})$$

$$\Rightarrow F(v) = \frac{1+j}{2} \left[ \left( \frac{1}{2} - C(v) \right) - j \left( \frac{1}{2} - S(v) \right) \right] \quad (\text{A.13})$$

## A.2 Beispiel eines dekodierten SCHs

Tabelle A.1: Beispiel der Dekodierung eines SB.

## 1. Synchronisierter Burst:

```
000000001110101011010010111100010011111↔
1011100101100010000001000000111100101101010001010111011000011011↔
1101010001110110110000111111110000000001
```

## 2. Faltungskodierte Nutzdaten:

```
000000001110101011010010111100010011111↔
1101010001110110110000111111110000000001
```

## 3. Dekodierte Daten:

```
0000111010100010000111001 0110100000 0000
          SCH                      CRC      Tail
```

BCC=100 = 4

NCC=011 = 3

T1 =00010001010 = 138 |

T2 =01110 = 14 > FN = 184172

T3'=001 = 1 |

## A.3 System Information Message Type 3

Tabelle A.2: Beispiel einer System Information Message Type 3 der Zelle 262/03/9127/5417.

```
06 1b 15 29 62 f2 30 23 a7 c8 05 78 49 65 43 a4 00 00 82 1f 42 1b
```

```
06 0----- Direction: from site
   -000---- Transaction ID: 0
   ----0110 Protocoll Discrim.: RR Management Message

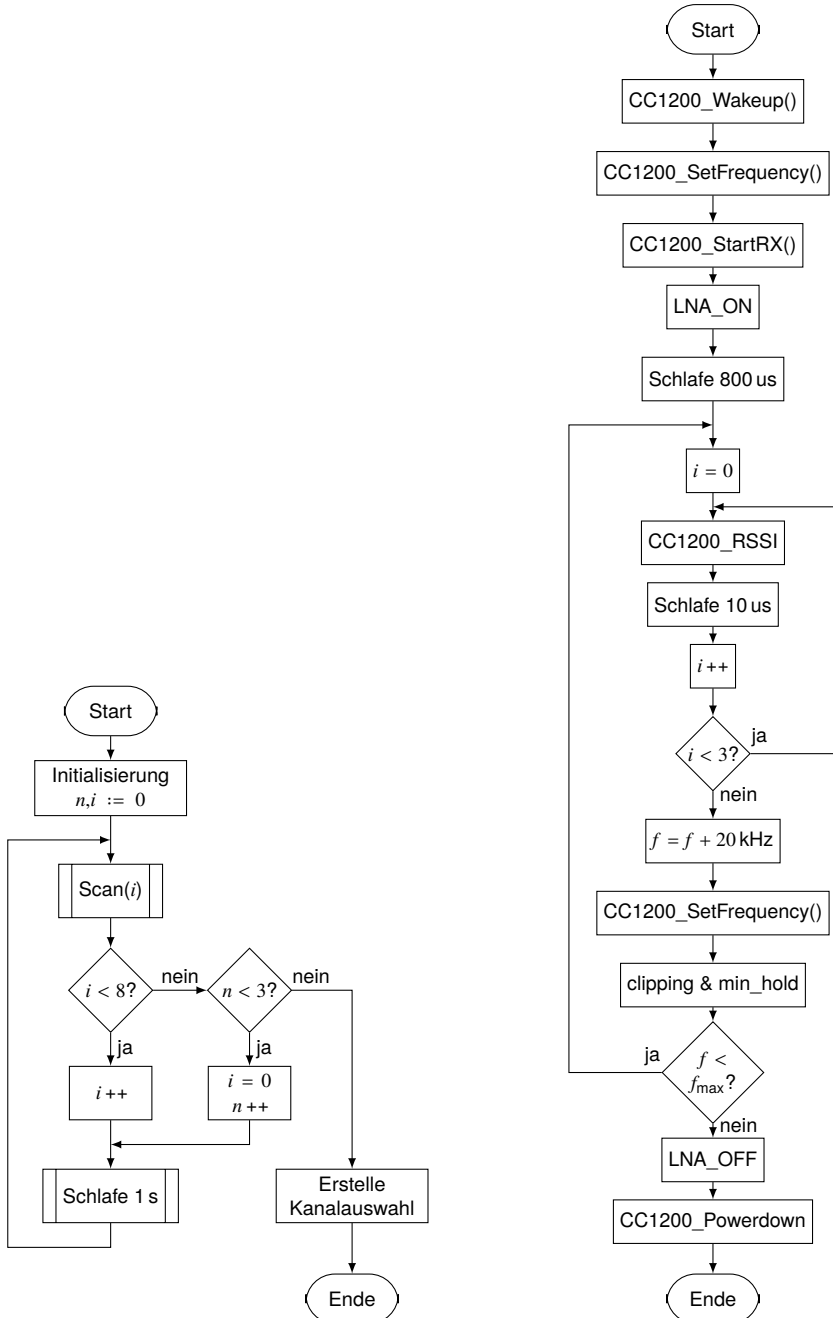
1b 00011011 Message Type: System Information Type 3

: Cell Identity
15 00010101 CI
29 00101001 CI => CI=(1529)hex=(5417)dec

: Location Area Identification
62 ----0010 MCC digit 1: 2
   0110---- MCC digit 2: 6
f2 ----0010 MCC digit 3: 2 => MCC=262
   1111---- MNC digit 3: 15
30 ----0000 MNC digit 1: 0
   0011---- MNC digit 2: 3 => MNC=03

23 00100011 LAC
a7 10100111 LAC => LAC=(23a7)hex=(9127)dec
```

### A.4 Programmablaufplan der Spektralanalyse



(a) Programmablaufplan der zeitlich aufgeteilten Messerfassung des Spektrums.

(b) Programmablaufplan von Scan(i).

## A.5 Tierversuchsgenehmigungen

---

Kampagne	Genehmigung
Ahrbrück	Rheinland-Pfalz, Struktur- und Genehmigungsdirektion Nord, Aktenzeichen „425-107-131-0001/2019“
Havelberg	Landesverwaltungsamt Sachsen-Anhalt, Referat Verbraucherschutz, Veterinärangelegenheiten, Aktenzeichen „42502-2-1522 UniTr“
Breslau	Regionaldirektor für Umweltschutz in Breslau, Aktenzeichen „WPN.6401.80.2018.MK“

---



# Literaturverzeichnis

- [1] Spektrum Akademischer Verlag, (Hrsg.), „Geschichte der Ethologie“, Heidelberg. <https://www.spektrum.de/lexikon/neurowissenschaft/geschichte-der-ethologie/14479> (besucht am 16.03.2022).
- [2] R. Hutterer, T. Ivanova, C. Meyer-Cords und L. Rodrigues, „Bat Migrations in Europe: A Review of Banding Data and Literature“, Ser. Naturschutz und biologische Vielfalt. Bonn: Bundesamt für Naturschutz, 2005, ISBN: 978-3-78433-928-3.
- [3] J. T. Alcalde, M. Jiménez, I. Brila, V. Vintulis, C. C. Voigt und G. Pētersons, „Transcontinental 2200 km migration of a Nathusius' pipistrelle (*Pipistrellus nathusii*) across Europe“, *Mammalia*, Walter de Gruyter GmbH, Bd. 85 (2), S. 161–163, Okt. 2020. doi: 10.1515/MAMMALIA-2020-0069.
- [4] E. M. Kyheröinen, S. Aulagnier, J. Dekker, M. J. Dubourg-Savage, B. Ferrer, S. Gazaryan, P. Georgiakakis, D. Hamidovic, C. Harbusch, K. Haysom et al., „Guidance on the conservation and management of critical feeding areas and commuting routes for bats“, in *EUROBATS Publication Series*, Bd. 9, Bonn: UNEP/EUROBATS, 2019, ISBN: 978-92-95058-42-2.
- [5] O. Behr, R. Brinkmann, K. Hochradel, J. Mages, F. Korner-Nievergelt, H. Reinhard, R. Simon, F. Stiller, N. Weber und M. Nagy, „Bestimmung des Kollisionsrisikos von Fledermäusen an Onshore-Windenergieanlagen in der Planungspraxis - Endbericht des Forschungsvorhabens gefördert durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (Förderkennzeichen 0327638E)“, Erlangen/Freiburg/Ettiswil, 2018.
- [6] C. H. Calisher, J. E. Childs, H. E. Field, K. V. Holmes und T. Schountz, „Bats: Important Reservoir Hosts of Emerging Viruses“, *Clinical Microbiology Reviews*, American Society for Microbiology Journals, Bd. 19 (3), S. 531–545, 2006. doi: 10.1128/CMR.00017-06.
- [7] S. Wacharapluesadee, C. W. Tan, P. Maneeorn, P. Duengkae, F. Zhu et al., „Evidence for SARS-CoV-2 related coronaviruses circulating in bats and pangolins in Southeast Asia“, *Nature Communications*, Nature Publishing Group, Bd. 12 (1), S. 1–9, Feb. 2021. doi: 10.1038/S41467-021-21240-1.
- [8] H. D. J. N. Aldridge und R. M. Brigham, „Load Carrying and Maneuverability in an Insectivorous Bat: a Test of the 5% "Rule" of Radio-Telemetry“, *Journal of Mammalogy*, Oxford University Press, Bd. 69 (2), S. 379–382, Mai 1988. doi: 10.2307/1381393.
- [9] M. T. O'Mara, M. Wikelski und D. K. N. Dechmann, „50 years of bat tracking: device attachment and future directions“, *Methods in Ecology and Evolution*, Wiley, Bd. 5 (4), D. Fisher (Hrsg.), S. 311–319, 2014. doi: 10.1111/2041-210X.12172.

- [10] M. T. O'Mara, M. Wikelski, B. Kranstauber und D. K. N. Dechmann, „First three-dimensional tracks of bat migration reveal large amounts of individual behavioral flexibility“, *Ecology*, Wiley, Bd. 100 (9), 2019. doi: 10.1002/ECY.2762.
- [11] D. K. N. Dechmann, M. Wikelski, K. Varga, E. Yohannes, W. Fiedler, K. Safi, W.-D. Burkhard und M. T. O'Mara, „Tracking Post-Hibernation Behavior and Early Migration Does Not Reveal the Expected Sex-Differences in a “Female-Migrating” Bat“, *PLoS ONE*, Public Library of Science, Bd. 9 (12), B. Fenton (Hrsg.), Dez. 2014. doi: 10.1371/JOURNAL.PONE.0114810.
- [12] Bundesnetzagentur (Hrsg.), „Frequenzplan“, Jan. 2021. [https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/20210114\\_Frequenzplan.pdf](https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/20210114_Frequenzplan.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [13] B. Naef-Daenzer, „Miniaturization (0.2 g) and evaluation of attachment techniques of telemetry transmitters“, *Journal of Experimental Biology*, The Company of Biologists, Bd. 208 (21), S. 4063–4068, 2005. doi: 10.1242/JEB.01870.
- [14] P. Taylor, T. Crewe, S. Mackenzie, D. Lepage, Y. Aubry, Z. Crysler, G. Finney, C. Francis, C. Guglielmo, D. Hamilton et al., „The Motus Wildlife Tracking System: a collaborative research network to enhance the understanding of wildlife movement“, *Avian Conservation and Ecology*, The Resilience Alliance, Bd. 12 (1), 2017. doi: 10.5751/ACE-00953-120108.
- [15] J. Sanz Subirana, J. M. Juan Zornoza und M. Hernández-Pajares, „Vol. I: Fundamentals and algorithms“, in *GNSS Data Processing*, Noordwijk: ESA Communications, 2013, ISBN: 978-92-9221-886-7.
- [16] J. C. B. Ordoñez, R. M. A. Valdés und F. G. Comendador, „Energy Efficient GNSS Signal Acquisition Using Singular Value Decomposition (SVD)“, *Sensors*, MDPI, Bd. 18 (5), S. 1586, Mai 2018. doi: 10.3390/S18051586.
- [17] M. T. O'Mara, F. Amorim, M. Scacco, G. F. McCracken, K. Safi et al., „Bats use topography and nocturnal updrafts to fly high and fast“, *Current Biology*, Elsevier, Bd. 31 (6), 1311–1316.e4, 2021. doi: 10.1016/J.CUB.2020.12.042.
- [18] A. Curry, „The internet of animals that could help to save vanishing wildlife“, *Nature*, Springer Science und Business Media LLC, Bd. 562 (7727), S. 322–326, 2018. doi: 10.1038/D41586-018-07036-2.
- [19] W. Jetz, G. Tertitski, R. Kays, U. Mueller, M. Wikelski et al., „Biological Earth observation with animal sensors“, *Trends in Ecology & Evolution*, Elsevier, Bd. 37 (4), S. 293–298, Apr. 2022. doi: 10.1016/J.TREE.2021.11.011.
- [20] Max-Planck-Gesellschaft, „ICARUS - Einladung zur Mitarbeit an einem globalen Beobachtungsnetzwerk von kleinen Objekten (Tieren)“, 2018. [https://www.icarus.mpg.de/38126/ICARUS\\_Flyer.pdf](https://www.icarus.mpg.de/38126/ICARUS_Flyer.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [21] Max-Planck-Institut für Verhaltensbiologie, „Icarus startet erstes globales Forschungsprojekt“, Sep. 2020. <https://www.icarus.mpg.de/103262> (besucht am 16.03.2022).
- [22] Bundesnetzagentur, „Frequenznutzungsbedingungen für Erdfunkstellen des ICARUS-Satellitenfunknetzes in den Frequenzbereichen 401 - 403 MHz (Richtung Erde - Weltraum) und 460 - 470 MHz (Richtung Weltraum - Erde) und den systemspezifischen

- schen Handsendern zur Ortung von Tieren., Vfg-Nr. 102/2021“, in *Amtsblatt*, Bd. 23, Dez. 2021. <https://www.bnetza-amsblatt.de/download/73> (besucht am 16.03.2022).
- [23] M. Krondorf, „Das Internet der Tiere“, Rohde&Schwarz (Hrsg.), 2018. [https://cdn.rohde-schwarz.com/magazine/pdfs\\_1/article/219/NEWS\\_219\\_\\_07\\_ICARUS\\_DE.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/magazine/pdfs_1/article/219/NEWS_219__07_ICARUS_DE.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [24] Collecte Localisation Satellites (CLS), „Argos-3 - The New Generation“, hrsg. von M. Childress und M.-C. Demmou, 2006. [https://www.argos-system.org/wp-content/uploads/2016/08/r241\\_f34\\_argos3\\_metop\\_en.pdf](https://www.argos-system.org/wp-content/uploads/2016/08/r241_f34_argos3_metop_en.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [25] Collecte Localisation Satellites (CLS), „Global Animal Tracking - Argos Satellite Services“, Dez. 2019. <https://www.argos-system.org/wp-content/uploads/2019/12/5771-CLS-Argos-4P-BD-Baleine.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [26] N. Duda, T. Nowak, M. Hartmann, M. Schadhauer, B. Cassens, P. Wagemann, M. Nabeel, S. Ripperger, S. Herbst, K. Meyer-Wegener et al., „BATS: Adaptive Ultra Low Power Sensor Network for Animal Tracking“, *Sensors*, MDPI, Bd. 18 (10), S. 3343, 2018. doi: 10.3390/S18103343.
- [27] S. P. Ripperger, G. G. Carter, N. Duda, A. Koelpin, B. Cassens, R. Kapitza, D. Josic, J. Berrío-Martínez, R. A. Page und F. Mayer, „Vampire Bats that Cooperate in the Lab Maintain Their Social Networks in the Wild“, *Current Biology*, Elsevier, Bd. 29 (23), S. 4139–4144, 2019. doi: 10.1016/J.CUB.2019.10.024.
- [28] S. P. Ripperger, G. G. Carter, R. A. Page, N. Duda, A. Koelpin et al., „Thinking small: next-generation sensor networks close the size gap in vertebrate biologging“, *PLoS biology*, Public Library of Science, Bd. 18 (4), G. K. Taylor (Hrsg.), Apr. 2020. doi: 10.1371/JOURNAL.PBIO.3000655.
- [29] N. Duda, S. Ripperger, F. Mayer, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-Weight Noninvasive Heart Beat Detector for Small Airborne Vertebrates“, *IEEE Sensors Letters*, IEEE, Bd. 4 (2), S. 1–4, 2020. doi: 10.1109/LENS.2020.2971769.
- [30] N. Duda, „Ressourcenlimitierte mobile Sensorknoten mit Vitalsensorik und Kontakt-detektion“, Dissertation, Dr. Hut, München, 2021.
- [31] N. Duda, R. Weigel und A. Koelpin, „Low-Weight Wireless Sensor Node With Sensor-Data-Enhanced Dual-Frequency RSSI-Based Distance Estimation“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Bd. 68 (10), S. 4131–4137, 2020. doi: 10.1109/TMTT.2020.2993245.
- [32] S. Toledo, O. Kishon, Y. Orchan, A. Shohat und R. Nathan, „Lessons and Experiences from the Design, Implementation, and Deployment of a Wildlife Tracking System“, in *2016 IEEE International Conference on Software Science, Technology and Engineering*, Beer Sheva, Israel: IEEE, Juni 2016, S. 51–60. doi: 10.1109/SWSTE.2016.16.
- [33] S. Toledo, D. Shohami, I. Schiffner, E. Lourie, Y. Orchan, Y. Bartan und R. Nathan, „Cognitive map-based navigation in wild bats revealed by a new high-throughput tracking system“, *Science*, American Association for the Advancement of Science (AAAS), Bd. 369 (6500), S. 188–193, 2020. doi: 10.1126/SCIENCE.AAX6904.
- [34] C. E. Beardsworth, E. Gobbens, F. van Maarseveen, B. Denissen, A. Dekinga, R. Nathan, S. Toledo und A. I. Bijleveld, „Validating a high-throughput tracking system:

- ATLAS as a regional-scale alternative to GPS“, *bioRxiv*, Feb. 2021. doi: 10.1101/2021.02.09.430514.
- [35] A. W. Weiser, Y. Orchan, R. Nathan, M. Charter, A. J. Weiss und S. Toledo, „Characterizing the Accuracy of a Self-Synchronized Reverse-GPS Wildlife Localization System“, in *2016 15th ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks*, Wien: IEEE, Apr. 2016, S. 1–12. doi: 10.1109/IPSNS.2016.7460662.
- [36] S. Toledo, „Evaluating batteries for advanced wildlife telemetry tags“, *IET Wireless Sensor Systems*, Institution of Engineering und Technology (IET), Bd. 5 (5), S. 235–242, 2015. doi: 10.1049/IET-WSS.2014.0042.
- [37] S. Lisovski, S. Bauer, M. Briedis, S. C. Davidson, K. L. Dhanjal-Adams, M. T. Hallworth, J. Karagicheva, C. M. Meier, B. Merkel, J. Ouwehand et al., „Light-level geolocator analyses: A user’s guide“, *Journal of Animal Ecology*, Wiley, Bd. 89 (1), G. Street (Hrsg.), S. 221–236, 2020. doi: 10.1111/1365-2656.13036.
- [38] O. Behr, U. Adomeit, K. Hochradel, J. Hurst, J. Mages et al., „Reduktion des Kollisionsrisikos von Fledermäusen an Onshore-Windenergieanlagen“, Institutionelles Repositorium der Leibniz Universität Hannover, 2016. doi: 10.15488/263.
- [39] W. J. Richardson, „Radar Techniques for Wildlife Studies“, in *PECORA IV/Proceedings of the Symposium/Application of remote sensing data to wildlife management*, 1979, S. 171–179.
- [40] J. Kreuzfeldt, C. Floeter, T. Lingner, L. Schmitz-Beuting, M. Reich und V. D. Kunz, „Analytical volume model for optimized spatial radar bat detection in onshore wind parks“, *PLOS ONE*, Public Library of Science, Bd. 15 (9), S. 1–22, Sep. 2020. doi: 10.1371/JOURNAL.PONE.0239911.
- [41] J. Moll, M. Mälzer, V. Krozer, D. Pozdniakov, R. Salman, M. J. Beetz und M. Kössl, „Activity monitoring of bats in a laboratory flight tunnel using a 24 GHz FMCW radar system“, in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation*, 2017, S. 2535–2539. doi: 10.23919/EUCAP.2017.7928199.
- [42] J. Moll, A. T. Zadeh, M. Mälzer, J. Simon, V. Krozer et al., „Radar-based Detection of Birds at Wind Turbine Installations: Results from a Field Study“, in *2020 23rd International Microwave and Radar Conference*, 2020, S. 285–288. doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253826.
- [43] R. Kaniuth, B. Eissfeller, N. Lemke, G. Heinrichs, J. O. Winkel, H. Ehm, R. Weigel, A. Schmid, A. Neubauer und P. Nagel, „A snap-shot positioning approach for a high integrated GPS/Galileo chipset“, in *18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, ION GNSS 2005*, Sep. 2005.
- [44] D. Dötterböck und B. Eissfeller, „A GPS/Galileo Software Snap-Shot Receiver for Mobile Phones“, in *Proceedings of the IAIN 2009 World Congress*, 2009.
- [45] P. Misra, W. Hu, Y. Jin, J. Liu, A. S. de Paula, N. Wirström und T. Voigt, „Energy efficient GPS acquisition with Sparse-GPS“, in *IPSNS-14 Proceedings of the 13th International Symposium on Information Processing in Sensor Networks*, Berlin, Germany: IEEE, Apr. 2014, S. 155–166. doi: 10.1109/IPSNS.2014.6846749.
- [46] J. Liu, B. Priyantha, T. Hart, Y. Jin, W. Lee, V. Raghunathan, H. S. Ramos und Q. Wang, „CO-GPS: Energy Efficient GPS Sensing with Cloud Offloading“, *IEEE*

- Transactions on Mobile Computing*, IEEE, Bd. 15, S. 1348–1361, 6 Juni 2016. doi: 10.1109/TMC.2015.2446461.
- [47] I. Fernández-Hernández und K. Borre, „Snapshot positioning without initial information“, *GPS Solutions*, Springer Science und Business Media LLC, Bd. 20 (4), S. 605–616, März 2016. doi: 10.1007/S10291-016-0530-4.
- [48] T. N. Dinh und V. L. The, „A novel design of low power consumption GPS positioning solution based on snapshot technique“, in *2017 International Conference on Advanced Technologies for Communications*, IEEE, Okt. 2017. doi: 10.1109/ATC.2017.8167635.
- [49] J. Beuchert und A. Rogers, „SnapperGPS: Algorithms for Energy-Efficient Low-Cost Location Estimation Using GNSS Signal Snapshots“, in *Proceedings of the 19th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, ACM, Nov. 2021. doi: 10.1145/3485730.3485931.
- [50] Baseband Technologies Inc., „Ultra Low-Power GPS Receiver Stamp-Sized Module“, Mai 2021. <https://www.basebandtech.com/wp-content/uploads/Datash eet-Stamp-sized-Ultra-Low-Power-GPS-Receiver-Module-rev-c.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [51] Bitkom Research, „35 Milliarden Euro Umsatz rund um Smartphones“, M. Meyer (Hrsg.), Feb. 2021. <https://www.bitkom-research.de/de/pressemitteilung/35-milliarden-euro-umsatz-rund-um-smartphones> (besucht am 16.03.2022).
- [52] A. Gizikis, I. Embabyl, B. Vivier und C. Lumbreira, „Pilot project on the design, implementation and execution of the transfer of GNSS data during an E112 call to the PSAP“, Europäische Kommission, Juli 2017. <https://ec.europa.eu/docsroom/documents/24781/attachments/2/translations/en/renditions/pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [53] „ESTR.CLE - Identify call location for emergency services“, Techn. Ber., International Telecommunication Union (ITU), Juni 2020. [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-t/opb/tut/T-TUT-DIS-2020-PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-t/opb/tut/T-TUT-DIS-2020-PDF-E.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [54] D. Lachartre, F. Dehmas, C. Bernier, C. Fournet, L. Ouvre et al., „A TCXO-Less 100Hz-Minimum-Bandwidth Transceiver for Ultra-Narrow-Band Sub-GHz IoT Cellular Networks“, in *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA: IEEE, Feb. 2017, S. 134–135. doi: 10.1109/ISSCC.2017.7870297.
- [55] SIGFOX S.A., „Sigfox Network Location“, Feb. 2021. <https://build.sigfox.com/geolocation-technologies#sigfox-network-location> (besucht am 16.03.2022).
- [56] M. Aernouts, B. Bellekens, R. Berkvens und M. Weyn, „A Comparison of Signal Strength Localization Methods with Sigfox“, in *2018 15th Workshop on Positioning, Navigation and Communications*, 2018, S. 1–6. doi: 10.1109/WPNC.2018.8555743.
- [57] C. Dorn, S. Erhardt, R. Weigel, A. Kölpin und F. Lurz, „Low-Cost Direction-of-Arrival Measurements using Multiplexed Antenna Switching“, in *2020 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, San Antonio, TX, USA: IEEE, Jan. 2020, S. 34–37. doi: 10.1109/WISNET46826.2020.9037602.

- [58] S. Erhardt, T. Kurin, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „An Open-Source Speech Codec at 450 bit/s with Pseudo-Wideband Mode“, in *2019 49th European Microwave Conference*, IEEE, Okt. 2019, S. 1048–1051. doi: 10.23919/EUMC.2019.8910691.
- [59] N. Blenn und F. Kuipers, „LoRaWAN in the Wild: Measurements from The Things Network“, 2017. doi: 10.48550/ARXIV.1706.03086.
- [60] J. Haxhibeqiri, E. D. Poorter, I. Moerman und J. Hoebeke, „A Survey of LoRaWAN for IoT: From Technology to Application“, *Sensors*, MDPI, Bd. 18 (11), S. 3995, Nov. 2018. doi: 10.3390/S18113995.
- [61] ETSI, „TS 103 357 - Short Range Devices; Low Throughput Networks (LTN); Protocols for radio interface A“, Techn. Ber., European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Juni 2018. [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/103300\\_103399/103357/01.01.01\\_60/ts\\_103357v010101p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/103300_103399/103357/01.01.01_60/ts_103357v010101p.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [62] W. Choi, Y.-S. Chang, Y. Jung und J. Song, „Low-Power LoRa Signal-Based Outdoor Positioning Using Fingerprint Algorithm“, *ISPRS International Journal of Geo-Information*, MDPI, Bd. 7 (11), S. 440, Nov. 2018. doi: 10.3390/IJGI7110440.
- [63] J. Zhou und J. Shi, „RFID localization algorithms and applications—a review“, *Journal of Intelligent Manufacturing*, Springer Science und Business Media LLC, Bd. 20 (6), S. 695–707, Aug. 2008. doi: 10.1007/S10845-008-0158-5.
- [64] M. Scherhäufl, M. Pichler und A. Stelzer, „UHF RFID Localization Based on Phase Evaluation of Passive Tag Arrays“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 64 (4), S. 913–922, 2015. doi: 10.1109/TIM.2014.2363578.
- [65] C. Li, L. Mo und D. Zhang, „Review on UHF RFID Localization Methods“, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, Bd. 3 (4), S. 205–215, 2019. doi: 10.1109/JRFID.2019.2924346.
- [66] E. Harten, T. Reardon, L. F. Lumsden, N. Meyers, T. A. A. Prowse, J. Weyland und R. Lawrence, „High detectability with low impact: Optimizing large PIT tracking systems for cave-dwelling bats“, *Ecology and Evolution*, Wiley, Bd. 9 (19), S. 10916–10928, Sep. 2019. doi: 10.1002/ECE3.5482.
- [67] G. M. Mendoza-Silva, J. Torres-Sospedra und J. Huerta, „A Meta-Review of Indoor Positioning Systems“, *Sensors*, MDPI, Bd. 19 (20), S. 4507, Okt. 2019. doi: 10.3390/S19204507.
- [68] Bundesnetzagentur, „Vfg. 135/2019: Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Nutzung durch Ultrabreitbandgeräte (UWB)“, 2019. [https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/Allgemeinzuteilungen/FunkanlagenGeringerReichweite/2019Vfg135\\_UWB.pdf?\\_\\_blob=publicationFile&v=2](https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/Allgemeinzuteilungen/FunkanlagenGeringerReichweite/2019Vfg135_UWB.pdf?__blob=publicationFile&v=2) (besucht am 16.03.2022).
- [69] M. Gardill, „Characterization and Design of Small Array Antennas for Direction-Of-Arrival Estimation for Ultra-Wideband Industrial FMCW Radar Systems“, Dissertation, FAU University Press, 2015.
- [70] Bundesnetzagentur, „Entscheidung der Präsidentenkammer der Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen vom 12. Oktober 2009 zur Flexibilisierung der Frequenznutzungsrechte für drahtlose Netzzugänge zum

- Angebot von Telekommunikationsdiensten in den Bereichen 450 MHz, 900 MHz, 1800 MHz, 2 GHz und 3,5 GHz“, Okt. 2009. [https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/OffentlicheNetze/Mobilfunk/FlexibilisierungsentscheidungBK1a09001.pdf?\\_\\_blob=publicationFile&v=1](https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/OffentlicheNetze/Mobilfunk/FlexibilisierungsentscheidungBK1a09001.pdf?__blob=publicationFile&v=1) (besucht am 16. 03. 2022).
- [71] Bundesnetzagentur, „Entscheidung der Präsidentenkammer vom 14. Mai 2018 über Anordnung und Wahl des Verfahrens zur Vergabe von Frequenzen in den Bereichen 2 GHz und 3,6 GHz für den drahtlosen Netzzugang, Aktenzeichen: BK1-17/001“, Mai 2018. [https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Beschlusskammern/1-GZ/BK1-GZ/2017/BK1-17-0001/BK1-17-0001\\_Entscheidung\\_IIIundIV\\_Download\\_BF.pdf?\\_\\_blob=publicationFile&v=6](https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Beschlusskammern/1-GZ/BK1-GZ/2017/BK1-17-0001/BK1-17-0001_Entscheidung_IIIundIV_Download_BF.pdf?__blob=publicationFile&v=6) (besucht am 16. 03. 2022).
- [72] Bundesnetzagentur, „Mobilfunkspektren 700 MHz bis 3,6 GHz“, Jan. 2020. [https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/OffentlicheNetze/Mobilfunk/DrahtloserNetzzugang/Projekt2018/Frequenzen700bis3600\\_pdf.pdf](https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/OffentlicheNetze/Mobilfunk/DrahtloserNetzzugang/Projekt2018/Frequenzen700bis3600_pdf.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [73] Bundesnetzagentur, „Mobilfunk-Monitoring“, Okt. 2021. <https://www.breitband-monitor.de/mobilfunkmonitoring/karte> (besucht am 16. 03. 2022).
- [74] J. Mueller, T. Bruder, P. Herrero, N. Norholm, P. Olesen, J. Rizk und L. Schumacher, „Requirements for reconfigurable 4G front-ends“, in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, IEEE, 2013, S. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697534.
- [75] M. Pätzold, „Mobile Radio Channels“, 2. Aufl. Chichester: Wiley, 2012, XXXI, 583, ISBN: 978-0-47051-747-5.
- [76] B. Rembold, „Wellenausbreitung, Grundlagen - Modelle - Messtechnik - Verfahren“. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015, XI, 171, ISBN: 978-3-65808-641-1.
- [77] J. D. Parsons, „The Mobile Radio Propagation Channel“, 2. Aufl. Chichester [u.a.]: Wiley, 2000, XVIII, 418, ISBN: 047198857X.
- [78] H. H. Meinke und F.-W. Gundlach, „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Grundlagen, Komponenten, Systeme“, 5. Aufl., K. Lange (Hrsg.). Berlin [u.a.]: Springer, 1992, Getr. Zählung, ISBN: 3540547177.
- [79] „Attenuation by atmospheric gases (recommendation ITU-R P.676-10)“, Techn. Ber., International Telecommunication Union (ITU), Sep. 2013. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-10-201309-S!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-10-201309-S!!PDF-E.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [80] „Propagation by diffraction (recommendation ITU-R P.526-15)“, Techn. Ber., International Telecommunication Union (ITU), Okt. 2019. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.526-15-201910-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.526-15-201910-I!!PDF-E.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [81] C. Phillips, D. Sicker und D. Grunwald, „A Survey of Wireless Path Loss Prediction and Coverage Mapping Methods“, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, Bd. 15, S. 255–270, 1 2013. doi: 10.1109/SURV.2012.022412.00172.

- [82] Institute for Telecommunication Science, „Irregular Terrain Model (ITM) (Longley-Rice) (20 MHz – 20 GHz)“, <https://www.its.bldrdoc.gov/research-topics/radio-propagation-software/itm/itm.aspx> (besucht am 16. 03. 2022).
- [83] 3GPP, „Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) (GSM); GSM/EDGE Radio transmission and reception (3GPP TS 45.005 version 16.1.0 Release 16)“, Techn. Ber. 45.005, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Nov. 2020. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=200> (besucht am 16. 03. 2022).
- [84] J. Eberspächer und H.-J. Vögel, „GSM Global System for Mobile Communication“. Vieweg+Teubner Verlag, 1999, 383 S. doi: 10.1007/978-3-322-94105-3.
- [85] Bundesnetzagentur, „Funkanlagen und elektromagnetische Felder - EMF-Karte“, Juli 2021. <https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Vportal/TK/Funktechnik/EMF/start.html> (besucht am 16. 03. 2022).
- [86] 3GPP, „Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Channel coding (3GPP TS 05.03 version 8.9.0 Release 1999)“, Techn. Ber. 05.03, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Nov. 2005. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=256> (besucht am 16. 03. 2022).
- [87] K.-D. Kammeyer, „Nachrichtenübertragung“, 6. Aufl., A. Dekorsy (Hrsg.), Ser. Lehrbuch. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018, XVIII, 923 Seiten, ISBN: 978-3-65817-004-2.
- [88] P. Laurent, „Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)“, *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, Bd. 34, S. 150–160, 2 Feb. 1986. doi: 10.1109/TCOM.1986.1096504.
- [89] A. Bassi, M. Bauer, M. Fiedler, T. Kramp, R. van Kranenburg, S. Lange und S. Meissner, (Hrsg.), „Enabling Things to Talk“. Springer Berlin Heidelberg, 2013. doi: 10.1007/978-3-642-40403-0.
- [90] S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „Receiving GSM broadcast channels with an ultra-low power sub-GHz transceiver“, in *2017 47th European Microwave Conference*, Nuremberg, Germany: IEEE, Okt. 2017, S. 380–383. doi: 10.23919/EUMC.2017.8230869.
- [91] P. Smith, A. Luong, S. Sarkar, H. Singh, N. Patwari, S. Kasera, K. Derr und S. Ramirez, „Sitara: Spectrum Measurement Goes Mobile Through Crowd-Sourcing“, in *2019 IEEE 16th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems*, IEEE, 2019, S. 46–54. doi: 10.1109/MASS.2019.00015.
- [92] Texas Instruments, „CC120X Low-Power High Performance Sub-1 GHz RF Transceivers - User’s Guide“, 2013. <http://www.ti.com/lit/ug/swru346b/swru346b.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [93] ST Microelectronics, „Reference Manual STM32L41xxx/42xxx/43xxx/44xxx/45xxx/46xxx advanced Arm-based 32-bit MCUs“, Okt. 2018. [https://www.st.com/resource/en/reference\\_manual/dm00151940-stm32l41xxx42xxx43xxx44xxx45xxx46xxx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00151940-stm32l41xxx42xxx43xxx44xxx45xxx46xxx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).

- 
- [94] S. Erhardt, B. Gäde, R. Weigel und A. Kölpin, „Enhanced GSM Broadcast Receiver Using the Phase Output of a Sub-GHz Transceiver“, in *2018 48th European Microwave Conference*, IEEE, Sep. 2018. doi: 10.23919/EUMC.2018.8541538.
- [95] W. Hood, O. Oftedal und T. Kunz, „Variation in body composition of female big brown bats (*Eptesicus fuscus*) during lactation“, *Journal of comparative physiology. B, Biochemical, systemic, and environmental physiology*, Bd. 176, S. 807–19, Dez. 2006. doi: 10.1007/S00360-006-0102-Y.
- [96] F. Trenz, „Anwendung dielektrischer Materialcharakterisierung auf die Detektion physiologisch relevanter Dehydratationseffekte“, Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU), 2019.
- [97] Texas Instruments, „CC120X Low-Power High Performance Sub-1 GHz RF Transceivers - Data Sheet“, 2014. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc1200.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [98] S. Erhardt, F. Tost, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „Design and Assembly of Miniature Long-Term Trackers for Migrating Bats“, in *2020 German Microwave Conference*, Cottbus, Germany: IEEE, März 2020, S. 144–147, ISBN: 978-1-7281-4206-7.
- [99] M. Hierold, „Ressourcenbegrenzte mobile Sensorknoten mit Ortungsfunktionalität und wechselseitiger Kommunikation“, Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg (FAU), 2017.
- [100] A. A. Barlian, W.-T. Park, J. R. Mallon, A. J. Rastegar und B. L. Pruitt, „Review: Semiconductor Piezoresistance for Microsystems“, *Proceedings of the IEEE*, IEEE, Bd. 97, S. 513–552, 3 März 2009. doi: 10.1109/JPROC.2009.2013612.
- [101] ST Microelectronics, „LIS2DW12 - MEMS digital output motion sensor: high-performance ultra-low-power 3-axis ”femto” accelerometer“, Juli 2019. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/lis2dw12.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [102] Murata, „Datenblatt CR1616“, 2020. <http://data.energizer.com/PDFs/cr1616.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [103] Texas Instruments, „TPS62840 1.8-V to 6.5-V, 750-mA, 60-nA IQ Step-Down Converter“, 2019. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62840.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [104] Analog Devices, „ADP5301 - 50 mA/500 mA, High Efficiency, Ultralow Power Step-Down Regulator“, 2015. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP5301.pdf> (besucht am 16.03.2022).
- [105] Rohm Semiconductor, „BD70522GUL - Ultra Low Iq Buck Converter For Low Power Applications“, 2017. [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/ic/power/switching\\_regulator/bd70522gul-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/ic/power/switching_regulator/bd70522gul-e.pdf) (besucht am 16.03.2022).
- [106] Ricoh Electronic Devices, „RP604x - Ultra-low Quiescent Current (IQ =0.3  $\mu$ A), 300 mA, Buck-Boost DC/DC Converter“, 2018. <https://www.n-redc.co.jp/en/pdf/datasheet/rp604-ea.pdf> (besucht am 16.03.2022).

- [107] Maxim Integrated, „MAX38640 - Tiny 1.8V to 5.5V Input, 330nA IQ, 700mA nanoPower Buck Converter“, 2018. <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX38640-MAX38643.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [108] Texas Instruments, „TPS6274x 360nA IQ Step Down Converter For Low Power Applications“, 2013. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps62740.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [109] Texas Instruments, „TPS82740x 360-nA IQ MicroSIP™ Step Down Converter Module for Low Power Applications“, 2014. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps82740a.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [110] STMicroelectronics, „ST1PS01 - 400mA Nano-Quiescent Synchronous step-down converter with digital voltage selection and power good“, 2018. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/st1ps01.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [111] STMicroelectronics, „ST1PS02 - 400mA Nano-Quiescent Synchronous step-down converter with digital voltage selection, Power Good and AUX switch“, 2020. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/st1ps02.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [112] A. Meschede, W. Schorcht, M. Biedermann, M. Fuchs und F. Bontadina, „Wander-routen der Fledermäuse.“, 2017. doi: 10.19217/SKR453.
- [113] K. T. Castle, T. J. Weller, P. M. Cryan, C. D. Hein und M. R. Schirmacher, „Using sutures to attach miniature tracking tags to small bats for multimonth movement and behavioral studies“, *Ecology and Evolution*, Wiley, Bd. 5 (14), S. 2980–2989, Juli 2015. doi: 10.1002/ECE3.1584.
- [114] Holohil Systems Ltd., „LB-2N“, <https://www.holohil.com/transmitters/lb-2n/> (besucht am 16. 03. 2022).
- [115] A. Leshchenko und S. Toledo, „Modulation and Signal-Processing Tradeoffs for Reverse-GPS Wildlife Localization Systems“, in *2018 European Navigation Conference*, Gothenburg: IEEE, Mai 2018, S. 154–165. doi: 10.1109/EURONAV.2018.8433240.
- [116] 3GPP, „Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Multiplexing and Multiple Access on the Radio Path (3GPP TS 05.02 version 8.11.0 Release 1999)“, Techn. Ber. 05.02, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Juli 2003. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=255> (besucht am 16. 03. 2022).
- [117] S. Erhardt, F. Pflaum, R. Weigel und A. Kölpin, „Real-time GSM broadcast receiver on a Cortex-M4 microcontroller“, in *2018 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Anaheim, CA, USA: IEEE, Jan. 2018, S. 55–58. doi: 10.1109/WISNET.2018.8311563.
- [118] J. Shima, „DSP Trick: Fixed-Point Atan2 With Self Normalization“, dspGuru by Iowegian International (Hrsg.), Apr. 1999. <http://www.dspguru.com/dsp/tricks/fixed-point-atan2-with-self-normalization> (besucht am 16. 03. 2022).
- [119] T. Kusaka, T. Tanaka und H. Kajiwara, „Residual correction method for fast calculation of arctangent in embedded systems“, in *2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, IEEE, 2015. doi: 10.1109/AIM.2015.7222506.

- [120] 3GPP, „Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio Transmission and Reception (3GPP TS 05.05 version 8.20.0 Release 1999)“, Techn. Ber. 05.03, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Nov. 2005. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=258> (besucht am 16. 03. 2022).
- [121] Abracon, „AB18X5 Real-Time Clock with Power Management Family“, Okt. 2014. <https://abracon.com/PrecisionTiming/AB18X5-RTC.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [122] 3GPP, „Radio Frequency (RF) pattern matching location method in LTE“, Techn. Ber. 36.809, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Sep. 2013. <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=2488> (besucht am 16. 03. 2022).
- [123] J. A. Magliacane, „SPLAT!“, Juni 2014. <https://www.qsl.net/kd2bd/splat.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [124] M. Abrams, S. Hook und B. Ramachandran, „ASTER User Handbook Version 2“, hrsg. von Jet Propulsion Laboratory, 2002. [https://asterweb.jpl.nasa.gov/content/03\\_data/04\\_Documents/aster\\_user\\_guide\\_v2.pdf](https://asterweb.jpl.nasa.gov/content/03_data/04_Documents/aster_user_guide_v2.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [125] T. G. Farr, P. A. Rosen, E. Caro, R. Crippen, R. Duren et al., „The Shuttle Radar Topography Mission“, *Reviews of Geophysics*, Bd. 45 (2), 2007. doi: 10.1029/2005RG000183.
- [126] S. Sobue, T. Fukuda, H. Kamimura, O. Ochiai, A. Noda und T. Miyashita, „Alos-2 Operation Status“, in *Proc. IGARSS 2019 - 2019 IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp*, Juli 2019, S. 5267–5270. doi: 10.1109/IGARSS.2019.8899292.
- [127] Earth Observation Research Center - Japan Aerospace Exploration Agency (Hrsg.), „ALOS Global Digital Surface Model (DSM) - ALOS World 3D-30m (AW3D30) Version 3.2“, März 2021. [https://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/en/aw3d30/aw3d30v3.2\\_product\\_e\\_e1.2.pdf](https://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/en/aw3d30/aw3d30v3.2_product_e_e1.2.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [128] G. Krieger, A. Moreira, H. Fiedler, I. Hajnsek, M. Werner, M. Younis und M. Zink, „TanDEM-X: A Satellite Formation for High-Resolution SAR Interferometry“, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Bd. 45 (11), S. 3317–3341, Nov. 2007. doi: 10.1109/TGRS.2007.900693.
- [129] Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt (Hrsg.), „TanDEM-X - Die Erde in drei Dimensionen“, Nov. 2009. [https://www.dlr.de/dlr/Portaldata/1/Resources/documents/TanDEM-X\\_web.pdf](https://www.dlr.de/dlr/Portaldata/1/Resources/documents/TanDEM-X_web.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [130] A. Defence und S. GmbH, „Copernicus DEM Product Handbook“, Juni 2020. [https://spacedata.copernicus.eu/documents/20126/0/GE01988-CopernicusDEM-SPE-002\\_ProductHandbook\\_I1.00.pdf](https://spacedata.copernicus.eu/documents/20126/0/GE01988-CopernicusDEM-SPE-002_ProductHandbook_I1.00.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [131] U.S. Geological Survey (USGS) (Hrsg.), „The Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) Collection User Guide“, Okt. 2015. [https://lpdaac.usgs.gov/documents/179/SRTM\\_User\\_Guide\\_V3.pdf](https://lpdaac.usgs.gov/documents/179/SRTM_User_Guide_V3.pdf) (besucht am 16. 03. 2022).
- [132] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, (Hrsg.), „The TanDEM-X 90m Digital Elevation Model“, <https://geoservice.dlr.de/web/dataguide/tdm90/> (besucht am 16. 03. 2022).

- [133] J. de Ferranti, „Digital Elevation Data - viewfinderpanoramas“, 2014. <http://viewfinderpanoramas.org/dem3.html> (besucht am 16. 03. 2022).
- [134] European Environment Agency (Hrsg.), „Copernicus Land Monitoring Service - Reference Data: EU-DEM“, Mai 2017. [https://land.copernicus.eu/user-corner/publications/eu-dem-flyer/at\\_download/file](https://land.copernicus.eu/user-corner/publications/eu-dem-flyer/at_download/file) (besucht am 16. 03. 2022).
- [135] S. Buckley, „NASADEM: Creating a New NASA Digital Elevation Model and Associated Products“, Jet Propulsion Laboratory (Hrsg.), Feb. 2020. <https://earthdata.nasa.gov/esds/competitive-programs/measures/nasadem> (besucht am 16. 03. 2022).
- [136] S. Erhardt, J. Koller, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „An Automatic Detection and Data Downlink System for Miniature Bat Loggers“, in *2020 IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Antonio, TX, USA: IEEE, Jan. 2020, S. 247–250. doi: 10.1109/RWS45077.2020.9050051.
- [137] Adafruit, „FONA 808 Cellular + GPS Breakout“, Nov. 2021. <https://cdn-learn.adafruit.com/downloads/pdf/adafruit-fona-808-cellular-plus-gps-breakout.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [138] S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „A Small and Lightweight Ultra-Low Power GSM Cell Tracker“, in *2019 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Orlando, FL, USA: IEEE, Jan. 2019, S. 1–4. doi: 10.1109/WISNET.2019.8711804.
- [139] E. Frauke Meier, „Fledermausquartiere in Brücken und Unterführungen Artenspektrum, Funktionen, Fallbeispiele, Erfassungsmethoden“, Nov. 2016.
- [140] Wikimedia, „Papenbrink Blickrichtung Porta-Westfalica.jpg“, 2010. [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Papenbrink\\_Blickrichtung\\_Porta-Westfalica.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Papenbrink_Blickrichtung_Porta-Westfalica.jpg) (besucht am 16. 03. 2022).
- [141] Lotek, „VHF Avian Tags for smaller species“, 2019. <https://www.lotek.com/wp-content/uploads/2017/10/VHF-Avian-Tags-for-smaller-species-Spec-Sheet.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [142] Lotek, „NanoTags (Coded VHF)“, 2020. <https://www.lotek.com/wp-content/uploads/2017/10/NanoTags-Coded-VHF-Spec-Sheet.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [143] Lotek, „fLight Geolocators for birds“, 2019. <https://www.lotek.com/wp-content/uploads/2017/10/fLight-Geolocators-for-birds-Spec-Sheet.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [144] Lotek, „PinPoint GPS store-on-board loggers“, 2019. <https://www.lotek.com/wp-content/uploads/2017/10/PinPoint-GPS-store-on-board-loggers-Spec-Sheet.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).
- [145] Bundesamt für Bevölkerungsschutz und Katastrophenhilfe, „Cell Broadcast kommt: Das BBK ist vorbereitet“, Sep. 2021. <https://www.bbk.bund.de/SharedDocs/Pressemitteilungen/DE/2021/2021-pdf/pm-cellbroadcast-kommt-bbk-ist-vorbereitet.pdf> (besucht am 16. 03. 2022).

- 
- [146] J. K. Brown und D. D. Wentzloff, „A GSM-Based Clock-Harvesting Receiver With -87 dBm Sensitivity for Sensor Network Wake-Up“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, IEEE, Bd. 48, S. 661–669, 3 März 2013. doi: 10.1109/JSSC.2013.2242716.

## Studentische Arbeiten

- [147] M. Schmidt, „Implementierung einer Snapshot-GPS-Empfänger-Platine“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2019.
- [148] A. Depold, „Aufbau und Evaluierung eines Ortungssystems auf Basis von Mobilfunkzellinformationen“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2015.
- [149] O. Pfadenhauer, „Entwicklung eines generischen SDR-Scanners mit hoher Messrate zur Erfassung von Mobilfunknetzen“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2016.
- [150] P. Rudert, „Weiträumige Kanalschätzung in Mobilfunknetzen unter Einbeziehung eines digitalen Geländemodells“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Mai 2017.
- [151] M. Hofmann, „Aufbau einer mobilen Testplattform zur Mobilfunkortung mit GPS-Referenz“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2017.
- [152] T. Jung, „Entwicklung eines TDOA-basierten Ortungssystems mit RTL-SDR und Raspberry Pi“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Jan. 2018.
- [153] A. Kasper, „Entwicklung und Aufbau eines automatischen Detektionssystems von Kleinstsendern im 868-MHz-Band“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, März 2019.
- [154] C. Dorn, „Ultra-Low Power Indoor-Positioning based on Integrated Dual-Band Transceivers“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2018.
- [155] T. Kurin, „Digitale Sprachübertragung mit Codec2 auf Basis eines Sub-GHz-Transceivers“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Nov. 2018.
- [156] F. Bachbauer, „Implementierung und Evaluierung eines Verfahrens zur Anwesenheitsdetektion von Kleinstsendern mit Bluetooth Low Energy“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Apr. 2017.
- [157] J. Koller, „Aufbau einer energieautarken Basisstation mit kontinuierlich aktivem Empfänger und Fernwartungsmöglichkeit“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Okt. 2017.
- [158] J. Bühlmeyer, „FPGA-Implementierung eines GSM-Broadcast-Empfängers“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Mai 2017.



# Abkürzungsverzeichnis

<b>ADC</b>	Analog-Digital-Wandler
<b>AKF</b>	Autokorrelationsfunktion
<b>ALOS</b>	Advanced Land Observation Satellite
<b>AoA</b>	Angle of Arrival
<b>ARFCN</b>	Absolute Radio Frequency Channel Number
<b>ASTER</b>	Advanced Spaceborne Thermal Emission and Reflection Radiometer
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BCC</b>	Base Station Color Code
<b>BCCH</b>	Broadcast Control Channel
<b>BER</b>	Bit Error Ratio
<b>BLE</b>	Bluetooth Low Energy
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>BSIC</b>	Base Station Identity Code
<b>BTS</b>	Base Transceiver Station
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>CGI</b>	Cell Global Identity
<b>CI</b>	Cell Identity
<b>CPM</b>	Continuous-Phase Modulation
<b>CRC</b>	Cyclic Redundancy Check
<b>CS</b>	Chip Select
<b>DEM</b>	Digital Elevation Model
<b>DHM</b>	Digitales Höhenmodell
<b>DFG</b>	Deutsche Forschungsgesellschaft
<b>DLR</b>	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
<b>EDGE</b>	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
<b>EIRP</b>	Equivalent Isotropically Radiated Power
<b>EKG</b>	Elektrokardiogramm
<b>ERP</b>	Effective Radiated Power
<b>ESR</b>	Equivalent Series Resistance
<b>FB</b>	Frequency Correction Burst
<b>FCCH</b>	Frequency Correction Channel
<b>FDMA</b>	Frequency Division Multiple Access
<b>FN</b>	Frame Number
<b>FSK</b>	Frequency Shift Keying
<b>GDAL</b>	Geospatial Data Abstraction Library

<b>GIS</b>	Geoinformationssystem
<b>GMSK</b>	Gaussian Minimum Shift Keying
<b>GNSS</b>	Global Navigation Satellite System
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communications
<b>GPIO</b>	General-Purpose Input/Output
<b>GCC</b>	GNU Compiler Collection
<b>ISI</b>	Intersymbolinterferenz
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific and Medical
<b>ISS</b>	International Space Station
<b>ITU</b>	International Communication Union
<b>LAC</b>	Location Area Code
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier
<b>LO</b>	Lokaloszillator
<b>LPWAN</b>	Low-Power Wide-Area Network
<b>LSB</b>	Least Significant Bit
<b>LTE</b>	Long-Term Evolution
<b>MCC</b>	Mobile Country Code
<b>MCU</b>	Microcontroller Unit
<b>MEMS</b>	Microelectromechanical System
<b>MISO</b>	Master Input, Slave OUTPUT
<b>MLSE</b>	Maximum-Likelihood Sequence Estimator
<b>MNC</b>	Mobile Network Code
<b>MSB</b>	Most Significant Bit
<b>MSK</b>	Minimum-Shift Keying
<b>NB</b>	Normal Burst
<b>NCC</b>	Network Color Code
<b>OOK</b>	On-Off Keying
<b>OSI</b>	Open Systems Interconnection
<b>PAPR</b>	Peak-to-Average Power Ratio
<b>PLL</b>	Phase-locked Loop
<b>RACH</b>	Random Access Channel
<b>RAM</b>	Random Access Memory
<b>RFID</b>	Radio-Frequency Identification
<b>RFN</b>	Reduced Frame Number
<b>RFPM</b>	RF Pattern Matching
<b>RR</b>	Radio Ressource
<b>RSS</b>	Received Signal Strength
<b>RSSI</b>	Received Signal Strength Indicator
<b>RTC</b>	Real-Time Clock
<b>RTLS</b>	Real-Time Locating System
<b>RTOS</b>	Real-Time Operating System
<b>RTT</b>	Round Trip Time

---

<b>SAR</b>	Synthetic Aperture Radar
<b>SB</b>	Synchronization Burst
<b>SCH</b>	Synchronization Channel
<b>SIM</b>	Subscriber Identity Module
<b>SMA</b>	Sub-Miniature-A
<b>SMT</b>	Surface-Mount Technology
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>SoC</b>	System-on-Chip
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface
<b>SRD</b>	Short-Range Device
<b>SRTM</b>	Shuttle Radar Topography Mission
<b>TC</b>	Type Code
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TDoA</b>	Time Difference of Arrival
<b>ToA</b>	Time of Arrival
<b>TTN</b>	The Things Network
<b>UART</b>	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>UWB</b>	Ultra-Wideband
<b>VHF</b>	Very High Frequency



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Technische Elektronik (LTE) der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg von 2014 bis 2022 und basiert auf dem von 2017 bis 2020 DFG-geförderten Forschungsprojekt „Mobile-BAT“.

Mein voller Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin für seine hervorragende Unterstützung und sein uneingeschränktes Vertrauen sowohl während der Beantragung des Projektes als auch während der eigentlichen Projektlaufzeit sowie auf meinem Weg zum erfolgreichen Abschluss des Promotionsvorhabens bei ihm, mittlerweile am Institut für Hochfrequenztechnik (IHF) der Technischen Universität Hamburg. Weiterhin möchte ich Prof. Dr.-Ing. Markus Gardill von der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus-Senftenberg für die Übernahme des Gutachtens und Prof. Dr. Christian Lüthje von der Technischen Universität Hamburg für die pandemiebedingt sehr spontane Übernahme des Prüfungskommissionsvorsitzes danken. Mein ganz besonderer Dank gilt auch Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, an dessen Lehrstuhl ich acht Jahre arbeiten und forschen durfte und der mich fachlich wie persönlich stark geprägt hat.

Herzlich bedanken möchte ich mich bei meinem Projektpartner Martin Koch für die Organisation und Durchführung der Feldtests und der Projektarbeit zusammen mit Prof. Dr. Michael Veith, Dr. Andreas Kiefer (alle Universität Trier), Dr. Joanna Furmankiewicz (Universität Breslau), Dr. Frank Tost (Universität Cottbus) und Dr. med. vet. Anja Baronetzky-Mercier und Dr. med. vet. Egbert Kröner. Besonders bedanke ich mich bei Peter Busse für seine langjährige, ehrenamtliche Fledermausforschung und die tatkräftige Mithilfe bei den Untersuchungen im Gebiet Havelberg/Elbe. Im Projekt unverzichtbar mitgewirkt haben außerdem meine ehemaligen Studenten und Kollegen Andreas Depold, Josef Koller, Christian Dorn, Thomas Kurin, Oliver Dorn (geb. Pfadenhauer), Tobias Jung, Simon Heining, Jonas Bühlmeyer, Alexander Kasper, Marius Schmidt, Peter Rudert, Markus Hofmann und Felix Bachbauer.

Explizit danke ich Dr. Fabian Lurz für die langjährige freundschaftliche Zusammenarbeit und seine Unterstützung sowohl in Erlangen als auch in Hamburg. Außerdem danke ich Dr. Bernhard Gäde für zahlreiche fachliche Diskussionen und seine sorgfältigen Korrekturhinweise. Genauso danke ich Andreas Depold, Thomas Kurin und Armin Schuster für ihre Korrekturen.

Darüber hinaus möchte ich mich herzlichen bei allen ehemaligen (Büro-)Kollegen bedanken, mit denen ich in meiner langen Zeit am LTE zusammenarbeiten durfte, darunter Felix Pflaum, Jasmin Kolpak, Dr. Niklas Duda, Dr. Martin Hierold, Dr. Stefan

Lindner, Dr. Sebastian Mann, Torsten Reißland und viele weitere! Mein weiterer Dank gilt den Technikern des Lehrstuhls Adrian Voinea und Benedikt Brütting für die Unterstützung bei Aufbauten und IT-Installationen und dem Sekretariatsteam am LTE Gabriele Köhnen, Sylvia Hussong und Aurélia Martinek sowie am IHF Claudia Bredehöft für die organisatorische Unterstützung.

Außerdem danke ich Thomas Samson und Niclas Griebmayer von der Deutschen Telekom, Michael Schüller von Vodafone und Frank Schönborn von Telefónica Germany für die Bereitstellung der Mobilfunk-Standortdaten.

Abschließend danke ich meiner Frau Pia und meinen Kindern Leander und Kilian für ihre Unterstützung und Geduld während der Promotion.

# Eigene Veröffentlichungen

## Begutachtete Zeitschriften- und Konferenzbeiträge

- S. Faghih-Naini, S. Peters, T. Kurin, S. Erhardt, T. Reißland und R. Weigel, „Transceiver Setup for Joint Communication and Sensing Applications in V-Band“, in *IEEE Radio & Wireless Week 2023*, 2023, akzeptiert.
- S. Peters, S. Faghih-Naini, S. Erhardt, T. Reißland und R. Weigel, „A Planar V-Band Antenna for Wideband Radar and Communication on Low-Cost PCB Substrate“, in *IEEE Radio & Wireless Week 2023*, 2023, akzeptiert.
- A. Schuster und S. E. und Torsten Reißland und Robert Weigel, „Design and Analysis of a RF Front-End Receiver System Based on Multi-Layer Organic Filtering for Sub-6GHz Mobile Communication Applications“, in *IEEE Radio & Wireless Week 2023*, 2023, akzeptiert.
- A. Depold, C. Dorn, S. Erhardt, R. Weigel und F. Lurz, „A 9-Channel Phase Coherent Receive System for Direction of Arrival Estimation“, in *2021 51st European Microwave Conference*, IEEE, Apr. 2022. doi: 10.23919/EUMC50147.2022.9784309.
- C. Dorn, A. Depold, F. Lurz, S. Erhardt und A. Hagelauer, „UAV-based Localization of Mobile Phones for Search and Rescue Applications“, in *2022 IEEE 22nd Annual Wireless and Microwave Technology Conference*, IEEE, Apr. 2022, S. 1–4. doi: 10.1109/WAMICON53991.2022.9786189.
- T. Kurin, V. Issakov, S. Erhardt, R. Weigel und F. Lurz, „Analysis of a Physically-Embedded Radar Sensor System“, in *2021 18th European Radar Conference*, IEEE, Apr. 2022. doi: 10.23919/EURAD50154.2022.9784551.
- A. Depold, C. Dorn, S. Erhardt, R. Weigel und F. Lurz, „A Light Weight 3x3 Switched Polarity URA Antenna and Receive System for Direction Finding“, in *2022 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, IEEE, Jan. 2022. doi: 10.1109/WISNET53095.2022.9721370.
- C. Dorn, T. Kurin, S. Erhardt, F. Lurz und A. Hagelauer, „Signal Processing for Low-Power and Low-Cost Radar Systems in Bicycle Safety Applications“, in *2022 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, IEEE, Jan. 2022. doi: 10.1109/WISNET53095.2022.9721356.
- A. Depold, S. Erhardt, R. Weigel und F. Lurz, „A 10 kHz to 6 GHz Low-Cost Vector Network Analyzer“, *Advances in Radio Science*, Copernicus GmbH, Bd. 19, S. 17–22, Dez. 2021. doi: 10.5194/ARS-19-17-2021.
- B. Gäde, S. Erhardt, G. Fischer und R. R. Müller, „An Outphasing MIMO Architecture Prototype“, in *2020 50th European Microwave Conference*, Utrecht, Netherlands: IEEE, Jan. 2021, S. 208–211. doi: 10.23919/EUMC48046.2021.9337956.

- T. Kurin, S. Erhardt, R. Weigel und F. Lurz, „A Supercapacitor Powered Radar Sensor Node for Lamination into Wind Energy Rotor Blades“, in *2021 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, San Diego, CA, USA: IEEE, Jan. 2021, S. 34–36. doi: 10.1109/WISNET51848.2021.9413795.
- S. Erhardt, F. Tost, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „Design and Assembly of Miniature Long-Term Trackers for Migrating Bats“, in *2020 German Microwave Conference*, Cottbus, Germany: IEEE, März 2020, S. 144–147, ISBN: 978-1-7281-4206-7.
- C. Dorn, S. Erhardt, R. Weigel, A. Kölpin und F. Lurz, „Low-Cost Direction-of-Arrival Measurements using Multiplexed Antenna Switching“, in *2020 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, San Antonio, TX, USA: IEEE, Jan. 2020, S. 34–37. doi: 10.1109/WISNET46826.2020.9037602.
- S. Erhardt, J. Koller, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „An Automatic Detection and Data Downlink System for Miniature Bat Loggers“, in *2020 IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Antonio, TX, USA: IEEE, Jan. 2020, S. 247–250. doi: 10.1109/RWS45077.2020.9050051.
- S. Erhardt, T. Kurin, F. Lurz, R. Weigel und A. Kölpin, „An Open-Source Speech Codec at 450 bit/s with Pseudo-Wideband Mode“, in *2019 49th European Microwave Conference*, IEEE, Okt. 2019, S. 1048–1051. doi: 10.23919/EUMC.2019.8910691.
- S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „A Small and Lightweight Ultra-Low Power GSM Cell Tracker“, in *2019 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Orlando, FL, USA: IEEE, Jan. 2019, S. 1–4. doi: 10.1109/WISNET.2019.8711804.
- S. Erhardt, B. Gäde, R. Weigel und A. Kölpin, „Enhanced GSM Broadcast Receiver Using the Phase Output of a Sub-GHz Transceiver“, in *2018 48th European Microwave Conference*, IEEE, Sep. 2018. doi: 10.23919/EUMC.2018.8541538.
- S. Erhardt, F. Pflaum, R. Weigel und A. Kölpin, „Real-time GSM broadcast receiver on a Cortex-M4 microcontroller“, in *2018 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Anaheim, CA, USA: IEEE, Jan. 2018, S. 55–58. doi: 10.1109/WISNET.2018.8311563.
- B. Scheiner, S. Mann, F. Lurz, F. Michler, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Kölpin, „Microstrip-to-waveguide transition in planar form using a substrate integrated waveguide“, in *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Anaheim, CA, USA: IEEE, Jan. 2018, S. 18–20. doi: 10.1109/RWS.2018.8304934.
- S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „Receiving GSM broadcast channels with an ultra-low power sub-GHz transceiver“, in *2017 47th European Microwave Conference*, Nuremberg, Germany: IEEE, Okt. 2017, S. 380–383. doi: 10.23919/EUMC.2017.8230869.
- F. Michler, S. Lindner, F. Lurz, S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „Zero-bias schottky power detector design for six-port based radar systems“, in *2017 47th European Microwave Conference*, Nuremberg, Germany: IEEE, Okt. 2017, S. 228–231. doi: 10.23919/EUMC.2017.8230841.
- F. Pflaum, S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „RSSI-based localization with minimal infrastructure using multivariate statistic techniques“, in *2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, Jan. 2017, S. 69–72. doi: 10.1109/WISNET.2017.7878758.

- S. Wibbing, S. Mann, F. Lurz, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Kölpin, „A cost-efficient 61 GHz high-resolution radar sensor for industrial positioning and distance measurement“, in *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications*, IEEE, Mai 2016. doi: 10.1109/MIKON.2016.7491940.
- S. Mann, S. Linz, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, H. Maune, R. Weigel und A. Kölpin, „Differential measuring dual six-port concept and antenna design for an inline foil thickness sensor“, in *2016 German Microwave Conference*, IEEE, März 2016. doi: 10.1109/GEMIC.2016.7461581.
- S. Mann, S. Erhardt, S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, F. Barbon, R. Weigel und A. Kölpin, „Diode detector design for 61 GHz substrate integrated waveguide Six-Port radar systems“, in *2015 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, IEEE, Jan. 2015. doi: 10.1109/WISNET.2015.7127415.

## Patente

- C. Dorn und S. Erhardt, „Verfahren, Einrichtung, Anordnung sowie Software zur Bestimmung des Einfallswinkels (AoA) zur Lokalisierung von Objekten“, EP3660532, Juni 2020.

## Preise und Auszeichnungen

- S. Erhardt und I. Hussein, „EuMW 2019 Student Challenge Prize“, EuMA, Okt. 2019.
- S. Erhardt, R. Weigel und A. Kölpin, „Radio Wireless Week Student Paper Competition, 1st Place“, IEEE, Jan. 2019.
- S. Erhardt, „Leo-Brandt-Preis 2015“, Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation e.V., 2015.