

Beiträge aus der Elektrotechnik

Christoph Tzschope

**Integrierter Aufwachempfänger in einer BiCMOS-
Halbleitertechnologie**

 VOGT

Dresden 2017

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im
Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2017

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Integrierter Aufwachempfinger in einer BiCMOS-Halbleitertechnologie“
von Christoph Tzschoppe überein.

© Jörg Vogt Verlag 2017
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-008-7

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

Technische Universität Dresden

Integrierter Aufwachempfänger in einer BiCMOS-Halbleitertechnologie

CHRISTOPH TZSCHOPPE

der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität
Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTOR-INGENIEUR
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Dirk Plettmeier
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Frank Ellinger
Prof. Dr.-Ing. Rolf Kraemer

Tag der Einreichung: 22.07.2016
Tag der Verteidigung: 19.01.2017

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Entwurf und die Charakterisierung eines voll integrierten Aufwachempfängerschaltkreises in einer 130 nm-SiGe-BiCMOS-Technologie beschrieben. Der Entwurf des Empfängers erfolgte basierend auf dem in [21] beschriebenen Konzept eines schnell abtastenden Überlagerungsempfängers. Die systemtheoretischen Grundlagen wurden bereits ausführlich in [21] dargelegt, so dass der Kern dieser Arbeit auf der schaltungstechnischen Realisierung der Empfängerkomponenten liegt und entsprechend wichtige Entwurfskriterien abgeleitet werden. Die bis dato verwendete Empfängerarchitektur des analogen Front-Ends wurde um einen rauscharmen HF-Vorverstärker und ein schmalbandiges ZF-Filter zur Verbesserung der Empfindlichkeit erweitert. Außerdem erfolgte der Entwurf für das 2,4 GHz-ISM-Band. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Reduktion der Stromaufnahme einzelner Schaltkreise im HF-Signalfeld, wobei dazu vor allem der Einsatz optimierter Schaltungskonzepte und SiGe-Bipolartransistoren untersucht worden ist, um deren Potential für eine leistungseffizientere Implementierung auszunutzen. Der entworfene Analogteil des Aufwachempfängers besteht aus den Komponenten: LNA, Mischer, Oszillator, Limitierverstärker, Zwischenfrequenzverstärker und -filter, Hüllkurvendemodulator und einem 1 Bit-Analog-Digital-Wandler, die gezielt für kurze Einschwingzeiten beim Pulsbetrieb des Empfängers entworfen sind. Zusätzlich wurde eine schaltbare Stromquelle und der Pulsgenerator zur Schaltsignalgenerierung auf dem Prototypen-Schaltkreis integriert.

Die entwickelte digitale Basisbandverarbeitungseinheit implementiert eine vierfache Überabtastung und ein neuartiges Regelverfahren zur zeitlichen Synchronisation der Empfangsdaten mit dem Takt des Senders. Ebenfalls Bestandteil sind zwei 31 Bit-Korrelatoren, die durch eine Vorwärtsfehlerkorrektur eine höhere Störsicherheit beim Datenempfang ermöglichen.

Der Aufwachempfänger erlaubt den Empfang von speziellen 31 Bit-Codesequenzen mit Datenraten von $64 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$ bis $8192 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$, die dem HF-Trägersignal mit der Frequenz 2,4 GHz durch eine An-Aus-Amplitudenmodulation aufgeprägt sind. Die Leistungsaufnahme des IC skaliert mit der Datenrate und erreicht sehr geringe Werte zwischen $3,2 \mu\text{W}$ und $97 \mu\text{W}$ durch das optimierte analoge BiCMOS-Front-End. Es konnte eine hohe Empfängerempfindlichkeit von -81 dBm bei Aufwachfehlerraten $< 10^{-3}$ unabhängig von der Datenrate gemessen werden. Mit den erreichten Parametern und einer Sendeleistung von 10 dBm konnte eine Reichweite von 191 m bei Leistungsaufnahmen unterhalb von $10 \mu\text{W}$ gemessen werden.

Abstract

Within the frame of this thesis the design and characterization of a fully integrated wake-up receiver circuit in a 130 nm-SiGe-BiCMOS technology is described. The design is based on the concept of the fast sampling superheterodyne receiver concept presented in [21]. Detailed system considerations have already been presented in [21], so that the essence of this work deals with the circuit implementation of the receiver components and the derivation of important design criteria respectively. For that purpose the known receiver architecture to date was extended with a low noise pre-amplifier and a small band intermediate frequency filter to enable a higher sensitivity. Also the design was done for an operation in the 2.4 GHz-ISM frequency band. The focus of this work is the decrease of the current consumption of single circuits within the RF-path, whereby mainly optimized circuit concepts under deployment of SiGe-bipolar transistors have been investigated to exploit their potential for a more power efficient implementation.

The developed analog frontend of the wake-up receiver contains the components: LNA, mixer, oscillator, limiting amplifier, IF-amplifier and -filter, an envelope detector as well as a 1 bit analog-to-digital converter. All circuits are optimized for low settling times upon the feature of their on- and off-switching. Additionally a switchable current source and a pulse generator for the power-down signal generation have been integrated on chip.

The developed digital baseband processing unit implements a four times oversampling and a novel regulation scheme for time synchronization of the received data with the clock of the transmitter. Likewise also two 31 bit correlators are part of the chip enabling a forward error correction for a more robust data reception.

The presented wake-up receiver allows a reception of particular code sequences with data rates of $64 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$ up to $8192 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$, that are imprinted to a 2.4 GHz-carrier with an on-off-keying amplitude modulation scheme. The power consumption of the IC scales with data rate and reaches very low values within $3.2 \mu\text{W}$ and $97 \mu\text{W}$ due to the current optimized analog BiCMOS-frontend. A sensitivity of -81 dBm was measured independently of the data rate, whereby wake-up error rates of $< 10^{-3}$ are achieved respectively. With the gained performance and a transmitter power of 10 dBm reception was measured over a distance of 191 m with a power consumption less than $10 \mu\text{W}$.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Anwendungsszenarios	3
1.3	Gliederung der Arbeit	4
2	Grundlagen des Aufwachempfängers	7
2.1	Systemübersicht	7
2.1.1	Signaltheorie des gepulsten Überlagerungsempfängers	7
2.1.2	Methode zur Reduktion der Leistungsaufnahme	10
2.1.3	Überabtastung zur Synchronisation	12
2.1.4	Spezifikation der Stromaufnahmen	14
2.1.5	Frequenzband und Reichweite	15
2.1.6	Modulation	17
2.1.7	Codierung	19
2.2	Kenngößen eines Aufwachempfängers	21
2.2.1	Empfindlichkeit	21
2.2.2	Aufwachfehlerrate	22
2.2.3	Latenzzeit	22
2.2.4	Trennschärfe	23
2.2.5	Dynamikbereich	23
2.3	Definition der Einschwingzeit	24
2.4	Modellierung passiver Strukturen	25
2.4.1	Differentielle Spulen mit Mittenanzapfung	25
2.4.2	Transformatoren	27
3	Schaltungsentwurf	29
3.1	Verwendete Halbleitertechnologie	29
3.2	Entwurf des rauscharmen Verstärkers	30
3.2.1	Topologie und Bipolartransistorfeld	31
3.2.2	Einschwingverhalten der Kaskode	36
3.2.3	Entwurf des Eingangsanpassnetzwerks	37
3.2.4	Stummschaltung	45
3.2.5	Einfluss der Stummschaltung auf die LNA-Rauschzahl	48

3.2.6	Optimierung der Kettenrauschzahl	52
3.2.7	Entwurf des LC-Baluns	53
3.2.8	Ausgangstreiber des LNA-Testchips	55
3.2.9	Konzept zur Messung der Spannungsverstärkung	57
3.2.10	Mess- und Simulationsergebnisse	59
3.3	Doppelgegentakt-Abwärtsmischer	66
3.4	Digital gesteuerter Oszillator	71
3.4.1	Blockschaltbild	71
3.4.2	Digital-Analog-Umsetzer	72
3.4.3	Kreuzgekoppelter LC-Oszillator	74
3.4.4	Frequenzeinstellung	78
3.4.5	Anschwingen des Oszillators	81
3.4.6	Limitierverstärker	86
3.5	Zwischenfrequenzverstärker	88
3.5.1	Theoretische Grundlagen	88
3.5.2	Entwurf des OTA	89
3.5.3	Simulationsergebnisse	93
3.6	ZF-Filter	94
3.6.1	Theoretische Grundlagen	94
3.6.2	Einfluss des OTA auf die Filterfunktion	95
3.6.3	Berechnung der Butterworth-Filterelemente	97
3.6.4	Mess- und Simulationsergebnisse	99
3.7	Hüllkurvendetektor	100
3.8	Analog-Digital-Umsetzer	105
3.8.1	Blockschaltbild	105
3.8.2	Getakteter Komparator	106
3.9	Power-Down-Schaltpulsgenerator	109
3.10	Integrierte Stromreferenz	111
3.10.1	Entwurf der temperaturkompensierten Stromquelle	111
3.10.2	Mess- und Simulationsergebnisse	114
3.11	Digitaler Frequenzteiler	116
3.12	Digitale Phasensteuerung	119
3.12.1	Betrachtungen zum realen Abtastvorgang	119
3.12.2	Beschreibung der Phasensteuerung	121
3.13	Digitale Korrelatoren	124
3.13.1	Grundlagen	124
3.13.2	Ermittlung der Referenzsequenzen	126
3.13.3	Beschreibung des digitalen Korrelators	129

4 Verifikation des WU-RX-Systemchips	133
4.1 Aufbau der Prototypen	134
4.1.1 Aufwachempfänger-IC	134
4.1.2 TX- und RX-Leiterplatten	138
4.2 Messanordnung	140
4.3 Messergebnisse	143
4.3.1 Eingangsreflexionsfaktor	143
4.3.2 Verstärkungen im Empfangspfad	144
4.3.3 Einschwingzeiten	145
4.3.4 Augendiagramm	147
4.3.5 Aufwach-Fehlerrate	148
4.3.6 Leistungsaufnahme	150
4.4 Vergleich mit dem Stand der Technik	151
5 Zusammenfassung und Ausblick	155
Abkürzungsverzeichnis	159
Formelzeichen	163
Literaturverzeichnis	169
Eigene Publikationen	174
Anhang	187
A Spulenparameter aus S-Parametern	187
B Schaltplan des CMOS-Pegelwandlers	187
C Schaltplan der differentiellen Komparator-DAU	188
D Verilog-Quellcode des One-Hot-Kodierers	189
E Verilog-Quellcode des Frequenzteilers	189
F Verilog-Quellcode der Frequenzteilertestbench	191
G Verilog-Quellcode der Phasensteuerung	192
H Verilog-Quellcode der Phasensteuerungstestbench	195
I Verilog-Quellcode des digitalen Korrelators	197
J Verilog-Quellcode der Korrelatortestbench	200
K Verilog-Quellcode des Toplevels	202
Lebenslauf	206

Danksagung

Zu Beginn dieser Arbeit möchte ich mich bei all denjenigen Menschen bedanken, die mich stets auf dem Weg der Promotion begleitet und unterstützt haben.

Ein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Frank Ellinger, der mir die Möglichkeit gegeben hat an dem von ihm geleiteten Lehrstuhl für Schaltungstechnik und Netzwerktheorie zu promovieren. Seine Überzeugungskraft und seine Faszination haben mich dazu bewegt, das Promotionsstudium auf dem Gebiet der Hochfrequenzschaltungstechnik aufzunehmen.

Der größte Dank gilt meinen ehemaligen Kollegen Dr.-Ing. Axel Strobel, Dr.-Ing. Robert Wolf und Dr.-Ing. Niko Joram, die meine persönliche Entwicklung vor allem zu Beginn meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter durch ihr umfangreiches *Know-How* auf diesen Fachgebiet enorm vorangetrieben haben.

Ebenfalls bedanke ich mich bei meinem Kollegen und Freund Dr.-Ing. Alexander Richter, der mir in zahlreichen Fachgesprächen als wertvoller Diskussionspartner zur Verfügung stand und mir damit vor allem im Bereich des Digitalentwurfs wichtige Kompetenzen vermittelt hat.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Udo Jörges danke ich für die Zeit, die er für die Durchsicht dieser Schrift aufgewendet hat und für sein großes Engagement, wenn es um die Unterstützung bei der Lösung komplexer Probleme in unserem Fachgebiet ging.

Ein großer Dank gilt auch meinen Eltern, Friedrich und Veronika, die mich während meiner Zeit als Student stets mit allen zur Verfügung stehenden Mitteln unterstützt haben. Auch möchte ich meiner Freundin Janine danken, dass sie großes Verständnis gezeigt hat, falls der Arbeitsalltag einmal mehr meine Zeit beansprucht hat.

Zum Schluss möchte ich noch einen abschließenden Dank an die Fraunhofer-Kollegen, Dr.-Ing. Frank Öhler, Dr.-Ing. Heinrich Milosiu und Dipl.-Ing. Markus Eppel sowie dem Projektkoordinator des Leibnitz-Instituts für Mikroelektronik, Dr.-Ing. Michael Methfessel, aussprechen. Die gemeinsame Zusammenarbeit im Projekt AETERNITAS mit ihnen war für mich stets eine große Freude und Bereicherung.

Dresden, den 11.04.2016

Christoph Tzschoppe

1 Einleitung

1.1 Motivation

In Zeiten einer rundum verbundenen Welt ist die Forderung nach effizienten mobilen Kommunikationseinheiten, die einen ständigen Zugang zu Informationen überall und zu jeder Zeit ermöglichen, unerlässlich. Der wachsende Bedarf an Informationen bedingt die Notwendigkeit für den Einsatz von drahtlosen Sensornetzwerken (engl. WSN - *Wireless Sensor Network*). Durch ihre Sicherheit, Mobilität und geringen Wartungsaufwand erweitern sich ihre Anwendungsgebiete kontinuierlich. Die permanente Überwachung von Umgebungseinflüssen (engl. *Environmental Monitoring*) mittels zahlreicher Sensoren spielt in vielen Bereichen unseres Lebens, wie beispielsweise der Überwachung und Automatisierung von Gebäuden und Infrastrukturen, Fernwartung und -steuerung, Gesundheit, Logistik sowie Sicherheit und Katastrophenschutz, eine große Rolle.

Das sogenannte Internet der Dinge (engl. IoT - *Internet of Things*) ist ein futuristisches Szenario, bei dem alltägliche Objekte mit eindeutigen Identifizierungsmerkmalen ausgestattet sind und die Möglichkeit bieten, Daten über ein Funknetzwerk ohne eine Mensch-zu-Computer-Interaktion zu übertragen und selbstständig zu agieren. Man spricht hier von intelligenten Objekten. Ein Eingreifen des Menschen würde diese Prozessabläufe deutlich verlangsamen, weswegen intelligente, sich selbst organisierende drahtlose Sensornetze eine Schlüsseltechnologie des IoT darstellen.

Zur Umsetzung dieser Ziele wird künftig eine Vielzahl an Sensoren zur Datenerfassung benötigt. Führende Marktforschungsunternehmen prophezeien einen exponentiellen Anstieg der globalen Sensorenanzahl durch den Hype des IoT und von Industrie 4.0 [40], wie in Abbildung 1.1 dargestellt ist. Man spricht von Billionen von Sensoren im globalen Einsatz innerhalb der nächsten 10 Jahre.

Die Informationsübertragung erfolgt über separate Funkmodule, die nach diversen Funkstandards arbeiten. Durch die enorme Anzahl an Informationsquellen der einzelnen Sensorknoten in einem Netzwerk müssen diese mit extrem stromsparenden Funkempfängern ausgestattet werden, um hohe Lebensdauern bei Batteriebetrieb bzw. einem autarken und wartungsfreien Betrieb mit energieerntenden (engl. *Energy Harvesting*) Modulen zu ermöglichen. Dadurch ergeben sich bestimmte Anforderungen an die technischen Entwurfsparameter derartig eingesetzter Funkmodule. Oftmals bedienen kommerziell verfügbare Funklösungen nicht die gewünschten

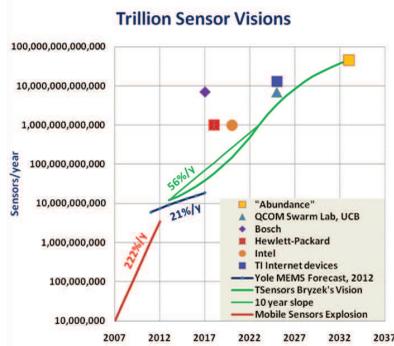


Abbildung 1.1: Prognostizierte Anzahl an Sensoren auf dem globalen Markt nach [39]

Parameter hinsichtlich Reichweite, Leistungsverbrauch, Datenrate, Latenzzeit, Abmessungen und Kostenaufwand [41].

Einen vielversprechenden Lösungsansatz stellen sogenannte Aufwachempfänger (engl. *Wake-Up Receiver*) dar. Konventioneller Weise ist ein Funkempfänger mit hoher Leistungsaufnahme für die Kommunikation kontinuierlich eingeschaltet, damit keine Informationen verloren gehen. Allerdings gibt es viele Umgebungseinflüsse, die sich nur sehr langsam ändern und zu deren Überwachung geringe Datenraten im kHz-Bereich ausreichend sind. Für eine höhere Leistungseffizienz ist es daher sinnvoll, den Empfänger nur asynchron nach Bedarf einzuschalten.

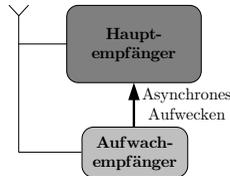


Abbildung 1.2: Hauptempfänger mit vorgelagerten Aufwachempfänger

Ein vorgelagerter, extrem stromsparender Aufwachempfänger tastet den Übertragungskanal kontinuierlich nach einer Aufwachsequenz ab und triggert dann das Einschalten des Hauptempfängers, der beispielsweise nach einem bestimmten Funkstandard arbeitet und einen weitaus höhere Leistungsaufnahme aufweist, wie in Abbildung 1.2 dargestellt. Durch den langen Schlafmodus des Hauptempfängers wird die Leistungsaufnahme drastisch reduziert, die Latenzzeit des Sensornetzwerks jedoch nur marginal erhöht, da kein festes *Duty-Cycling* verwendet wird.

1.2 Anwendungsszenarios

Die durchgeführten Untersuchungen, welche die Grundlage dieser Dissertationschrift bilden, wurden im Rahmen eines BMBF-Forschungsprojekts mit dem Akronym „AETERNITAS“-*Energieeffizientes Wakeup-System für drahtlose Sensorknoten*, vollzogen. Das Ziel des Konsortiums innerhalb dieses Forschungsprojekts war es, aufbauend auf bisherigen Empfängerlösungen, einen Aufwachempfänger zu entwickeln, der die noch offenen Anforderungen an ein solches System erfüllt und somit den praktischen Einsatz derartiger Empfänger in drahtlosen Sensornetzwerken vorantreibt. Das Teilvorhaben „Schlüsselkomponenten für drahtlose Wakeup-Empfänger“ wurde von Seiten der Technischen Universität Dresden bearbeitet. Die Ziele umfassten vor allem die Optimierung der einzelner Schaltkreise hinsichtlich ihrer notwendigen Stromaufnahme sowie den Entwurf von rauscharmen Verstärkern und schmalbandigen Zwischenfrequenzfiltern zur Erhöhung der bisher erreichten Empfindlichkeit. Dazu sollte der Vorteil des Einsatzes von SiGe-Bipolartransistoren beim Entwurf der analogen Schaltkreise gegenüber reinen CMOS-Implementierungen untersucht werden.

Prinzipiell wurden innerhalb des Projekts zwei Anwendungsszenarios für den Einsatz des Aufwachempfängers definiert:

Das erste Szenario ist im Bereich der Luftfahrt angesiedelt. In künftigen Anwendungen werden viele Drahtlossensoren und -aktuatoren in Flugzeugen integriert, welche energiesparend und möglichst wartungsfrei betrieben werden müssen. Bisherige Lösungen für den Datenaustausch mit derartigen Sensoren und Aktuatoren sind in ihrer Anwendbarkeit durch eine zu hohe Leistungsaufnahme bei der Kommunikation beschränkt. Ein festes *Duty-Cycling* dieser Systeme minimiert zwar die Stromaufnahme, erhöht jedoch im Gegenzug die Latenzzeiten innerhalb des Netzwerks durch ein langsames Ansprechen der Sensoren, da keine permanente Überwachung des Kanals erfolgt. Bedingt durch komplexe Kanaleigenschaften (hohe Dämpfung, Multipfade) innerhalb von Flugzeugkabinen oder -frachträumen ist eine hohe Sensitivität der Empfänger notwendig. Zu weiteren Anforderungen zählen, unter anderem eine hohe Sicherheit und Zuverlässigkeit sowie die Adressierbarkeit einzelner Knoten im Netzwerk.

Das zweite Szenario liegt im Bereich der Gebäudeautomatisierung, speziell in der Funk- und Fernwartung. Im Bereich des *Smart Metering* werden künftig ebenfalls eine große Anzahl an Sensoren eingesetzt, die beispielsweise das drahtlose Auslesen von Zählerständen in Heizkostenanlagen ermöglichen sollen. Durch den Einsatz von Aufwachempfängern wird der Wartungsaufwand der Ausleseeinheiten verringert, womit ein mehrjähriger Betrieb mit herkömmlichen Batterien realisierbar

ist. Außerdem müssten Anwohner bei Ablesevorgängen nicht mehr anwesend sein, da beispielsweise die Auslesung mit einem PDA (engl. PDA - *Personal Digital Assistant*) außerhalb des Gebäudes erfolgen kann. Für diese Anwendung ist auch hier eine hohe Sensitivität sowie eine Möglichkeit zur Adressierung unterschiedlicher Knoten erforderlich.

Ausgehend von diesen Anforderungen der Anwendungsszenarios wurden unterschiedliche Spezifikationen für den Aufwachempfänger abgeleitet.

Bezeichnung	Symbol	Zielspezifikation
Frequenzband	f_{HF}	868 MHz und 2,4 GHz
Empfindlichkeit	$P_{g,av,min}$	-80 dBm
Latenzzeit	T_L	8 ms - 1 μ s
Datenrate	DR	64 $\frac{\text{bit}}{\text{s}}$ - 8 $\frac{\text{kbit}}{\text{s}}$
DC-Stromaufnahme	I_{CC}	$< 10 \mu\text{A}$ bei $T_L = 20 \text{ms}$
Aufwachfehlerrate	WER	$< 10^{-3}$ bei $P_{g,av,min}$
Adressierbarkeit	N_{Adress}	10 Bit - 32 Bit

Tabelle 1.1: Anforderungen an den Aufwachempfänger

Im Rahmen dieser Arbeit wurden in über dem Projekt hinausgehenden Arbeiten eine BiCMOS-Empfängervariante für das 2,4 GHz-Band entworfen, die vor allem hinsichtlich hoher Empfindlichkeit und geringer Leistungsaufnahme hervorragende Eigenschaften aufweist und den Großteil der Spezifikationen erfüllt. Eine Möglichkeit der Adressierung konnte durch die begrenzte Projektlaufzeit nicht realisiert werden, wird jedoch im Ausblick diskutiert. Die Spezifikationen für die analogen Empfängerkomponenten wurden vom Projektpartner IIS anhand Tabelle 1.1 abgeleitet und der TU Dresden als Grundlage für den Schaltungsentwurf zur Verfügung gestellt. In den gegebenen Spezifikationen soll im Empfangspfad nach dem ZF-Verstärker eine Gesamtverstärkung von 55 dB bei einer Kettenrauschzahl unter 5 dB erreicht werden. Spezifikationen für das ZF-Filter wurden nicht bereitgestellt, so dass diese im Rahmen dieser Arbeit erarbeitet wurden. Aus Gründen der Übersicht werden die Spezifikationen einzelner Teilschaltungen, insofern vorhanden, im jeweiligen Entwurfsabschnitt zusammenfassend dargestellt.

1.3 Gliederung der Arbeit

Nachdem im ersten Kapitel der Arbeit die Motivation für den Einsatz von Aufwachempfängern in drahtlosen Sensornetzwerken sowie die im Projekt definierten Anwendungsszenarios mit den sich daraus ergebenden Empfängerspezifikationen

ausführlich dargestellt wurden, werden im zweiten Kapitel grundlegende Aspekte über die Funktion der verwendeten Empfängerarchitektur erläutert.

Dazu wird eine ausführliche signaltheoretische Beschreibung des gepulsten Überlagerungsempfängers im Zeitbereich durchgeführt und die Methode zur Reduktion der Leistungsaufnahme nach [21] sowie der Einfluss der Überabtastung auf diese Kenngröße beschrieben. Aufbauend auf diesen Betrachtungen wird die Strombilanz der einzelnen Empfängerkomponenten erarbeitet. Das verwendete Modulationsverfahren sowie die gesetzlichen Regelungen für das 2,4 GHz-ISM-Frequenzband, welche direkt im Zusammenhang mit der erzielbaren Reichweite stehen, sind ebenfalls Bestandteil dieses Kapitels. Im Anschluss werden wichtige Systemparameter des Aufwachempfängers eingeführt, die als Grundlage für dessen messtechnische Charakterisierung dienen und essentiell für das Verständnis dieser Arbeit sind. Den Abschluss dieses Kapitels bilden analytische Herleitungen zur Beschreibung passiver Strukturen, die beim Entwurf des rauscharmen Verstärkers verwendet werden und von großer Bedeutung für dessen Funktion sind.

Im dritten Kapitel, dem Hauptteil dieser Arbeit, werden überwiegend die schaltungstechnischen Realisierungen für die in Kapitel 2 erläuterte Architektur beschrieben. Einen großen Teil umfasst der Entwurf des rauscharmen Verstärkers, da dieser als Schlüsselkomponente zur Erhöhung der Empfängerempfindlichkeit eingesetzt wird. Unter anderen ist der Entwurfsprozess des Mischers, des Oszillators mit Limitierverstärker, des Zwischenfrequenzverstärkers- und -filters sowie des Hüllkurlendemodulators und des Analog-Digital-Wandlers auf Schaltungsplanebene Bestandteil dieses Kapitels. Der gezielte Entwurf und die Optimierung einzelner Schaltkreise für den Einsatz in einem gepulsten Überlagerungsempfänger wird dazu herausgestellt. Auch die spezifischen Implementierungen der synthetisierten Digitalschaltungen: Phasensteuerung, Frequenzteiler und Korrelatoren, sowie beim Entwurf aufgetretene Probleme und deren Lösung werden detailliert dargelegt. Der in der Hardwarebeschreibungssprache *Verilog* erstellte Quellcode der digitalen Teilschaltungen ist dazu im Anhang abgelegt.

Die korrekte Funktion und Leistungsfähigkeit aller Teilschaltungen wird durch *Schematic*-Simulationen- und, insofern vorhanden, durch Messergebnisse einzelner Prototypen-ICs beurteilt.

Im letzten Kapitel dieser Arbeit wird die messtechnische Verifikation des vollständigen Aufwachempfänger-IC mit dem Pseudonym „Aschenputtel“ fokussiert. Dazu werden die verwendeten Messkonzepte beschrieben und die gewonnenen Ergebnisse einhergehend dokumentiert und analysiert. Den Abschluss bildet der Vergleich des entwickelten IC mit dem aktuellen Stand der Technik sowie ein Ausblick auf mögliche Erweiterungen.

2 Grundlagen des Aufwachempfängers

2.1 Systemübersicht

2.1.1 Signaltheorie des gepulsten Überlagerungsempfängers

Das in Abbildung 2.1 dargestellte Blockschaltbild entspricht dem klassischen Aufbau eines Überlagerungsempfängers (engl. *Super Heterodyne Receiver*). Die signaltheoretische Beschreibung wird an dieser Stelle für einen Pulsbetrieb des Empfängers erweitert. Pulsbetrieb beschreibt in diesem Fall das periodische An- und Abschalten des Empfängers. Die Zeit T_{ON} entspricht dabei der Einschaltzeit. Es wird angenommen, dass die Basisbanddaten $s_{BB}(t)$ dem HF-Trägersignal durch OOK-Modulation aufgeprägt sind und Kohärenz zwischen Sender und Empfänger vorliegt. Zur mathematischen Beschreibung des idealisierten Blockschaltbilds werden die Funktionsdefinitionen nach [13] verwendet.

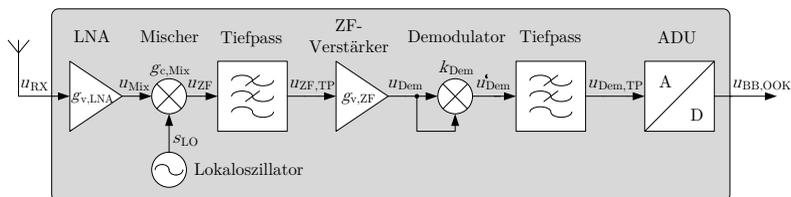


Abbildung 2.1: Idealisiertes Blockschaltbild des Überlagerungsempfängers

Das wertediskrete, zeitkontinuierliche Basisbandsignal $s_{BB}(t)$ wird mit der Binärfolge $b\{k\}$ und ihrer Länge n wie folgt beschrieben:

$$s_{BB}(t) = \sum_{k=0}^{n-1} b\{k\} \text{rect} \left(\frac{t}{T_{\text{bit}}} - k - \frac{1}{2} \right) \quad \text{mit } b\{k\} \in \{0,1\} \quad (2.1)$$

Das mit der Bitdauer T_{bit} OOK-modulierte, reelle Empfangssignal

$$u_{\text{RX}}(t) = s_{\text{BB}}(t) \hat{U}_{\text{RX}} \cos(2\pi f_{\text{HF}} t) \quad (2.2)$$

wird am Empfängereingang mit einem LNA verstärkt. Die Phase ϕ_{RX} des Empfangssignals $u_{\text{RX}}(t)$ wird vernachlässigt, da sie ohnehin keine Information enthält. Für das Signal $u_{\text{Mix}}(t)$ am Mischereingang gilt dann:

$$u_{\text{Mix}}(t) = s_{\text{BB}}(t) g_{\text{v,LNA}} \hat{U}_{\text{RX}} \cos(2\pi f_{\text{HF}} t) \quad (2.3)$$

$$= s_{\text{BB}}(t) \hat{U}_{\text{Mix}} \cos(2\pi f_{\text{HF}} t) \quad (2.4)$$

Anschließend wird das Signal bei der Nutzfrequenz f_{HF} durch Abwärtsmischung ($f_{\text{LO}} < f_{\text{HF}}$) mit der Lokaloszillatorfrequenz f_{LO} auf eine niedrigere Zwischenfrequenz f_{ZF} umgesetzt. Bei der Signalmultiplikation wird angenommen, dass der Mischer von einem rechteckförmigen LO-Signal angesteuert wird, das den Mischer in Sättigung treibt. Dieses Schaltsignal mit einem Tastverhältnis von 50 % wird als unendliche Fourierreihe dargestellt [22]:

$$s_{\text{LO}}(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos(2\pi f_{\text{LO}} t) - \frac{1}{3} \cos(2\pi 3f_{\text{LO}} t) + \dots \right] \quad (2.5)$$

Durch den idealen Schaltbetrieb ist die ZF-Amplitude am Mischerausgang nur noch vom Produkt der Amplitude des Mischereingangssignals \hat{U}_{Mix} und dem Mischergewinn $g_{\text{c,Mix}}$ abhängig.

$$u_{\text{ZF}}(t) = g_{\text{c,Mix}} u_{\text{Mix}}(t) s_{\text{LO}}(t) \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} &= s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi} g_{\text{c,Mix}} \hat{U}_{\text{Mix}} [\cos(2\pi(f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}})t) + \cos(2\pi(f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}})t)] \\ &\quad - s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{3\pi} g_{\text{c,Mix}} \hat{U}_{\text{Mix}} [\cos(2\pi(3f_{\text{LO}} - f_{\text{HF}})t) + \cos(2\pi(3f_{\text{LO}} + f_{\text{HF}})t)] \\ &\quad + \dots \end{aligned} \quad (2.7)$$

Durch Tiefpassfilterung bei einer geeigneten Grenzfrequenz f_{gr1} (z.B. $f_{\text{gr1}} = f_{\text{LO}}$) wird das obere Seitenband $f_{\text{ZF2}} = f_{\text{HF}} + f_{\text{LO}}$ des Signals $u_{\text{ZF}}(t)$ entfernt, die Nutzfrequenz $f_{\text{ZF}} = f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}}$ wird herausgefiltert:

$$u_{\text{ZF,TP}}(t) = u_{\text{ZF}}(t) \Big|_{f < f_{\text{gr1}}} = s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi} g_{\text{c,Mix}} g_{\text{v,LNA}} \hat{U}_{\text{RX}} \cos(2\pi(f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}})t) \quad (2.8)$$

$$= s_{\text{BB}}(t) \hat{U}_{\text{ZF}} \cos(2\pi(f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}})t) \quad (2.9)$$

Das tiefpassgefilterte ZF-Signal wird im Anschluss mit dem ZF-Verstärker um den Faktor $g_{v,ZF}$ erneut verstärkt. Für das Signal $u_{\text{Dem}}(t)$ am Eingang des Demodulators gilt dementsprechend:

$$u_{\text{Dem}}(t) = s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi} g_{v,\text{LNA}} g_{c,\text{Mix}} g_{v,\text{ZF}} \hat{U}_{\text{RX}} \cos(2\pi(f_{\text{HF}} - f_{\text{LO}})t) \quad (2.10)$$

$$= s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi} g_{c,\text{RX}} \hat{U}_{\text{RX}} \cos(2\pi f_{\text{ZF}}t) \quad (2.11)$$

$$= s_{\text{BB}}(t) \hat{U}_{\text{ZF}} \cos(2\pi f_{\text{ZF}}t) \quad (2.12)$$

Der Demodulator quadriert das Eingangssignal und multipliziert es mit dem Skalierungsfaktor k_{Dem} mit $[k_{\text{Dem}}] = \text{V}^{-1}$. Unter Ausnutzung des Additionstheorems $\cos^2(\alpha) = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\alpha))$ [22] ergibt sich das Demodulatorausgangssignal $u'_{\text{Dem}}(t)$:

$$u'_{\text{Dem}}(t) = k_{\text{Dem}} u_{\text{Dem}}^2(t) = s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi^2} g_{c,\text{RX}}^2 k_{\text{Dem}} \hat{U}_{\text{RX}}^2 [1 + \cos(2\pi 2f_{\text{ZF}}t)] \quad (2.13)$$

Das Signal $s_{\text{BB}}(t)$ ist einheitenlos und besitzt die Amplitude 1, womit die Quadrierung hinfällig ist. Durch erneute Tiefpassfilterung des Demodulatorausgangssignals $u'_{\text{Dem}}(t)$ bei geeigneter Grenzfrequenz $f_{\text{gr}2}$ entsteht ein Zeitsignal welches proportional zur Einhüllenden der ZF-Signal- bzw. zur Empfangssignalamplitude \hat{U}_{RX} ist, in der die eigentliche Information kodiert ist:

$$u_{\text{Dem,TP}}(t) = u'_{\text{Dem}}(t) \Big|_{f < f_{\text{gr}2}} = s_{\text{BB}}(t) \frac{2}{\pi^2} g_{c,\text{RX}}^2 k_{\text{Dem}} \hat{U}_{\text{RX}}^2 \quad (2.14)$$

Der Demodulatorhub U_{Hub} ist die Differenz zwischen der Demodulatorausgangsspannung bei einem „1“-Bit und der Demodulatorausgangsspannung bei einem „0“-Bit:

$$U_{\text{Hub}} = \left| u_{\text{Dem,TP}} \Big|_{s_{\text{BB}}(t)=1} - u_{\text{Dem,TP}} \Big|_{s_{\text{BB}}(t)=0} \right| \quad (2.15)$$

Der Pulsbetrieb des Empfängers entspricht einer periodischen Abtastung des Demodulatorausgangssignals $u_{\text{Dem,TP}}(t)$, welche im Blockschaltbild 2.1 mit der Analog-Digital-Umsetzung realisiert wird. Innerhalb der Zeitdauer T_{ON} ist der Signalpegel gleich dem Komparatorhub U_{Hub} für ein „1“-Bit bzw. Null bei empfangenem „0“-Bit. Für Zeiten $(k+1)T_{\text{ON}} \leq t \leq (k+1)T_{\text{bit}}$ liegt der Pegel bei Null. Die Zeitdauer T_{bit} entspricht dabei der Bitdauer des OOK-Sendersignals. Das abgetastete Signal $u_{\text{Dem,TP,samp}}(t)$ entsteht durch Multiplikation des Signals $u_{\text{Dem,TP}}(t)$ mit der rechteckförmigen Fensterfunktion $s_{\text{samp}}(t)$:

$$s_{\text{samp}}(t) = \sum_{k=0}^{n-1} \text{rect} \left(\frac{t - kT_{\text{bit}} - \frac{1}{2}T_{\text{bit}}}{T_{\text{ON}}} \right) \quad (2.16)$$

Das wertekontinuierliche, zeitdiskrete Signal $u_{\text{Dem,TP,samp}}(t)$ ergibt sich entsprechend:

$$u_{\text{Dem,TP,samp}}(t) = u_{\text{Dem,TP}}(t) s_{\text{samp}}(t) \quad (2.17)$$

$$= \sum_{k=0}^{n-1} b\{k\} \frac{2}{\pi^2} g_{\text{c,RX}}^2 k_{\text{Dem}} \hat{U}_{\text{RX}}^2 \text{rect} \left(\frac{t - kT_{\text{bit}} - \frac{1}{2}T_{\text{bit}}}{T_{\text{ON}}} \right) \quad (2.18)$$

Die Signale $u_{\text{Dem,TP}}(t)$ und $u_{\text{Dem,TP,samp}}(t)$ sind in Abbildung 2.2 exemplarisch für die Binärfolge $b\{k\} = \{0,1,0,0,1,1,1,0,0,1,1,0,1,0\}$ dargestellt.

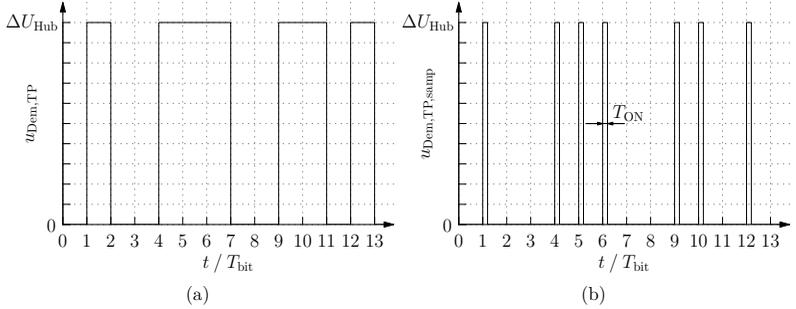


Abbildung 2.2: (a) Tiefpassgefiltertes Demodulatorausgangssignal $u_{\text{Dem,TP}}$ (b) Periodisch abgetastetes, tiefpassgefiltertes Demodulatorausgangssignal $u_{\text{Dem,TP,samp}}$

Die Schnittstelle zur digitalen Verarbeitung bildet der Entscheider, der hier allgemein als ADU bezeichnet wird. Die Entscheidungsschwelle ist optimal eingestellt, wenn die Bitfehlerrate BER des Systems minimal ist. Für einen Signalhub größer als die Schwelle kippt der ADU-Ausgang auf logisch Eins, andernfalls auf logisch Null.

2.1.2 Methode zur Reduktion der Leistungsaufnahme

Bei dem auf diese Arbeit übertragenen Systemkonzept eines schnell abtastenden Überlagerungsempfängers [21] ist die Leistungsaufnahme P_{CC} durch die Zeitdauer der Einschaltzeit T_{ON} , also die Zeitdauer in der der gesamte Empfänger aktiv ist, sowie dem verwendeten Tastverhältnis D_c bzw. der Ausschaltzeit T_{OFF} abhängig.

Die Leistungsaufnahme ist somit maßgebend durch das Puls-Pausen-Verhältnis des Schaltsignals zum An- und Abschalten der analogen Empfängerkomponenten sowie deren spezifischen Stromaufnahmen abhängig. Das An- und Abschalten bezieht sich dabei auf die Stromzufuhr der einzelnen Empfängerkomponenten, die Versorgungsspannung U_{CC} bleibt dabei konstant. Der zeitliche Verlauf des *Power-Down*-Schaltpulssignals ist in Abbildung 2.3(a) illustriert. Wenn das Schaltsignal $U_{PD}(t)$ den Versorgungsspannungspegel erreicht, soll der Empfänger ausgeschaltet werden, beim Nullpegel ist der Empfänger eingeschaltet. Für eine korrekte Datenerfassung muss die Periodendauer der An- und Abschaltung gleich der Bitdauer der gesendeten Daten entsprechen.

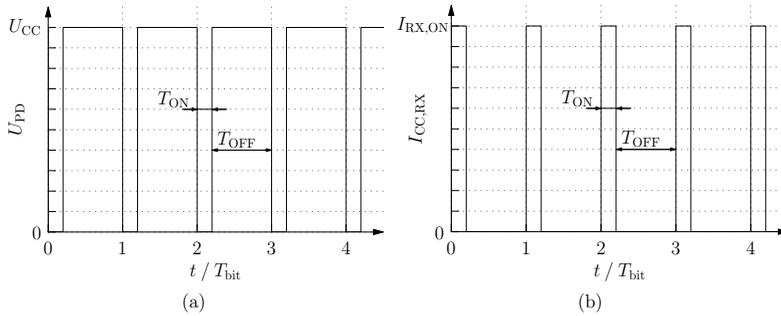


Abbildung 2.3: Allgemeiner zeitlicher Verlauf (a) des Power-Down-Schaltpulssignals $U_{PD}(t)$ (b) des Versorgungsstromes $I_{CC,RX}(t)$ (nicht maßstabsgerecht)

Das Tastverhältnis D_c des Schaltsignals $U_{PD}(t)$ ergibt sich zu:

$$D_c = \frac{T_{ON}}{T_{bit}} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (2.19)$$

Eine extrem niedrige Stromaufnahme wird unter der Bedingung $T_{OFF} \gg T_{ON}$ erreicht, Gleichung 2.19 vereinfacht sich damit zu:

$$D_c \approx \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \quad \text{für } T_{OFF} \gg T_{ON} \quad (2.20)$$

Unter Annahme ideal steiler Flanken bei den Schaltvorgängen wird der zeitliche Verlauf der Empfängerstromaufnahme $I_{CC,RX}(t)$ aus der Versorgungsspannungsquelle in Abbildung 2.3(b) für eine Periode T_{bit} mathematisch wie folgt beschrieben:

$$I_{CC,RX}(t) = \begin{cases} I_{RX,ON} & \text{für } 0 < t \leq T_{ON} \\ 0 & \text{für } T_{ON} < t \leq T_{bit} \end{cases} \quad (2.21)$$

Für den arithmetischen Mittelwert $\bar{I}_{CC,RX}$ der Stromaufnahme $I_{CC,RX}(t)$ gilt:

$$\bar{I}_{CC,RX} = \frac{1}{T_{\text{bit}}} \int_0^{T_{\text{bit}}} I_{CC,RX}(t) dt = \frac{1}{T_{\text{bit}}} \int_0^{T_{\text{ON}}} I_{RX,ON} dt = D_c I_{RX,ON} \quad (2.22)$$

Damit beträgt die Leistungsaufnahme:

$$P_{CC} = D_c I_{RX,ON} U_{CC} \quad (2.23)$$

Mit Gleichung 2.23 wird deutlich, dass der Strom proportional zum Tastverhältnis des Schaltimpulssignals $U_{PD}(t)$ ist. Für eine minimale Leistungsaufnahme muss das Tastverhältnis so klein wie möglich gewählt werden, allerdings beschränken die Einschwingzeiten der Empfängerkomponenten beim An- und Abschalten die Zeitdauer T_{ON} nach unten.

2.1.3 Überabtastung zur Synchronisation

Inhärent wird in Kommunikationssystemen die Asynchronizität zwischen dem Sender- und dem Empfängertakt angenommen. Diese entsteht durch die Laufzeit τ_{Ch} über den Funkkanal als auch durch die örtliche Trennung der Schwingquarze für die Referenztakterzeugung von Sender und Empfänger. Die Rückgewinnung des Sendetakts wird typischer Weise durch eine Takt-Daten-Rückgewinnung (engl. CDR - *Clock Data Recovery*) oder das Prinzip der Überabtastung erreicht. Bei CDRs ist es notwendig, dass ein kontinuierlicher Bitstrom über den Kanal übertragen wird, auch wenn keine Nutzdaten gesendet werden, sogenannte *IDLE*-Symbole. Da der Transmitter des Aufwachempfängers überwiegend burstartig 31 Bit lange Codesequenzen sendet, wird eine CDR für den Einsatz im gewählten Aufwachempfängerkonzept ausgeschlossen und die Methode der Überabtastung verwendet. Die Referenztaktgenerierung erfolgt im gewählten Systemkonzept durch einen externen 32,768 kHz-Quarzoszillator mit extrem geringer Leistungsaufnahme, dessen Anfangsphase nicht einstellbar ist. Durch die Mehrfachabtastung eines Sendesymbols kann die Phasenlage der Empfangsdaten rekonstruiert werden. Dafür muss die Sendesymboldauer T_{sym} um den Faktor N_{OS} mal die Bitdauer T_{bit} , mit der der Aufwachempfänger abtastet, eingestellt werden:

$$T_{\text{sym}} = N_{\text{OS}} T_{\text{bit}} \quad (2.24)$$

Der Sender überträgt demnach ein Bit mit der Symboldauer T_{sym} , der Aufwachempfänger tastet das Signal jedoch mit der um den Faktor N_{OS} geteilten Periodendauer T_{bit} ab, womit man N_{OS} -Abtastwerte pro Symbol erhält. Dieses Prinzip kann sehr einfach im Digitalteil des Empfängers umgesetzt werden. Dieser entscheidet

dann, dass wenn drei von vier Abtastwerten gleich sind, das resultierende Symbol mit der Zeitdauer T_{sym} gleich dem logischen Zustand der Mehrzahl der Abtastwerte ist. In [21] wird dieser Vorgang als *Down Sampling* bezeichnet. Der an den Entscheider angeschlossene Korrelator wird deshalb mit einem um den Faktor N_{OS} langsameren Systemtakt betrieben, was hinsichtlich einer geringen Stromaufnahme deutliche Vorteile mit sich bringt. Zum besseren Verständnis wird das Prinzip der Überabtastung in Abbildung 2.4 verdeutlicht.

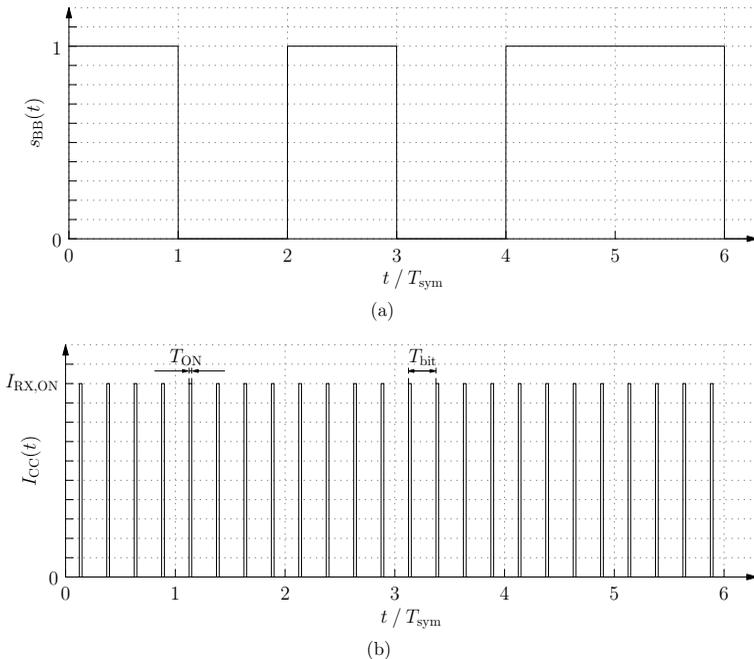


Abbildung 2.4: Qualitativer Zeitverlauf (a) des Basisbandsignals $s_{\text{BB}}(t)$ (b) der Empfängerstromaufnahme $I_{\text{CC,RX}}(t)$

Abbildung 2.4(a) zeigt ein beliebiges Basisbandsignal zur Modulation des HF-Trägersignals. Für das gewählte Beispiel wird eine 4-fach-Überabtastung ($N_{\text{OS}} = 4$) angenommen. Der Zeitverlauf der Empfängerstromaufnahme in Abbildung 2.4(b) zeigt, zu welchen Zeiten der Empfänger bzw. der Signalpfad aktiv ist und das empfangene HF-Signal nach dem Heruntermischen bei der ZF-Frequenz abgetastet wird. Durch die kurze Einschaltdauer werden nur wenige Perioden des ZF-Signals

innerhalb der Zeit T_{ON} abgetastet. Bei der spezifizierten Einschaltzeit $T_{\text{ON}} = 200 \text{ ns}$ ist die Wahl der ZF-Frequenz auf $f_{\text{ZF}} = 5 \text{ MHz}$ beschränkt, wenn als Forderung mindestens eine Periode innerhalb der Einschaltzeit liegen soll. Durch endliche Einschwingvorgänge ist dies praktisch nicht realisierbar, so dass die ZF-Frequenz auf $f_{\text{ZF}} = 60 \text{ MHz}$ erhöht wird. Damit ergibt sich theoretisch eine Anzahl von 12 Perioden innerhalb von $T_{\text{ON}} = 200 \text{ ns}$.

Durch die Überabtastung steigt die mittlere Stromaufnahme $\bar{I}_{\text{CC,RX}}$ des Aufwachempfängers bei konstanter Datenrate an. Für die korrekte Funktion der Überabtastung muss für die Datenrate und den Überabtastfaktor folgende Beziehung eingehalten werden:

$$DR = \frac{1}{T_{\text{sym}}} = \frac{1}{N_{\text{OS}} T_{\text{bit}}} \quad (2.25)$$

Durch Einsetzen von Gleichung 2.25 in Gleichung 2.23 wird die Leistungsaufnahme P_{CC} dadurch zu einer Funktion der Datenrate DR :

$$P_{\text{CC}} = DR N_{\text{OS}} T_{\text{ON}} I_{\text{RX,ON}} U_{\text{CC}} \quad (2.26)$$

Im folgenden Abschnitt wird basierend auf den hier vorgestellten Grundlagen eine Spezifikation für die Gesamtstromaufnahme des Empfängers erarbeitet.

2.1.4 Spezifikation der Stromaufnahmen

Im Rahmen des Projekts wurden vom Projektpartner Fraunhofer-IIS die Spezifikationen in Tabelle 2.1 als Grundlage für den Schaltungsentwurf der analogen Empfängerkomponenten definiert.

Parameter	Symbol	Wert
Überabtastfaktor	N_{OS}	4
Einschaltzeit	T_{ON}	200 ns
Datenraten	DR	$64 \frac{\text{bit}}{\text{s}} - 8,192 \frac{\text{kbit}}{\text{s}}$
DC-Versorgungsspannung	U_{CC}	2,5 V

Tabelle 2.1: Grundlegende Systemspezifikationen für den Schaltungsentwurf

Durch die Vorgabe der in Tabelle 2.1 angegebenen Spezifikation bleibt als einziger Freiheitsgrad für den Schaltungsentwurf die Permanentstromaufnahme des Empfängers $I_{\text{RX,ON}}$ übrig. Als primäres Entwurfsziel wird versucht die Stromaufnahme des Analogteils auf maximal 7 mA zu beschränken. Unter dieser Annahme ergeben sich nach Gleichung 2.26 die nachfolgend berechneten Leistungsaufnahmen bei den unterschiedlichen Datenraten:

	$DR / \frac{\text{bit}}{\text{s}}$							
	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192
$P_{CC} / \mu\text{W}$	0,9	1,8	3,6	7,2	14,4	28,7	57,3	114,7

Tabelle 2.2: Leistungsaufnahmen bei verschiedenen Datenraten für $I_{\text{RX,ON}} = 7 \text{ mA}$, Überabstastfaktor $N_{\text{OS}} = 4$ und einer Versorgungsspannung $U_{\text{CC}} = 2,5 \text{ V}$

Bei Datenraten unter $1 \frac{\text{kbit}}{\text{s}}$ sinkt die Leistungsaufnahme damit auf unter $10 \mu\text{W}$. Um den Stromverbrauch des Aufwachempfängers zu minimieren, werden die Stromaufnahmen der Teilschaltungen soweit wie möglich reduziert. Allerdings sollen dabei die Spezifikationen der Kenngrößen einzelner Teilschaltungen, wie geforderte Verstärkungen und Rauschzahlen eingehalten werden, damit eine hohe Sensitivität des Empfängers erreicht wird. Durch eine empirische Abschätzung sind in Tabelle 2.3 die zulässigen Stromaufnahmen $I_{\text{ON,max}}$ einzelner Schaltkreise bei dauerhaft eingeschaltetem Zustand angegeben, damit das Strombudget des analogen Front-Ends von 7 mA nicht überschritten wird und die in Tabelle 2.2 berechneten Leistungsaufnahmen erzielt werden.

Schaltkreis	$I_{\text{ON,max}}$
LNA	1 mA
Mischer	800 μA
DCO	1 mA
Limitierverstärker	700 μA
ZF-Verstärker	750 μA
ZF-Filter	1,5 mA
Hüllkurvendetektor	250 μA
AD-Wandler	500 μA
Stromreferenz	500 μA
Gesamt	7 mA

Tabelle 2.3: Zulässige Stromaufnahmen einzelner Empfängerschaltkreise des analogen Front-Ends

Die in dieser Arbeit implementierten Empfängerschaltkreise wurden unter dem Aspekt der Einhaltung der in Tabelle 2.3 angegebenen Stromaufnahmen dimensioniert. Ein Unterbieten dieser Maximalwerte wirkt sich positiv auf die Strombilanz aus und sollte nach Möglichkeit angestrebt werden.

2.1.5 Frequenzband und Reichweite

Bei der Wahl der Betriebsfrequenz des Aufwachempfängers wird die Konformität mit einem bestehenden Funkstandard angestrebt, welcher eine lizenzfreie Nut-

zung erlaubt. Dafür bieten sich vor allem die ISM-Bänder (engl. ISM - **I**ndustrial **S**cientific **M**edical) an. Neben den systemischen Aspekten zur Auswahl des Frequenzbands, wie Kanalbandbreite und Freiraumdämpfung, sind gemäß den nationalen Bestimmungen der Bundesnetzagentur [23] und den internationalen Regelungen für ISM-Bänder nur bestimmte Strahlungsleistungen (engl. EIRP - **E**quivalent **I**sotropic **R**adiated **P**ower) zulässig. *EIRP* bezeichnet das Produkt aus Sendeleistung P_{TX} und dem Gewinn $G_{\text{Ant,TX}}$ der Senderantenne, es gilt:

$$EIRP = P_{\text{TX}} G_{\text{Ant,TX}} \quad (2.27)$$

Die Sendeleistung wird somit durch den Antennengewinn und der zulässigen Strahlungsleistung begrenzt. In dieser Arbeit wird der Schaltungsentwurf für Kompatibilität mit dem 2,4 GHz-ISM-Band-Standard durchgeführt, womit Reichweiten > 100 m erzielbar sind. Nach den geltenden Regulationen [23] ist ein $EIRP = 10$ dBm für SRDs (engl. SRD - **S**hort **R**ange **D**eVICES) jeglicher Art uneingeschränkt zulässig. Bei Nutzung digitaler Modulationsverfahren darf der Wert auf $EIRP = 20$ dBm angehoben werden.

Die Wahl des Frequenzbandes hat unmittelbaren Einfluss auf die Reichweite der Übertragungsstrecke durch die frequenzselektive Freiraumdämpfung L_{FS} . Diese ist abhängig von der Freiraumwellenlänge λ_0 bzw. der Frequenz f , c_0 bezeichnet dabei die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und d_0 den Abstand zwischen Sender TX und Empfänger RX. Unter Annahme idealer Ausbreitungsbedingungen, also Freiraumwellenausbreitung ohne Hindernisse und Streuobjekte sowie Einsatz von isotropen Kugelstrahlern gilt [55]:

$$L_{\text{FS}} = \frac{P_{\text{RX}}}{P_{\text{TX}}} = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda_0} \right)^2 = \left(\frac{4\pi d_0 f}{c_0} \right)^2 \quad \text{für } d_0 \gg \lambda_0 \quad (2.28)$$

P_{TX} entspricht dabei der Sendeleistung und P_{RX} der Empfangsleistung. Durch Ersatz der Kugelstrahler durch Antennen mit Richtwirkung entsteht das in Abbildung 2.5 dargestellte Übertragungssystem.

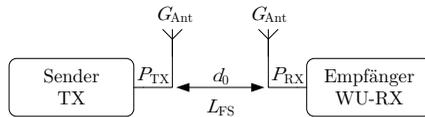


Abbildung 2.5: Übertragungsstrecke zwischen Sender und Empfänger

Unter Berücksichtigung des Gewinns der Sendeantenne $G_{\text{Ant,TX}}$ und Empfangsantenne $G_{\text{Ant,RX}}$ ergibt sich die Friis-Transmissionsgleichung [20], wobei für gleiche Antennen $G_{\text{Ant,RX}} = G_{\text{Ant,TX}} = G_{\text{Ant}}$ gilt.

$$P_{\text{RX, dBm}} = 2G_{\text{Ant, dB}} + P_{\text{TX, dBm}} - L_{\text{FS, dB}} \quad (2.29)$$

$$= 2G_{\text{Ant, dB}} + P_{\text{TX, dBm}} - 20 \lg \left(\frac{4\pi d_0 f}{c_0} \right) \quad (2.30)$$

Die Empfangsleistung sinkt somit mit der 2. Potenz der Frequenz ($P_{\text{RX}} \sim \frac{1}{f^2}$). Als Entwurfsziel wurde eine Sensitivität $P_{\text{RX, dBm}} = -80$ dBm definiert, welche als Grundlage für die nachfolgenden theoretischen Untersuchungen verwendet wird. Die Reichweite d_0 zwischen Sender und Empfänger wird mit der FRIS-Transmissionsgleichung berechnet, was in Abbildung 2.6 graphisch dargestellt ist.

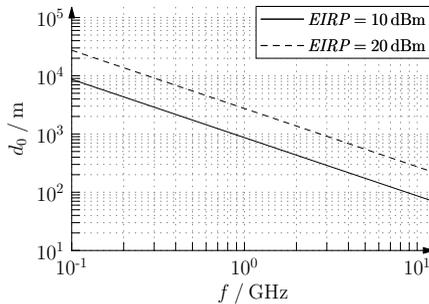


Abbildung 2.6: Reichweite des Übertragungssystems als Funktion der Frequenz f mit Strahlungsleistung $EIRP$ als Parameter

Unter Annahme von Freiraumdämpfung ergibt sich somit bei einer Zielfrequenz $f = 2,4$ GHz eine maximale Reichweite von $d_0 = 361$ m für $EIRP = 10$ dBm und $d_0 = 1142$ m für $EIRP = 20$ dBm. Damit wird selbst bei der geringeren Strahlungsleistung von 10 dBm die Reichweitenforderung $d_0 > 100$ m erfüllt. Aus diesem Grund fiel die Wahl der HF-Eingangsfrequenz des Aufwachempfängers auf $f = 2,4$ GHz, da dieses Frequenzband alle Anforderungen an die Spezifikationen erfüllt.

2.1.6 Modulation

Unter Modulation versteht man allgemein das Aufprägen eines Quell- bzw. Basisbandsignals auf ein hochfrequentes Trägersignal, um das Quellsignal an den Übertragungskanal anzupassen. Bei digitalen Modulationsverfahren liegt das Quellsignal im Gegensatz zu einer analogen Modulation immer in digitaler Form vor. Prinzipiell sind beide Verfahren für den Aufwachempfänger anwendbar, allerdings

bieten digitale Modulationsverfahren deutliche Vorteile. Als Beispiel seien eine erhöhte Störfestigkeit und eine einfachere Signalverarbeitung genannt. Digitale Modulationsverfahren werden heutzutage in fast allen Kommunikationsnetzen (GSM, UMTS, LTE) angewandt und können in zwei Arten unterteilt werden: Modulation mit zeitkontinuierlichem und zeitdiskretem Trägersignal. Im Rahmen dieser Arbeit liegt das Trägersignal in zeitkontinuierlicher Form vor. Für die Modulation des HF-Sendesignals im Sender stehen die drei digitalen aus der Literatur [13] bekannten Modulationsverfahren zur Verfügung:

- Amplitudenumtastung ASK (engl. *Amplitude Shift Keying*)
- Frequenzumtastung FSK (engl. *Frequency Shift Keying*)
- Phasenumtastung PSK (engl. *Phase Shift Keying*)

Wie bereits an den Namen erkennbar, kann entweder die Amplitude, die Phasenlage oder die Momentanfrequenz des HF-Trägersignals durch das Basisbandsignal moduliert werden, wobei je nach Symbolvorrat unterschiedlich viele diskrete Werte für Amplitude, Phasenlage und Momentanfrequenz zulässig sind.

Bei der 2-ASK wird beispielsweise zwischen zwei diskreten Amplitudenwerten hin- und hergeschaltet. Eine Sonderform der 2-ASK stellt die An-Aus-Umtastung (engl. OOK - *On Off Keying*) dar, bei der das Basisbandsignal lediglich durch die An- oder Abwesenheit eines Trägersignals repräsentiert wird. Damit ist pro Symbol ein Bit übertragbar.

Analog wird bei der 2-FSK das HF-Trägersignal zwischen zwei diskreten Sendefrequenzen hin- und hergeschaltet. Damit ist ebenfalls pro Symbol nur ein Bit kodierbar, im Gegensatz zu 4-FSK mit 2 Bit pro Symbol.

Bei der Phasenmodulation sind das 2-PSK (Sonderform BPSK engl. - *Binary Phase Shift Keying*) und das 4-PSK (Sonderform QPSK engl. - *Quarternary Phase Shift Keying*) weit verbreitet. Auch hier wird zwischen zwei bzw. vier diskreten Phasenlagen hin- und hergeschaltet. Schaltungstechnisch kann BPSK mittels Durchschalten der zwei um 180° verschobenen Phasen eines kreuzgekoppelten Oszillators erfolgen, QPSK analog durch Durchschalten der um 90° verschobenen Phasen eines 4-stufigen Ringoszillators.

Die QAM (engl. QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*) stellt eine Mischform zwischen Amplituden- und Phasenumtastung dar. Durch die simultane Modulation von Amplitude und Phasenlage können mehrere Bits pro Symbol übertragen werden. Bei der 64-QAM kann beispielsweise zwischen acht Amplituden und acht Phasenlagen kombiniert werden. Dadurch sind deutlich höhere Datenraten erreichbar.

Als Modulationsschema für den Aufwachempfänger wurde die einfachste Form der Amplitudenumtastung, die An-Aus-Umtastung festgelegt. Grund dafür ist, dass OOK-Modulatoren als einfache Hüllkurvendetektoren mit minimalem Schaltungsaufwand realisierbar sind und diese damit zu einem leistungseffizienten Entwurf des Aufwachempfängers beitragen. Extrem hohe Datenraten sind kein Bestandteil der Entwurfsziele bei stromsparenden Aufwachempfängern. Abbildung 2.7 zeigt das normierte Konstellationsdiagramm des OOK-modulierten Basisbandsignals.

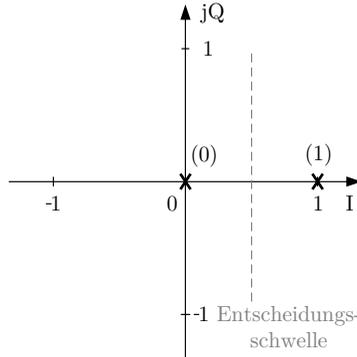


Abbildung 2.7: Konstellationsdiagramm eines OOK-modulierten normierten Signals

Das normierte Konstellationsdiagramm in Bild 2.7 zeigt die zwei zulässigen diskreten Zustände der Amplitude des Trägersignals. Dabei entspricht die Anwesenheit der Trägerfrequenz einer logischen Eins, die Abwesenheit einer logischen Null.

2.1.7 Codierung

Im hier entworfenen Empfänger wird ein Spreizcodeverfahren angewendet, welches in die Gattung der Codemultiplexverfahren (engl. CDM - *Code Division Multiplex*) einzuordnen ist. Dazu werden den einzelnen Nutzdatenbits spezielle Codesequenzen einer bestimmten Bitlänge zugeordnet, welche anschließend übertragen werden. Durch diese Methode entsteht eine Aufweitung (Spreizung) des Amplitudenspektrums, die Bandbreite des gespreizten Sendesignals ist dadurch immer höher als die des eigentlichen Nutzdatensignals. Abbildung 2.8(a) zeigt den Zeitverlauf eines OOK-modulierten normierten Signals für die Übertragungssequenz $x\{k\} = \{1,0,1,1,0\}$ bei einer Bitdauer $T_{\text{bit}} = 946 \mu\text{s}$. Das mit zwei 31 Bit-Codes

zugehörige gespreizte Signal ist in Abbildung 2.8(b) illustriert, die Bitdauer eines Bits des Spreizsignals beträgt dann $T_{\text{bit,spread}} = 30,5 \mu\text{s}$.

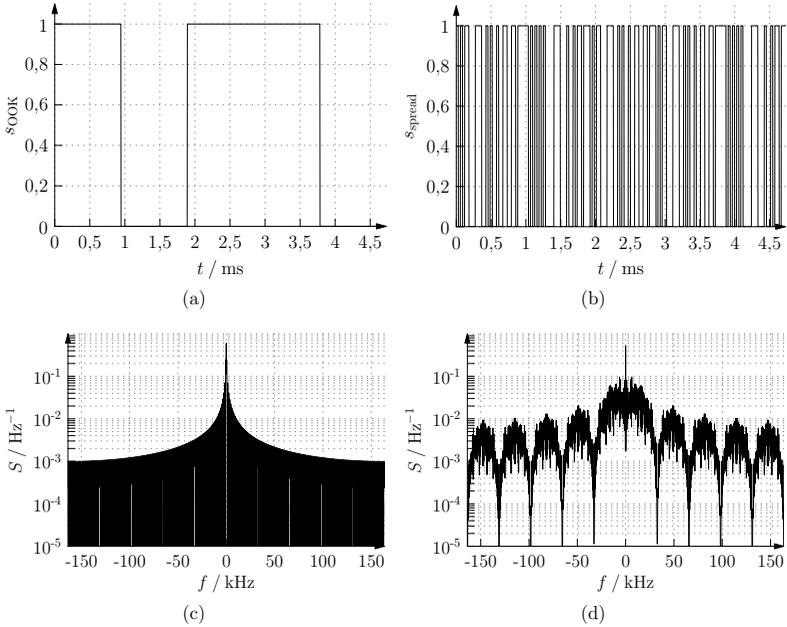


Abbildung 2.8: Zeitverlauf (a) des OOK-modulierten normierten Datensignals der Binärfolge $x\{k\} = \{1,0,1,1,0\}$ (b) des mit zwei 31 Bit-Codes zugehörigen Spreizsignals, Normiertes Linienspektrum (c) des OOK-modulierten Datensignals (d) des Spreizsignals

In den Abbildungen 2.8(c) und 2.8(d) sind die normierten Linienspektren der Amplitude dargestellt. Durch die Spreizung verteilt sich die Signalleistung über einen größeren spektralen Bereich, was die Robustheit gegenüber schmalbandigeren Störsignalen im Übertragungskanal erhöht. Durch diese Art der Codierung verringert sich jedoch die eigentliche Nutzdatenrate. Die Demodulation der Codesequenz erfolgt durch die Korrelation des Empfangssignals mit den bekannten Spreizcodes. Dementsprechend wird im Aufwachempfänger ein Korrelator eingesetzt.

2.2 Kenngrößen eines Aufwachempfängers

2.2.1 Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit, auch Sensitivität genannt, eines Empfängers ist nach unten durch das thermische Grundrauschen beschränkt. Dabei handelt es sich im eigentlichen Sinn um eine thermische Grundrauschleistungsdichte S_0 mit:

$$S_0 = k_B T_0 \quad \text{mit} \quad [S_0] = \frac{\text{W}}{\text{Hz}} \quad (2.31)$$

Der Empfänger hat eine Einseitenbandrauschzahl NF_{SSB} . Die Rauschleistung $P_{\text{N,dBm}}$ innerhalb einer bestimmten Empfangsbandbreite B ergibt sich dann mit:

$$P_{\text{N,dBm}} = -174 \text{ dBm} + 10 \log_{10} \left(\frac{B}{\text{Hz}} \right) + NF_{\text{SSB}} \quad \text{für} \quad T_0 = 290 \text{ K} \quad (2.32)$$

Zur Veranschaulichung werden $NF_{\text{SSB}} = 7 \text{ dB}$ und $B = 20 \text{ MHz}$ angenommen, womit sich eine Rauschleistung $P_{\text{N,dBm}} = -94 \text{ dBm}$ ergibt, welche sich mit der Nutzsignalleistung additiv überlagert. Wird eine geringere Bandbreite mit $B = 100 \text{ kHz}$ gewählt, verringert sich die Rauschleistung auf $P_{\text{N,dBm}} = -117 \text{ dBm}$. Die Empfindlichkeit des Empfängers wird durch die Rauschleistung innerhalb der Bandbreite bestimmt. Allgemein gilt, dass eine geringere Empfangsbandbreite auch die Rauschleistung verringert, allerdings steht dies im Konflikt mit einer schnellen Einschwingzeit T_s , da die Sprungantworten schmalbandiger Filter auch höhere Abklingzeiten aufweisen. Bei dem in dieser Arbeit verwendeten Empfängerkonzept muss das Empfangsfilter bei aktiver Ausführung ebenfalls innerhalb der Einschaltzeit T_{ON} ohne den Einfluss dynamischer An- oder Abschwingvorgänge auf das Empfangssignal reagieren können. Deshalb kann die Bandbreite auf Grund des Pulsbetriebs nicht beliebig verringert werden.

Ein Maß für die Empfindlichkeit ist das MDS (engl. MDS - *Minimum Detectable Signal*). Das MDS gibt an, welche Leistung P_{RX} mindestens am Empfängereingang anliegen muss, damit am Demodulator Eingang ein $SNR = 0 \text{ dB}$ erreicht wird. Damit entspricht das MDS der Rauschleistung $P_{\text{N,dBm}}$ in Gleichung 2.32. In der Literatur ist dieses Gütemaß oft nicht gebräuchlich, was einen Vergleich erschwert.

Eine weitaus verbreitetes Gütemaß ist die Angabe der Empfindlichkeit bei einer bestimmten Detektionsfehlerrate, die beim Empfang erreicht wird. Für einige Funkstandards ist die für die Messung der Bitfehlerrate verwendete Anzahl standardisiert, was einen Vergleich auf Grundlage einer einheitlichen Basis zulässt. Für Aufwachempfänger ist jedoch ein solcher Standard nicht definiert. Im Rahmen dieser Arbeit wird unter der Empfindlichkeit die minimale Leistung $P_{\text{g,av,min}}$ verstanden, bei der der Empfänger eine Aufwachfehlerrate $WER < 10\%$ erreicht.

2.2.2 Aufwachfehlerrate

Die Aufwachfehlerrate (engl. *WER- Wakeup Error Rate*) gibt an, wie viele der in einem beliebigen Zeitintervall gesendeten Aufwachsequenzen eines bestimmten Codes bei der Detektion im Empfänger erkannt wurden. Dieses Gütemaß wird aus der Anzahl der im Empfänger erkannten Codes bezogen auf die Anzahl der zum Test gesendeten Codes berechnet und ist damit dimensionslos. Es gilt:

$$WER = \frac{\text{Anzahl erkannter Codes}}{\text{Anzahl gesendeter Codes}} \quad (2.33)$$

In aktuellen Publikationen ([50], [51]) wird üblicherweise eine Aufwachfehlerrate von $WER < 10^{-3}$ angegeben, womit die Anzahl der Testcodes für die Messung des Parameters WER auf $N_{\text{Pattern}} = 1000$ festgelegt ist. Nach dem Senden der Codesequenzen wird die Anzahl der empfangenen und richtig erkannten Codes gezählt. Für den Aufwachempfänger werden Spreizcodes verwendet, welche eine Länge von $N = 31$ Bit aufweisen. Durch die Verwendung dieser Codes mit sehr guten Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften ist es möglich, das bis zu 6 Bit der Spreizcodes falsch detektiert werden können, die Aufwachsequenz dennoch richtig erkannt wird. Der Empfänger kann dadurch eine Bitfehlerrate (engl. *BER - Bit Error Rate*) von $BER \leq \frac{6}{31} = 19,3\%$ tolerieren, was jedoch genauer im Verlauf dieser Arbeit erläutert wird. Durch dieses sogenannte *Coding-Gain* steigt die Empfindlichkeit des Empfängers bei konstanter Aufwachfehlerrate virtuell an.

2.2.3 Latenzzeit

Die Anwendung von Aufwachempfängern ist, wie in Abschnitt 1.1 beschrieben, vor allem in vermaschten drahtlosen Sensornetzwerken von großer Bedeutung. Dafür ist die Angabe der Latenzzeit T_L des Empfängers eine wichtige Kenngröße.

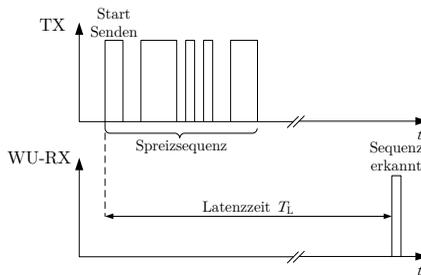


Abbildung 2.9: Zeitliche Abfolge bei der Funkübertragung der Aufwachsequenz

In Abbildung 2.9 ist die zeitliche Abfolge beim Sende- und Empfangsvorgang eines Datenpakets illustriert. Die Latenzzeit T_L ist die Zeitdauer, die von der Initiierung des Sendevorgangs bis zum Erkennen der gesendeten Codesequenz im Korrelator des Aufwachempfängers vergeht. Diese ist abhängig von der Datenrate bzw. der Bitdauer der Spreizcodesequenz. Die Laufzeit im Kanal wird für die Angabe der Latenzzeit als unendlich klein angenommen, weil bei hohen Frequenzen eine sehr hohe Ausbreitungsgeschwindigkeit vorhanden ist.

2.2.4 Trennschärfe

Die Trennschärfe (auch Selektivität) gibt an, für welchen Eingangsfrequenzbereich der Empfänger empfindlich ist. Es gibt einen gewissen Frequenzbereich bei der ein Störsignal ebenfalls in die Zwischenfrequenzbandbreite gemischt und demoduliert wird. Dies ist vor allem bei der Anwesenheit von Störsignalen unerwünscht. Auch Signale bei der Spiegelfrequenz f_{IM} wirken störend und müssen für fehlerfreien Empfang stark gedämpft werden, was praktisch durch schmalbandige SAW-Filter (engl. SAW - *S*urface *A*coustic *W*ave) realisiert wird. Für die Messung der Trennschärfe werden bei unterschiedlichen Eingangsfrequenzen die verfügbaren Generatorleistungen $P_{g,av}$ ermittelt, bei denen die Aufwachfehlerrate $WER \leq 10\%$ beträgt. Die Trennschärfe ist somit ein Maß dafür, wie selektiv der Empfänger auf von der Nutzsignalfrequenz f_{HF} abweichende Frequenzen (Störfrequenzen) ist.

2.2.5 Dynamikbereich

Der Dynamikbereich ist allgemein der Bereich zwischen dem kleinsten und dem größtmöglichen Eingangssignalpegel, den der Empfänger fehlerfrei verarbeiten kann. Wie bereits erwähnt, wird der Dynamikbereich nach unten durch das Rauschen begrenzt, nach oben durch nichtlineare Verzerrungen auf Grund der Kompression des Empfängers. Bei zu großen Empfangspegeln verringert sich die Verstärkung des Empfängers, das Signal wird dadurch nicht mehr linear verstärkt und kann auf einen bestimmten Pegel limitiert werden. Die Eingangsleistung an dem die Verstärkung um 1 dB abgesunken ist, wird als 1 dB-Kompressionspunkt bezeichnet. Für Empfänger ist die Angabe des eingangsbezogenen Kompressionspunkts üblich. Der Dynamikbereich ist die Differenz der Eingangsleistungen zwischen dem eingangsbezogenen 1 dB-Kompressionspunkt und der Empfindlichkeit. Die Angabe der Dynamik erfolgt meist logarithmisch, da die Eingangsleistung meist über mehrere Dekaden variiert werden kann. Für OOK-Empfang ist diese Kenngröße nicht immer sinnvoll, da trotz Kompressionsverhalten des Empfängers eine korrekte Signalauswertung möglich ist. Daher wird der Dynamikbereich als die Differenz zwischen der geringsten und der höchsten Eingangsleistung verstanden, bei dem Aufwachfehlerraten kleiner als 10% erzielt werden.

2.3 Definition der Einschwingzeit

Im Verlauf dieser Arbeit wird der Begriff Einschwingzeit sehr häufig im Kontext mit dem Schaltungsentwurf verwendet. Im klassischen Sinn ist dieser eher im Zusammenhang mit Einschwingzeiten von Oszillatoren oder bei Sprungantworten von Filtern gebräuchlich. In dieser Arbeit wird die Einschwingzeit als ein Gütemaß zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens von Schaltkreisen im analogen Front-End unter dem Aspekt des Pulsbetriebs verwendet. Dazu wird in der Simulation ein konstant anliegendes Sinussignal fester Amplitude an den Eingang der Schaltung gelegt. Die Schaltung wird dann in einer transienten Simulation durch ein *Power-Down*-Signal mit der Periode $T_p = 1 \mu\text{s}$ an- und abgeschaltet, wobei das Tastverhältnis so eingestellt ist, dass die Einschaltzeit $T_{\text{ON}} = 200 \text{ ns}$ beträgt. Die Anstiegszeit für die fallende und steigende Flanke beträgt dazu 500 ps . Im Anschluss wird anhand des zeitlichen Verlaufs des Ausgangssignals der Zeitpunkt T_s ermittelt, bei dem dessen Einhüllende 90% bzw. $\approx -1 \text{ dB}$ seiner Amplitude im stationären Zustand $\hat{U}_{\text{a,stat}}$ erreicht. Dieser Zusammenhang ist in nachfolgender Abbildung grafisch dargestellt:

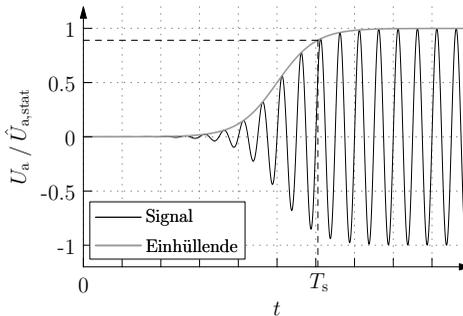


Abbildung 2.10: Simulation der Einschwingzeit T_s anhand der Einhüllenden eines beliebigen normierten Ausgangssignals

Sollte das Ausgangssignal in der Simulation überschwingen, wird als Referenz zur Ermittlung der Einschwingzeit der Zeitpunkt verwendet, wenn die Einhüllende des Signals 110% bzw. $\approx 1 \text{ dB}$ vom Wert der stationären Amplitude erreicht hat.

2.4 Modellierung passiver Strukturen

2.4.1 Differentielle Spulen mit Mittenanzapfung

Im Folgenden ist die Methodik für die Modellierung integrierter, differentieller, symmetrischer Spulen beschrieben. Für die Modellbildung der planaren Spulengeometrien wurde der EM-Feldsimulator *SonnetEM* verwendet. Mit diesem 2,5D-Simulator werden insgesamt drei Modelle generiert, die für die Simulation eingebettet werden können:

- S-Parameter-Dateien
- Breitband-Modelle mit gesteuerten Quellen
- π -Modelle mit passiven Elementen

In *SpectreRF* sind S-Parameter-Modelle für die Simulation im Frequenz- als auch durch Konvertierung in den Zeitbereich [15] anwendbar. Abbildung 2.11(a) zeigt das für den Entwurf verwendete RL-Modell einer symmetrischen, differentiellen Spule. Die Mittenanzapfung ist dabei mit dem Massepotential verbunden.

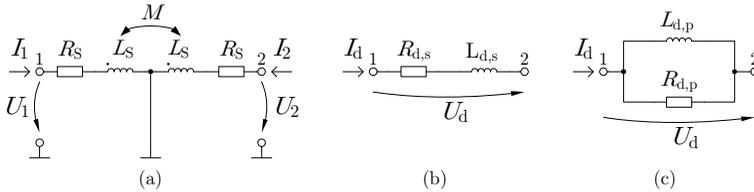


Abbildung 2.11: (a) Modell einer differentiellen, symmetrischen Spule (b) Ersatzschaltbild RL-Serienmodell (c) Ersatzschaltbild RL-Parallelmodell

Die S-Parameter werden nach [10] in die Z-Parameter überführt. Die Elemente des Ersatzschaltbilds in Abbildung 2.11(a) werden aus den Z-Parametern des symmetrischen Zweitors berechnet. Es gilt:

$$\underline{U}_1 = (R_S + j\omega L_S)\underline{I}_1 - j\omega M\underline{I}_2 \quad (2.34)$$

$$= \underline{Z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{12}\underline{I}_2 \quad (2.35)$$

$$\underline{U}_2 = -j\omega M\underline{I}_1 + (R_S + j\omega L_S)\underline{I}_2 \quad (2.36)$$

$$= \underline{Z}_{21}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{22}\underline{I}_2 \quad (2.37)$$

Für die Serieninduktivität L_S und den Serienwiderstand R_S gelten unter Annahme eines symmetrischen Zweitors:

$$L_S = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{11}\} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{22}\} \quad (2.38)$$

$$R_S = \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{11}\} = \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{22}\} \quad (2.39)$$

$$M = -\frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{12}\} = -\frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{21}\} \quad (2.40)$$

Die differentielle Aussteuerung an den Klemmen 1 und 2 wird wie folgt beschrieben:

$$\underline{U}_d = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \quad (2.41)$$

$$\underline{I}_d = \underline{I}_1 = -\underline{I}_2 \quad (2.42)$$

Die differentielle Induktivität wird durch Einsetzen der Gleichungen 2.35 und 2.37 in Gleichung 2.41 berechnet, außerdem werden die Ströme \underline{I}_1 , \underline{I}_2 mit den Beziehungen in Gleichung 2.42 ersetzt. Die differentielle Impedanz \underline{Z}_d ergibt sich damit zu:

$$\underline{Z}_d = \frac{\underline{U}_d}{\underline{I}_d} = 2(\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12}) = 2(\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{21}) \quad (2.43)$$

Durch Koeffizientenvergleich zwischen den Gleichungen 2.34, 2.35 und 2.36, 2.37 werden die Z-Parameter in Gleichung 2.43 durch die Werte der Bauelemente aus Abbildung 2.11(a) beschrieben. Für die Gegeninduktivität gilt bei Symmetrie $M = kL_S$. Die Impedanz ergibt sich entsprechend:

$$\underline{Z}_d = \frac{\underline{U}_d}{\underline{I}_d} = 2R_S + j\omega 2L_S(1 + k) \quad \text{für } 0 \leq k \leq 1 \quad (2.44)$$

Damit sind die differentielle Serieninduktivität $L_{d,S}$ und der differentielle Serienwiderstand $R_{d,S}$ des Ersatzschaltbildes in Abbildung 2.11(b) berechenbar.

$$L_{d,s} = \frac{2}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12}\} \quad (2.45)$$

$$= 2L_S(1 + k) \quad (2.46)$$

$$R_{d,s} = 2\operatorname{Re}\{\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12}\} \quad (2.47)$$

$$= 2R_S \quad (2.48)$$

Der induktive Koppelfaktor k ergibt sich aus den Gleichungen 2.38 und 2.40:

$$k = \frac{M}{L_S} = -\frac{\operatorname{Im}\{Z_{12}\}}{\operatorname{Im}\{Z_{11}\}} = -\frac{\operatorname{Im}\{Z_{21}\}}{\operatorname{Im}\{Z_{22}\}} \quad (2.49)$$

Die differentielle Spulengüte Q_d berechnet sich wie folgt:

$$Q_d = \frac{\omega L_{d,s}}{R_{d,s}} = \frac{\omega L_S(1+k)}{R_S} = \frac{\operatorname{Im}\{Z_{11} - Z_{12}\}}{\operatorname{Re}\{Z_{11} - Z_{12}\}} = \frac{\operatorname{Im}\{Z_{22} - Z_{21}\}}{\operatorname{Re}\{Z_{22} - Z_{21}\}} \quad (2.50)$$

Die direkte Berechnung der Spulenparameter aus den S-Parametern ist im Anhang A gegeben. Für einen festen Frequenzpunkt kann das RL-Serienmodell aus Abbildung 2.11(b) in das RL-Parallelmodell in Abbildung 2.11(c) überführt werden. Die Werte der Ersatzelemente $L_{d,p}$ und $R_{d,p}$ berechnen sich entsprechend aus:

$$R_{d,p} = R_{d,s}(1 + Q_d^2) \quad (2.51)$$

$$L_{d,p} = L_{d,s} \left(1 + \frac{1}{Q_d^2} \right) \approx L_{d,s} \quad \text{für } Q_d \gg 1 \quad (2.52)$$

Es sind nun alle Parameter für die Modellierung differentieller, integrierter Spulen mit Mittenanzapfung, die in dieser Arbeit verwendet werden, eindeutig bestimmt.

2.4.2 Transformatoren

Die Grundlagen zur Modellierung von integrierten Transformatoren wird im Folgenden ausführlich dargestellt. Für die Simulation der Geometrie von Transformatoren wurde ebenfalls der EM-Feldsimulator *SonnetEM* verwendet. Abbildung 2.12 zeigt das verwendete Modell eines verlustbehafteten Übertragers.

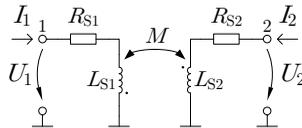


Abbildung 2.12: Modell eines verlustbehafteten Transformators

Die Netzwerkgleichungen in Z-Parameterform können analog der differentiellen Spule für den Transformator formuliert werden, allerdings ist das zu analysierende Zweitor asymmetrisch. Die Netzwerkgleichungen ändern sich für den Transformator wie folgt:

$$\underline{U}_1 = (R_{S1} + j\omega L_{S1})\underline{I}_1 - j\omega M\underline{I}_2 \quad (2.53)$$

$$= \underline{Z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{12}\underline{I}_2 \quad (2.54)$$

$$\underline{U}_2 = -j\omega M\underline{I}_1 + (R_{S2} + j\omega L_{S2})\underline{I}_2 \quad (2.55)$$

$$= \underline{Z}_{21}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{22}\underline{I}_2 \quad (2.56)$$

Aus diesen Gleichungen werden durch Koeffizientenvergleich die Werte der Ersatzschaltbildelemente in Abbildung 2.12 berechnet.

$$L_{S1} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{11}\} \quad (2.57)$$

$$R_{S1} = \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{11}\} \quad (2.58)$$

$$L_{S2} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{22}\} \quad (2.59)$$

$$R_{S2} = \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{22}\} \quad (2.60)$$

$$k = -\frac{\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{12}\}}{\sqrt{\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{11}\}\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{22}\}}} \quad (2.61)$$

Die Güten der Primärspule Q_1 und der Sekundärspule Q_2 sind mit den Gleichungen 2.62 und 2.63 definiert.

$$Q_1 = \frac{\omega L_{S1}}{R_{S1}} = \frac{\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{11}\}}{\operatorname{Re}\{\underline{Z}_{11}\}} \quad (2.62)$$

$$Q_2 = \frac{\omega L_{S2}}{R_{S2}} = \frac{\operatorname{Im}\{\underline{Z}_{22}\}}{\operatorname{Re}\{\underline{Z}_{22}\}} \quad (2.63)$$

Als Beispiel wird angenommen, dass das Verhältnis von Sekundärstrom zu Primärstrom dem Faktor γ entspricht. Die auf der Primärseite wirksame Induktivität L_{S1}^* beträgt dann:

$$L_{S1}^* = L_{S1} \left(1 - \gamma k \sqrt{\frac{L_{S2}}{L_{S1}}} \right) \quad \text{für } 0 \leq k \leq 1 \quad (2.64)$$

Gleichung 2.64 beweist, dass die primärseitig wirksame Induktivität stets geringer als im Fall keiner Gegenkopplung ist.