



Azra Omerović BSc

Untersuchung von Binary Phase Shift Keying (BPSK) Demodulatoren

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieurin

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ao.Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb

Institut für Hochfrequenztechnik

Externe Betreuer: Dipl.-Ing. Jakob Jongsma
Dipl.-Ing. Robert Lobnik

Untersuchung von Binary Phase Shift Keying (BPSK) Demodulatoren

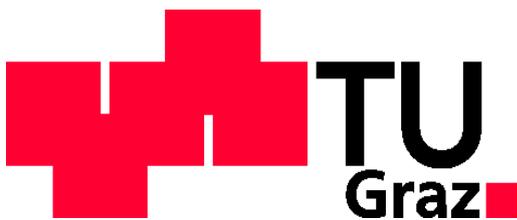
Masterarbeit

Azra Omerović

Institut für Breitbandkommunikation/Institut für Hochfrequenztechnik
Technische Universität Graz

In Zusammenarbeit mit

Infineon Technologies Graz



Begutachter: Ao.Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb
Externer Betreuer: Dipl.-Ing. Jakob Jongsma
Externer Betreuer: Dipl.-Ing. Robert Lobnik

Graz, November 2010

Zusammenfassung

In dieser Diplomarbeit wird die Demodulation des BPSK Empfängers mit perfekter Synchronisation, mit Träger und einem Empfänger mit I-Q Zweig beschrieben.

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Darstellung über Demodulation zu geben und ihre genaue Funktionsweise zu erläutern. Nach einer Einführung, welche die theoretische Basis für die Arbeit schafft, folgt der Aufbau von einzelnen Empfängern. Diese Empfänger wurden im Programm MATLAB Simulink durch Vernetzung von Bauelementen modelliert. Anschließend wurden die Modelle mit der MATLAB-internen Funktion Bit Error Rate (BER) auf Fehler untersucht und verglichen. Die Bit Error Rate (BER) bezeichnet das Verhältnis der Anzahl der Binären Signalelemente, die bei der Übertragung verfälscht wurden, zur Gesamtzahl der ausgesendeten binären Signalelemente. Die Übertragung von Informations Bits, kann man mit weniger Fehler darstellen, durch manuelle Einstellungen der Blöcke. Im Anhang, sind Bilder der einzelnen Signale, der durchgeführten Simulation dargestellt. Während der Simulation kam es zu großen Signalveränderungen, durch das Rauschen und die Abweichungen.

Abstract

This Thesis will try to describe the demodulation of BPSK receiver with perfect Synchronization, along with the carrier signal and receiver with I/Q partition.

The aim is to examine the demodulation and its exact way of functioning. After the introduction which serves as a basis for this work, the configuration of each receiver will follow. These receivers were modelled with the software MATLAB Simulink, using the appropriate components and meshing them up. Eventually, the models were investigated with the MATLAB-intern function Bit Error Rate (BER) and were compared with each other. The BER curve represents the ratio between error information bit and overall passing bits through AWGN channel. The transmission of the information bits can be represented with fewer errors through the manual adjustment. The attachment offers the pictures of each signal ran in the simulation. During the simulation, it came to significant signal changes introduced through the noise and deviations.

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtliche und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

Statutory declaration

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date

.....
(signature)

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Jahr 2010 am Institut für Breitbandkommunikation der TU-Graz in Kooperation mit der Firma Infineon Technologie und wurde am Institut für Hochfrequenztechnik fertiggestellt.

Hiermit möchte ich mich sehr herzlich bei meinen Betreuern, Dr. techn. Erich Leitgeb, Dipl.-Ing. Jakob Jongsma und Dipl.-Ing. Robert Lobnik für die Unterstützung während der Realisation dieser Arbeit bedanken.

Ein großer Dank geht an meinen Studiendekan Prof. Dr. Lothar Fickert, der mir während des Studiums eine große Unterstützung war!

Ich bedanke mich bei meinen Studienkollegen und Freunden.

Ein besonderer Dank geht an meine Eltern und an meinen Bruder, die während dieser Jahre immer an meiner Seite standen, an mich geglaubt haben und mir so ein sorgenfreies Studium ermöglicht haben.

Diese Arbeit ist meinen Eltern gewidmet. Ich möchte ihnen so meine Wertschätzung für ihre Treue und ihren Beistand ausdrücken, die für mich eine wertvolle Hilfe darstellten.

Zahvalnica

Ovaj rad je nastao 2010 godine na Institutu širokopojasni komunikacija Tehnickog-univerziteta u Grazu, u kooperaciji sa firmom Infineon Technologie, a realizovan je na Instutu za visokofrekventnu tehnologiju.

Ovom prilikom bih se zahvalila svojim mentorima Dr. techn. Erich Leitgeb , Dipl. Ing. Jakob Jongsma i Dipl Ing. Robert Lobnik, koji su mi pruzili veliku podrsku prilikom realizacije ovog Diplomskog rada.

Zahvalila bih se i svom dekanu Prof. Dr. Lothar Fickertu koji mi je pruzio veliku podrsku tokom studiranja te svojim kolegama i prijateljima!

Posebna zahvala upucujem mojim roditeljima i mome bratu , koji su sve ove godine bili uz mene i pruzili mi veliku podrsku !

Ovaj rad posvecujem nijima , zelim da vratim mali djelic onoga sto su oni cinili za mene, sve ove godine i ako znam da nikad necu moci toliko , pruziti koiko su oni meni

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VIII
Tabellenverzeichnis	IX
1 Einleitung.....	1
1.1 Motivation und Ziele	1
1.2 Gliederung der Arbeit.....	2
2 Kommunikationssysteme	3
2.1 Drahtlose Kommunikationssysteme	3
2.1.1 Vergleich von Basisband –und Bandpasssystem.....	4
2.1.2 Äquivalentes Basisband.....	6
2.2 Simulationsumgebung Matlab.....	7
2.2.1 Simulink	8
2.2.2 Verwendete Blöcke.....	8
3 Digitale Datenübertragung	11
3.1 Datenübertragungssysteme	11
3.2 Sender	12
3.2.1 Basisbandmodulation	12
3.2.2 Bandpassmodulation.....	13
3.3 Kanal.....	14
3.3.1 Nichtlineare Verzerrung	14
3.3.2 Lineare Verzerrung	15
3.3.3 Additives Rauschen	16
3.4 Empfänger	17
3.4.1 Bandpassdemodulation	18
3.4.2 Matched Filter.....	19
3.5 Entscheider	20
3.6 Bitfehlerwahrscheinlichkeit.....	22
4 Phasenmodulation	24
4.1 Analoge / Digitale Modulationsverfahren	24
4.2 BPSK.....	25
4.3 BPSK Modulation/Demodulation	26
5 Aufbau von BPSK Empfängern	28
5.1 Empfänger mit Perfekter Synchronisation.....	28
5.1.1 Plots der einzelnen Signale.....	34
5.1.2 BER Kurve	35
5.2 Empfänger mit Träger.....	36
5.2.1 Plots der einzelnen Signale.....	40
5.2.2 BER Kurve	41
5.3 BPSK Empfänger mit einem I&Q Zweig.....	42
5.3.1 Plots der einzelnen Signale.....	46
5.3.2 BER Kurve	47
5.4 BER Kurve theoretisch aufgebaut.....	47
5.5 BER Kurve Ergebnis.....	48
6 Zusammenfassung.....	50
Literaturverzeichnis.....	52

Abkürzungen	53
Anhang	54
Anhang A: Signale bei Perfekter Synchronisation	55
A1	55
A2	56
A3	58
Anhang B: Signale beim Aufbau mit Träger	59
B1	59
B2	61
Anhang C: Signale vom I&Q Zweig	62
C1	62
C2	64

Abbildungsverzeichnis

ABBILDUNG 2-1 FREQUENZSPEKTRUM EINES BELIEBIGEN BASISBANDSIGNALES	4
ABBILDUNG 2-2 BASISBANDSIGNAL	5
ABBILDUNG 2-3 BETRAGSSPEKTRUM EINES BANDPASSIGNALES	5
ABBILDUNG 2-4 BANDPASSSYSTEM UND EQUIVALENTES BASISBANDSYSTEM	6
ABBILDUNG 2-5 VERGLEICH DER EINZELNEN SIGNALE	8
ABBILDUNG 3-1 KOMUNIKATIONSSYSTEM MIT SENDER, EMPFÄNGER UND KANAL	11
ABBILDUNG 3-2 GRUNDSÄTZLICHER AUFBAU EINES SENDERS	12
ABBILDUNG 3-3 OPTIMALE KANALIMPULSANTWORT	15
ABBILDUNG 3-4 KANALIMPULSANTWORT	16
ABBILDUNG 3-5 ADDITIVES RAUSCHEN	17
ABBILDUNG 3-6 GRUNDSÄTZLICHER AUFBAU EINES EMPFÄNGERS	17
ABBILDUNG 4-1 ANALOGE MODULATIONSVERFAHREN	25
ABBILDUNG 4-2 DIGITALE MODULATIONSVERFAHREN	25
ABBILDUNG 4-3 ZWEIZUSTANDSSYSTEME EINES BPSK	25
ABBILDUNG 4-4 (A) BPSK (MIT $\phi = 90^\circ$) UND (B) BPSK (MIT $\phi = 0^\circ$)	26
ABBILDUNG 4-5 (A) BPSK MODULATION	27
ABBILDUNG 5-1 BPSK RECEIVER	31
ABBILDUNG 5-2 AUFBAU EINES TRANSMITTER	33
ABBILDUNG 5-3 BER KURVE EINES BPSK EMPFÄNGERS MIT PERFEKTER SYNCHRONISATION	35
ABBILDUNG 5-4 BPSK RECEIVER	37
ABBILDUNG 5-5 BPSK TRANSMITTER	39
ABBILDUNG 5-6 BER KURVE VON EMPFÄNGER MIT TRÄGER	41
ABBILDUNG 5-7 BPSK MIT QUADRATUR IMPLEMENTATION	44
ABBILDUNG 5-8 BER KURVE VON EINEN EMPFÄNGER MIT I-Q ZWIEG	47
ABBILDUNG 5-9 BER KURVE THEORETISCH	48
ABBILDUNG 5-10 BER KURVE VERGLEICH DER ABWEICHUNG	49

Tabellenverzeichnis

TABELLE 5-1 SIMULATION PARAMETER	30
TABELLE 5-2 AWGN CHANNEL BLOCK PROPERTIES	30
TABELLE 5-3 ERROR RATE CALCULATION BLOCK PROPERTIES	30
TABELLE 5-4 FIND DELAY BLOCK PROPERTIES	30
TABELLE 5-5 UNIT DELAY BLOCK PROPERTIES	30
TABELLE 5-6 SIMULATION PARAMETER	31
TABELLE 5-7 AWGN CHANNEL BLOCK PROPERTIES	31
TABELLE 5-8 ERROR RATE CALCULATION BLOCK PROPERTIES	32
TABELLE 5-9 FIND DELAY BLOCK PROPERTIES	32
TABELLE 5-10 DISCRETE FILTER BLOCK PROPERTIES	32
TABELLE 5-11 SIGNUM BLOCK PROPERTIES	32
TABELLE 5-12 ZERO ORDER HOLD BLOCK PROPERTIES	32
TABELLE 5-13 BERNOULLI BINARY GENERATOR BLOCK PROPERTIES	33
TABELLE 5-14 PRODUCT BLOCK PROPERTIES	33
TABELLE 5-15 SIN BLOCK PROPERTIES	33
TABELLE 5-16 BLOCK COUNT TYPE	34
TABELLE 5-17 SIMULATION PARAMETER	36
TABELLE 5-18 AWGN CHANNEL BLOCK PROPERTIES	36
TABELLE 5-19 ERROR RATE CALCULATION BLOCK PROPERTIES	37
TABELLE 5-20 AWGN CHANNEL BLOCK PROPERTIES	38
TABELLE 5-21 DISCRETE FILTER BLOCK PROPERTIES	38
TABELLE 5-22 MANUAL SWITCH BLOCK PROPERTIES	38
TABELLE 5-23 SIGNUM BLOCK PROPERTIES	38
TABELLE 5-24 SIGNUM BLOCK PROPERTIES	38
TABELLE 5-25 BERNOULLI BINARY GENERATOR BLOCK PROPERTIES	39
TABELLE 5-26 SIN BLOCK PROPERTIES	39
TABELLE 5-27 UNIPOLAR TO BIPOLAR CONVERTER BLOCK PROPERTIES	40
TABELLE 5-28 BLOCK TYPE COUNT	40
TABELLE 5-29 SIMULATION PARAMETER	42
TABELLE 5-30 AWGN CHANNEL BLOCK PROPERTIES	43
TABELLE 5-31 ERROR RATE CALCULATION BLOCK PROPERTIES	43
TABELLE 5-322 UNIT FIND DELAY BLOCK PROPERTIES	43
TABELLE 5-33 UNIT DELAY BLOCK PROPERTIES	43
TABELLE 5-34 SIN BLOCK PROPERTIES	44
TABELLE 5-35 ZERO ORDER HOLD BLOCK PROPERTIES	44
TABELLE 5-36 BERNOULLY BINARY GENERATOR BLOCK PROPERTIES	45
TABELLE 5-37 SIN BLOCK PROPERTIES	45
TABELLE 5-38 UNIPOLAR TO BIPOLAR CONVERTER BLOCK PROPERTIES	45
TABELLE 5-39 BLOCK TYPE COUNT	46

1 Einleitung

1.1 Motivation und Ziele

Die Kommunikationssysteme bzw. Kommunikationsnetze bezeichnen in der Nachrichtentechnik die zusammengefassten Merkmale des Nachrichtenverkehrs im Nachrichtennetz. Kommunikationssysteme bezeichnen die Übermittlung von Informationen.

In den letzten Jahren tritt die drahtgebundene Kommunikation immer weiter in den Hintergrund während sich die drahtlose Kommunikation in einem Aufwärtstrend befindet. Durch neue Antennentechnologien und Protokolle nähern sich die Geschwindigkeit und Qualität der drahtlosen Kommunikation immer weiter der drahtgebundenen Kommunikation an. Drahtlose Kommunikationssysteme ermöglichen eine freizügige Kommunikation zwischen allen angeschlossenen Endstellen. Eine wichtige Voraussetzung für drahtlose Kommunikationssysteme ist die Standardisierung der Schnittstellen und der logischen Funktionen.

Heutzutage werden jedoch auf Grund des hohen Bandbreitenanspruchs auch die drahtlosen Kommunikationssysteme durch Glasfasern ersetzt. Es ist ein großes Wachstum im Bereich der privaten Kommunikationsdienste feststellbar. Viele Haushalte haben Breitbandinternet und auch Satelliten tragen zur hohen Informationsdichte der heutigen Gesellschaft bei, da sie die Haushalte mit unzähligen Fernsehsendern speisen können.

Ziel dieser Arbeit ist es, die Eigenschaften einiger Arten digitaler Datenübertragung zu untersuchen um einen besseren Empfang von Daten zu ermöglichen.

1.2 Gliederung der Arbeit

Nach einer kurzen Einführung folgt in den Kapiteln 1, 2 und 3 die theoretische Basis der Arbeit. Zuerst werden die Standards betrachtet, wobei ein Überblick über die wichtigen Funktionen dargestellt wird. Hier werden die Funktionen der einzelnen Blöcke erklärt. Anschließend folgen die wichtigsten mathematischen Grundlagen.

Kapitel 4 beschäftigt sich mit dem Aufbau eines theoretischen Empfängers mit optimaler Synchronisation. Hier werden die genauen Funktionsweisen der einzelnen Blöcke erklärt und es wird die Phasentätigkeit des Demodulationsverfahrens des AWGN- Kanals betrachtet.

Kapitel 5 wendet sich dem Aufbau eines Empfängers zu:

- BPSK Empfänger mit einer perfekten Synchronisation
- BPSK Empfänger, bei welchen der Träger am Empfänger nicht perfekt rekonstruiert wird
- BPSK Empfänger mit I&Q Zweig

2 Kommunikationssysteme

Diese Arbeit befasst sich mit verschiedenen Eigenschaften des Demodulationsverfahrens. Um die Eigenschaften verifizieren zu können, muss das Kommunikationssystem auf entsprechende Art und Weise simuliert werden. Um die drahtlose Übertragung zu ermöglichen, müssen entsprechend hohe Frequenzen und passende Antennengrößen verwendet werden. Sollen die Signale zeitlich diskret werden, dann muss das Abtasttheorem erfüllt sein. Die Abtastfrequenz muss dabei mindestens doppelt so groß sein, wie die höchste in den Signalen vorkommende Frequenz.

Die folgenden Kapitel beschäftigen sich mit der Darstellung des Frequenzbands. Weiters werden die gewählten Simulationsumgebungen Matlab / Simulink näher beschrieben und erklärt [2].

2.1 Drahtlose Kommunikationssysteme

Unter drahtloser Kommunikation versteht man beispielsweise die Übertragung von Informationen mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen. Eine elektromagnetische Welle bezeichnet eine Welle, die aus magnetisch-elektrisch gekoppelten Feldern besteht. Zum Senden und Empfangen der Wellen werden Antennen benötigt. Es gibt einen direkten Zusammenhang zwischen der Antennengröße und der benutzten Frequenz. Das 'λ' ist die Wellenlänge die proportional zur Lichtgeschwindigkeit durch die Frequenz ist.

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

2-1

Bei Übertragung mit elektromagnetischen Wellen arbeitet man oft mit sehr hohen Frequenzen. Die Informationen werden mit Hilfe einer Trägermodulation in einen höheren Frequenzbereich verschoben, der dem Parameter Lambda angepasst ist und für die Übertragungsstrecke und die Antenne angemessen ist. Die Trägermodulations- Übertragung wird auch als Bandpassübertragung bezeichnet, die bei solchen Systemen notwendig ist [2].

2.1.1 Vergleich von Basisband und Bandpasssystem

Bei einem Basisbandsignal ist das Spektrum eines Signals um 0 Hz konzentriert. Dieses Basisbandsignal kann durch die Modulation mittels einer Trägerfrequenz spektral in einen anderen Frequenzbereich verschoben werden um, es auf einen Übertragungskanal anzupassen. Dies verdeutlicht den Unterschied, da Basisbandssysteme ohne Trägerfrequenz arbeiten. Durch den Kanal werden Informationen direkt durch Impulse eingespeist und somit wird die gesamte Bandbreite belegt Abb. (2-1).

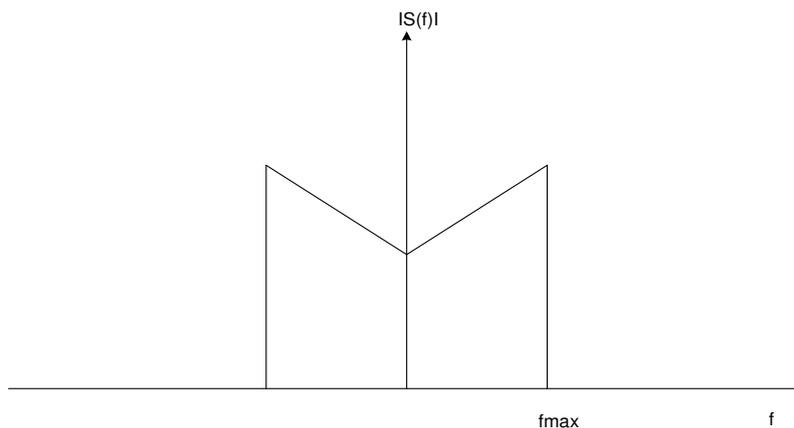


Abbildung 2-1: Frequenzspektrum eines beliebigen Basisbandsignales

Ein Basisband kann folgendermaßen beschrieben werden:

$$s(t) = \sum_k d(k)q_T(t-k_T) \tag{2-2}$$

wobei „ $d(k)$ “ die Informationsfolge darstellt, welche nach entsprechender Definition verschiedene Werte annehmen kann. Im binären Fall sind das z. B. (-1,1) oder (0,1). $q_T(t-k_T)$ bezeichnet die analoge Pulsformung, welche mit $d(k)$ gerichtet wird Abb. (2-2). T bezeichnet die Dauer des Impulses.

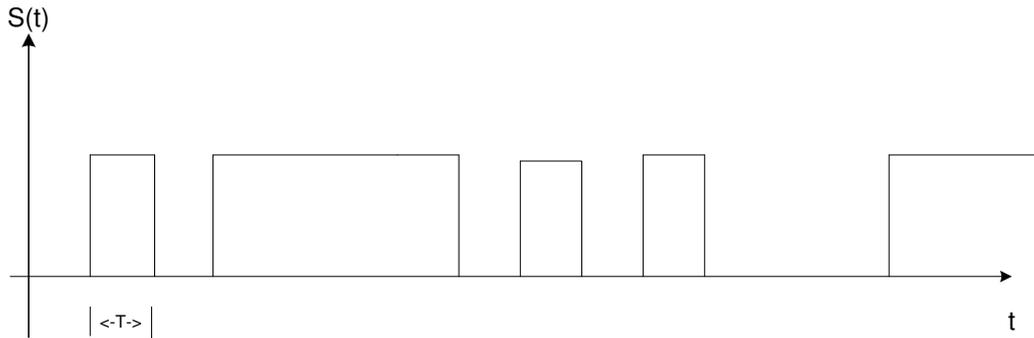


Abbildung 2-2: Basisbandsignal

In der folgenden Abbildung ist eine Informationsfolge eines Basisbandsignals dargestellt. Wenn man von einem Basisbandsignal spricht, dann spricht man von Signalen, deren spektraler Anteil 0 Hz beträgt. Erzeugt werden hochfrequente Signale durch die Verschiebung mittels Trägermodulation in einen anderen Frequenzbereich. Der Grund für die Verwendung von Basisbandsystemen bei drahtloser Kommunikation ist der, entsprechende Hochfrequente Antennen zu ermöglichen.

In Abb. (2-3) ist das Betragsspektrum eines Bandpasssignals $z(t)$ bei einer Trägerfrequenz von f_c dargestellt. Dieses kann man allgemein so beschreiben [2]:

$$z(t) = \text{Re}\{s(t) \exp[j\pi f_c t]\}$$

2-3

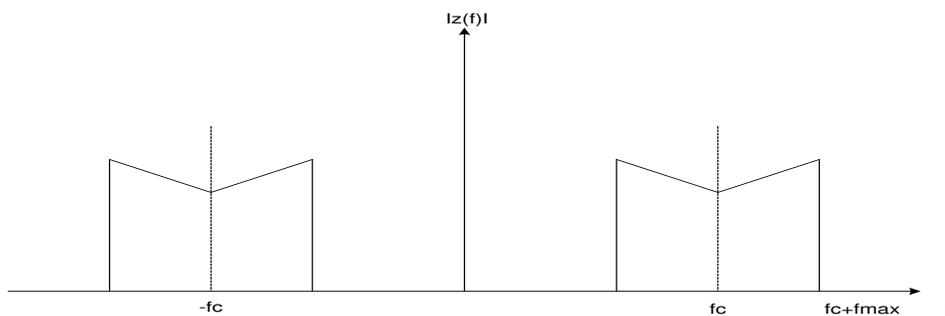
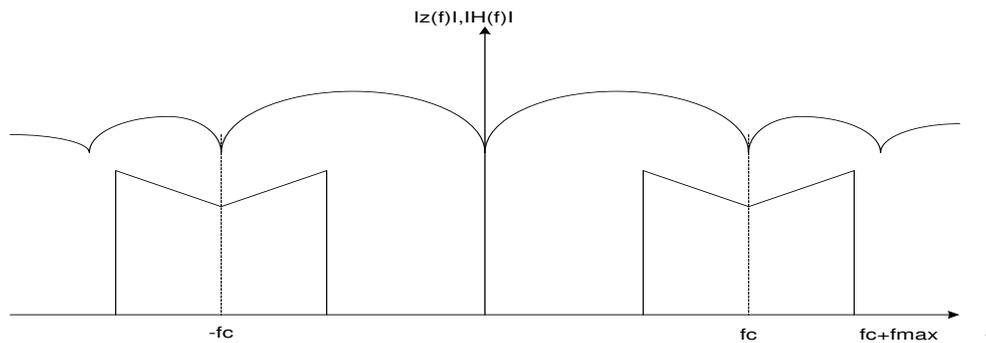


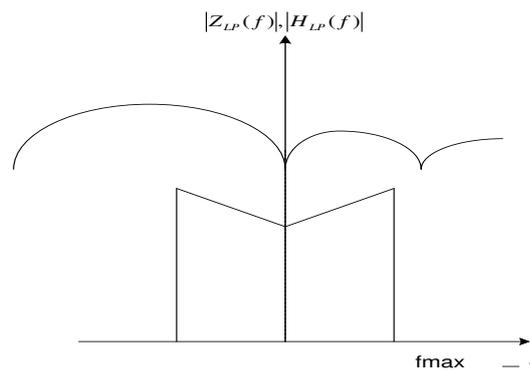
Abbildung 2-3: Betragsspektrum eines Bandpasssignales

2.1.2 Äquivalentes Basisband

Aus den vorigen Abschnitten kann man sehen, dass der einzige Unterschied zwischen Basisband- und Bandpasssystemen die mittlere Frequenz ist, welche nicht bei 0 Hz, sondern in einem höheren Bereich liegt.



(a) Kanal und Bandpassbereiche



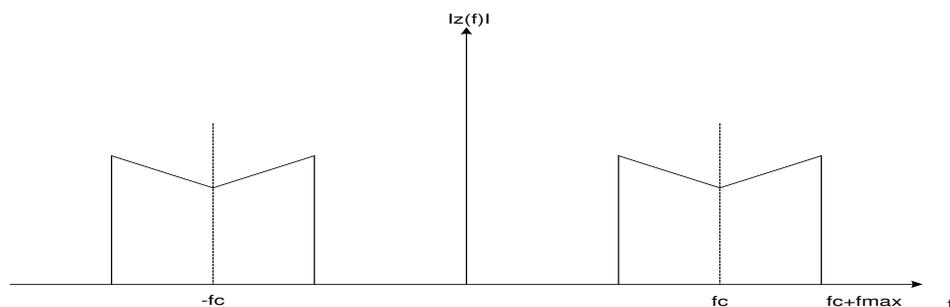
(b) Kanal und Bandpassbereiche

Abbildung 2-4: Bandpasssystem und äquivalentes Basisbandsystem

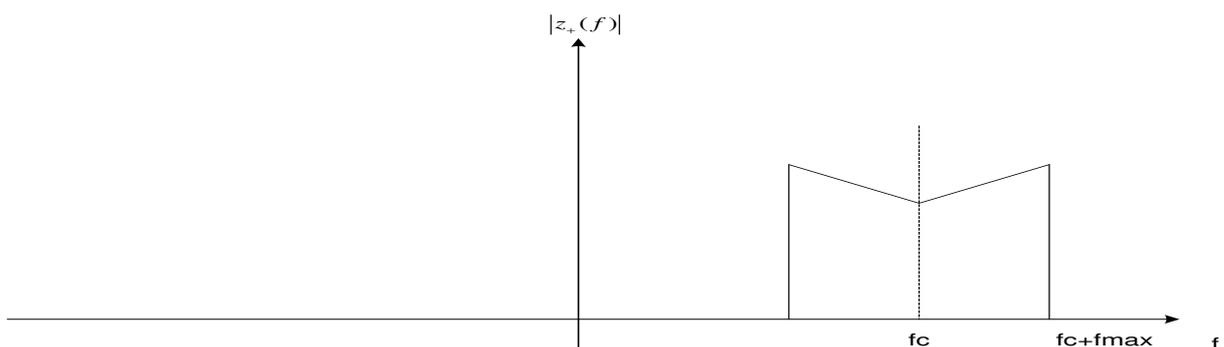
Um den Zusammenhang zwischen Signal und Kanal zu erhalten, müssen das Datenspektrum sowie die Frequenzcharakteristik des Kanals gleichmäßig verschoben werden. Diese Verschiebung wird in Abb. (2-4) gezeigt. Es müssen beide Teile des Systems in die Trägerfrequenz verschoben werden, sodass man von einem äquivalenten System sprechen kann, das bei einer Simulation gleiche Ergebnis liefert [1&2].

2.2 Simulationsumgebung Matlab

Simulink ist ein Aufsatz von Matlab, welcher zur graphischen Darstellung von dynamischen Systemen dient. Simulink besitzt eine graphische und blockorientierte Oberfläche. Außerdem ist es durch Unterstützung der Toolbox einfach zu bedienen. Mit Hilfe vordefinierter Blöcke, die in Sequenz-Bibliotheken zusammengefasst sind, werden die Gleichungen wie bei einem Wirkungsplan eingegeben und dargestellt. Signale zwischen den einzelnen Blöcken können abgerufen und dargestellt werden Abb. (2-5). Es können nicht nur kontinuierliche, sondern auch zeitdiskrete Systeme modelliert werden [2].



(a) Bandpasssignal



(b) Analytisches Signal

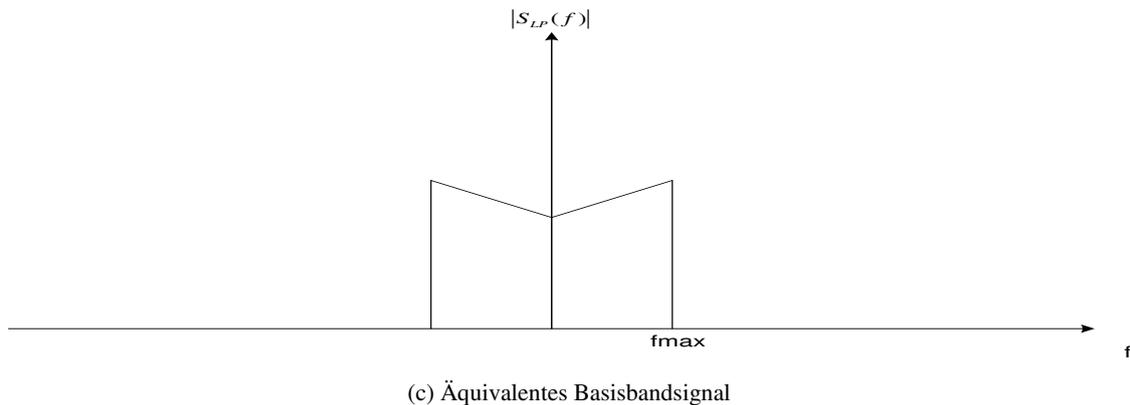


Abbildung 2-5: Vergleich der einzelnen Signale

2.2.1 Simulink

Für die Lösung der dargestellten Probleme wurde Matlab verwendet. Matlab ist eine Software zur Lösung mathematischer Probleme und zur graphischen Darstellung der Lösungen.

Matlab wurde Ende 1970 an der Universität New Mexico von Clave Moler entwickelt, um Fortran Bibliotheken LINPACK und EISPACK für Lineare Algebra von einer Kommandozeile aus und ohne Programmierkenntnisse digitaler Datenübertragung zugänglich zu machen. Im Jahr 1984 kam es zur Gründung von *The Math Works*, von da an wurde Matlab ein kommerzielles Produkt, welches durch seine Funktionssammlungen viele Anwender fand [2].

2.2.2 Verwendete Blöcke

Bernoulli Binary Generator: Zufallsdatenquellen Unterbibliothek von Comm Quellen
 Der Bernoulli-Binary Generatorblock erzeugt zufällige binäre Zahlen mit einer Bernoulli-Verteilung, mit Parameter-p produziert Null mit der Wahrscheinlichkeit p und eine mit Wahrscheinlichkeit 1-p. Die Verteilung hat einen Mittelwert von 1-p und eine Varianz von p (1-p). Die Wahrscheinlichkeit eines Null-Parameter gibt p an und kann eine beliebige reelle Zahl zwischen null und eins sein.

Unipolar to Bipolar Convertor: der unipolare Bipolar-Wandlerblock bildet das unipolare Eingangssignal in ein bipolares Ausgangssignal.

Sinus Wave: der Sinus-Baustein ergibt eine sinusförmige Wellenform. Der Baustein kann in einem Zeit- oder Samplebasierten Modus arbeiten.

$$\text{Samples per period} = 2 * \pi / (\text{Frequency} * \text{Sample time})$$

AWGN-Kanal (*Additives White Gaussian Noise*): Die relative Leistung von Rauschen in einem AWGN-Kanal wird typischerweise durch folgende Größen beschrieben:

- Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) pro Probe. Dies ist der aktuelle Eingabeparameter für die AWGN-Funktion.
- Verhältnis von Bit-Energie zu Rauschleistungsdichtespektrum (E_b/N_0). Diese Menge wird durch BER-Tool und Leistungsbewertung in dieser Toolbox-Funktion verwendet.
- Verhältnis von Symbolenergie zu Rauschleistungsdichtespektrum (E_s/N_0)
- Die Beziehung zwischen E_s/N_0 und E_b/N_0 , die in dB ausgedrückt wird, lautet wie folgt:
- $$E_s / N_0 \text{ (dB)} = E_b / N_0 \text{ (dB)} + 10 \log_{10}(k)$$
- wobei k die Anzahl von Informations-Bits pro Symbol ist.

Find Delay: Der Suche-Delay-Block findet die Verzögerung zwischen einem Signal und einer verzögerten und möglicherweise verzerrten Version von sich selbst. Dies ist nützlich, wenn Sie ein übertragenes und empfangenes Signal vergleichen möchten, um die Bitfehlerrate zu finden, aber die Verzögerung des empfangenen Signals nicht kennen.

Error Rate Calculation: Error Rate Berechnung Der Fehlerrate Berechnung Baustein vergleicht Eingangsdaten von einem Sender mit Eingangsdaten von einem Empfänger. Er berechnet die Fehlerrate als Laufstatistik, indem die Gesamtzahl der ungleichen Paare von Datenelementen mit der Gesamtzahl der Eingangsdatenelemente von einer Quelle verglichen wird.

Unit Einheit Verzögerung: Der Unit Delay-Block hält und verzögert seinen Eingang von der Probe Zeitraum, den Sie angeben. Dieser Block entspricht dem z^{-1} Diskret Zeit-Operator.

Discrete Filter: Der diskrete Filter-Block filtert unabhängig voneinander jeden Kanal des Eingangssignals mit dem festgelegten digitalen IIR-Filter.

Zero order Hold: Der Zero-Order Hold-Block hält seinen Eingang für die Probenzeit, die Sie angeben. Der Baustein übernimmt einen Eingang und erzeugt einen Ausgang. Jedes Signal kann Skalar oder Vektor sein. Wenn die Eingabe ein Vektor ist, enthält der Block alle Elemente des Vektors der gleichen Abtastperiode [6].

3 Digitale Datenübertragung

Die digitale Datenübertragung bezeichnet einen Vorgang der Übertragung von Daten bzw. Informationen von einem Sender zu einem Empfänger. Während der Übermittlung wird der Informationsstrom in eine physikalische Größe umgewandelt, die nur diskrete Werte annehmen kann und die dem Kanal entspricht, der sich zwischen dem Empfänger und dem Sender befindet.

Das folgende Kapitel enthält eine kurze Beschreibung eines Empfängers und eines Senders eines digitalen Übertragungssystems. Weiters werden die Bit Error Rate (BER) und die spektrale Effizienz, welche für die Klassifizierung von Übertragungssystemen bezüglich ihrer Qualität dienlich sind, beschrieben [1].

3.1 Datenübertragungssysteme

Ein digitales Übertragungssystem besteht aus einer Informationsquelle, einem Sender, einem Kanal, in welchem sich der Informationsstrom in eine physikalische Größe umwandelt, die nur diskreten Werte annehmen kann, und einem Empfänger, der wiederum die physikalische Größe in einen Informationsstrom umwandelt. Ein Aufbau eines solchen Übertragungssystems ist in Abb. (3-1) dargestellt. Der Aufbau der einzelnen Blöcke wird in den folgenden Abschnitten beschrieben [2].

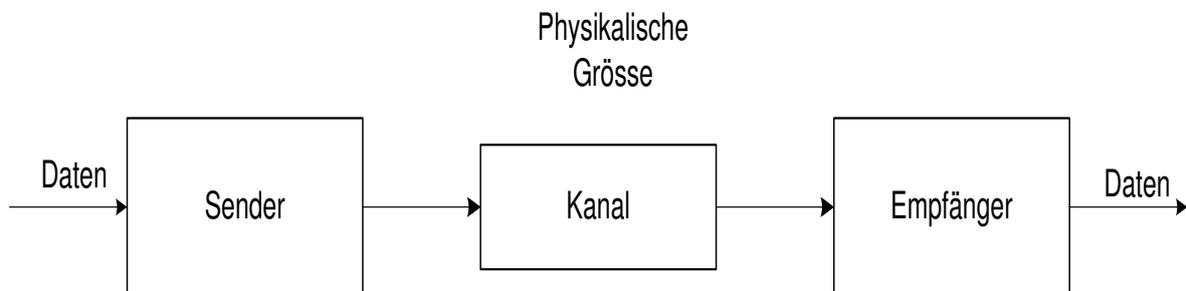


Abbildung 3-1: Kommunikationssysteme mit Sender, Empfänger und Kanal

3.2 Sender

Ein Sender hat die Aufgabe, den Informationsstrom in eine dem Kanal angepasste physikalische Größe umzuwandeln. Bei drahtloser Kommunikation bzw. Übertragung über Funkkanäle muss noch eine Basisbandmodulation nach einer Trägermodulation folgen, um das Signal $s(t)$ in einen Frequenzbereich zu verschieben, der für die Funktionalität geeignet ist. In der folgenden Abb. (3-2) sieht man das Modell eines Senders.

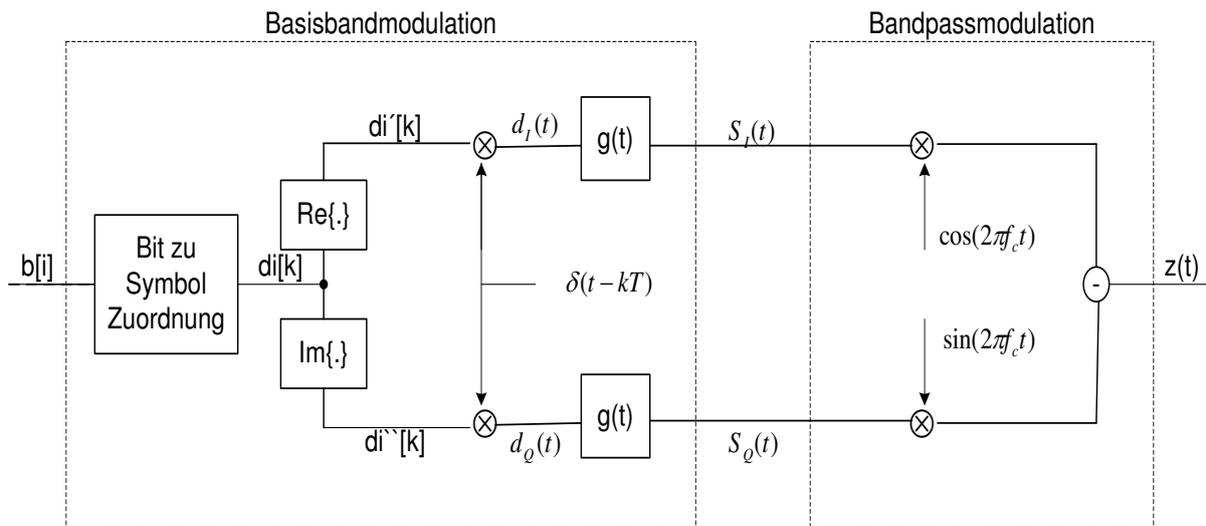


Abbildung 3-2: Grundsätzlicher Aufbau eines Senders

Daraus ist ersichtlich, dass der Sender aus einer Basisband- und einer Bandpassmodulation aufgebaut ist. Ein Basisbandsignal $s(t)$ besteht aus einem I- und einem Q-Zweig. Der I-Zweig bezeichnet die Inphasenkomponente $s_I(t)$, die sich in einem Realteil widerspiegelt und der Q-Zweig wird als Quadraturkomponente $s_Q(t)$ bezeichnet, welcher den Imaginärteil darstellt.

3.2.1 Basisbandmodulation

Eine Basisbandmodulation besteht aus zwei Zweigen, die als I- & Q-Symbole bezeichnet werden und eine Pulsformung der beiden Zweige darstellen. Es folgt eine Zusammenfassung von einzelnen Bits zu einer Größe m , die das Symbol d_I ergibt, aus dem sich zeitlich gesehen ein Symbolstrom $d(k) \in \{d_0, d_1, \dots, d_{N-1}\}$ ergibt, der die Daten repräsentiert. Wenn die Symbole rein real sind, dann folgt diese Zuordnung:

$$d_I(t) = \sum_k d(k) \delta_0(t - kT_s) \quad 3-1$$

$$d_Q(t) = 0 \quad 3-2$$

Wenn man die komplexen Symbole addiert zu $di = di' + di''$, die bessere Effizienz mit sich bringen, kommt es zu einer Aufteilung in Inphasenkomponente und Quadraturphasenkomponente

$$d_I(t) = \sum_k d'(k) \delta_0(t - kT_s) \quad 3-3$$

$$d_Q(t) = \sum_k d''(k) \delta_0(t - kT_s) \quad 3-4$$

Nach der Zerlegung wird anschließend eine Pulsformung durchgeführt und die diskrete Datenfolge einem Impulsformfilter mit der Impulsantwort $g(t)$ zugeführt, welcher Impulsfilter Einflüsse auf die spektrale Eigenschaft des Signals hat. Es muss noch die Filter- Träger Modulation in den richtigen Frequenzbereich verschoben werden, um das resultierende Basisbandsignal $s(t)$ mit den Komponenten übertragen zu können

$$s_I(t) = \sum_k d'(k) g(t - kT_s) \quad 3-5$$

$$s_Q(t) = \sum_k d''(k) \delta g(t - kT_s) \quad 3-6$$

3.2.2 Bandpassmodulation

Die Bandpassmodulation erfolgt nach der Symbolzuordnung und dem Pulsshaping. Das Bandpasssignal wird durch einen hochfrequenten Träger moduliert. Dadurch erfolgt die Manipulation der Amplitude, Phase oder der Frequenz eines Trägers. Im Folgenden werden nur Amplitude und Phase betrachtet. Die Bandpassmodulation führt auch zur weiteren Trägermodulation der BPSK.

Ein Basisbandsignal $s(t)$ multipliziert man mit dem Träger, was zu folgender Gleichung führt:

$$z(t) = \operatorname{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad 3-7$$

Durch die Evaluierung der oben angegebenen Gleichung folgt:

$$z(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad 3-8$$

Aus der Gleichung kann man sehen, dass man die Mischung der beiden Basisbandzweige mit den beiden um 90° verschobenen Trägerschwingungen wieder zusammenfassen kann und sich ein reales Signal ergibt, welches über die analogen Kanäle übertragen werden kann [2].

3.3 Kanal

Der Kanal bzw. physikalische Kanal ist ein Kanal, der die Übertragung von im Sender umgewandelten Signalen zum Empfänger überträgt. Wenn man von einem idealen Kanal spricht, dann ist klar, dass keine Änderungen des Signals vorkommen, was in der Realität jedoch der Fall ist. Signale werden einerseits gedämpft und verzerrt und andererseits unterliegt das Signal verschiedenen Störungen. Die Kanäle kann man durch verschiedene Einflüsse wie lineare bzw. nichtlineare Verzerrungen und additives Rauschen [1&3] unterscheiden.

3.3.1 Nichtlineare Verzerrung

Die nichtlineare Verzerrung wird vor allem durch die Verstärkung in der Übertragungskette hervorgerufen, sie wird in dieser Arbeit nicht näher betrachtet. Diese hat eine Verschlechterung der Qualität der Übertragung und somit auch die Steigerung der Bitfehler zur Folge [3].

3.3.2 Lineare Verzerrung

Die lineare Verzerrung tritt aufgrund der nichtoptimalen Impulsantwort eines Übertragungskanals auf. Eine optimale Kanalimpulsantwort besteht aus einem Impuls mit positiver Verschiebung τ_0 und einer Höhe α wie in Abb. (3-3) dargestellt ist.

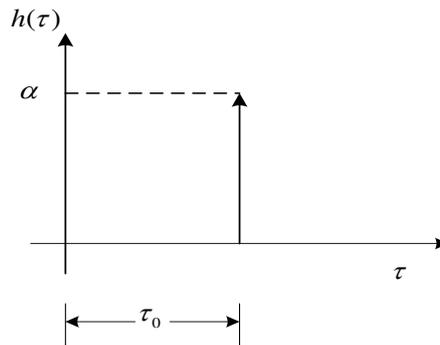


Abbildung 3-3: Optimale Kanalimpulsantwort

Die lineare Verzerrung ist gleichbedeutend mit einem einzigen globalen Ausbreitungspfad zwischen Sender und Empfänger, der eine gewisse Verzögerung und Dämpfungen aufweist. Eine reale Kanalimpulsantwort ist aus der Summe von Impulsen, die aufgrund der Mehrwegausbreitung entstehen, aufgebaut. Die einzelnen Anteile der Impulsantwort, die sogenannten Mehrweg-Komponenten, begründen sich auf den auflösbaren Ausbreitungspfaden und der zueinander relativen Bewegung der Stationen die sich zeitlich verändern. Durch die Angaben kann das als zeitinvariantes Übertragungssystem mit einer Impulsantwort dargestellt werden,

$$(h, \tau) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad 3-9$$

Dieses Modell wird als Topped Delay Line Modell $|Mol05|$ bezeichnet. Die Zeit zum letzten Impuls wird als maximale Ausbreitungsverzögerung bezeichnet. Auf der Abb. (3-4) ist eine Kanalimpulsantwort mit fünf globalen Ausbreitungspfaden dargestellt, bei der sich das Ausgangssignal $r(t)$ durch die Faltung des Eingangssignales $z(t)$ mit der Impulsantwort $h(t, \tau)$ ergibt [1].

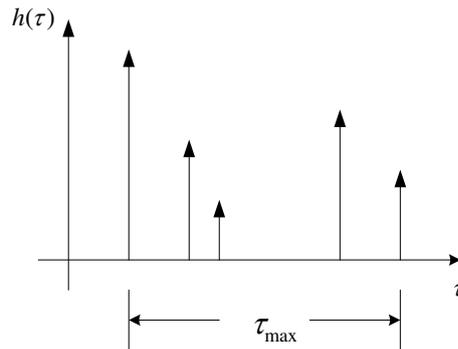


Abbildung 3-4: Kanalimpulsantwort

α_i ist der komplexwertige Koeffizient, welcher die Komponenten der Impulsantwort beschreibt und damit auch die Dämpfung und die Phasenverschiebung der einzelnen globalen Ausbreitungspfade repräsentiert.

Sie setzen sich aus einer Vielzahl von zeitlich nicht lösbaeren Echos zusammen. Der Betrag, der das Maß für die Signalstärke widerspiegelt, ist unter der Annahme, dass keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht, als Rayleigh Verteilung beschrieben.

$$p(|\alpha_i|) = \frac{|\alpha_i|}{\sigma^2} e^{-\frac{|\alpha_i|^2}{2\sigma^2}} \quad 3-10$$

3.3.3 Additives Rauschen

Additives Rauschen bezeichnet das Phänomen, dass praktisch jedem realen Nutzsignal ein mehr oder weniger großes Störsignal $n(t)$ mit zufälligem bzw. nicht vorhersehbarem Zeitverlauf überlagert wird. Es wird auch als „Weißes Rauschen“, bezeichnet, dessen Amplitude eine Gaußverteilung aufweist und dessen Rauschleistungsdichte konstant ist. Das am Häufigsten angewendete Modell ist AWGN (*Additives White Gaussian Noise*).

Der AWGN-Kanal beschreibt das Rauschen, das durch die zufällige Bewegung von Elektronen hervorgerufen wird. Ein typisches additives Rauschsignal ist in Abb. (3-5) dargestellt [2]

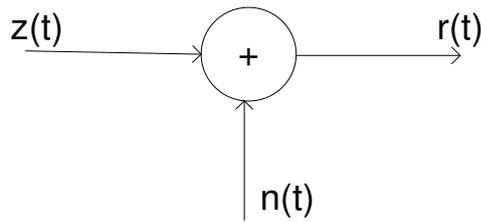


Abbildung 3-5: Additives Rauschen

Durch die Überlagerung von vielen einzelnen Rauschprozessen ergibt sich nach dem zentralen Grenzwertsatz eine Gaußverteilung der Rauschamplitude von:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right)$$

3-11

3.4 Empfänger

Der Empfänger hat die Funktion das Signal, welches im Sender umgeformt wurde, wieder in die erstmalige Form zu transformieren, d.h. beim Signal, das durch die Trägermodulation übertragen wurde, wird im Empfänger eine Trägerdemodulation durchgeführt um das Signal aus dem Träger zu gewinnen. Ein idealer Empfänger, wie in Abb. (3-6) dargestellt, besteht aus einer Bandpassdemodulation:

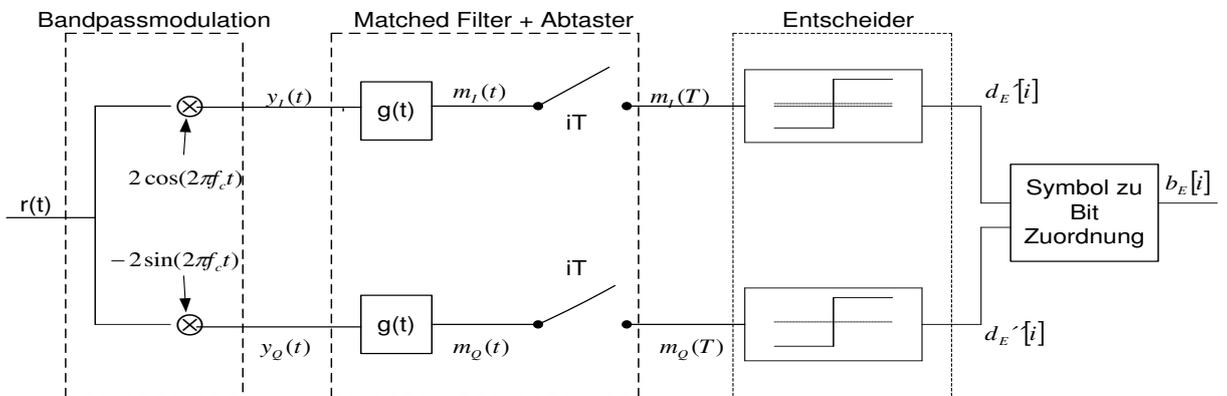


Abbildung 3-6: Grundsätzlicher Aufbau eines Empfängers

$$r(t) = z(t) + n(t) \quad 3-12$$

Dies wird wiederum durch das Basisbandsignal $s(t)$ generiert. Nach der Generierung folgt ein Matched-Filter, der die Funktion hat, das Signal-Rausch-Verhältnis zum Abtastzeitpunkt zu maximieren. Der nun folgende Entscheider rekonstruiert die Daten. Ein so aufgebauter Empfänger wird auch als kohärenter Demodulator bezeichnet [2].

3.4.1 Bandpassdemodulation

Der erste Schritt der Bandpassdemodulation ist die Rücktransformation des Bandpasssignals in ein Basisbandsignal. Die Signale werden mit den Trägern gemischt, was auch der Fall bei der Modulation war, um das Basisbandsignal ins Bandpasssignal zu transformieren.

Die Mischung erfolgt durch die Multiplikation des Bandpasssignals mit den Trägerkomponenten für den Inphasen- und Quadraturphasenzweig. Mathematisch lässt sich dies folgendermaßen ausdrücken [1&3]:

$$\begin{aligned} y_I(t) &= z(t)2^{(2\pi f_c t)} \\ &= \operatorname{Re}\{s(t)^{j2\pi f_c t}\}2^{(-2\pi f_c t)} \\ &= (s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t))(2\cos(2\pi f_c t) - j2\sin(2\pi f_c t)) \end{aligned} \quad 3-13$$

Die Gleichung wird evaluiert und in zwei Teile aufgeteilt. Aus dem Imaginär- und dem Realteil ergeben sich Gleichungen für Inphasen- und Quadraturphasenkomponenten des Signales $y(t)$.

$$y_I(t) = s_I(t) + s_I \cos(2\pi 2f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi 2f_c t) \quad 3-14$$

$$y_Q(t) = s_Q(t) + s_Q \cos(2\pi 2f_c t) - s_I(t)\sin(2\pi 2f_c t) \quad 3-15$$

3.4.2 Matched Filter

Nach der Durchführung der Bandpassdemodulation befindet sich das Signal wieder im Basisband. Der optimale Filter bzw. Matched Filter hat die Funktion der Maximierung des Signal-Rausch-Abstandes im Abtastzeitpunkt und ermöglicht den Rückgewinn des Datenstroms. Am Filter, ausgehend von der Gleichung für das Basisbandsignal (3-15), wird das Signal-Rausch-Verhältnis nach dem Empfangsfilter gebildet.

$$y(t) = s(t) + n(t) \tag{3-16}$$

$$\frac{S}{N} = \frac{|m(t)|^2}{\sigma_n^2} = \frac{|s(t) * g_E(t)|^2}{E\{(n(t) * g_E(t))^2\}} \tag{3-17}$$

Wenn man die vorige Gleichung (3-16) zu einem Zeitpunkt der Abtastung betrachtet und sich der Fourier-Transformation für den Zähler und dem Parsevalschen Theorem [SK101] bedient, ergibt sich für den Nenner folgende Gleichung:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(t) G_E(f) e^{j2\pi fT} df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \phi_{nn}(f) |G_E(f)|^2 df} \tag{3-18}$$

Mit Hilfe der Cauchy-Schwarzschen Gleichung folgt:

:

$$\left| \int a(x)b(x)dx \right|^2 \leq \int |a(x)|^2 dx \int |b(x)|^2 dx \tag{3-19}$$

was zulässt, dass sich der Zähler des Bruches maximiert. Die Maximierung stellt sich ein, wenn für die Gleichung (3-17) gewählt wird. Dies entspricht einer gespiegelten und um T verschoben Version des Signals. Die Impulsantwort des Impulsformfilters am Sender ist folgendermaßen zusammengefasst

$$g_E(t) = s(T-t) = g(T-t) \tag{3-20}$$

Durch die Annahme von weißem Rauschen als einem Störprozess mit einer spektralen Leistungsdichte $N_0/2$ ergibt sich das Signal-Rausch-Verhältnis

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2}{N_0 / 2} \quad 3-21$$

Die Gleichung bzw. das Integral entspricht der Energie des übertragenen Signals, wie es in der Gleichung (3-21) dargestellt ist:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_T = \frac{2E_s}{N_0} \quad 3-22$$

3.5 Entscheider

Nach dem Matched-Filter befindet sich am Ausgang ein zeitdiskretes Signal $m=m(T)$ das wieder dem Symbol d_i , welches vom Sender festgelegt wurde, zugeordnet werden kann. Das Entscheidungskriterium basiert auf der Auswahl der Symbole, welche mit höchster Wahrscheinlichkeit $p(d_i|m)$ übertragen werden. Bei einer Entscheidung ist folgender Zusammenhang gegeben:

$$P(d_1|m)P(d_2|m) \quad 3-23$$

H_1 und H_2 bezeichnen die möglichen Hypothesen des Entscheiders und repräsentieren nur die Entscheidungen. Die Hypothese H_1 hat die Bedeutung der Entscheidung für das Symbol d_i . Durch die Verwendung der Bayes-Regel kann man die aposteriorischen Wahrscheinlichkeiten ausdrücken als [2]:

$$P(d_1|m) = \frac{P(d_1|m)P(d_i)}{P(m)} \quad 3-24$$

und die Ungleichung wird dargestellt als:

$$P(d_1|m)$$

3-25

Da die Verbindungsverteilungsdichte $p(m)$ für beide Wahrscheinlichkeiten gleich ist, spielt $p(m)$ keine Rolle und es ergibt sich:

$$\frac{p(d_1|m)}{p(d_2|m)}$$

3-26

Unter der Annahme, dass gleichwahrscheinliche Symbole d_i und p im Defekten Kriterium stehen und Unter der Annahme, das Signal $m(T)$ baut sich nach der Verarbeitung im Matched-Filter aus den Komponenten $a_i = a_i(T)$ als Signalanteil und dem Rauschanteil zum Zeitpunkt T auf, liegt folgende Wahrscheinlichkeit vor:

$$p(d_2|m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} e^{\left(-\frac{(m-a_1)^2}{2\sigma_0^2}\right)}$$

3-27

Erweiterung durch Logarithmus:

$$\frac{-(m-a_1)^2 + (m-a_2)^2}{2\sigma_0^2}$$

3-28

Durch die Umformung von m bekommt man:

$$\frac{(a_1 - a_2)^2}{2} = \gamma_0$$

3-29

Aus dem Vorliegenden kann man sehen, dass zwischen den zwei Symbolen auf einer einfachen geometrischen Separierung mit der Entscheidungsgrenze γ_0 zurückzuführen ist. Man kann die Entscheidungsschwelle so wählen, dass bei gleichwahrscheinlichen Symbolen die Distanz einzelner Symbole im Konstellationsdiagramm genau gleich groß ist [2].

3.6 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Bisher wurde nur das digitale Übertragungssystem mit einem Kanal behandelt. Jedoch gibt es weitere Faktoren, welche die Übertragung beeinflussen. Beispielsweise führen Störungen während der Übertragung möglicherweise zu Fehlentscheidungen am Empfänger.

Ein Maß für Kommunikationssysteme ist durch die Bitfehlerrate bzw. Bitfehlerwahrscheinlichkeit gegeben, was das Verhältnis der Informationsbits N_e zu den insgesamt übertragenen Bits N_g darstellt [1&4].

$$BER = \frac{N_e}{N_g} \quad 3-30$$

Diese Definition für die Güte und das Maß ist gut für Simulationen von Kommunikationssystemen geeignet, da das Zählen fehlerhafter Bits relativ einfach durchführbar ist. Im weiteren Anschluss wird die Betrachtung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER) für ein zweiwertiges Signal durchgeführt.

Das Signal am Entscheidungsringang des Empfängers, welches aus unabhängig gesendeten Daten d_i der Signalkomponenten $a_i = a_i(T)$ und einer Rauschkomponente $n(T)$, die als Gauß'sches Rauschen bezeichnet wird, besteht, ist:

$$m(T) = a_i(T) + n(T) \quad 3-31$$

Eine Wahrscheinlichkeit, die sich durch den Entscheider für die Bitfehler ergibt, hat die Form:

$$P_B = P(H_2|d_1)P(d_1) + P(H_1|d_2)P(d_2) \quad 3-32$$

Durch den Entscheider wählt man hier bei Übertragung von Symbol d_1 die Fachliche
weise die Hypothese H_2 und von d_2 die H_1 .

Unter der Annahme, dass es sich um die gleiche Auftrittswahrscheinlichkeit $P(d_i)$
handelt und von den gesendeten Signal und der Annahme der Wahrscheinlichkeitsfunktion,
was der Fall bei Gauß'schen Störprozessen ist, ergibt sich folgender Zusammenhang [1&4].

$$P_B = P(H_2|d_1) = P(H_1|d_2)$$

3-33

4 Phasenmodulation

Die digitale Modulation wird mit Hilfe der Phasenmodulation (PM) näher erläutert. PSK-Systeme bestehen aus diskreten Phasenzuständen, wobei durch die Träger binäre Zustände repräsentiert werden. Da PSK-Systeme eine große Immunität gegenüber Rauschen und eine kleinere Empfindlichkeit bei Pegelschwankungen besitzen, werden sie immer öfter in der Praxis verwendet [3].

4.1 Analoge / Digitale Modulationsverfahren

Es gibt analoge und digitale Modulationsverfahren. Der Aufbau von analogen und digitalen Modulationsverfahren wurde in Abb. (4-1 und 4-2) dargestellt. Wie man in der Abbildung sieht ist bei den analogen ein Quellensignal $q(t)$ angelegt und bei einem digitalen $q_D(t)$ ein Digitalsignal

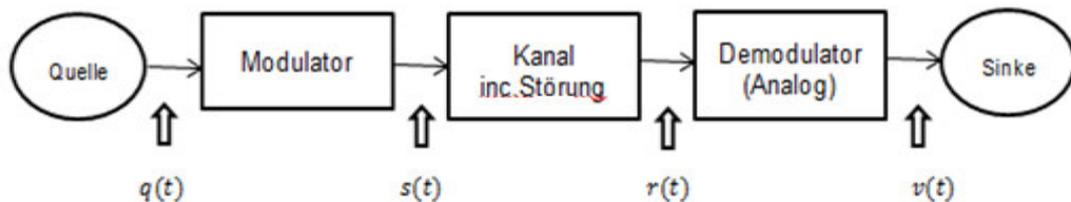


Abbildung 4-1: Analoge Modulationsverfahren

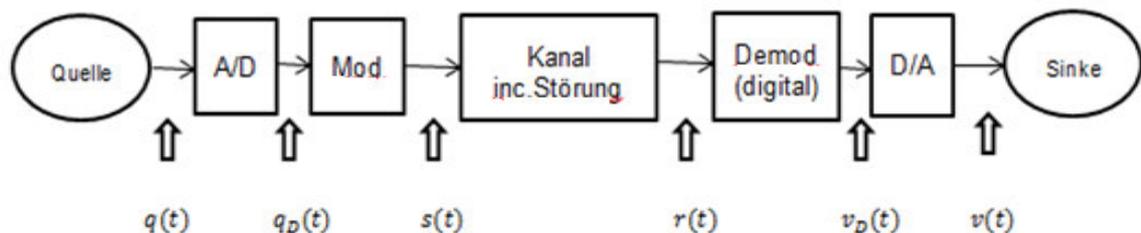


Abbildung 4-2: Digitale Modulationsverfahren

Bei einer digital-analogen Wandlung wird eine Pulscodierung verwendet um die Abtastung, Quantisierung, Signalumformung und Binärcodierung zu realisieren. Die Modulation kann bei beiden Systemen gleich sein.

Die digitalen Varianten von AM, PM, und FM heißen (ASK) Amplituden Shift Keying, (FSK) Frequency Shift Keying und (PSK) Phase Shift Keying.

Einen großen Unterschied gibt es zwischen der digitalen und analogen Demodulation. Sie unterscheiden sich durch die Entscheider Komponente in der Hardware oder in der Software. Das Ausgangssignal ist ebenso digital, aber es muss noch umgewandelt werden in ein analoges Signal.

Das Ergebnis ist bei beiden Systemen das Sink SNR, als der Quotient der Leistung des Quellensignals und des Fehlersignals. Bei den digitalen Signalen verwendet man meistens die Bitfehlerquote (BER), die sich auf beide Digitalsignale $q_D(t)$ und $v_D(t)$ bezieht, dies ist in SNR umrechenbar.

4.2 BPSK

Binary Phase Shift Keying (BPSK) ist das einfachste PSK-Verfahren. Bei BPSK werden die einzelnen Datenbits verwendet um die Phase des Trägers zu kontrollieren. Bei jedem Bit-Intervall verschiebt sich der Modulator des Trägers zu einer der zwei möglichen Phasen. Diese befinden sich auf 0° und 180° oder binär ausgedrückt, Abb. (4-3), auf logisch 0 oder logisch 1. Aus diesem Grund wird die BPSK als Zweizustandssystem bezeichnet.

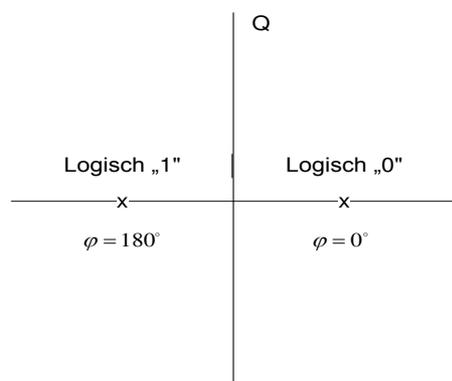


Abbildung 4-3: Zweizustandssysteme eines BPSK

Die Bilder zur Abb. (4-3) zeigen die Phasendiagramme für BPSK mit $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 0^\circ$ aber beide führen in der gleichen Bitfehlerwahrscheinlichkeit doch sind die Bereichsgrenzen des Entscheiders anders zu wählen. Die Bereichsgrenze für die beiden Binärsymbole im Bild (a) ist die imaginäre Achse und für Bild (b) die reelle Achse. [5].

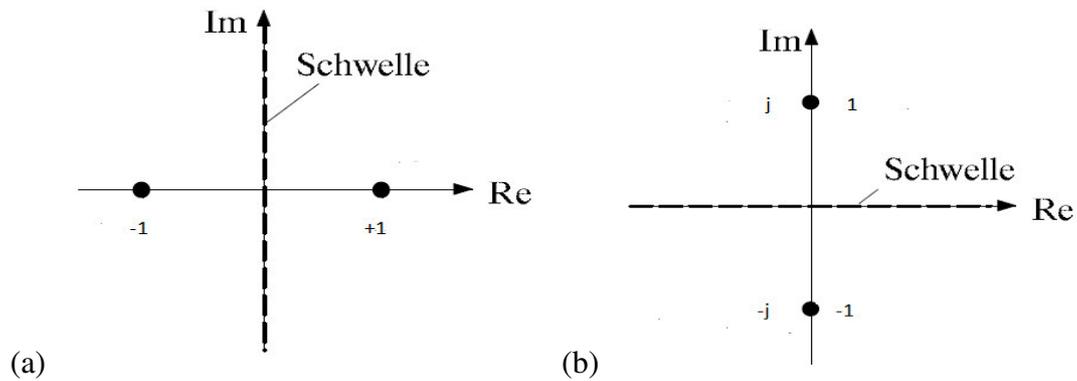


Abbildung 4-4: (a) BPSK (mit $\varphi = 90^\circ$) und (b) BPSK (mit $\varphi = 0^\circ$)

Beim BPSK ist die Hüllenkurve konstant wie bei jeder Phasenmodulation und die Informationen werden durch die Phasensprünge innerhalb des Signales übermittelt. Die Phasenmodulation zählt zu den linearen Modulationsverfahren, aber bei der analogen Form ist es so das bis auf wenige Ausnahmen hinsichtlich des Quellensignales nicht linear sind.

4.3 BPSK Modulation/Demodulation

Bei der digitalen Übertragung mittels BPSK ist die Modulation sehr einfach, wie in Abb. (4-2) dargestellt. Die Datenfolge wird einfach mit dem Träger multipliziert. Die Multiplikation erfolgt mit $+1$ oder -1 , wobei bei der Multiplikation mit $+1$ das Trägersignal unverändert bleibt, und bei der Multiplikation mit -1 die Phase um 180° gedreht wird [2&4].

Beim Sender wird der modulierte hochfrequente Träger ausgeprägt und der Empfänger hat die Aufgabe, die Binärfolge wieder herzustellen Abb. (4-4).

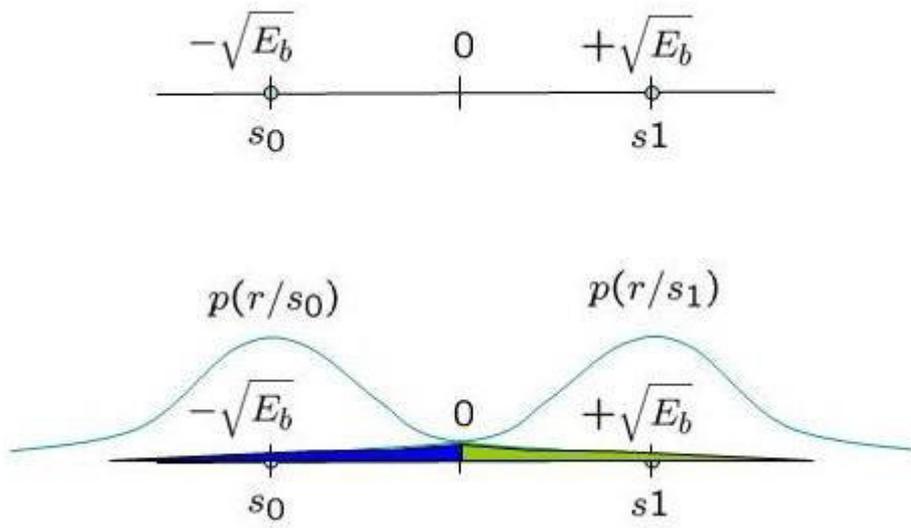


Abbildung 4-5: BPSK Modulation

5 Aufbau von BPSK Empfängern

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit dem Aufbau von Binary Phase Shift Keying (BPSK) Empfängern. Es werden drei verschiedene BPSK Empfänger betrachtet:

- BPSK Empfänger mit einer perfekten Synchronisation
- BPSK Empfänger, bei welchen der Träger am Empfänger nicht perfekt rekonstruiert wird
- BPSK Empfänger mit I&Q Zweig
- Es werden einzelne Signale und deren Beschreibung und die einzelnen Fehlerwahrscheinlichkeiten bzw. BER- Kurven der Empfänger dargestellt und verglichen.

5.1 Empfänger mit Perfekter Synchronisation

In Anhang (A1) ist ein theoretischer Empfänger mit einer perfekten Synchronisation dargestellt. Er besteht aus einem Mischer am Eingang, einem Filter und einem Entscheider (Detektor).

Der Empfänger ist so aufgebaut, dass er in zwei Teile zerlegt werden kann. Der erste Teil ist der Demodulator, bei dem die Rückwandlung in den erstmaligen Zustand erfolgt und der zweite Teil ist ein Entscheider bzw. Detektor am Demodulator, der in diesem Fall optimal bzw. angepasst ist.

Im Demodulator befinden sich ein Low-Filter (angepasster Filter) und ein Matched Filter, wodurch das Signal bestmöglich und mit minimalen Fehlern zurückgewandelt wird. Das Signal läuft durch den AWGN Kanal, wird gestört, aber durch die Maximierung des Filters mit dem am Signal $z(t)$ angepassten Stoßverhalten des Ausganges zurückgewandelt [GDK.John.P.G] [2] .

Das empfangene Signal $r(t)$ besteht aus dem Signal $z(t)$ und einem AWGN $n(t)$

$$r(t) = z(t) + n(t) \quad 5-1$$

Dieses hat eine Leistungsspektraldichte von:

$$S_n = N_0 / 2 \text{ W/Hz} \quad 5-2$$

Da das Signal $r(t)$ zusammen mit dem Stoßverhalten $h(t)$ $0 \leq t \leq T$ durchgeführt wird, sehen die Signale und Rauschkomponenten folgendermaßen am Ausgang beim Abtastzeitpunkt $t = T$ aus:

$$y(t) = \int_0^t r(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad 5-3$$

$$y(t) = \int_0^t z(\tau)h(t-\tau)d\tau + \int_0^t n(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad 5-4$$

Das Verhalten des Filters bzw. die Signale und Rauschkomponente sehen folgendermaßen am Ausgang beim Abtastzeitpunkt $t = T$ aus:

$$y(t) = \int_0^t z(\tau)h(t-\tau)d\tau + \int_0^t n(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad 5-5$$

$$y(t) = y_z(T) + y_n(T) \quad 5-6$$

$$y(t) = \int_0^t z(\tau)h(t-\tau)d\tau + \int_0^t n(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad 5-7$$

In nachfolgenden Tabellen sind Parameter eingegeben und die einzelnen Einstellungen von den Parametern, um ein besseres Ergebnis zu bekommen und so die Abweichung und das Rauschen zu minimieren. Alle Werte können manuell dh. händisch eingestellt werden.

Tabelle 5-1 Simulation Parameter

Simulation Parameter	Value
Solver	ode45
RelTol	1e-3
Refine	1
MaxOrder	5
ZeroCross	On

Der AWGN Kanal ist so eingestellt, dass er die größte Wirkung auf die Frequenz des tragenden Signales hat. Die Wirkung auf das tragende Signal während die Simulation läuft ist unterschiedlich. Am Anfang ist die Wirkung sehr groß wie im Kanal selbst. Diese Wirkung kann man durch die Einstellungen, die in der Tabelle dargestellt sind,

Tabelle 5-2 AWGN Channel Block Properties

Name	Seed	Noise Mode	Eb Nod B	Bits Per Sym	Ps	Tsym
AWGN Channel	5	Signal to noise ratio (Eb/No)	20	1	0.5	1e-3

In der folgenden Tabelle (5-3) sind die Parameter für die Bit Fehler Rate dargestellt. Hier werden die Eingangsdaten von einem Sender und Empfänger verglichen und die Bit Fehler Rate wird berechnet:

Tabelle 5-3 Error Rate Calculation Block Properties

Name	N	St delay	Cp mode	PMode	Rs Mode 2	Stop	Num Err	Max Bits
Error Rate Calculation	1	0	Entire frame	Port	Off	On	100	1e3

Tabelle 5-4 Find Delay Block Properties

Name	Corr Length	Chg Sig OP	Stop Update	Num Const Delay
Find Delay	8	On	On	4

Tabelle 5-5 Unit Delay Block Properties

Name	X0	Sample Time
Unit Delay	0	1e-3

Abb. (5.2) zeigt den Aufbau im BPSK Receiver. Im Receiver wird das empfangene Signal mit einem Sinus Signal ausmultipliziert und weiter an eine TP- Filter gesendet, nach dem Tiefpassfilter geht es weiter zum IIR Filter, bei dem jeder einzelne Kanal unabhängig von der Eingabe filtriert wird. Nach dem filtrieren folgt die Abtastung.

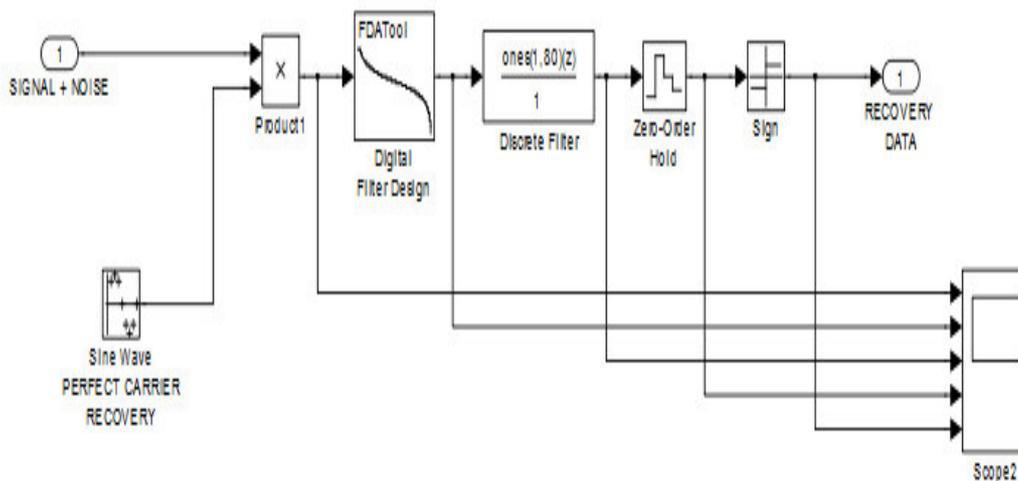


Abbildung 5-1: BPSK Receiver

Tabelle 5-6 Simulation Parameter

Simulation Parameter	Value
Solver	ode45
RelTol	1e-3
Refine	1
MaxOrder	5
ZeroCross	On

Der AWGN Kanal ist so eingestellt, dass er die größte Wirkung auf die Frequenz des tragenden Signales hat. Die Wirkung auf das tragende Signal während die Simulation läuft ist unterschiedlich. Am Anfang ist die Wirkung sehr groß wie im Kanal selbst. Diese Wirkung kann man durch die Einstellungen, die in der Tabelle dargestellt sind.

Tabelle 5-7 AWGN Channel Block Properties

Name	Seed	Noise Mode	Eb Nod B	Bits Per Sym	Ps	Tsym
AWGN Channel	5	Signal to noise ratio (Eb/No)	20	1	0.5	1e-3

In der folgenden Tabelle (5-8) sind die Parameter für die Bit Fehler Rate dargestellt. Hier werden die Eingangsdaten von einem Sender und Empfänger verglichen und die Bit Fehler Rate wird berechnet.

Tabelle 5-8 Error Rate Calculation Block Properties

Name	N	St delay	Cp mode	PMode	Rs Mode 2	Stop	Num Err	Max Bits
Error Rate Calculation	1	0	Entire frame	Port	Off	On	100	1e3

Tabelle 5-9 Find Delay Block Properties

Name	Corr Length	Chg Sig OP	Stop Update	Num Const Delay
Find Delay	8	On	On	4

In der Tabelle (5-10) sind die Parameter von einem diskreten Filter dargestellt, mit dem man die Eigenschaft des Signales verändern kann.

Tabelle 5-10 Discrete Filter Block Properties

Name	Numerator	Denominator	Initial States	Sample Time	A0Equals One
Discrete Filter	ones(1,80)	[1]	0	1.25e-6	Off

Tabelle 5-11 Signum Block Properties

Name	Zero Cross	Sample Time
Sign	Off	1e-3

In Tabelle (5-12) werden die Werte für die Abtastung eingestellt.

Tabelle 5-12 Zero Order Hold Block Properties

Name	Sample Time
Zero-Order Hold	1.25e-6

In Abb. (5.3) ist der Aufbau des Transmitters gezeigt, der sich am Eingang des Empfängers befindet.

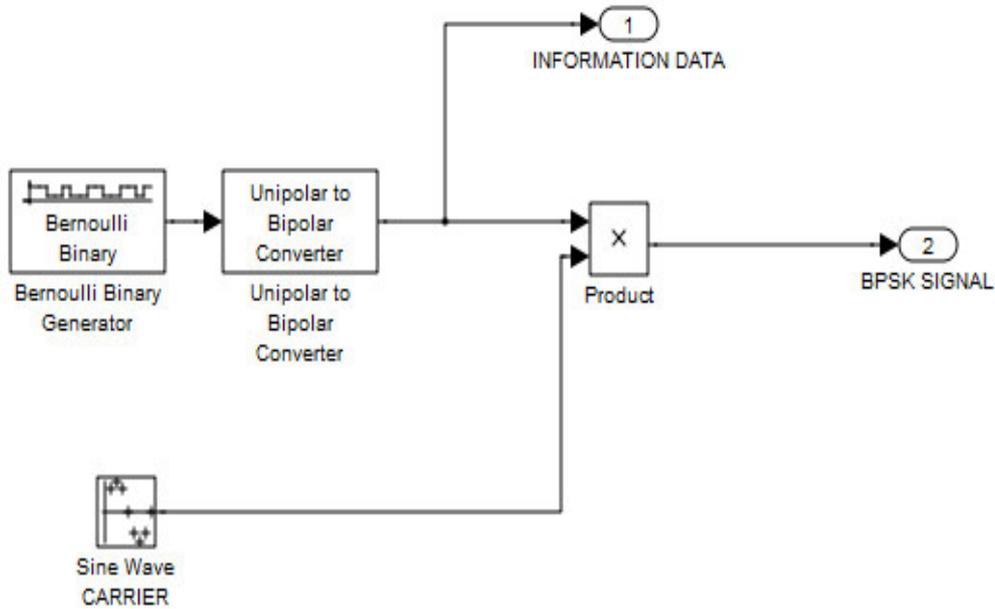


Abbildung 5-2: Aufbau eines Transmitter

Tabelle 5-13 Bernoulli Binary Generator Block Properties

Name	P	Seed	Ts	Frame Based	Samp Per Frame	Orient	Out Data Type
Bernoulli Binary Generator	0.5	5	1e-3	Off	1	off	Double

Tabelle 5-14 Product Block Properties

Name	Inputs	Multiplication	Collapse Mode	Collapse Dim
Product	2	Element-wise(.*)	All dimensions	1

Input Same DT	Out Min	Out Max	Out Data Type Str
Off	[]	[]	Inherit: Inherit via internal rule

Tabelle 5-15 Sin Block Properties

Name	Sine Type	Time Source	Amplitude	Bias
Sine Wave CARRIER	Sample based	Use simulation time	1	0

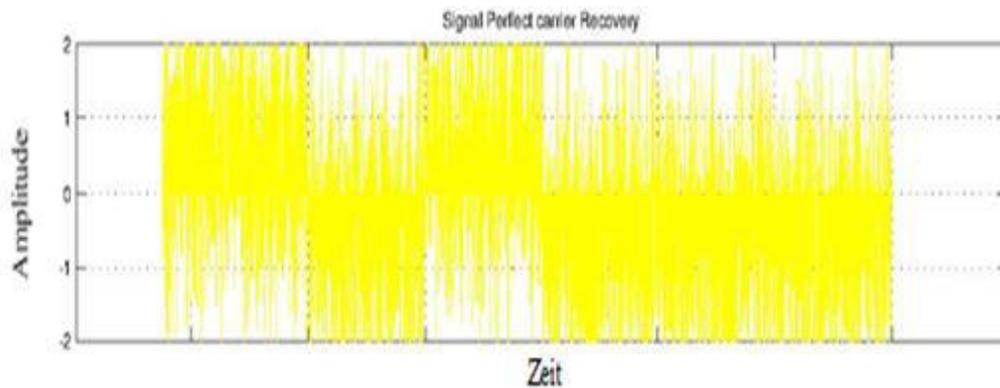
Frequency	Phase	Samples	Offset	Sample Time
1	0	8	0	1.25e-6

In der Tabelle (5-16), ist die Auflistung der Bauteile die verwendet wurden, um den Empfänger mit perfekter Synchronisation zu realisieren.

Tabelle 5-16 Block Count Type

BlockType	Count
Scope	3
Outport	3
Display	3
SubSystem	2
Sin	2
Product	2
ZeroOrderHold	1
UnitDelay	1
Unipolar to Bipolar Converter (m)	1
Signum	1
Inport	1
Find Delay (m)	1
Error Rate Calculation (m)	1
DiscreteFilter	1
Digital Filter Design (m)	1
Bernoulli Binary Generator (m)	1
AWGN Channel (m)	1

5.1.1 Plots der einzelnen Signale



Zur weiteren Einsicht der Plots der einzelnen Signale, siehe Anhang A1 und folgende.

5.1.2 BER Kurve

Die Abb (5.7) zeigt den Verlauf der BER Kurve bei einem perfekt synchronisierten Empfänger.

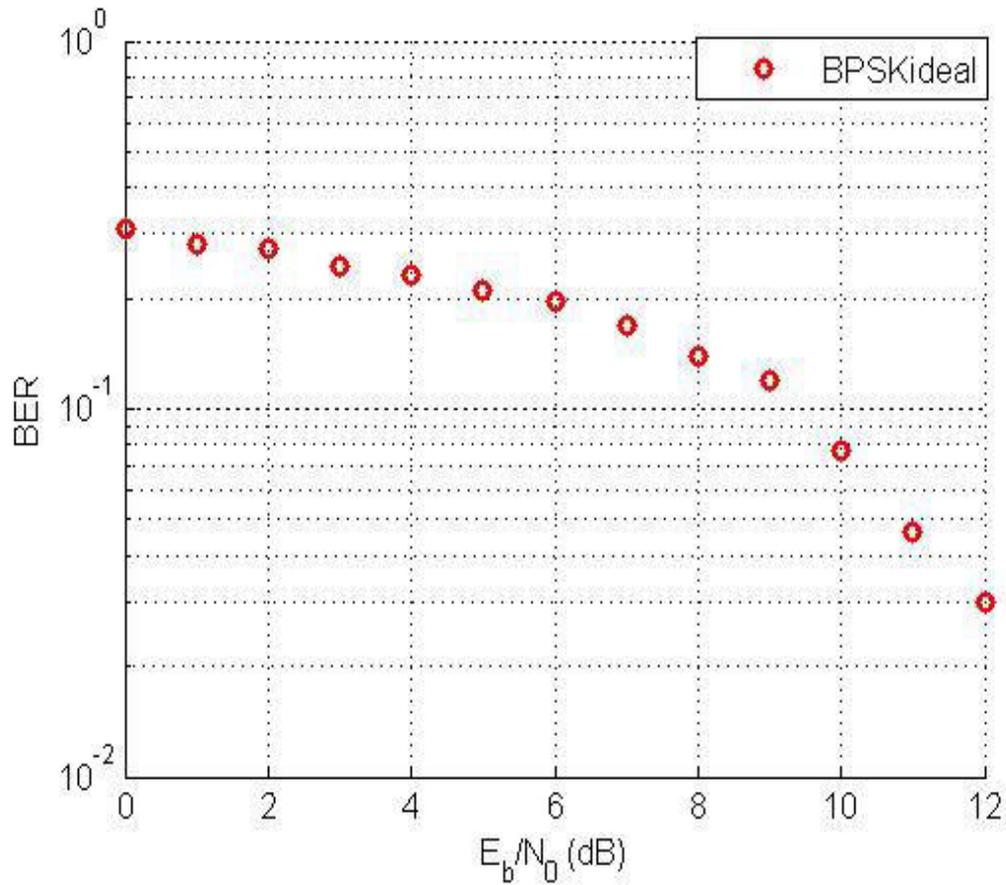


Abbildung 5-3: BER Kurve eines BPSK Empfängers mit perfekter Synchronisation

5.2 Empfänger mit Träger

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Reproduzieren eines Trägers und insbesondere auf ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Reproduzieren des Trägers von einem Empfangssignal, dessen Träger phasenmoduliert ist.

Beschreibung des zugrundeliegenden Standes der Technik

Beim Empfangen eines Signals, das phasenmoduliert ist, wie z. B. in PSK und beim Demodulieren des phasenmodulierten Signals, muss ein Träger aus dem phasenmodulierten Signal erzeugt werden. Der reproduzierte Träger wird zum Untersuchen der Phase eines Empfangssignals verwendet, wie es im Anhang (C1) dargestellt ist.

In den nachfolgenden Tabellen sind Parameter eingegeben und die einzelnen Einstellungen von den Parametern um ein besseres Ergebnis zu bekommen und so die Abweichung und das Rauschen zu minimieren. Alle Werte können manuell dh. händisch eingestellt werden.

Tabelle 5-17 Simulation Parameter

Simulation Parameter	Value
Solver	ode45
RelTol	1e-3
Refine	1
MaxOrder	5
ZeroCross	On

Der AWGN Kanal ist so eingestellt, dass er die größte Wirkung auf die Frequenz des tragenden Signales hat. Die Wirkung auf das tragende Signal während die Simulation läuft ist unterschiedlich. Am Anfang ist die Wirkung sehr groß wie im Kanal selbst. Diese Wirkung kann man durch die Einstellungen, die in der Tabelle (5-18) dargestellt sind.

Tabelle 5-18 AWGN Channel Block Properties

Name	Seed	Noise Mode	Eb Nod B	Bits Per Sym	Ps	Tsym
AWGN Channel	5	Signal to noise ratio (Eb/No)	20	1	0.5	1e-3

In der folgenden Tabelle (5-19) sind die Parameter für die Bit Fehler Rate dargestellt. Da werden die Eingangsdaten von einem Sender und Empfänger verglichen und die Bit Fehler Rate berechnet.

Tabelle 5-19 Error Rate Calculation Block Properties

Name	N	St delay	Cp mode	PMode	Rs Mode 2	Stop	Num Err	Max Bits
Error Rate Calculation	1	0	Entire frame	Port	off	On	100	1e3

Der BPSK Receiver, der in Abb. (5-4) dargestellt ist, ist aus zwei Sinus Wave Blöcken aufgebaut zwischen denen die Signale umgeschaltet werden. Ein Signal geht durch den AWGN Kanal und das zweite Signal hat eine integrierte Bitfehler Ausbesserung.

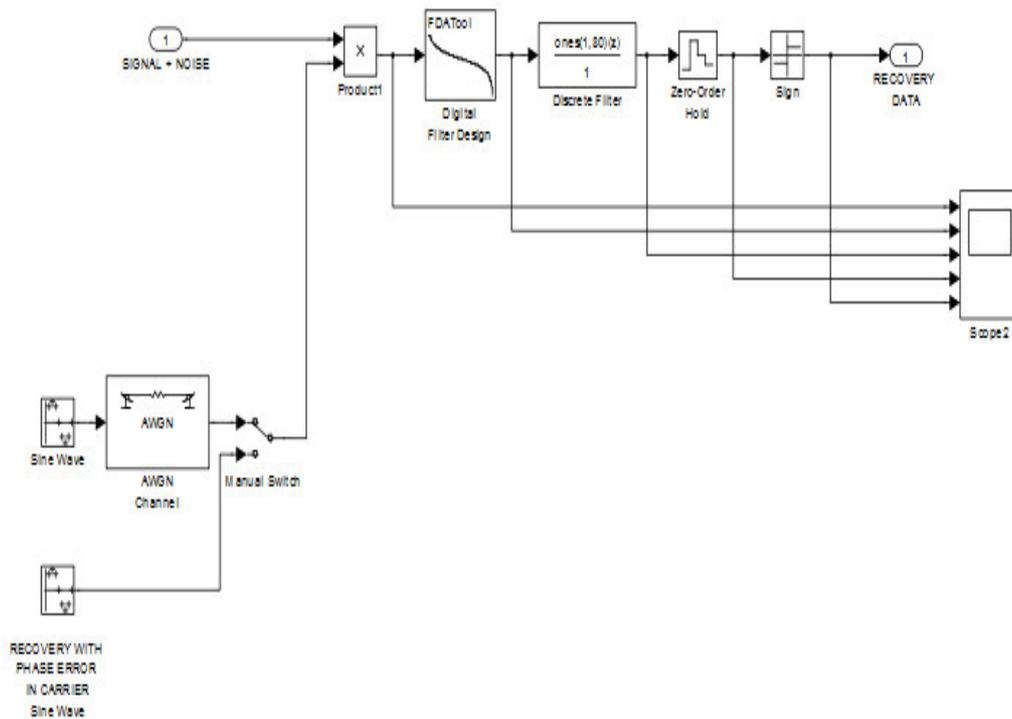


Abbildung 5-4: BPSK Receiver

Tabelle 5-20 AWGN Channel Block Properties

Name	Seed	Noise Mode	Eb Nod B	Bits Per Sym	Ps	Tsym
AWGN Channel	5	Signal to noise ratio (Eb/No)	20	1	0.5	1.25e-6

In der Tabelle (5-21) sind die Parameter vom Diskreten Filter dargestellt, mit denen man die Eigenschaft des Signales verändern kann.

Tabelle 5-21 Discrete Filter Block Properties

Name	Numerator	Denominator	Initial States	Sample Time	A0Equals One
Discrete Filter	ones(1,80)	[1]	0	1.25e-6	Off

Tabelle 5-22 Manual Swich Block Properties

Name	Sw	Action	Varsize
Manual Switch	1	0	Off

Tabelle 5-23 Signum Block Properties

Name	Zero Cross	Sample Time
Sign	Off	1e-3

Tabelle 5-24 Signum Block Properties

Name		Sine Type	Time Source
RECOVERY WITH PHASE ERROR IN CARRIER Sine Wave		Sample based	Use simulation time
Sine Wave		Sample based	Use simulation time

Amplitude	Bias	Frequency	Phase	Samples	Offset	Sample Time
1	0	1	0	8	1	1.25e-6
1	0	1	0	8	0	1.25e-6

Die Signale werden mit dem Signal Noise ausmultipliziert und dann gefiltert und abgetastet Abb. (5-5).

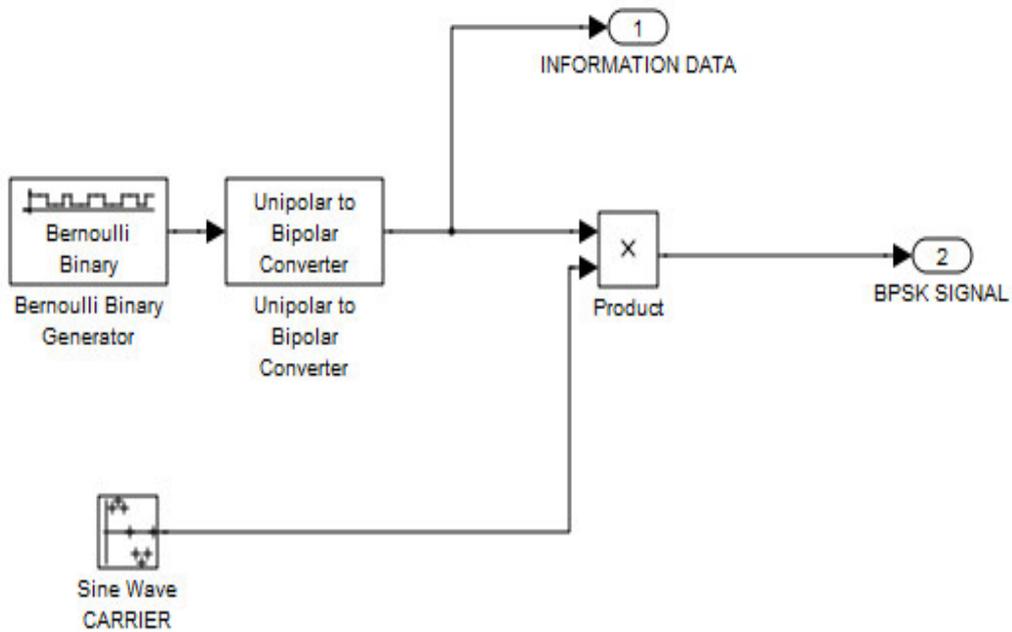


Abbildung 5-5: BPSK Transmitter

Der Bernoulli-Binary Generatorblock Tabelle(5-25) erzeugt zufälligen binären Zahlen mit einer Bernoulli-Verteilung. Die Bernoulli-Verteilung hat einen Parameter p der Null produziert mit der Wahrscheinlichkeit p und eine Eins mit der Wahrscheinlichkeit $1-p$. Die Wahrscheinlichkeit kann ein realer Parameter sein zwischen Null und Eins.

Tabelle 5-25 Bernoulli Binary Generator Block Properties

Name	P	Seed	Ts	Frame Based	Samp Per Frame	Orient	Out Data Type
Bernoulli Binary Generator	0.5	5	1e-3	Off	1	off	Double

Tabelle 5-26 Sin Block Properties

Name		Sine Type			Time Source		
Sine Wave CARRIER		Sample based			Use simulation time		
Amplitude	Bias	Frequency	Phase	Samples	Offset	Sample Time	
1	0	1	0	8	0	1.25e-6	

Tabelle 5-27 Unipolar to Bipolar Converter Block Properties

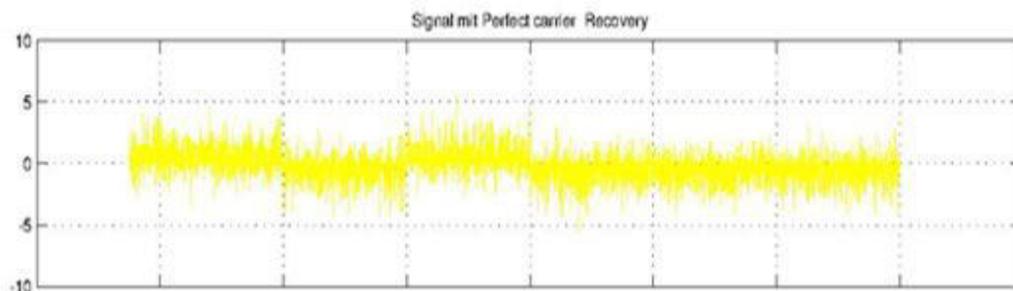
Name	M	Polarity	Data Type
Unipolar to Bipolar Converter	2	Positive	Same as input

In der Tabelle (5-28) ist die Auflistung der Bauteile dargestellt, die verwendet wurden um den Empfänger mit Träger zu realisieren.

Tabelle 5-28 Block Type Count

BlockType	Count
Sin	3
Scope	3
Outputport	3
Display	3
SubSystem	2
Product	2
AWGN Channel (m)	2
ZeroOrderHold	1
UnitDelay	1
Unipolar to Bipolar Converter (m)	1
Signum	1
Manual Switch (m)	1
Inport	1
Find Delay (m)	1
Error Rate Calculation (m)	1
DiscreteFilter	1
Digital Filter Design (m)	1
Bernoulli Binary Generator (m)	1

5.2.1 Plots der einzelnen Signale



Die weiteren Plots der einzelnen Signale sind im Anhang (B1 und B2) gezeigt

5.2.2 BER Kurve

In folgender Abb. (5-6) wird die Bit Error Rate eines BPSK des Empfängers mit einem Träger dargestellt.

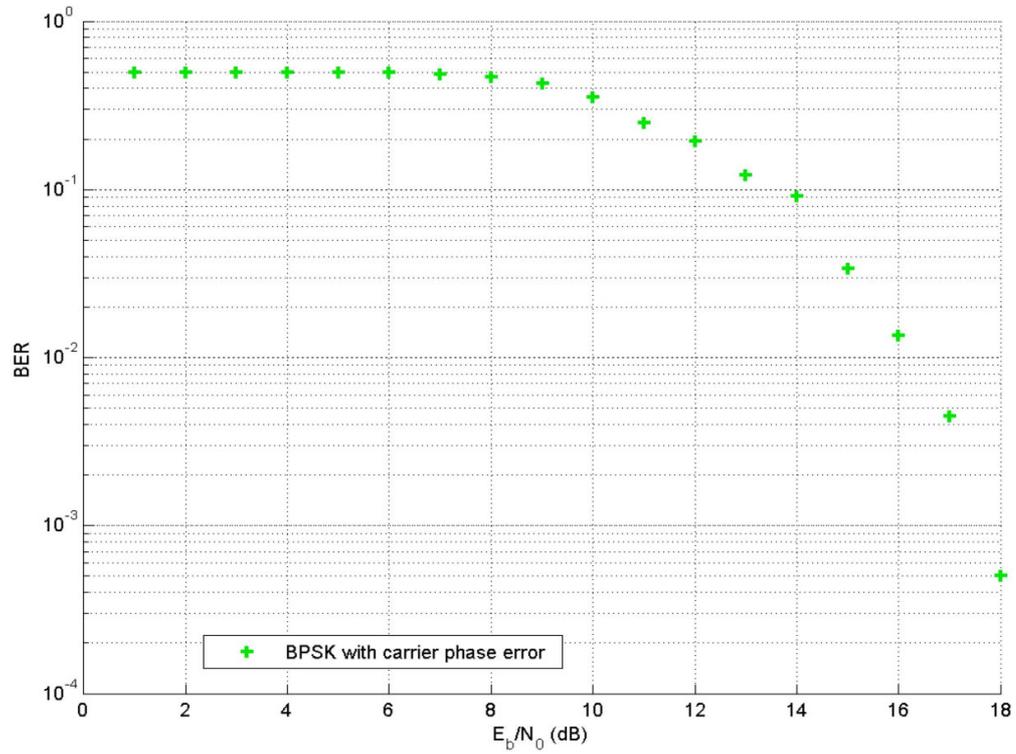


Abbildung 5-6: BER Kurve von Empfänger mit Träger

5.3 BPSK Empfänger mit einem I&Q Zweig

Der vorliegende Aufbau betrifft ein Verfahren zur Kompensation der Phasenasymmetrie zwischen der Inphase und der Quadraturkomponente in Signal-Sendern oder Empfängern, in welchen Quadraturmodulation oder Quadraturdemodulation Verfahren eingesetzt werden. Der Empfang und die Demodulation von Signalen können durch konventionelle Empfangskonzepte erfolgen, welche auf dem Prinzip des Überlagerungsempfangs mit nachfolgender digitaler Quadraturmischung beruhen. Zunehmend werden jedoch aus Gründen einer geringeren Leistungsaufnahme und der Vermeidung chipexterner Filter zur Spiegelfrequenz-Unterdrückung fortschrittlichere Empfangskonzepte bevorzugt, bei denen direktmischende Verfahren angewandt werden. Bei direktmischenden Empfängerkonzepten wird das über eine Antenne empfangene und verstärkte Signal in einen Inphase-(I-) und einen Quadratur-(Q-)Zweig aufgespalten wie es im Anhang (B1) dargestellt ist.

In den nachfolgenden Tabellen sind Parameter eingegeben und die einzelnen Einstellungen von den Parametern um ein besseres Ergebnis zu bekommen und so die Abweichung und das Rauschen zu minimieren. Alle Werte können manuell dh. händisch eingestellt werden.

Tabelle 5-29 Simulation Parameter

Simulation Parameter	Value
Solver	ode45
RelTol	1e-3
Refine	1
MaxOrder	5
ZeroCross	On

Der AWGN Kanal ist so eingestellt, dass er die größte Wirkung auf die Frequenz des tragenden Signales hat. Die Wirkung auf das tragende Signal während die Simulation läuft ist unterschiedlich. Am Anfang ist die Wirkung sehr groß wie im Kanal selbst. Diese Wirkung kann man durch die Einstellungen, die in der Tabelle dargestellt sind,

Tabelle 5-30 AWGN Channel Block Properties

Name	Seed	Noise Mode	Eb Nod B	Bits Per Sym	Ps	Tsym
AWGN Channel	5	Signal to noise ratio (Eb/No)	20	1	0.5	1e-3

In der folgenden Tabelle (5-31) sind die Parameter für die Bit Fehler Rate dargestellt. Da werden die Eingangsdaten von einem Sender und Empfänger verglichen und die Bit Fehler Rate berechnet.

Tabelle 5-31 Error Rate Calculation Block Properties

Name	N	St delay	Cp mode	PMode	Rs Mode 2	Stop	Num Err	Max Bits
Error Rate Calculation	1	0	Entire frame	Port	off	On	100	1e8

Tabelle 5-322 Unit Find Delay Block Properties

Name	Corr Length	Chg Sig OP	Stop Update	Num Const Delay
Find Delay	8	On	On	4

Tabelle 5-33 Unit Delay Block Properties

Name	X0	Sample Time
Unit Delay	0	1e-3

Beide Zweige werden mit der Ausgangsfrequenz eines Lokaloszillators gemischt, wobei die den Mixern zugeführten Oszillatorfrequenzen durch einen Phasenschieber gegenseitig um 90° verschoben werden. Somit wird bei diesem Empfangskonzept die Quadratur-Demodulation zur Rückgewinnung der informationstragenden Basisbandsignale in analoger Schaltungstechnik ausgeführt Abb. (5-15).

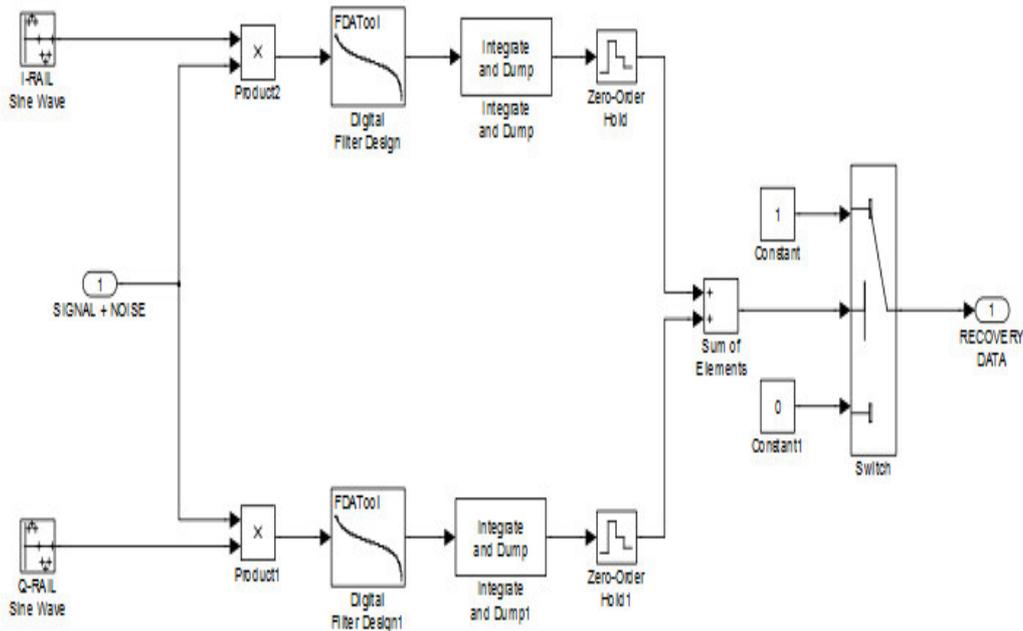


Abbildung 5-7: BPSK mit Quadratur Implementation

Tabelle 5-34 Sin Block Properties

Name		Sine Type	Time Source
I-RAIL Sine Wave		Sample based	Use simulation time
Q-RAIL Sine Wave		Sample based	Use simulation time

Amplitude	Bias	Frequency	Phase	Samples	Offset	Sample Time
1	0	1	0	8	2	1.25e-6
1	0	1	0	8	0	1.25e-6

In Tabelle (5-35) werden die Werte für die Abtastung eingestellt.

Tabelle 5-35 Zero Order Hold Block Properties

Name	Sample Time
Zero-Order Hold	1e-3
Zero-Order Hold1(zweiter Zweig)	1e-3

Aufgrund von technologiebedingten Ungenauigkeiten im Herstellungsprozess und fehlender Kenndaten der analogen Mischer und Oszillatoren sowie Abweichungen zwischen den Filtern im I- und Q-Zweig kommt es zu sogenannten IQ-Asymmetrien oder IQ-Verzerrungen, d.h. Amplituden- und Phasenasymmetrien zwischen den Quadraturkomponenten. Real- und Imaginär Teil des komplexen Basis-

bandsignals sind nicht um exakt 90° gegeneinander phasenverschoben und des Weiteren treten Amplitudenabweichungen zwischen I- und Q-Zweig auf.

Durch diese IQ-Asymmetrien wird die Empfangsqualität eines Funksignalempfängers mit analoger Quadraturstufe (auch als komplexer Funksignalempfänger bezeichnet) negativ beeinträchtigt.

Durch die genannten IQ-Asymmetrien wird auch die Qualität mit Quadraturmodulationsverfahren arbeitenden Sender in ebensolcher Weise negativ beeinträchtigt.

Die Asymmetrie zwischen den I-Zweig und dem Q-Zweig hinsichtlich des Offsets, des Signalpegels und der Phase kann kompensiert werden. Hinsichtlich der Phasenkompensation wird der Phasenfehler zwischen den Komponenten zunächst ermittelt.

Die Bernoulli-Binary Generatorblock Tabelle (5-36) erzeugt zufälligen binäre Zahlen mit einer Bernoulli-Verteilung. Die Bernoulli-Verteilung hat einen Parameter p der Null produziert mit der Wahrscheinlichkeit p und eine Eins mit der Wahrscheinlichkeit $1-p$. Die Wahrscheinlichkeit kann ein realer Parameter sein zwischen Null und Eins.

Tabelle 5-36 Bernoulli Binary Generator Block Properties

Name	P	Seed	Ts	Frame Based	Samp Per Frame	Orient	Out Data Type
Bernoulli Binary Generator	0.5	5	1e-3	Off	1	off	Do

Tabelle 5-37 Sin Block Properties

Name		Sine Type			Time Source	
Sine Wave CARRIER		Sample based			Use simulation time	
Amplitude	Bias	Frequency	Phase	Samples	Offset	Sample Time
1	0	1	0	8	0	1.25e-6

Tabelle 5-38 Unipolar to Bipolar Converter Block Properties

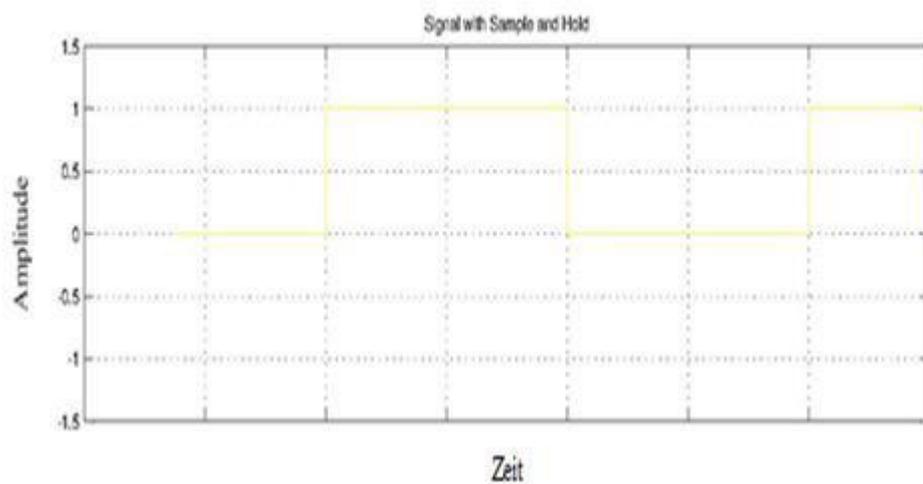
Name	M	Polarity	Data Type
Unipolar to Bipolar Converter	2	Positive	Same as input

In der Tabelle (5-39) ist die Auflistung der Bauteile die verwendet wurden um den Empfänger mit I&Q Zweig zu realisieren.

Tabelle 5-39 Block Type Count

BlockType	Count
Sin	3
Product	3
Outport	3
Display	3
ZeroOrderHold	2
SubSystem	2
Scope	2
Integrate and Dump (m)	2
Digital Filter Design (m)	2
Constant	2
UnitDelay	1
Unipolar to Bipolar Converter (m)	1
Switch	1
Sum	1
Inport	1
Find Delay (m)	1
Error Rate Calculation (m)	1
Bernoulli Binary Generator (m)	1
AWGN Channel (m)	1

5.3.1 Plots der einzelnen Signale



Die Plots der einzelnen Signale sind im Anhang (C1 und C2) gezeigt

5.3.2 BER Kurve

In folgender Abb. (5-8) wird der Verlauf der Bit Error Rate eines BPSK Empfängers mit einem I&Q Zweig dargestellt.

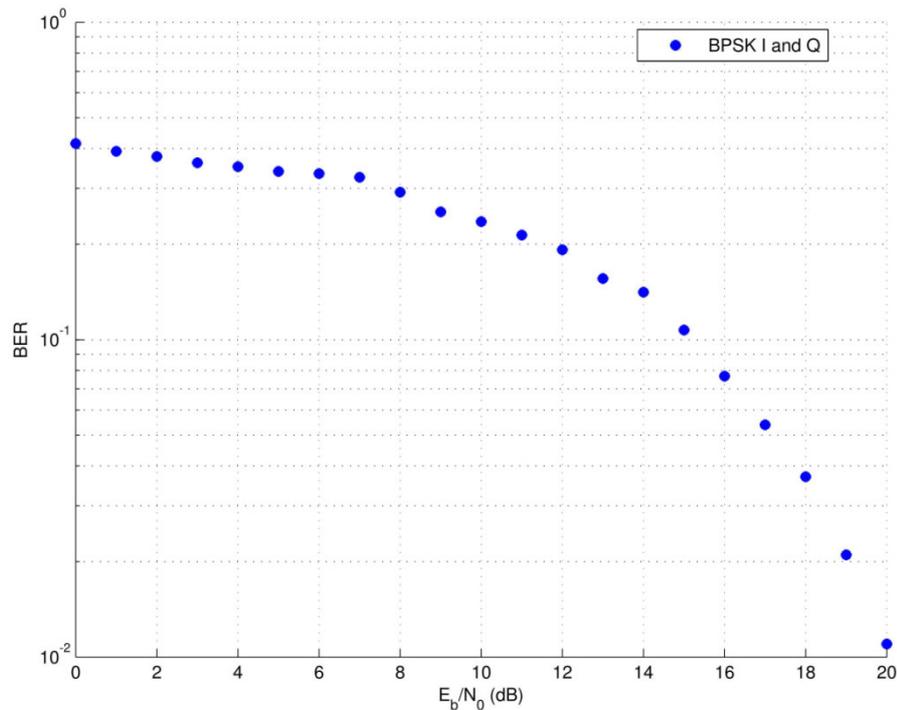


Abbildung 5-8: BER Kurve von einem Empfänger mit I-Q Zweig

5.4 BER Kurve theoretisch aufgebaut

Die BER Kurve, die in der Abb. (5-9) dargestellt ist, zeigt das Verhältnis der *Information*-Bits zu den insgesamt übertragenen Bits bei manueller Einstellung vorgegebener theoretisch aufgebauter Blöcke. In diesem Fall kommt es zu keinem Informationsverlust, da alle Parameter angepasst sind. So eine Übertragung von *Information*-Bits in Verhältnis zu übertragenen Bits ist ohne kleine Abweichungen nicht möglich.

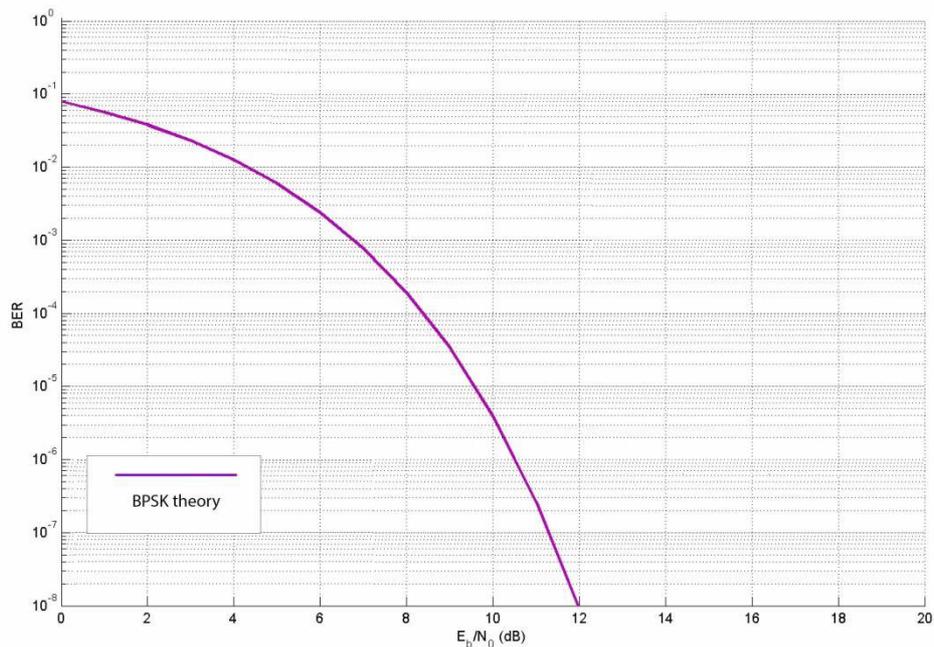


Abbildung 5- 9: BER Kurve Theoretisch

5.5 BER Kurve Ergebnis

In Abb. (5-10) ist der Vergleich einer Bit Error Rate mit drei aufgebauten Empfängern dargestellt. Um sicherzustellen, dass die Aufgaben richtig dargestellt sind, wurden Modelle aufgebaut, um die Kurven nicht mehr händisch zu zeichnen. Mit Hilfe des Blockes Error Rate *Calculation* werden die Anzahl der Fehler und fixe Werte für Signale / Störungen im AWGN Kanal dargestellt.

In unserem Fall werden die Abweichungen von den drei Modellen, BPSK Empfänger mit einer perfekten Synchronisation, BPSK Empfänger, bei welchen der Träger am Empfänger nicht perfekt rekonstruiert wird und BPSK Empfänger mit I&Q Zweig von einem idealen BPS Empfänger dargestellt. Man kann sehen, dass es Abweichungen gibt.

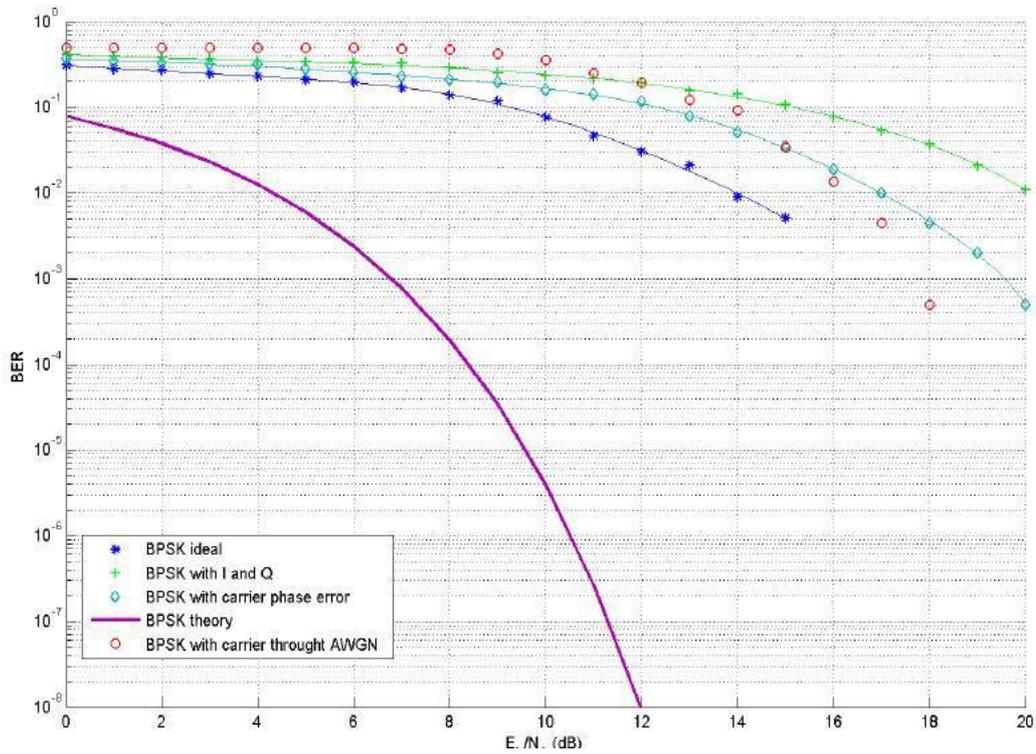


Abbildung 5- 10: BER Kurve vergleich der Abweichung

Natürlich kann man die Werte im Kanal manuell bearbeiten, um die Fehler zu minimieren, was auch der Sinn meiner Aufgabe war.

6 Zusammenfassung

Diese Arbeit befasste sich mit der Demodulation des BPSK Empfängers mit perfekter Synchronisation, mit Träger und einem Empfänger mit I-Q Zweig realisiert. Ziel dieser Arbeit war es, einen Überblick über Demodulation zu geben und ihre genaue Funktionsweise zu erläutern.

Durch die Ergebnisse, die aus dem AWGN-Kanal (Kanal mit einem Geräuschpegel) kamen, konnte man mit Hilfe der BER Kurve die Funktionalität des Empfängers prüfen. Der AWGN Kanal ist das häufigste verwendete Kanal mit Additivem Rauschen (der als Phänomen bezeichnet wird), wobei praktisch jedem realen Nutzsignal ein mehr oder weniger große Störsignal mit zufälligen bzw. nicht vorhersehbaren Zeitverlauf überlagert wird. Der Kanal beschreibt die relative Leistung von Rausche, in unserem Fall das Verhältnis von Bit Energie zum Rauschleistungsdichtespektrum (E_b / N_o). Dieser Wert wird mit Hilfe der BER-Tool und Leistungsbewertung mit Toolbox Funktionen berechnet und dargestellt.

Die Beziehung zwischen E_b / N_o wird meist in dB angegeben und wie folgt dargestellt:

$$E_b / N_o + 10 \log_{10}(k) \quad 6-1$$

Wobei k die Anzahl von *Information*-Bits pro Symbol bezeichnet.

Das Verhältnis von *Information*-Bits zu den durchlaufenden Bits im AWGN-Kanal, wird, wie schon erwähnt, mit Hilfe des Bit Error Rate Blocks dargestellt. Der Bit Error Rate Block stellt das Verhältnis von Eingangsdaten eines Senders im Vergleich mit den Eingangsdaten eines Empfängers dar. Er berechnet die Fehlerrate als statistisch, in dem die Gesamtzahl der ungleichen Paare von Datenelementen durch die Gesamtzahl der Eingangsdatenelemente von einer Quelle dargestellt wird.

Im Ergebnis ist sichtbar, dass es zu Abweichungen kommt. Diese Abweichungen werden größtenteils wie beschrieben mit Hilfe des AWGN Kanals unterdrückt, um eine bessere Übermittlung von Informationen bzw. Signalen am Empfänger, die vom

Kanal unterdrückt um eine bessere Übermittlung von Informationen bzw. Signalen am Empfänger zu erhalten. Die Informationen bzw. Signale des Kanals werden am Empfänger empfangen und mit einem Matched Filter nachbearbeitet. Dieser Matched Filter ermöglicht die Rückgewinnung mit möglichst minimierten Fehlern und man erhält am Ausgang ein Zeitdiskretes Signal das wieder dem Symbol, welches vom Sender festgelegt wurde, zugeordnet wird.

Bei dieser Arbeit wurde kein spezieller Sender implementiert. Es wurde für den Sender ein vorgebauter Block verwendet. Dieser wurde als Bernoulli-Binary Generatorblock realisiert, der zufällige Zahlen mit einer Bernoulli-Verteilung, mit Parameter p produziert. Null mit der Wahrscheinlichkeit p und eine mit Wahrscheinlichkeit $1-p$. Die Verteilung hat den Mittelwert $1-p$ und Varianz $p(1-p)$.

Die Übertragung von *Information* Bits, kann man mit weniger Fehler darstellen, indem man die Einstellungen manuell vornimmt.

Literaturverzeichnis

- [1] John.G. Proakis Masoud Salehi Grundlagen der Kommunikationstechnik 2 Auflage „Ed. John.G. Proakis“Digital Communication „McGraw Hill“, 2001
- [2] „Robert Lobnik“ Diplomarbeit Robuste Modulationsverfahren in IEEE 802.14.4 WirelessPersonal Area Networks TU Graz 2008
- [3] Skriptum Nachrichtentechnik (Februar 2011)
- [4] <http://www.dsplog.com/2007/08/05/bit-error-probability-for-bpsk-modulation/> (August 2014)
- [5] www.de/downloads/Modulationsverfahren/Theorie/Kapitel4/Mod_Kap4.2.pdf (März 2014)
- [6] <http://www.lnt.ei.tum.de/fileadmin/staff/soeder/DMV.pdf> (August 2014)
- [7] <http://www.mathworks.de/> MATLAB und Simulink-Ressourcen für Arduino, Raspberry Pi und LEGO NXT. (August 2014)

Abkürzungen

BPSK.....	Binary Phase Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
AWGN.....	Additives weißes Gauß'sches Rauschen
IIR Filter	Infinite Impulse Response Filter
BER	Bit Error Rate
I&Q Zweig	Inphase- (I-) und Quadratur-(Q-)Zweig
A/D Wandler.....	Analog / Digital -Wandler

Anhang

Im Anhang sind Signale der aufgebauten Empfänger dargestellt. Es wurden drei verschiedene Empfänger aufgebaut, Empfänger mit einer perfekten Synchronisation, ein Empfänger mit Träger der nicht perfekt rekonstruiert ist und zuletzt ein Empfänger mit einem I&Q Zweig Verfahren zur Kompensation der Phasen Asymmetrie zwischen der Inphasenkomponente und der Quadraturkomponente.

Die dargestellten Signale im Anhang A, sind die vom Empfänger mit einer perfekten Synchronisation. Dieser Empfänger wurde so aufgebaut das er in zwei Teile zerlegt werden kann. Der erste Teil ist der Demodulator, bei dem die Rückwandlung in den erstmaligen Zustand erfolgt und der zweite Teil ist ein Entscheider bzw. Detektor am Demodulator, der in diesem Fall optimal bzw. angepasst ist.

Anhang B zeigt die Empfängersignale mit einem Träger der nicht perfekt rekonstruiert ist. Dieser Empfänger stellt die Vorrichtung zum Reproduzieren eines Trägers dar. Mit Hilfe des Trägers der die Daten empfängt ist es möglich die digitalen Daten des Trägers der die Daten sendet wieder zurückzugewinnen.

Im Anhang C, sind Signale vom Empfänger mit einem I&Q Zweig dargestellt. Dieser Empfänger zeigt das Verfahren zur Kompensation von Phasen Asymmetrie zwischen der Inphasenkomponente und der Quadraturkomponente.

Anhang A: Signale bei Perfekter Synchronisation

A1

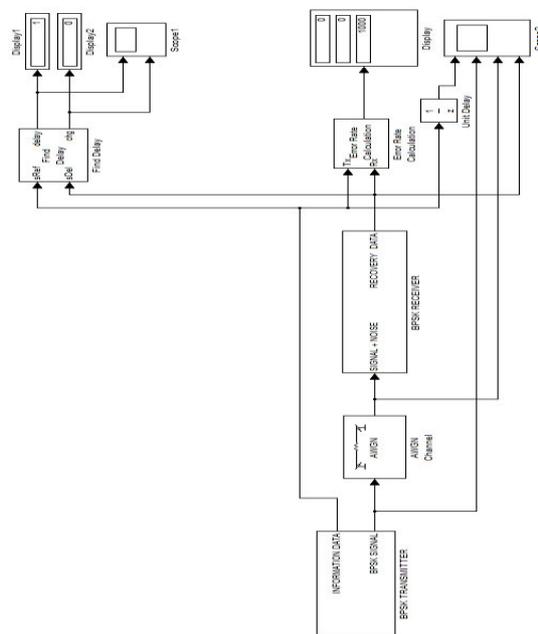
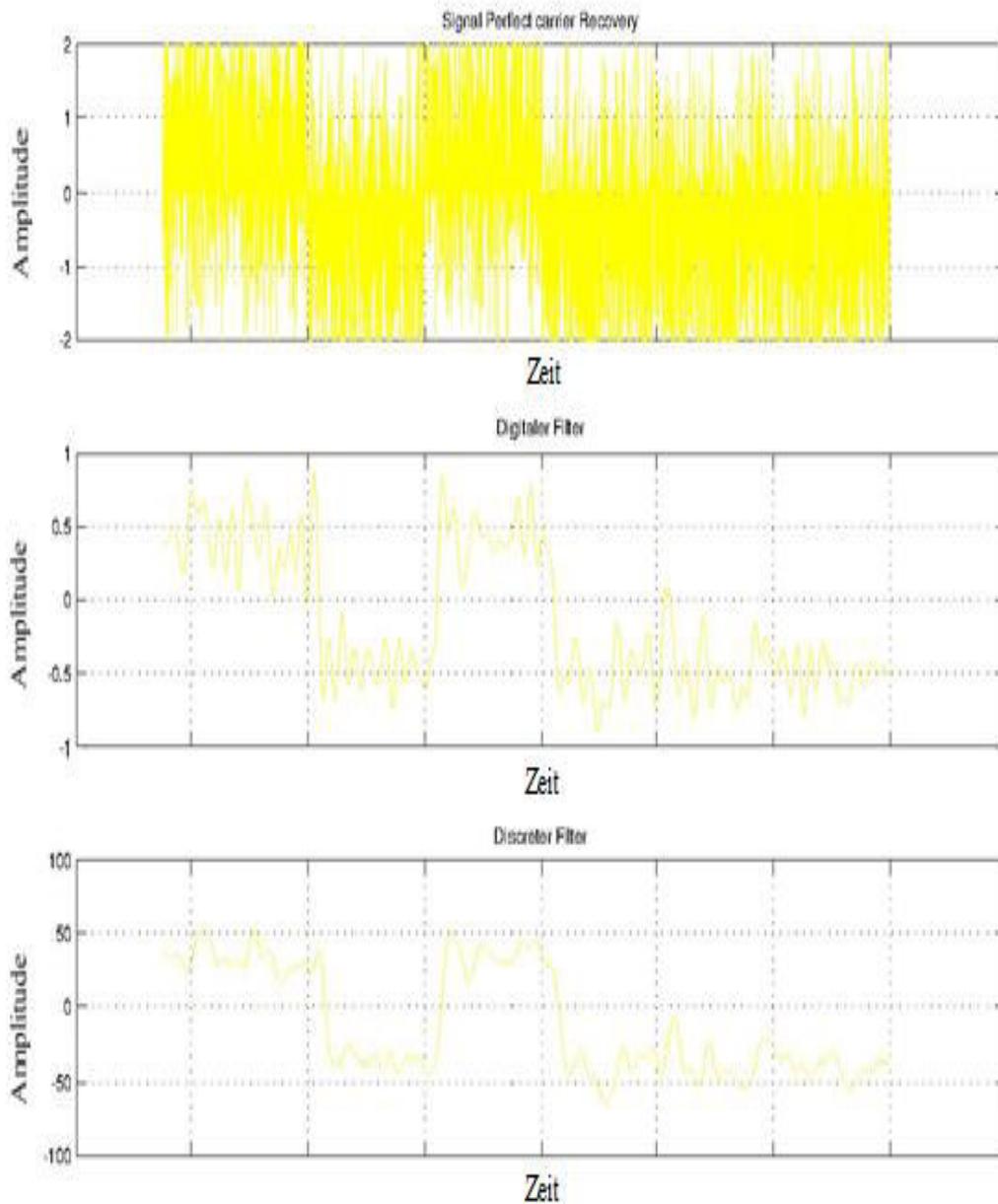


Figure 1: Aufbau BPSK-Empfänger ideal

A2

Die dargestellten Signale im Anhang A, sind die vom Empfänger mit einer perfekten Synchronisation. Man kann sehen, dass es während der Simulation nicht zu großen Abweichungen gekommen ist. In den Bildern ist der Verlauf von Digitalen Filter gezeigt.



Bei den weiteren Bildern kann man sehen, was mit dem Signal passiert, wenn er durch Zero oder Hold durchläuft und wo eine Abtastung stattfindet. Rauschen bzw. Abweichung wurden größtenteils beseitigt.

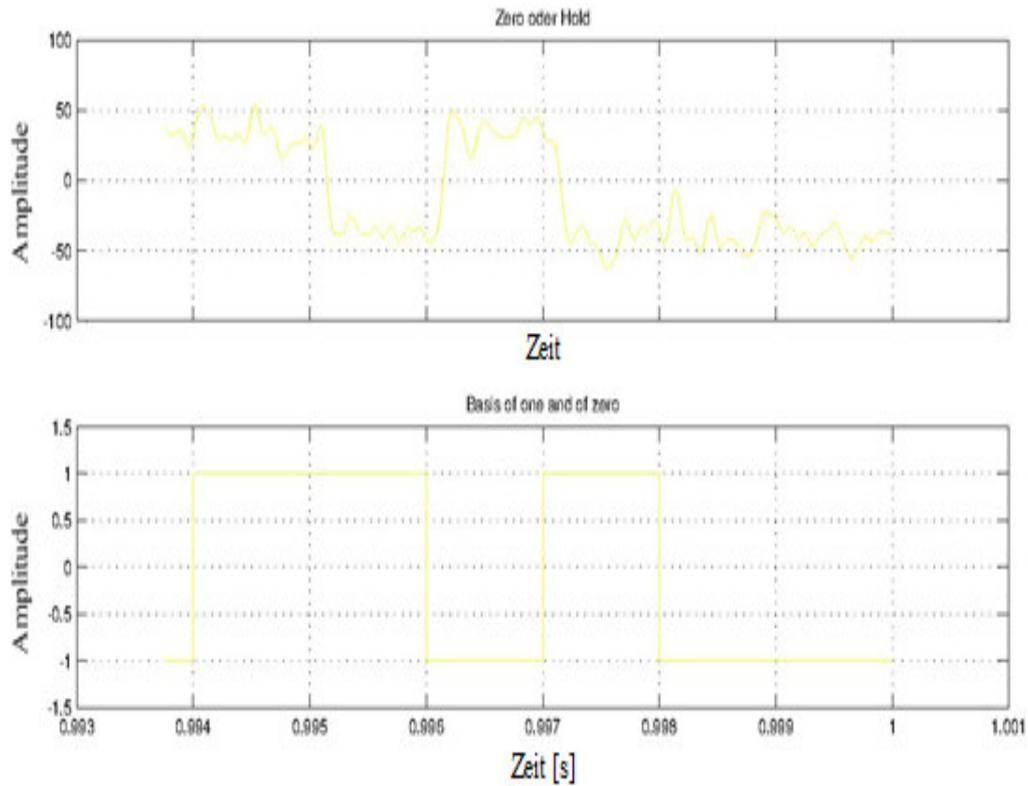


Figure 2: Signale im BPSK-Receiver

A3

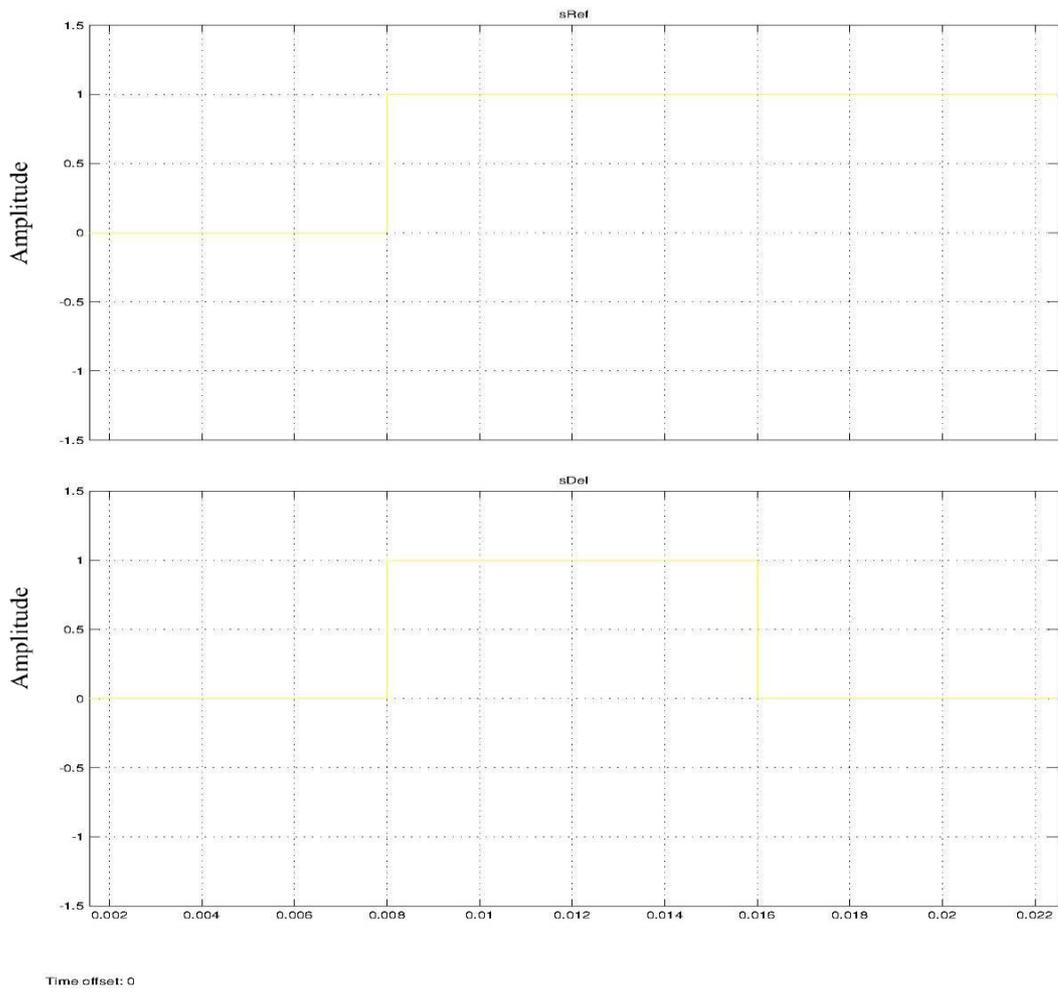
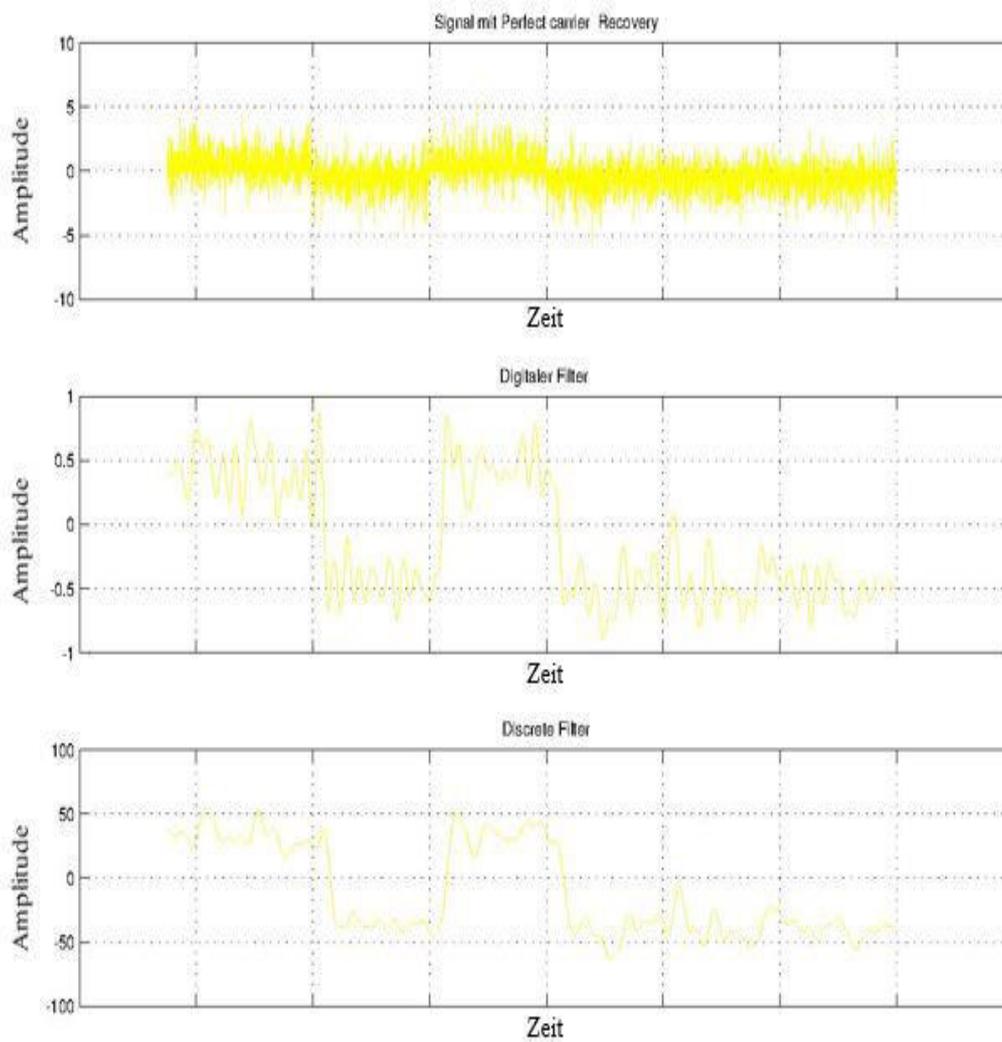


Figure 3: Find delay

Anhang B: Signale beim Aufbau mit Träger

B1

Anhang B zeigt die Empfängersignale mit einem Träger der nicht perfekt rekonstruiert ist. Dieser Empfänger stellt die Vorrichtung zum Reproduzieren eines Trägers dar. Mit Hilfe des Trägers der die Daten empfängt ist es möglich die digitalen Daten des Trägers der die Daten sendet wieder zurückzugewinnen. Das Rauschen bzw. die Abweichung wird durch die Manipulation eines Signals, wie beispielsweise das Sperren oder Durchlassen eines bestimmten Frequenzbereiches beseitigt.



In den zwei vorliegenden Bildern, kann man sehen, was mit dem Signal passiert, wenn er durch Zero oder Hold durchläuft und wo eine Abtastung stattfindet.

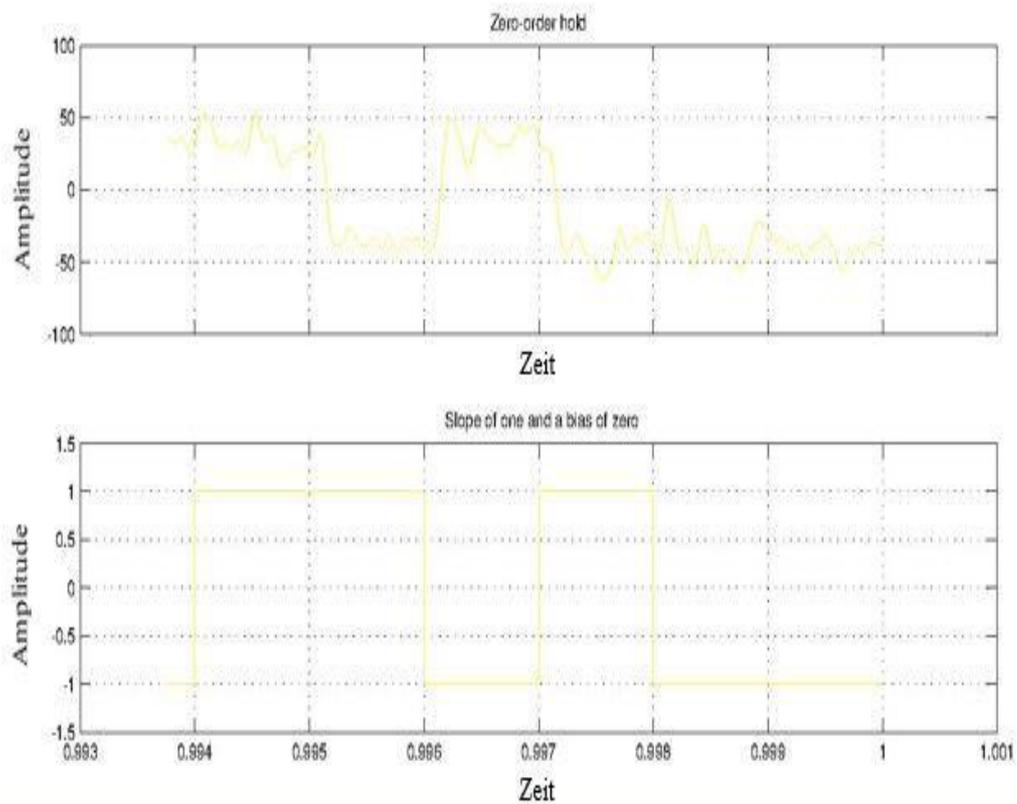


Figure 4: Eingangssignal und Ausgangssignal

B2

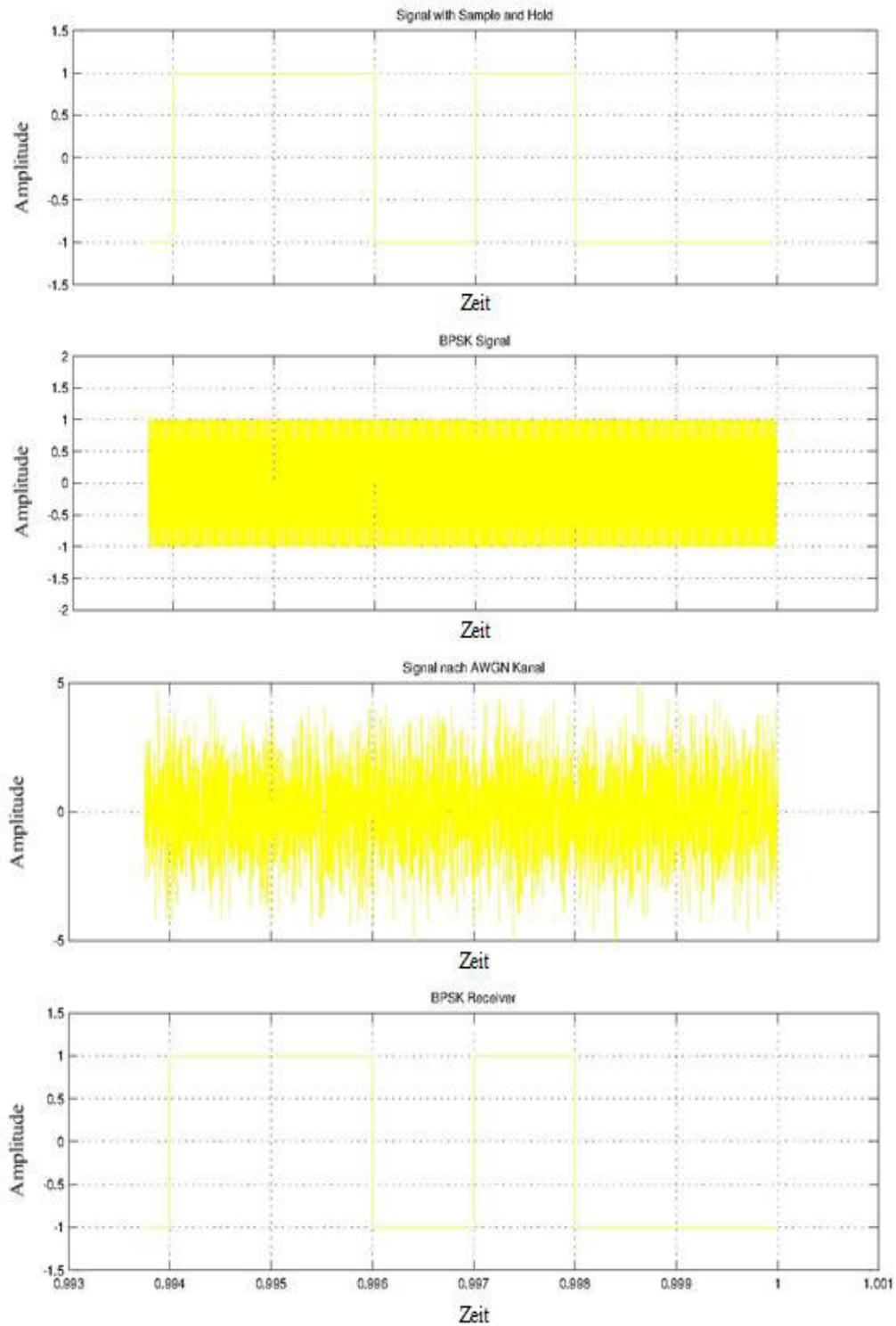
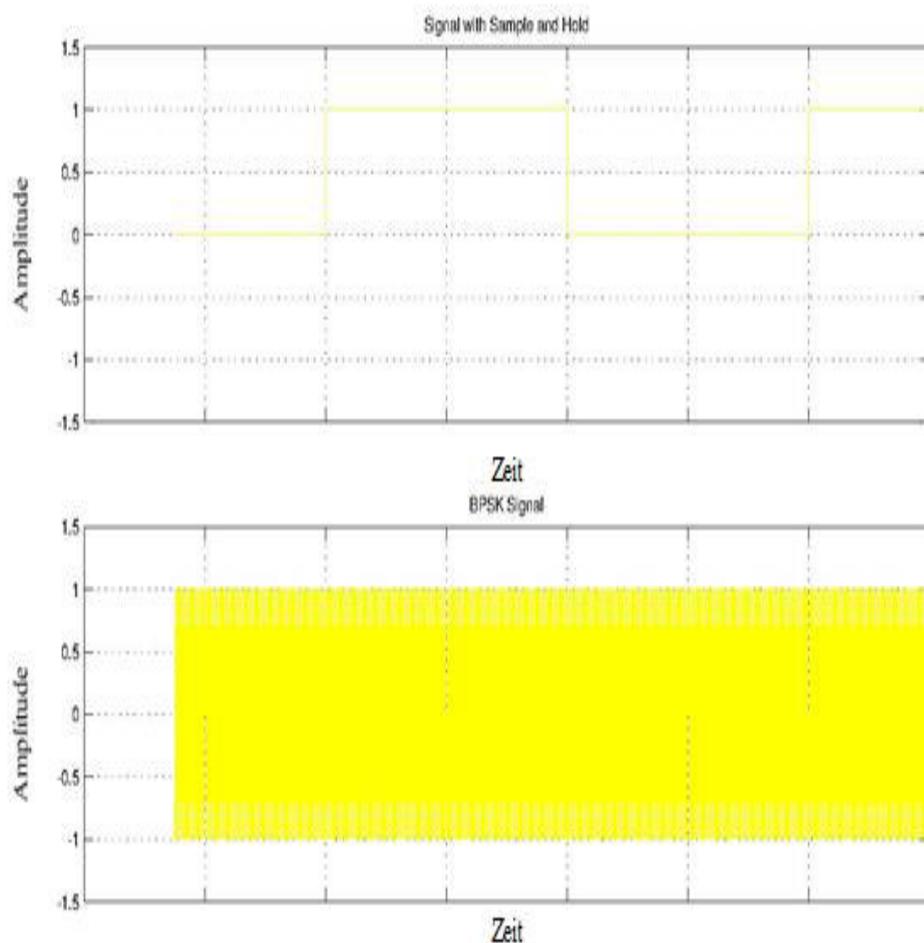


Figure 5: Ein- und Ausgangssignal mit Träger

Anhang C: Signale vom I&Q Zweig

C1

Im Anhang C, sind Signale vom Empfänger mit einem I&Q Zweig dargestellt. Dieser Empfänger zeigt das Verfahren zur Kompensation von Phasen Asymmetrie zwischen der Inphasenkomponente und der Quadraturkomponente. Für die Verminderung vom Rauschen / Abweichungen läuft das Signal durch Sample and Hold wo die Abtastung stattfindet, mit einer Frequenz. Nach der Abtastung von dem Signal, geht es weiter durch den AWGN Kanal, wo Nutzsignal durch ein Rauschsignal mit gaußverteilter Signalamplitude und konstanter spektraler Rauschleistungsdichte modelliert wird, welches sich dem Nutzsignal überlagert.



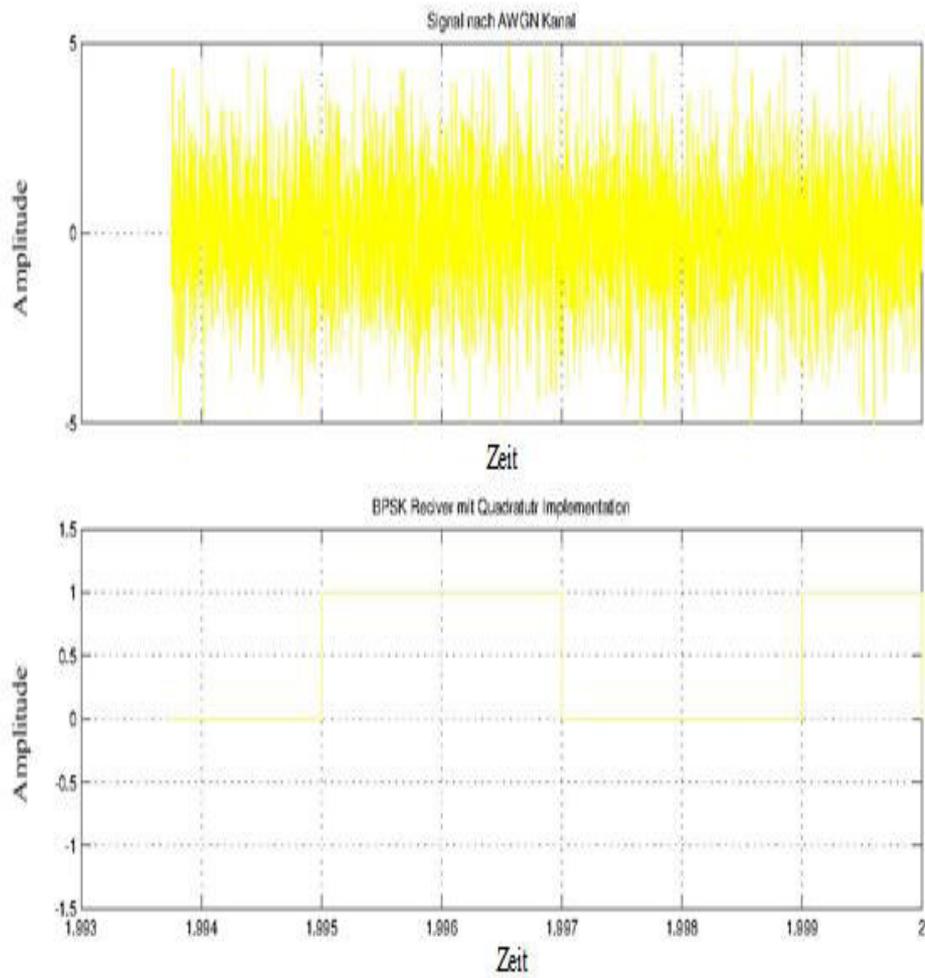


Figure 6: BPSK Empfänger mit I&Q Zweig

C2

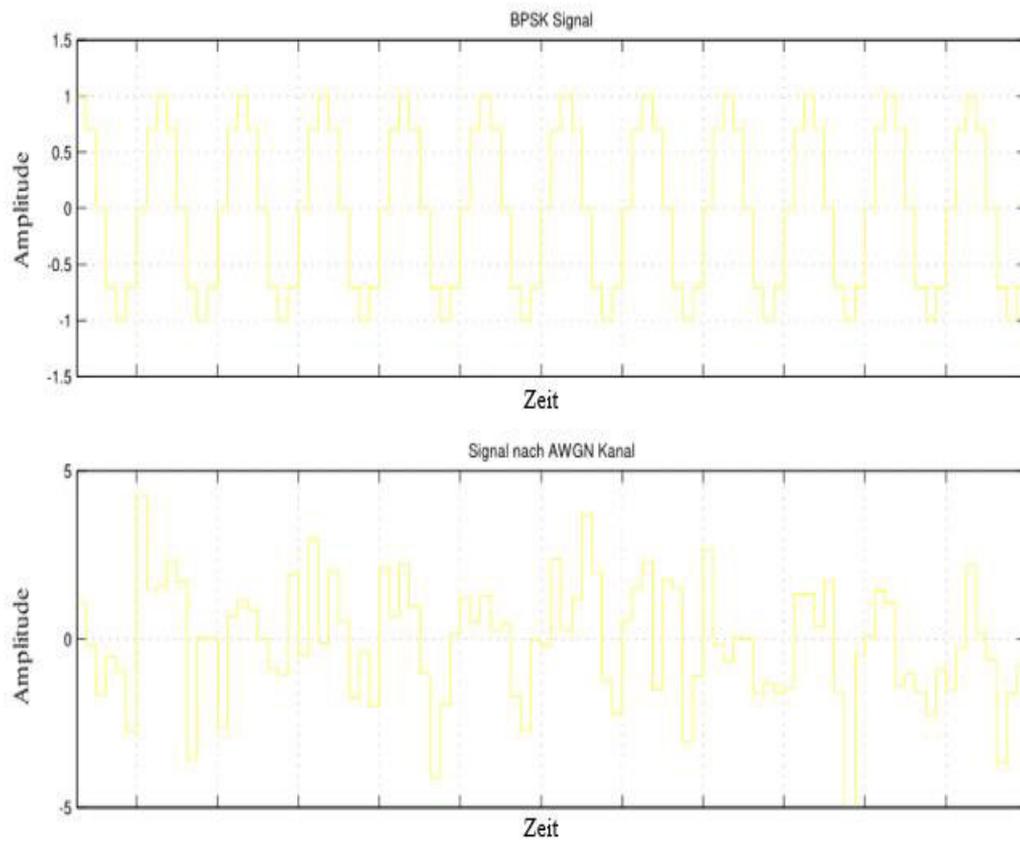


Figure 7: Detailansicht BPSK Signal