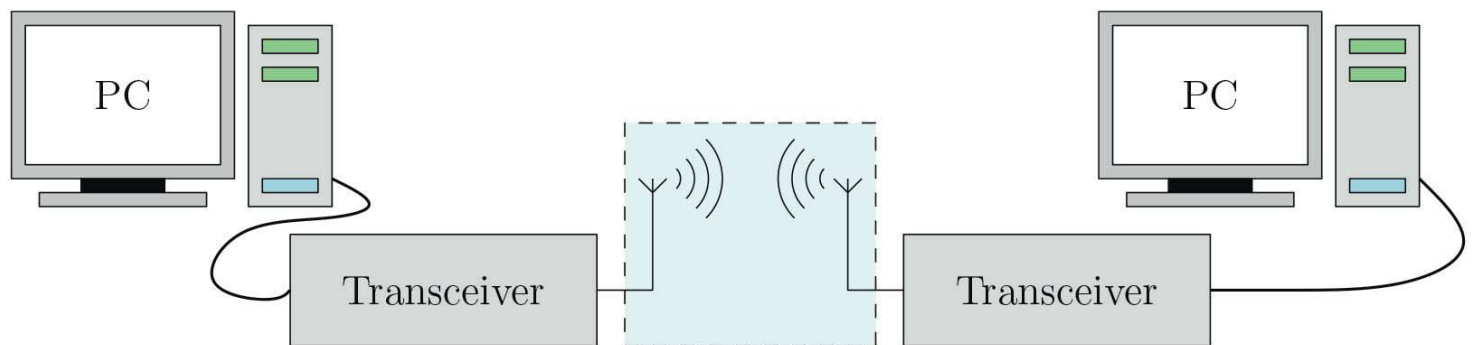


Christian Kisters

Adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifikation in einem Software Defined-Radio-System



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



**Adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifikation in einem
Software-Defined-Radio-System**





**Adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifikation in einem
Software-Defined-Radio-System**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaft

genehmigte Dissertation

von

Christian Kisters
aus
Krefeld-Uerdingen

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Czulwik
 2. Gutachter: Univ.-Prof. i.R. Dr. rer.nat. Friedrich K. Jondral
- Tag der mündlichen Prüfung: 18.5.2016



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2016

Zugl.: Duisburg, Univ., Diss., 2016

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2016

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2016

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

ISBN 978-3-7369-9367-9

eISBN 978-3-7369-8367-0



Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	VI
Symbolverzeichnis	IX
Funktionsverzeichnis	XIV
1 Einleitung	1
1.1 Einführung	1
1.2 Stand der Technik	3
1.3 Aufgabenstellung	3
1.4 Gliederung der Arbeit	4
2 Grundlagen	6
2.1 Übertragungssystem	6
2.1.1 Einantennensystem	6
2.1.2 Mehrantennensystem	6
2.1.3 Transceiver	7
2.2 Übertragungsverfahren	7
2.2.1 Frequenzduplex-Verfahren	8
2.2.2 Zeitduplex-Verfahren	8
2.3 Mehrträgerverfahren	9
2.3.1 Orthogonales Frequenzmultiplex	11
2.4 Übertragungsverfahren	15
2.4.1 Kanalcodierung	15
2.4.2 Modulation	17
2.4.3 Spatial-Multiplex	19
2.5 Übertragungskanal	19
2.5.1 Reziprozität	19
2.5.2 Frequenzselektivität	20
2.5.3 Zeitinvarianz	21
2.6 Synchronisation	21
2.6.1 Zeit- und Frequenzsynchronisationsalgorithmus	24
2.7 Korrektur und Entzerrung	27
2.7.1 Trägerfrequenzversatzkorrektur	27
2.7.2 Kanalschätzung	27



IV

2.7.3	Entzerrung	30
2.7.4	Pilotsymbole	30
2.8	Adaptive Verfahren	32
2.8.1	Adaptive Modulation	32
2.8.2	Automatische Modulationsklassifikation	34
2.9	Software Defined Radio	38
2.10	Echtzeitfähigkeit	39
3	Realisierung eines adaptiven Echtzeit-Übertragungssystems	41
3.1	Hardware	41
3.1.1	Universal Software Radio Peripheral	41
3.1.2	Personal Computer	52
3.1.3	Peripheriekomponenten	52
3.2	Gesamtsystem	55
3.2.1	Aufbau	55
3.2.2	Parameter	56
3.2.3	Durchführung	57
3.2.4	Übertragungskanal	60
3.3	Programm	65
3.3.1	Benutzeroberfläche	66
3.3.2	Aufbau und Implementierung	69
4	Leistungsfähigkeit eines adaptiven Echtzeit-Übertragungssystems	80
4.1	Echtzeitfähigkeit	80
4.1.1	Generierung der Sendesignale	81
4.1.2	Generierung der Sendesignale im Mehrantennensystem	84
4.1.3	Empfang der Signale	85
4.1.4	Empfang der Sendesignale in Mehrantennensystemen	88
4.1.5	Adaptive Modulation	89
4.1.6	Adaptive Modulation in Mehrantennensystemen	90
4.1.7	Automatische Modulationsklassifikation	92
4.1.8	Automatische Modulationsklassifikation in Mehrantennensystemen	93
4.1.9	Zusammenfassung	94
4.2	Einflüsse der Hardware	95
4.2.1	Einschwingvorgang	95
4.2.2	Referenztakt	96
4.3	Adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifizierung	97



	V
4.3.1 Reale Bedingungen	103
5 Zusammenfassung und Ausblick	106
5.1 Zusammenfassung	106
5.2 Ausblick	107
Glossar	XVII
Literaturverzeichnis	XX



Abkürzungsverzeichnis

AD	<u>A</u> nalaog nach <u>D</u> igital.
ADC	<u>A</u> nalog nach <u>D</u> igital <u>C</u> onverter.
AM	ad <u>a</u> ptive <u>m</u> odulation.
AMC	auto <u>m</u> atic <u>m</u> odulation <u>c</u> lassification.
AMC-B	<u>AMC</u> - <u>B</u> egrenzt.
AMC-V	<u>AMC</u> - <u>V</u> oll.
BAT	<u>b</u> it <u>a</u> llocation <u>t</u> able.
CAS	<u>c</u> olumn <u>a</u> ddress <u>s</u> trobe.
CC	<u>c</u> hannel <u>c</u> oding.
cdf	<u>c</u> umulative <u>d</u> istribution <u>f</u> unction.
CE	<u>c</u> hannel <u>e</u> stimation.
CFO	<u>c</u> enter <u>f</u> requency <u>o</u> ffset.
CL	<u>C</u> AS <u>l</u> atency.
CP	<u>c</u> yclic <u>p</u> refix.
CPU	<u>c</u> entral <u>p</u> rocessing <u>u</u> nit.
DA	<u>D</u> igital nach <u>A</u> nalog.
DAC	<u>D</u> igital nach <u>A</u> nalog <u>C</u> onverter.
DDC	<u>d</u> igital <u>d</u> own <u>c</u> onverter.
DDR	<u>d</u> ouble <u>d</u> ata <u>r</u> ate.
DFT	<u>d</u> iskrete <u>f</u> ourier- <u>t</u> ransformation.
DSL	<u>d</u> igital <u>s</u> ubscriber <u>l</u> ine.
DSP	<u>D</u> igitaler <u>S</u> ignal <u>p</u> rozessor.
DUC	<u>d</u> igital <u>u</u> p <u>c</u> onverter.
DVB-C2	<u>d</u> igital <u>v</u> ideo <u>b</u> roadcasting – <u>c</u> able.
DVB-T2	<u>d</u> igital <u>v</u> ideo <u>b</u> roadcasting – <u>t</u> errestrial.
EGC	<u>e</u> qual <u>g</u> ain <u>c</u> ombaining.
FDD	<u>f</u> requency <u>d</u> ivision <u>d</u> uplex.
FEC	<u>f</u> orward <u>e</u> rror <u>c</u> orrection.
FFT	<u>f</u> ast <u>f</u> ourier- <u>t</u> ransformation.



FFTW	<u>f</u> ast <u>f</u> ourier <u>t</u> ransform in the <u>w</u> est.
FPGA	<u>f</u> ield <u>p</u> rogrammable <u>g</u> ate <u>a</u> rray.
GI	<u>g</u> uard <u>i</u> ntervall.
HF	<u>H</u> och <u>f</u> requenz.
IBI	<u>I</u> nter <u>b</u> lock <u>i</u> nterferenz.
ICI	<u>i</u> nter <u>c</u> arrier <u>i</u> nterference.
IDFT	<u>i</u> nverse <u>d</u> iskrete <u>f</u> ourier- <u>t</u> ransformation.
IEEE	<u>i</u> nstitute of <u>e</u> lectrical and <u>e</u> lectronics <u>e</u> ngineers.
IFFT	<u>i</u> nverse <u>f</u> ast <u>f</u> ourier- <u>t</u> ransformation.
ISI	<u>I</u> ntersymbol <u>i</u> nterferenz.
ISM	<u>i</u> ndustrial <u>s</u> cientific and <u>m</u> edical.
LTE	<u>l</u> ong <u>t</u> erm <u>e</u> volution.
LTS	<u>l</u> ong <u>t</u> erm <u>s</u> upport.
MAP	<u>m</u> aximum <u>a</u> - <u>p</u> riori.
MIMO	<u>m</u> ultiple- <u>i</u> nput <u>m</u> ultiple- <u>o</u> utput.
ML	<u>m</u> aximum <u>l</u> ikelihood.
MMSE	<u>m</u> inimum <u>m</u> ean <u>s</u> quared <u>e</u> rror.
OFDM	<u>o</u> rthogonal <u>f</u> requency <u>d</u> ivision <u>m</u> ultiplex.
PAPR	<u>p</u> eak- <u>t</u> o- <u>a</u> verage <u>p</u> ower <u>r</u> atio.
PC	<u>p</u> ersonal <u>c</u> omputer.
PDP	<u>p</u> ower <u>d</u> elay <u>p</u> rofile.
PPS	<u>P</u> uls <u>p</u> ro <u>S</u> ekunde.
QAM	<u>Q</u> uadratur <u>a</u> mplituden <u>m</u> odulation.
RAM	<u>r</u> andom <u>a</u> ccess <u>m</u> emory.
RISC	<u>r</u> educed <u>i</u> nstruction <u>s</u> et <u>c</u> omputer.
S/N	<u>s</u> ignal- <u>t</u> o- <u>n</u> oise ratio.
SDR	<u>s</u> oftware <u>d</u> efined <u>r</u> adio.



VIII

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

SFO	sampling frequency offset.
SISO	single-input single-output.
SM	Spatial-Multiplex.
SRS	Stanford Research System.
SSD	solid state disk.
TDD	time division duplex.
TS	Trainings-Sequenz.
UDP	user datagram protocol.
UHD	URSP hardware driver.
USRP	Universal Software Radio Peripheral.
VHDL	VHSIC hardware description language.
VHSIC	very high speed integrated circuit.
WLAN	wireless local area network.
ZF	zero forcing.

Symbolverzeichnis

α_0	Kombination aus Systemleistung und Kanal-Abstand.
α_n	S/N auf dem n -ten Unterträger.
$\alpha_{n,l}$	S/N auf dem n -ten Unterträger Empfangen an der l -ten Antenne.
A	Amplitude der Übertragungsfunktion.
b_n	Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger.
$b_{n,\text{Tx}}$	Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger des Senders.
$b_{n,\text{Tx},\text{U}_{\text{crit}}}$	Bandbreiteneffizienz des n -ten kritischen Unterträgers des Senders.
\hat{b}_n	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger.
$\hat{b}_{n,\text{Rx}}$	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger des Empfängers.
$\hat{b}_{n,\text{Rx},\text{U}_{\text{crit}}}$	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz des n -ten kritischen Unterträgers des Empfängers.
\tilde{b}_n	Geschätzte Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger.
$\tilde{b}_{n,\text{Rx}}$	Geschätzte Bandbreiteneffizienz auf dem n -ten Unterträger des Empfängers.
$\mathbf{b}_{\text{Tx},\text{U}_{\text{crit}}}$	Bandbreiteneffizienz der kritischen Unterträger des Senders.
$\hat{\mathbf{b}}$	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz auf allen Unterträgern.
$\hat{\mathbf{b}}_{\text{Rx},\text{U}_{\text{crit}}}$	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz der kritischen Unterträger des Empfängers.
$\hat{\mathbf{b}}_{\text{U}_{\text{crit}}}$	Gerundete geschätzte Bandbreiteneffizienz der kritischen Unterträger.
β	Position der Maxima der Korrelationsmetrik.
B	Bandbreite.
c	Anzahl der Bits die auf N_{AM} -Unterträgern verteilt werden.
Δf	Unterträgerabstand.
$\Delta_{n,k,q}^{(m)}$	Abstand zwischen dem Empfangssymbol des k -ten OFDM-Blocks auf dem n -ten Unterträger zum q -ten Konstellationspunkt der m -ten Modulationsordnung.
Δt	Differenz zwischen tatsächlicher Berechnungszeit und maximaler Verarbeitungszeit.
$d_n[k]$	Empfangssymbol des des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträgers.
\mathbf{d}	Empfangssymbolmatrix.



\mathbf{d}_n	Empfangssymbolvektor des n -ten Unterträgers.
$\mathbf{d}_n[k]$	Empfangssymbolvektor des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträgers.
D_{crit}	Anzahl an kritischen Unterträger.
E	Signalenergie.
E_{ϑ}	Energiesumme des ϑ -ten Abtastwerts.
f	Frequenzindex.
f_c	Trägerfrequenz.
$f_{c,S1}$	Trägerfrequenz des Systems S1.
$f_{c,S2}$	Trägerfrequenz des Systems S2.
f_n	Trägerfrequenz des n -ten Unterträgers.
f_{ξ}	Trägerfrequenzversatz.
$f_{\xi,\text{CFO}}$	Trägerfrequenzversatz.
\hat{f}_{ξ}	Geschätzter Trägerfrequenzversatz.
$f_{\xi,\text{SFO}}$	Abtastfrequenzdifferenz.
$f_{\xi,\text{SFO,max}}$	Maximale Abtastfrequenzdifferenz laut WLAN-Standard.
γ	Phasendrehung.
γ_{margin}	Systemreserve.
$\hat{\gamma}[k]$	Geschätzte Phasendrehung mithilfe der Pilotsymbole im k -ten (OFDM-) Block.
Γ	SNR Gap.
$g_n(t)$	Impulsantwort des Impulsformungsfilter des n -ten Unterträgers.
$g_P(t)$	Impulsantwort des Impulsformungsfilter für alle Unterträger.
$G_n(f)$	Übertragungsfunktion des Impulsformungsfilter des n -ten Unterträgers.
$G_P(f)$	Übertragungsfunktion des Impulsformungsfilter für alle Unterträger.
G_r	Empfangsfilter des Transceivers.
G_t	Sendefilter des Transceivers.
$\hat{h}(\vartheta)$	Geschätzte Impulsantwort des Übertragungskanals am ϑ -ten Abtastwert.
$\tilde{h}(\vartheta)$	Gefensterter geschätzte Impulsantwort des Übertragungskanals am ϑ -ten Abtastwert.
H	Übertragungsfunktion des Übertragungskanals.
\hat{H}	Geschätzte Kanalübertragungsfunktion.



$\hat{H}_{\text{error},k_{\text{ref}},k}$	Mittlere relative Fehler zwischen der geschätzten Übertragungsfunktion des k -ten und des k_{ref} -ten (OFDM-) Blocks.
\hat{H}_n	Geschätzte Kanalübertragungsfunktion auf dem n -ten Unterträger.
$\hat{\mathbf{H}}_n$	Kanalmatrix mit den Übertragungsfunktionen der Kanäle auf dem n -ten Unterträger.
$H(\omega)$	Übertragungsfunktion des Übertragungskanals abhängig von der Frequenz ω .
i	Laufindex.
j	Imaginäre Einheit.
$J_{\text{MAP},n}$	Metrik zur Berechnung der Maximum-a-priori-basierten Modulationsklassifikation auf dem n -ten Unterträger.
$J_{\text{ML},n}$	Metrik zur Berechnung der Maximum-Likelihood-basierten Modulationsklassifikation auf dem n -ten Unterträger.
J_{ϑ}	Korrelationsmetrik am ϑ -ten Abtastwert.
$J_{\vartheta,\text{opt}}$	Optimale Korrelationsmetrik am ϑ -ten Abtastwert.
J_{Verbund}	Metrik zur Berechnung der Verbundwahrscheinlichkeit.
k	(OFDM-) Blockindex.
k_{ref}	Referenz (OFDM-) Block.
K	(OFDM-) Blockanzahl.
λ_i	i -te Stichprobe.
$\bar{\lambda}$	Mittelwert der Stichproben.
l	Antennenindex.
L	Anzahl der Ausbreitungswege bei Mehrwegeausbreitung.
m	Modulationsordnungsindex.
M_r	Anzahl an Empfangsantennen.
M_t	Anzahl an Sendeantennen.
n	Unterträgerindex.
N	Anzahl der Unterträger.
N_{AM}	Anzahl der Unterträger die für die adaptive Modulation zur Verfügung stehen.
N_g	Anzahl der Symbole für das zyklischen Präfix.



N_p	Anzahl der Pilotsymbole in einem OFDM-Block.
N_u	Anzahl der Unterträger die bei der Übertragung genutzt werden.
N_Y	Anzahl an Symbolen in einem Paket.
Ω	Verfügbare Modulationsordnungen.
Ω_m	m -te Modulationsordnung (m bit/Symbol).
$\Omega_{U_{crit}}$	Modulationsordnungen der kritischen Unterträger.
$\Omega_{U_{crit},n}$	Modulationsordnung des n -ten kritischen Unterträgers.
ω	Kreisfrequenzindex.
π	Kreiszahl.
P	Leistung.
q	Konstellationspunktindex.
Q_m	Anzahl der Konstellationspunkte der m -ten Modulationsordnung.
$r(t)$	Kontinuierliches Empfangssignal.
$r_{p,n}$	Empfangenes Pilotsymbole auf dem n -ten Unterträger.
$r_{p,n}[k]$	Empfangenes Pilotsymbole auf dem n -ten Unterträger im k -ten (OFDM-) Block.
r_{ϑ}	ϑ -ter Abtastwert des Empfangssignals.
$r_{\vartheta}[k]$	ϑ -ter Abtastwert des k -ten (OFDM-) Blockes des Empfangssignals.
\hat{r}_{ϑ}	ϑ -ter Abtastwert des Trägerfrequenzversatz korrigierten Empfangssignals.
R_{ϑ}	Korrelationssumme am ϑ -ten Abtastwert.
σ	korrigierte Stichprobenvarianz.
$s_n[k]$	Sendesymbol des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträger.
$\hat{s}_n[k]$	Geschätztes und korrigiertes Sendesymbol des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträger.
$\tilde{s}_n[k]$	Geschätztes Sendesymbol des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträger.
$\tilde{\mathbf{s}}_n[k]$	Geschätzter Sendesymbolvektor des k -ten (OFDM-) Blockes auf dem n -ten Unterträger.
$s_{p,n}$	Gesendetes Pilotsymbole auf dem n -ten Unterträger.
$s_{p,n}[k]$	Gesendetes Pilotsymbole auf dem n -ten Unterträger im k -ten (OFDM-) Block.
$S_m^{(q)}$	q -ter Konstellationspunkt der m -ten Modulationsordnung.



ϑ	Diskreter Abtastpunkt.
τ_{\max}	Maximale Verzögerungszeit bei Mehrwegeausbreitung.
t	Zeitindex.
t_{crit}	Kritische Zeit in der der Kanal zeitinvariant ist.
t_{Data}	Zeitdauer des Sendesignals.
t_{\max}	Maximale Verarbeitungszeit für die Signalverarbeitung auf dem Slave.
t_r	Zeit in der der SDR-Transceiver die Daten empfängt.
t_s	Zeit in der der SDR-Transceiver die Daten sendet.
t_{sig}	Zeitdauer der Signalverarbeitung.
t_{slot}	Zeitschlitz zwischen zwei Messungen.
T	Abtastperiode.
T_0	Verzögerungszeit des Kanals.
T_s	(OFDM-)Symboldauer.
u	Faktor zur Berechnung der Bandbreite.
U_{crit}	Kritischen Unterträger.
ξ	Anzahl der Stichproben.
$x(t)$	Kontinuierliches Sendesignal.
$x_{\text{CHU}}(\vartheta)$	ϑ -ter Wert der Zadoff-Chu-Folge.
$x_{\vartheta}[k]$	ϑ -ter Abtastwert des k -ten (OFDM-) Blockes des Sendesignals.
$\mathbf{x}[k]$	Abtastwerte des Sendesignals des k -ten (OFDM-) Blocks.
$\mathbf{x}_{\text{CP}}[k]$	Abtastwerte des Sendesignals des k -ten (OFDM-) Blocks nach hinzufügen des zyklischen Präfix.
y	Laufindex für die Pakete.
Y_r	Paket, das vom USRP-Transceiver empfangen wird.
Y_t	Paket, das an den USRP-Transceiver gesendet wird.
Z_0	Wellenwiderstand.



Funktionsverzeichnis

A	Matrix.
a	Skalar.
\mathbf{a}	Vektor.
\mathbf{A}^H	Hermitische (Transponiert konjugiert Komplexe) der Matrix \mathbf{A} .
$\operatorname{argmax}_x(y_x)$	Maximales Argument y_x über alle x .
$\operatorname{arg}(z)$	Phase (Argument) der komplexen Zahl z .
$ x $	Betragsfunktion.
$\operatorname{DFT}_i^N\{x_n\}$	i -ter Wert der Diskreten Fourier-Transformation der Folge x_n der Länge N .
e^x	Exponentialfunktion an der Stelle x .
$a(t) * b(t)$	Faltungsoperation, $= \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) \cdot b(t - \tau) d\tau$.
\mathcal{F}	Fouriertransformation.
$f(x)$	Funktionswert der Funktion f an der Stelle x .
$\frac{f(x)}{g(x)}$	Division der Funktionen $f(x)$ durch $g(x)$.
$f(-x)$	Gespiegelte Funktion von $f(x)$.
$f(x)^*$	Konjugierte Funktion von $f(x)$.
$f(x) \cdot g(x)$	Multiplikation der Funktionen $f(x)$ und $g(x)$.
$f(x)^2$	Quadrat der Funktion $f(x)$, $= f(x) \cdot f(x)$.
$\operatorname{IDFT}_n^N\{x_i\}$	n -ter Wert der Inversen Diskreten Fourier-Transformation der Folge x_i der Länge N .
$\int_a^b f(x)$	Integration der Funktion $f(x)$ in den Grenzen von a bis b .
$\ln(x)$	Natürlicher Logarithmus von x .
$\log_2(x)$	Logarithmus von x zur Basis 2.
$[\mathbf{A}]_{x,y}$	Wert der x -ten Spalte und der y -ten Zeile der Matrix \mathbf{A} .
$\operatorname{mean}(x)$	Mittelwert über alle x .
x^*	komplexe Konjugation $z = a + jb \rightarrow z^* = a - jb$.
$\min_x(y_x)$	Minimum von y_x über alle x .



\mathbb{N}	Zahlenbereich der ganzen Zahlen einschließlich der Null.
$\text{rect}\left(\frac{x}{B}\right)$	Rechteckfunktion an der Stelle x mit der Breite B .
$\lceil x \rceil$	Rundung von x zum nächsten ganzzahligen Wert.
$\text{si}(x)$	Si-Funktion an der Stelle x , $= \frac{\sin(x)}{x}$.
$\sum_i x_i$	Summen über alle Werte in i .
$\sum_{i=0}^I x_i$	Summen von x_0 bis x_I .
$p(x y)$	Bedingte Wahrscheinlichkeit von x unter der Bedingung y .
$p(x, y)$	Verbundwahrscheinlichkeit von x und y .





ERSTES KAPITEL

Einleitung

1.1 Einführung

In einer Umfrage des Digitalverbands BITKOM aus dem Jahre 2015 gaben 44 Millionen Deutsche an, ein Smartphone zu besitzen. 93 % der Besitzer nutzen das mobile Internet und 55 % lesen und schreiben auf dem Smartphone E-Mails [9]. Durch diese hohe Verbreitung wird in diesem Jahr erstmals der Umsatz mit mobilen Datendiensten den Umsatz mit Handy-Gesprächen übersteigen. Außerdem wird die Datenmenge in den deutschen Mobilfunknetzen von rund 370 Millionen Gigabyte im letzten Jahr auf voraussichtlich 480 Millionen Gigabyte in diesem Jahr ansteigen. Durch die Versteigerung der 700 MHz-Frequenzen soll die Mobilfunkabdeckung weiter auf mehr als 50 MBit/s erhöht werden [8].

Dass sich diese Entwicklung auch in nächster Zeit fortsetzen wird, zeigt sich daran, dass in dem letzten halben Jahr 2 Millionen zusätzliche Smartphones verkauft wurden [9]. Für das nächste Jahr gehen Prognosen davon aus, dass 24,6 Millionen Smartphones verkauft werden [8].

Mit den aufkommenden mobilen Möglichkeiten [7, 10], die aus dem Mobilnetzausbau, den Leistungssteigerungen der Smartphones sowie der steigenden Datenrate [34] resultieren, ändern sich Gewohnheiten der Nutzer. Dies zeigt sich unter anderem in dem Einkaufsverhalten sowie den Fernsehgewohnheiten.

Da die Anzahl der weltweit eingesetzten mobilen Endgeräte, ähnlich der Entwicklung in Deutschland, in Zukunft steigen wird, werden auch die Anforderungen an drahtlose Übertragungssysteme stark ansteigen. Zudem werden bei der Nutzung der mobilen Geräte immer größere Datenvolumen benötigt.

Um den steigenden Anforderungen gerecht zu werden, gehen die Entwicklungen in Übertragungssysteme, drahtlose wie auch drahtgebundene, hin zu höheren Datenraten beziehungsweise zu besserer Übertragungsqualität.

Ein Ziel aktueller Forschungen liegt in der Steigerung der Übertragungsrates beziehungsweise in der Verbesserung der Übertragungsqualität. Um die tatsächliche Leistungsfähigkeit der Algorithmen zu bestimmen, reicht es nicht aus, nur die Simulationsergebnisse



auszuwerten. Zusätzlich muss die Funktionsweise unter realen Bedingungen erforscht werden. Hierzu werden die Algorithmen in reale Systeme integriert, wobei die Integration der Algorithmen eine Herausforderung an die Entwickler darstellt, da bei der Integration in reale Systeme auf die Realisierbarkeit, die Echtzeitfähigkeit und die Energieaufnahme geachtet werden muss.

Eine Möglichkeit, die Algorithmen in reale Systeme zu integrieren, ist die Entwicklung von Prototypen auf Basis von anwendungsspezifischen Halbleiterbauelementen. Mithilfe der Halbleiterbauelemente wird die Funktionsweise der entwickelten Algorithmen auf die eingesetzte Hardware abgebildet. Dieser Entwicklungsprozess ist langwierig und teuer, da bei jeder Änderung des Algorithmus ein neues Einzelstück angefertigt werden muss. Außerdem fehlen für die Herstellung der enormen Menge an Halbleitern die Entwickler, da hierbei sehr stark auf die Grenzen und Möglichkeiten der Halbleiterfertigung geachtet werden muss. Somit ist die Erstellung eines Prototypen sehr ineffizient.

Eine weitere Möglichkeit zur Evaluierung der Algorithmen mit realen Signalen bietet das Software Defined Radio (SDR)-Konzept [16]. Mithilfe des SDR-Konzepts wird der größte Teil der Signalverarbeitung in Software realisiert. Nur das Senden sowie das Empfangen wird durch eine vorgegebene Hardware durchgeführt, die durch den gewählten Ansatz sehr schnell geändert werden kann. Die benötigte Signalverarbeitung kann je nach Einsatzgebiet auf Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) oder Universalrechnern (zum Beispiel Personal Computer (PCs)) durchgeführt werden. Hierdurch ermöglicht dieses Konzept den Entwicklern eine schnelle und einfache Veränderung der implementierten Algorithmen durch Anpassung des Programmcodes ohne den Aufwand einer neuen Hardware-Entwicklung.

Der Nachteil der Verwendung der FPGAs liegt in der vergleichsweise schwierigen Programmierbarkeit, da hierzu eine Hardwarebeschreibungssprache wie zum Beispiel VHDL (engl. very high speed integrated circuit hardware description language) oder Verilog verwendet werden muss.

Durch die Signalverarbeitung auf einem PC, lassen sich sehr einfach einzelne Verarbeitungsschritte verändern, da die komplette Signalverarbeitung in einer Hochsprache programmiert ist.

Des Weiteren gibt es bei der Verwendung des SDR-Konzepts kaum Probleme mit der Hardwarearchitektur, da hierbei universell einsetzbare Komponenten verwendet werden.

1.2 Stand der Technik

Die Aktivitäten im Bereich Forschung und Entwicklung nach dem Konzept des Software Defined Radios sind in den letzten Jahren stark angestiegen, was hauptsächlich an der hohen Verfügbarkeit der benötigten Signalverarbeitungskomponenten liegt. Vorreiter im zivilen Marktsegment ist die Firma Ettus-Research, die 2004 gegründet und im Jahre 2010 von National Instruments übernommen wurde. Infolge dieser Übernahme wurden Schnittstellen für Matlab und LabView entwickelt. Die Schnittstelle ermöglicht eine direkte Steuerung und Kommunikation mit den SDR-Geräten. Als Grundlage für diese Schnittstelle diente der existierende UHD-Treiber (engl. USRP hardware driver), der ein Open-Source Treiber für die komplette Produktpalette von Ettus-Research ist und auch bei Produkten weiterer Firmen eingesetzt werden kann. Zurzeit sind mehr als 60 verschiedene kommerziell vertriebene SDR-Geräte erhältlich [73], die sich in den verfügbaren Frequenzbereichen sowie der Leistung unterscheiden.

1.3 Aufgabenstellung

In dieser Arbeit soll mithilfe des SDR-Konzeptes ein Übertragungssystem zur Evaluierung von Echtzeitübertragung mit adaptiver Modulation (AM) und anschließender automatischer Modulationsklassifikation (AMC, engl. automatic modulation classification) erstellt werden.

Durch den modularen Aufbau des Übertragungssystems soll es möglich sein, mit wenig Aufwand andere Übertragungstechniken, Konzepte und Algorithmen zu evaluieren.

Das entwickelte Übertragungssystem besteht aus SDR-Geräten der Firma Ettus-Research sowie PCs zur Abwicklung der anfallenden Signalverarbeitung. Für die benötigten Signalverarbeitungsschritte wird in dieser Arbeit ein Programm entwickelt, das folgenden Anforderungen genügen muss:

- Das Programm soll objektorientiert aufgebaut sein, damit weitere Algorithmen oder komplette Verarbeitungsschritte mit nur geringem Aufwand integriert werden können.
- Des Weiteren soll das Programm über eine Echtzeitausgabe signifikanter Informationen der Übertragungsstrecke verfügen,
- sowie über eine Benutzeroberfläche zur Konfiguration der verwendeten Algorithmen.
- Außerdem soll das Programm skalierbar sein, damit neue SDR-Geräte, neue PCs

oder zusätzliche SDR-Geräte, für den Aufbau eines Mehrantennensystems, ohne großen Aufwand eingesetzt werden können.

Bei der Untersuchung der Echtzeitübertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation sollen folgende Anforderungen und Schwerpunkte analysiert werden:

- Ist die Echtzeitfähigkeit des Übertragungssystems ausreichend für eine Echtzeitübertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation bei einer Bandbreite von 20 MHz?
- Welche Signalverarbeitungsschritte sind hierbei als kritisch zu betrachten?
- Bestätigen die realen Messungen die Leistungsverbesserung bei Übertragungen mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation im Gegensatz zur konstanten Modulation, wie dies in der Literatur [25, 53] gezeigt wird?
- Zeigt die adaptive Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation auch Leistungsverbesserungen im Mehrantennensystem?

1.4 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist in fünf Kapitel unterteilt und folgendermaßen aufgebaut.

Die Grundlagen für das Verständnis der Arbeit sind in **Kapitel 2** zusammengefasst. Hier werden zum einen die verwendeten Algorithmen und zum anderen physikalische Grundprinzipien vorgestellt, die bei der Untersuchung der adaptiven Modulation beziehungsweise der automatischen Modulationsklassifikation eine entscheidende Rolle spielen.

In **Kapitel 3.1** wird zuerst die verwendete Hardware beschrieben und untersucht. Danach folgt im **Kapitel 3.2** die Beschreibung des Aufbaus des Übertragungssystems aus den zuvor beschriebenen Komponenten sowie des verwendeten Übertragungskanal. Im letzten Teil des dritten Kapitels wird die Benutzeroberfläche des entwickelten Programms kurz vorgestellt. Außerdem wird in **Kapitel 3.3** auf die Implementierung der verwendeten Funktionen zur adaptiven Modulation und zur automatischen Modulationsklassifikation eingegangen sowie der zeitliche Ablauf der vorgestellten Funktionen innerhalb des Programms erklärt.



Kapitel 4 befasst sich mit Auswertungen von Echtzeit-Übertragungen. Hierzu gehören im ersten Unterkapitel die Untersuchungen zur Echtzeitfähigkeit des Übertragungssystems. Im zweiten Unterkapitel wird der Einfluss der in Kapitel 3.1 aufgezeigten Hardwareeigenschaften untersucht. Abschließend wird in diesem Kapitel die Leistungsfähigkeit der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation bewertet.

Das letzte Kapitel fasst die Ergebnisse der Arbeit zusammen und gibt Anknüpfungspunkte für weitere Untersuchungen mit dem entwickelten Echtzeitübertragungssystem.

ZWEITES KAPITEL

Grundlagen

In der vorliegenden Arbeit werden die Vorteile der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation dargestellt. In diesem Kapitel werden die Grundlagen und Ideen vermittelt, die für das Verständnis dieser Arbeit notwendig sind. Die verwendeten Algorithmen und Einstellungen wurden in Anlehnung an den WLAN-Standard (engl. wireless local area network) IEEE (engl. institute of electrical and electronics engineers) 802.11a [3] ausgewählt.

2.1 Übertragungssystem

Ein Übertragungssystem beschreibt im Allgemeinen ein System aus Sender- und Empfängereinheit sowie deren Verbindungen. Die Art der Verbindung kann kabelgebunden oder kabellos sein.

2.1.1 Einantennensystem

Bei einem Einantennensystem besteht das Übertragungssystem aus einer Sende- sowie einer Empfangseinheit mit jeweils einer Antenne ($M_t = M_r = 1$). Hierbei entsteht nur eine Verbindung zwischen den beiden Antennen, wie dies in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Im Allgemeinen wird das Einantennensystem mit SISO (engl. single-input single-output) abgekürzt.

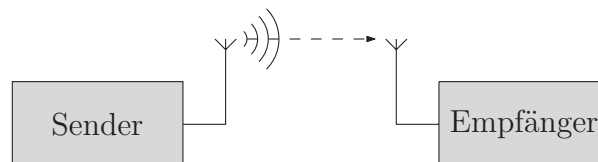


Abbildung 2.1: Einantennensystem

2.1.2 Mehrantennensystem

Im Gegensatz zum Einantennensystem verfügt das Mehrantennensystem (MIMO, engl. multiple-input multiple-output) über mehrere Antennen an der Sendeeinheit (M_t) sowie

an der Empfangseinheit (M_r). Die Antennenkonfiguration wird in Kurzschreibweise durch $M_t \times M_r$ abgekürzt.

In Mehrantennensystem werden Verbindungen zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne aufgebaut, wie dies exemplarisch am Beispiel von jeweils zwei Sende- und Empfangsantennen in Abbildung 2.2 dargestellt ist.

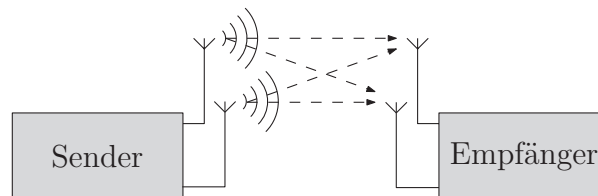


Abbildung 2.2: Mehrantennensystem mit jeweils 2 Antennen

2.1.3 Transceiver

Die Datenübertragung im Einantennensystem sowie im Mehrantennensystem zwischen einer Sendeeinheit (im folgenden Sender genannt, engl. Transmitter) und einer Empfangseinheit (im folgenden Empfänger genannt, engl. Receiver) ist nur vom Sender zum Empfänger möglich (unidirektional). Damit eine bidirektionale Übertragung, also eine Übertragung in beide Richtungen, zwischen zwei Systemen durchgeführt werden kann, werden in einem Transceiver ein Sender sowie ein Empfänger integriert.

Verfügt der Transceiver über getrennte Sende- und Empfangsstrukturen, können Sender und Empfänger individuell konfiguriert werden und es kann gleichzeitig gesendet und empfangen werden. In diesem Fall handelt es sich um einen Voll-Duplex Transceiver. Ein Halb-Duplex Transceiver dagegen besitzt nur eine Struktur, die sowohl zum Senden als auch zum Empfangen genutzt wird, wobei entweder gesendet oder empfangen werden kann.

Für den Aufbau eines Transceivers können sowohl Einantennensysteme als auch Mehrantennensysteme als Sender beziehungsweise als Empfänger genutzt werden.

2.2 Übertragungsverfahren

Für die Übertragung zwischen mehreren Transceivern wird ein Übertragungsverfahren benötigt, das den beteiligten Transceivern bekannt ist [57].

Damit die jeweiligen Transceiver miteinander in einer definierten Weise kommunizieren können, wird ein Transceiver als Master-Transceiver (im folgenden Master genannt) betrieben, die anderen vorhandenen Transceiver werden als Slave-Transceiver (im folgenden Slave genannt) betrieben, wie dies in Abbildung 2.3 am Beispiel von zwei Transceivern

illustriert ist.

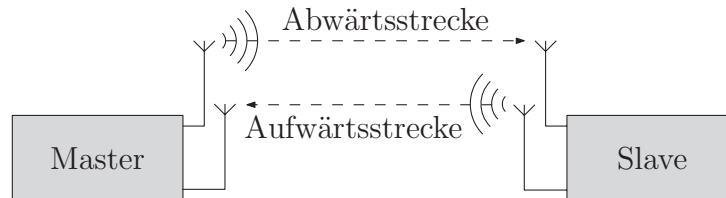


Abbildung 2.3: Übertragung zwischen zwei SISO-Tranceivern

Die Übertragung vom Master zum Slave wird Abwärtsstrecke (engl. Downlink) genannt. Aufwärtsstrecke (engl. Uplink) nennt man die Übertragung vom Slave zum Master.

2.2.1 Frequenzduplex-Verfahren

Ein Duplex-Verfahren zwischen Master und Slave ist zum Beispiel das Frequenzduplex-Verfahren (FDD, engl. frequency division duplex). Hierbei werden für die jeweiligen Übertragungsrichtungen, Aufwärts- und Abwärtsstrecke, unterschiedliche Frequenzbereiche genutzt (siehe Abbildung 2.4). Da gleichzeitig auf zwei unterschiedlichen Frequenzbändern gesendet und empfangen wird, werden beim Frequenzduplex zwingend Voll-Duplex Transceiver benötigt.

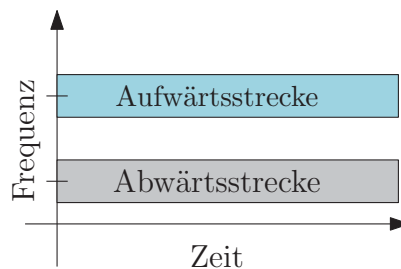


Abbildung 2.4: Frequenzduplexverfahren

2.2.2 Zeitduplex-Verfahren

Im Gegensatz zum Frequenzduplex-Verfahren benötigt die Übertragung im Zeitduplex-Verfahren (TDD, engl. time division duplex) nur ein einziges Frequenzband für Aufwärts- und Abwärtsstrecke, wie dies in Abbildung 2.5 dargestellt ist. Beim Umschalten zwischen Sende- und Empfangsmodus entsteht aufgrund der Umschaltzeit eine Lücke im Zeitverlauf der Übertragung.

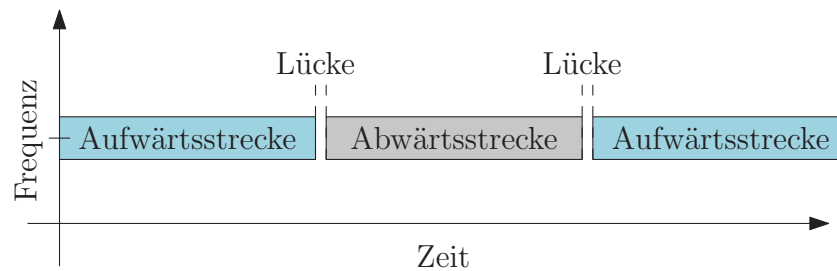


Abbildung 2.5: Zeitduplexverfahren

Beim Zeitduplex werden nur Halb-Duplex-Transceiver benötigt. Es können aber auch Voll-Duplex-Transceivern eingesetzt werden, bei denen die Sende- und Empfangsstruktur auf das gleiche Frequenzband eingestellt wird.

Durch die Nutzung eines gemeinsamen Übertragungskanals, müssen die Transceiver aufeinander synchronisiert werden, damit die Transceiver im vorgesehenen Zeitschlitz senden beziehungsweise empfangen können.

Dieser Zugriff wird durch ein Master/Slave-Verfahren geregelt. Hierbei weist der Master, zum Beispiel durch eine Übertragung über den Übertragungskanal, dem Slave ein Zeitschlitz zu, in dem der Slave alleiniges Zugriffsrecht auf den Übertragungskanal hat. Die Anzahl an zugehörigen Slave-Einheiten kann hierbei beliebig groß sein.

2.3 Mehrträgerverfahren

Eine Übertragung auf einem einzigen Frequenzband nennt man Einträgerverfahren. Für die Übertragung mit adaptiver Modulation werden große Signalbandbreiten benötigt, damit der Übertragungskanal ein frequenzselektives Verhalten zeigt. Durch das frequenzselektive Verhalten des Übertragungskanals müssen auf der Empfängerseite komplexe Entzerrungsalgorithmen eingesetzt werden, um Fehler bei der Entzerrung zu vermeiden. Die komplexen Entzerrungsalgorithmen stellen einen gravierenden Nachteil bei der Implementierung des Einträgerverfahrens dar.

Im Gegensatz zu Einträgerverfahren, wird bei den Mehrträgerverfahren, die bereits in den 1960er Jahren erforscht wurden [94, 104], der breitbandige Übertragungskanal in N parallele schmalbandige Teilkanäle aufgeteilt, die jeweils eine eigene Trägerfrequenz f_n besitzen und Unterträger genannt werden. Wird der Übertragungskanal in genügend schmalbandige Unterträgerkanäle aufgeteilt, können die einzelnen Unterträgerkanäle als nahezu frequenzflach angesehen werden. Durch diese Aufteilung des Übertragungskanals kann die Entzerrung durch eine simple multiplikative Korrektur auf jedem Unterträger durchgeführt werden. Der Abstand der Unterträger zueinander ist beliebig, bei äquidis-

tanten Unterträgerabständen ist die Verarbeitung aber einfacher. Durch diese parallele Verarbeitung der Symbole reduziert sich die resultierende Symbolrate auf jedem Unterträger im Vergleich mit dem Einträgerverfahren. Des Weiteren vergrößert sich die Symboldauer.

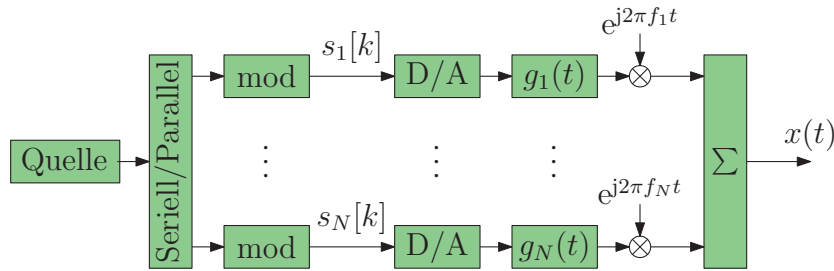


Abbildung 2.6: Mehrträgerverfahren angewendet am Sender

Bei der Generierung des Sendesignals (siehe Abbildung 2.6) werden die binären Daten der Quelle in komplexe Symbole $s_n[k]$ überführt. Hierbei beschreibt $s_n[k]$ das Sendesymbol auf dem n -ten Unterträger und im k -ten Übertragungsblock. Jedes Symbol auf den Unterträgern wird nun durch eine Digital/Analog-Wandlung in ein analoges Signal umgewandelt, bevor es durch das jeweilige Pulsformungsfilter mit der Impulsantwort $g_n(t)$ gefiltert wird. Anschließend wird das Signal auf die jeweilige Unterträgerfrequenz f_n aufmoduliert und aufsummiert.

Das Sendesignal $x(t)$ lässt sich durch

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_n[k] \cdot g_n(t - k \cdot T_s) e^{j2\pi f_n t} \tag{2.1}$$

beschreiben.

Im Allgemeinen ist die Wahl der Impulsantwort der Pulsformungsfiler sowie der Abstand der Unterträger beliebig [62, 63].

Der Empfänger (siehe Abbildung 2.7) muss diese Signalverarbeitungsschritte in umgekehrter Reihenfolge durchführen. Des Weiteren wird das empfangene Signal $r(t)$ mit der Abtastperiode T abgetastet.

Bei der Übertragung von Signalen im Einträgerverfahren kann es durch Mehrwegausbreitung zu Überlappungen der Symbole im Zeitbereich kommen. Diese Überlappung wird Intersymbolinterferenz (ISI) genannt. Da bei der Mehrträgerübertragung nicht einzelne Symbole übertragen werden, sondern Blöcke aus N parallelen Symbolen, ist diese Art des

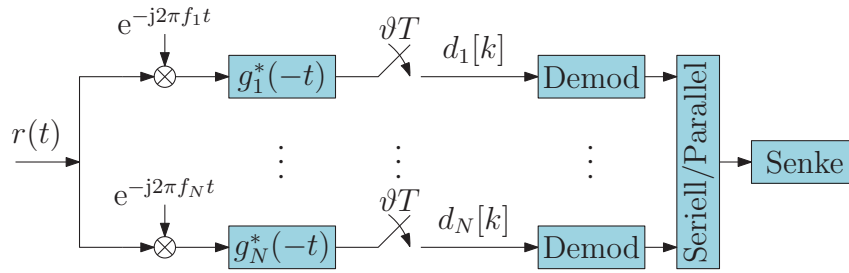


Abbildung 2.7: Mehrträgerverfahren angewendet am Empfänger

Fehlers als Interblockinterferenz (IBI) bekannt. Außerdem kann es bei Mehrträgerübertragungen zu Nebensprechen zwischen Unterträgern (ICI, engl. inter carrier interference) im Frequenzbereich kommen.

Mehrträgerverfahren werden unter anderem beim WLAN-Standard IEEE 802.11a [3], aktuellen Mobilfunkstandards (LTE-Advanced) [1], dem digitalen Fernsehen (DVB-T2 [31], DVB-C2 [32]) sowie bei dem kabelgebundenen DSL [60] genutzt.

2.3.1 Orthogonales Frequenzmultiplex

Das orthogonale Frequenzmultiplex (OFDM, engl. orthogonal frequency division multiplex) ist eine spezielle Variante des Mehrträgerverfahrens und wurde schon in den 80er Jahren erforscht [21, 55, 56].

Durch die Nutzung der Rechteckfunktion als Impulsantwort $g_n(t)$ für alle Unterträger

$$g_n(t) = g_P(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_s}{2}}{T_s}\right) = \begin{cases} 1, & \text{für } 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\mathcal{F} \updownarrow$$

$$G_n(f) = G_P(f) = T_s \cdot \text{si}(\pi T_s f) \cdot e^{-j\pi T_s f} \quad (2.3)$$

zum einen und durch eine spezielle Wahl der Unterträgerabstände Δf zu

$$f_n = n\Delta f \quad \text{mit } \Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (2.4)$$

zum anderen, ergeben sich im Frequenzbereich durch die Fourier-Transformation der rechteckigen Impulsantwort des Pulsformungsfilters orthogonal zueinander stehende Si-Funktionen [94], wie dies in der Übertragungsfunktion des Pulsformungsfilters $G_P(f)$ zu erkennen ist.

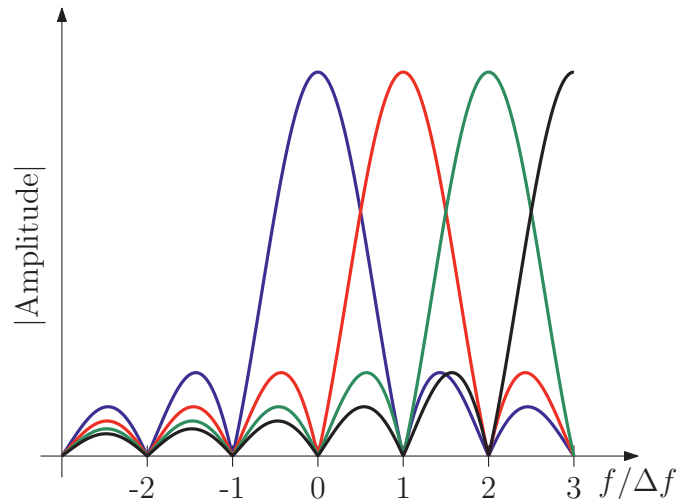


Abbildung 2.8: Orthogonale Si-Funktionen

In Abbildung 2.8 sind einige resultierende Si-Funktionen im Frequenzbereich dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Unterträger orthogonal zueinander stehen, da bei jedem Vielfachen des Unterträgerabstandes Δf nur eine Si-Funktion ihren maximalen Funktionswert aufweist und alle anderen Si-Funktionen den Funktionswert Null haben. Durch diese Eigenschaft können die ursprünglichen Signale perfekt rekonstruiert werden, wenn exakt an den Frequenzen f_n abgetastet wird.

Durch die Orthogonalität der Unterträger können diese näher aneinander liegen und es werden keine Schutzintervalle zwischen den einzelnen Trägerfrequenzen benötigt, wodurch die spektrale Effizienz der Übertragung erhöht wird.

Bei Verlust der Orthogonalität ist eine einfache Demodulation nicht mehr ausreichend.

Ein großer Vorteil des orthogonalen Frequenzmultiplexes liegt in der einfachen Berechnung der OFDM-Blöcke mittels der Diskreten Fourier-Transformation (DFT) beziehungsweise der Inversen Diskreten Fourier-Transformation (IDFT).

Das mit der Abtastperiode T abgetastete Sendesignal $x(t)$ ergibt für den k -ten OFDM-Block das zeitdiskrete Signal $x_\vartheta[k] = x(\vartheta T + kT_s)$ mit $\vartheta \in \mathbb{N}$, $\vartheta < N$.

Aus

$$x_\vartheta[k] = \sum_{n=1}^N \sum_{k'=-\infty}^{\infty} s_n[k'] \cdot g_P(\vartheta T + kT_s - k'T_s) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{T_s}(\vartheta T + kT_s)} \quad . \quad (2.5)$$

ergibt sich

$$x_\vartheta[k] = \sum_{n=1}^N s_n[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}n\vartheta} \quad , \quad (2.6)$$

was identisch mit der Inversen Diskreten Fourier-Transformation

$$x_{\vartheta}[k] = \text{IDFT}_{\vartheta}^N \{s_n[k]\} \quad (2.7)$$

ist.

Analog kann die Berechnung der empfangenen Symbole $d_n[k]$ durch die Diskrete Fourier-Transformation vereinfacht werden:

$$d_n[k] = \text{DFT}_n^N \{r_{\vartheta}[k]\} \quad (2.8)$$

Hierbei beschreibt $r_{\vartheta}[k] = r(\vartheta T + kT_s)$ den ϑ -ten Abtastwert des k -ten OFDM-Blockes des Empfangssignals.

Lässt sich die Anzahl der Unterträger N als Zweierpotenz darstellen, können Modulation und Demodulation durch die Inverse Fast Fourier-Transformation (IFFT) beziehungsweise durch die Fast Fourier-Transformation (FFT) [15, 23, 111] realisiert werden, wodurch die Berechnungsgeschwindigkeit erhöht wird.

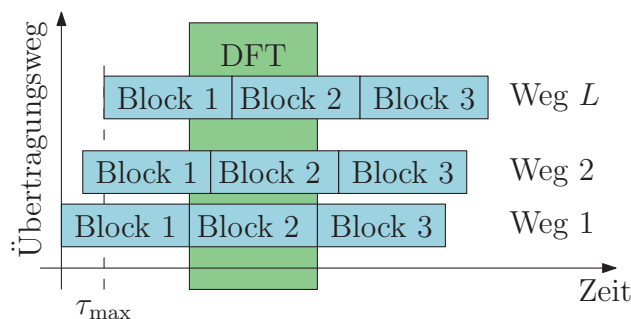


Abbildung 2.9: Blockübersprechen

Für die Rekonstruktion der Daten mittels Diskreter Fourier-Transformation darf es nicht zu Blockübersprechen zwischen OFDM-Blöcken durch Mehrwegeausbreitung kommen, wie dies in Abbildung 2.9 dargestellt ist.

In dieser Abbildung ist zu erkennen, dass es durch das spätere Eintreffen der Signale am Empfänger (Weg 2, Weg L) zu einer Überlagerung der benachbarten OFDM-Blöcke im DFT-Fenster kommt, wodurch eine störungsfreie Demodulation unmöglich wird.

Um das Übersprechen zu verhindern, wird ein Schutzintervall (GI, engl. guard intervall) in das Sendesignal $x(t)$ zwischen den einzelnen OFDM-Blöcken eingebaut. Da das Schutzintervall die Effizienz der Übertragung verringert, sollte die Länge des Schutzintervalls nicht größer als die maximale Verzögerungszeit τ_{\max} sein, die bei der Übertragung durch

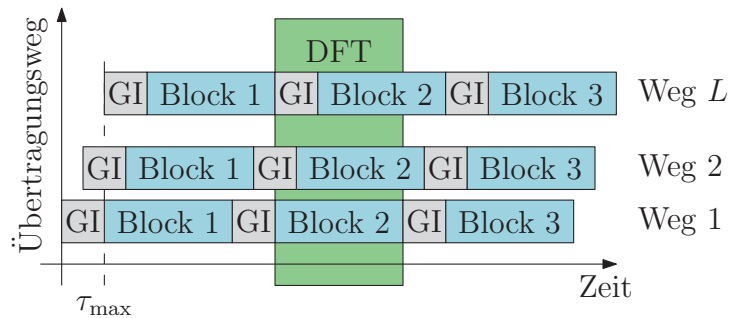


Abbildung 2.10: Kein Blockübersprechen durch Schutzintervall

Mehrwegeausbreitung (Weg L in Abbildung 2.10) auftritt.

Durch die Trennung der benachbarten OFDM-Blöcke durch das Schutzintervall zeigt sich in Abbildung 2.10, dass nur Symbole eines einzigen OFDM-Blocks im DFT-Fenster vorhanden sind, die nun frei von Interblockinterferenzen demoduliert werden können.

Wie bereits erwähnt, kann es bei Mehrwegeausbreitung, zusätzlich zur Interblockinterferenz, zu Nebensprechen zwischen einzelnen Unterträgern, kommen. Durch das zyklische Auffüllen des Schutzintervalls mit den zu sendenden Daten kann der Orthogonalitätsverlust der Unterträger durch Mehrwegeausbreitung vermieden werden. Voraussetzung hierfür ist eine korrekte Entfernung des Schutzintervalls.

Des Weiteren wird die Diskrete Fourier-Transformation hierdurch zirkular¹[106].

Das Prinzip der zyklischen Auffüllung des Schutzintervalls mit den zu sendenden Daten ist in Abbildung 2.11 dargestellt und wird zyklisches Präfix (CP, engl. cyclic prefix) genannt.

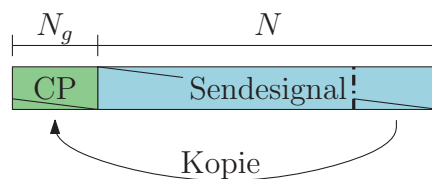


Abbildung 2.11: Aufbau des zyklischen Präfixes

Hierbei werden die letzten N_g Abtastwerte des generierten Signals des k -ten OFDM-Blocks

$$\mathbf{x}[k] = \{x_0[k], \dots, x_{N-1}[k]\} \tag{2.9}$$

an den Anfang des k -ten OFDM-Blocks kopiert. Dadurch verlängert sich der k -te OFDM-

¹Dies bedeutet, dass die Transformation eines periodisch verschobenen Signals mittels der Diskrete Fourier-Transformation in der Transformierten des nicht verschobenen Signals sowie in einer Phasendrehung resultiert. Bei der Entzerrung des Kanals wird die Phasendrehung wieder korrigiert.

Block von N auf $N+N_g$ Abtastwerte:

$$\mathbf{x}_{\text{CP}}[k] = \{x_{N-N_g}[k], \dots, x_{N-N_g+N_g-1}[k], x_0[k], \dots, x_{N-1}[k]\} \quad . \quad (2.10)$$

Durch Hinzufügen des zyklischen Präfixes werden somit die Interblockinterferenzen vermieden und die Orthogonalität des Signals bleibt erhalten. Hierdurch kann eine einfache Empfängerstruktur für die Entzerrung verwendet werden, da die Unterträger unabhängig voneinander entzerrt² werden können.

Wie bereits erwähnt, bringt die Verwendung des zyklischen Präfixes auch einige Nachteile. Hierzu zählen unter anderem eine höhere benötigte Sendeenergie sowie eine Reduzierung der Datenrate.

Auch durch die Verwendung des OFDM-Prinzips entstehen einige Nachteile. Zum einen werden höhere Ansprüche an die Linearität der Hochfrequenzverstärker im Sender sowie im Empfänger vorausgesetzt [87], da das OFDM-Signal ein großes Maximal-zu-Durchschnitts-leistungs-Verhältnis (PAPR, engl. peak-to-average power ratio) des Basisbandsignals besitzt. Zum anderen reduziert sich die Frequenzdiversität durch die Aufspaltung der Bandbreite in N schmalere Bänder [99].

2.4 Übertragungsverfahren

In diesem Abschnitt werden Verfahren erläutert, die in dieser Arbeit zur Steigerung der Übertragungssicherheit sowie der Datentransferrate eingesetzt werden.

2.4.1 Kanalcodierung

Mithilfe der Kanalcodierung (CC, engl. channel coding) kann die Übertragungssicherheit erhöht werden, da redundante Bits nach festgelegten Regeln in die Übertragungssequenz eingefügt werden. Die Auswertung des redundanten Empfangssignals am Empfänger ermöglicht es, fehlerhaft übertragene Bits zu erkennen und bestenfalls zu korrigieren.

Die einfachste Art der Kanalcodierung ist die Vorwärtsfehlerkorrektur (FEC, engl. forward error correction), da hierbei keine Rückkopplung mit dem Decodierer stattfindet.

Eine weit verbreitete Art der Kanalcodierung, mit der eine fortlaufende Codierung und Decodierung des Datenstroms möglich ist, ist die Faltungscodierung. Anwendung findet der Faltungscode zum Beispiel in der Mobilfunktechnik [1] sowie in der Satellitentechnik [29]. Auch im WLAN-Standard wird die Faltungscodierung verwendet [3].

Ein Faltungscode wurde erstmals 1955 von Peter Elias beschrieben [30] und kontinuierlich

²Siehe Kapitel 2.7.3

weiterentwickelt [5, 42, 108]. Aber erst durch die Entwicklung des effizienten Decodieralgorithmus von Andrew J. Viterbi im Jahre 1967 [103], den sogenannten Viterbi-Algorithmus, gelang für die Faltungscodes der Durchbruch [43].

Dieses Decodierverfahren ist hinsichtlich einer minimalen Fehlerwahrscheinlichkeit optimal, da es sich um ein Maximum-Likelihood-Verfahren handelt. Neben der kontinuierlichen Codierung und Decodierung benötigt der Faltungscodiercode keine Blocksynchronisation und ist linear [57].

Ein Nachteil ist, dass Faltungscodes nicht analytisch geschlossen konstruiert werden können, was die Suche nach optimalen Faltungscodes schwierig macht [105].

Bei der Faltungscodierung werden die Eingangsbits in eine codierte Bitfolge abgebildet, wobei die Coderate (das Verhältnis zwischen den Eingangs- und Ausgangsbits) typischerweise zwischen $1/2$ und $7/8$ liegt.

Da bei der Faltungscodierung ein Eingangsbit typischerweise mehrere Ausgangsbits beeinflusst, spricht man anschaulich von dem Gedächtnis des Faltungscodes. Die Länge des Gedächtnisses gibt an, wie viele Ausgangsbits neben dem aktuellen Ausgangsbit von einem Eingangsbit abhängen.

Um die Fehlerwahrscheinlichkeit der Decodierung zu verringern, wird am Ende der Übertragung eine sogenannte Nullsequenz der Länge des Gedächtnisses hinzugefügt, damit der Codierer auf einen bekannten Endzustand geführt wird. Dieses Verfahren wird Terminierung genannt. Durch die Nullsequenz reduziert sich jedoch die effektive Coderate der Codierung. Außerdem wird zu Beginn der Codierung von einem mit Nullen gefüllten Gedächtnis ausgegangen.

Durch die gegebene Struktur der Faltungscodierung sind effektiv weniger Zustandsübergänge möglich, als theoretisch erlaubt sind. Auf dieser Tatsache beruht die Fähigkeit der Faltungscodes, Übertragungsfehler zu erkennen und bestenfalls zu korrigieren.

Die Aufgabe des Decodierers besteht nun darin, die mögliche Symbolfolge mit der größten Übereinstimmung zu der tatsächlich empfangenen Symbolfolge zu detektieren. Hierfür kann unter anderem die Hamming-Distanz verwendet werden. Es ist auch möglich, andere Metriken zu verwenden.

Die gesendeten Symbole können anhand der Metrik ermittelt werden.

Bei der kontinuierlichen Decodierung ist es im Allgemeinen nicht nötig zu warten, bis die komplette Übertragung beendet ist. Simulationen haben gezeigt, dass die Entscheidung über einen Zustand nach ungefähr der fünffachen Gedächtnislänge durchgeführt werden kann, ohne dass die Übertragungsqualität merklich leidet [58].

Eine Alternative zur Decodierung der Faltungscodes stellt die sequenzielle Decodierung [72] dar. Der Nachteil der sequenziellen Decodierung liegt in der nicht konstanten Verarbeitungszeit, da die Decodierzeit von der Anzahl der auftretenden Fehler abhängt [12]. Deshalb wird in dieser Arbeit der Viterbi-Algorithmus zur Decodierung verwendet, der unabhängig der auftretenden Fehler eine konstante Decodierzeit aufweist.

2.4.2 Modulation

Die am meisten verwendete Modulation bei OFDM-Übertragungen ist die Quadraturamplitudenmodulation (QAM). Bei der Quadraturamplitudenmodulation werden die Eingangsbits entsprechend der Modulationsordnung zusammengefasst und in ein komplexes Symbol überführt. Durch die Zusammenfassung der Bits in komplexe Symbole werden pro OFDM-Block mehr Bits übertragen. Die Datenrate kann daher wesentlich höher als die Symbolrate sein.

Die komplexen Symbole sind äquidistant und quadratisch angeordnet und können in einem Konstellationsdiagramm dargestellt werden, wie dies in Abbildung 2.12 zu sehen ist.

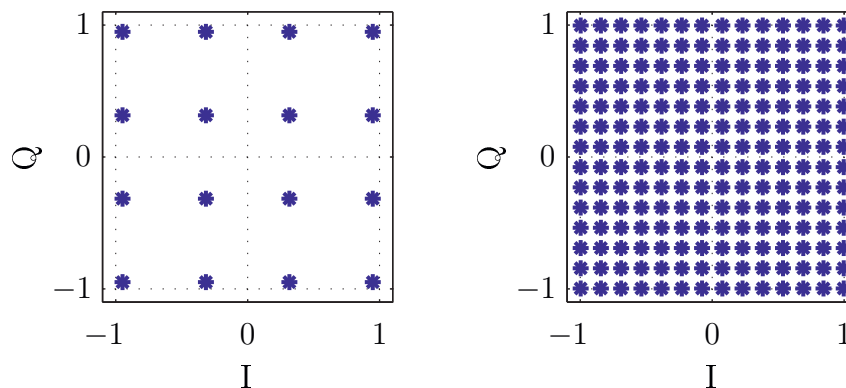


Abbildung 2.12: Konstellationsdiagramm 16-QAM (links) und 256-QAM (rechts)

Auf der linken Seite in Abbildung 2.12 ist das Konstellationsdiagramm dargestellt, in dem alle komplexen Symbole einer 16-QAM eingezeichnet sind. Das Konstellationsdiagramm auf der rechten Seite zeigt die komplexen Symbole einer 256-QAM.

Auf der Empfängerseite werden die empfangenen komplexen Symbolen anhand der Modulationsordnung in einen Bitstrom überführt. Da die komplexen Symbole bei der Übertragung dem Einfluss des Rauschens ausgesetzt sind, verändert sich die Position der

komplexen Symbole auf dem Konstellationsdiagramm um den erwarteten Konstellationspunkt. Damit die Demodulation in die Ausgangsbits durchgeführt werden kann, werden die empfangenen komplexen Symbole den am nächsten liegenden komplexen Symbol der verwendeten Modulationsordnung zugewiesen³.

Der Vergleich der beiden Konstellationsdiagramme zeigt, dass bei gleicher mittlerer Sendeleistung die Konstellationspunkte der höherstufigen Modulation näher zusammen liegen und somit anfälliger für Störungen während der Übertragung sind. Dadurch ist die bestmögliche Modulationsordnung für die Übertragung abhängig vom vorhandenen Übertragungskanal⁴.

In dieser Arbeit werden Modulationsordnungen bis zur 64-QAM (6 bit pro Symbol) eingesetzt.

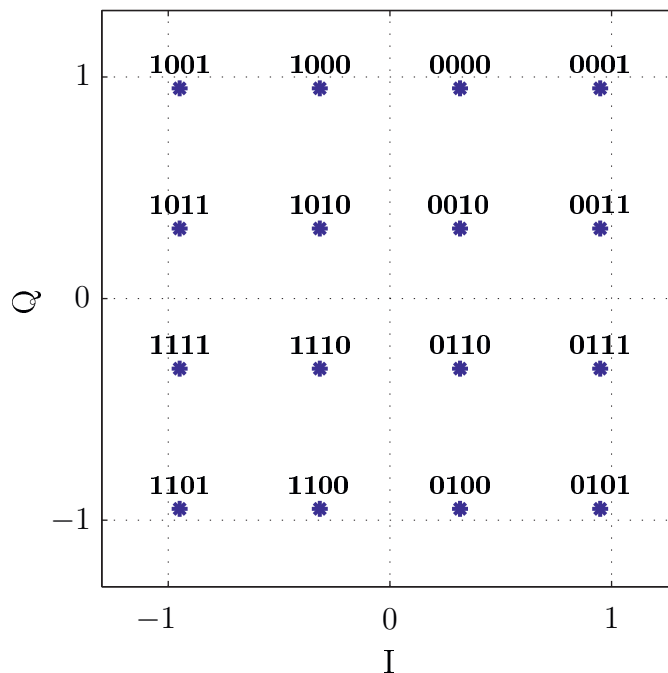


Abbildung 2.13: Gray Code angewandt auf eine 16-QAM

Um die Bitfehler, die durch eine misslungene Detektion der Empfangssymbole auftritt, auf wenige Bits zu beschränken, wird bei der Umsetzung der Bits in komplexe Symbole der Gray-Code [41] angewandt. Hierbei besitzen benachbarte Konstellationspunkte nur

³Hierbei wird davon ausgegangen, dass alle komplexen Symbole gleichwahrscheinlich übertragen werden und dass es sich bei der Störung der Übertragung um Weißes Rauschen handelt.

⁴Siehe Kapitel 2.8.1

ein verändertes Bit in der zugehörigen Bitsequenz (siehe Abbildung 2.13). Die Anordnung der Bits ist hierbei beliebig.

Da angenommen wird, dass das Rauschen so kleine Amplituden aufweist, dass sich die Verschiebung der Konstellationspunkte nur auf die benachbarten Quadranten beschränkt, wird der Bitfehler der Übertragung pro komplexem Symbol auf ein Bit beschränkt.

2.4.3 Spatial-Multiplex

Spatial-Multiplex (SM) ist ein Verfahren, dass in Mehrantennen-Systemen zur Steigerung der Datenrate eingesetzt wird.

Hierbei werden von allen verfügbaren Antennen Signale gesendet, die unabhängig und eigenständig codierte wurden. Da die Signale auf der gleichen Frequenz gesendet werden, überlagern sich die einzelnen Signale in der Luft. Durch die räumliche Auflösung können die einzelnen Signale am Empfänger wieder getrennt werden.

2.5 Übertragungskanal

In dieser Arbeit werden die Signale über einen realen Übertragungskanal übertragen. Um die Vorteile der adaptiven Modulation sowie der automatischen Modulationsklassifikation auf der Empfängerseite zu verdeutlichen, muss der Übertragungskanal einige Anforderungen erfüllen.

Für die gewinnbringende Nutzung der adaptiven Modulation muss der Übertragungskanal frequenzselektiv sein. Da die Übertragungen ohne Signalisierung durchgeführt werden, muss der Übertragungskanal eine gewisse Reziprozität aufweisen, damit der Empfänger die automatische Schätzung des verwendeten Modulationsverfahren durchführen kann. Des Weiteren ist es von Vorteil, wenn der Übertragungskanal nur langsam zeitvariant ist. Diese Eigenschaften unterscheiden sich bei jedem Übertragungskanal, da selbst kleine Bewegungen oder Reflexionen die Kanaleigenschaften ändern. Ein realer Funkkanal lässt sich deshalb nicht reproduzieren.

2.5.1 Reziprozität

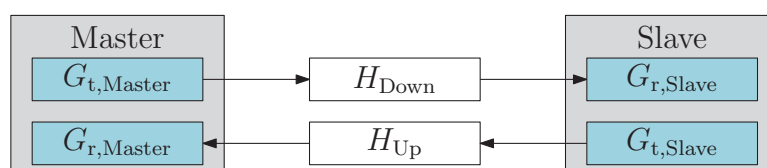


Abbildung 2.14: Reziprozität

Die Reziprozität beschreibt die Umkehrbarkeit eines Systems, wie dies in Abbildung 2.14 gezeigt wird. Unterscheidet sich der Übertragungskanal für die Abwärtsstrecke H_{Down} und der Übertragungskanal für die Aufwärtsstrecke H_{Up} nicht, kann von perfekter Kanal-Reziprozität ausgegangen werden. Hier gilt:

$$H_{\text{Down}} = H_{\text{Up}} \quad . \quad (2.11)$$

Bei der Übertragung zwischen zwei Transceivern hängt die Reziprozität der Übertragung nicht ausschließlich vom Übertragungskanal ab. Durch die Benutzung unterschiedlicher Sender und Empfänger oder die Verwendung unterschiedlicher Antennen kann es zu Unterschieden in der Aufwärts- und Abwärtsstrecke kommen. Daraus lässt sich als Voraussetzung für Reziprozität die Benutzung einer einzigen Antenne zum Senden und Empfangen ableiten.

Des Weiteren werden bei der Verarbeitung der Signale im Transceiver Sendefilter G_t und Empfangsfilter G_r verwendet, die nicht zwangsläufig das gleiche Verhalten aufweisen. Somit ergibt sich selbst bei perfekter Kanal-Reziprozität keine vollständige Reziprozität der Übertragung. Hier gilt:

$$G_{t,\text{Master}} \cdot H_{\text{Down}} \cdot G_{r,\text{Slave}} \neq G_{t,\text{Slave}} \cdot H_{\text{Up}} \cdot G_{r,\text{Master}} \quad . \quad (2.12)$$

Der Einfluss der internen Filter lässt sich durch bekannte Kalibrierungs-Methoden verringern [49], die in dieser Arbeit aber nicht angewandt werden.

2.5.2 Frequenzselektivität

Frequenzselektivität eines Funkkanals entsteht im Wesentlichen durch Mehrwegeausbreitung. Die Mehrwegeausbreitung wird häufig durch das Leistungsverzögerungsprofil (PDP, engl. power delay profile) beschrieben. Das Leistungsverzögerungsprofil beschreibt die Signalstärke der empfangenen Signale durch Mehrwegeausbreitung in Abhängigkeit der Verzögerungszeit am Empfänger [61]. In [54] und [88] wurde gezeigt, dass das Leistungsverzögerungsprofil typischerweise in Innenräumen ein näherungsweise exponentiell abklingendes Verhalten zeigt.

Die Mehrwegeausbreitung wird zum Beispiel durch Reflexionen an Objekten hervorgerufen, was zu konstruktiven oder destruktiven Interferenzen führen kann, da sich die Signale aufheben oder addieren können. In Innenräumen wird von einer kurzen Verzögerungszeit der Mehrwegeausbreitung ausgegangen [76].

Eine weitere Ursache für die Frequenzselektivität eines Übertragungskanals liegt in der verwendeten Hardware, da diese im Allgemeinen kein frequenzflaches Verhalten aufweist⁵.

⁵Als Beispiel sei hier auf die Antennenanpassungsmessung in Kapitel 3.1.3 verwiesen.

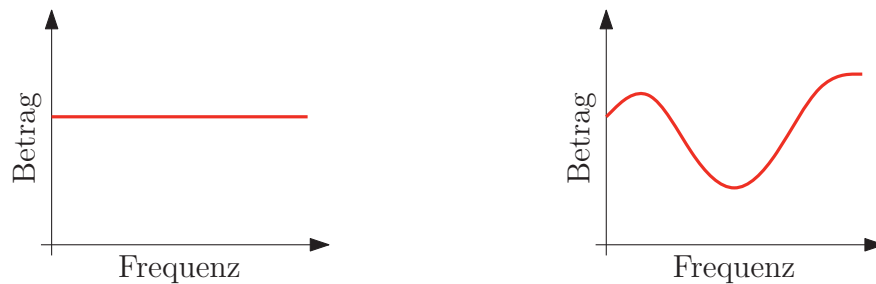


Abbildung 2.15: Frequenzflache Übertragungsfunktion (links) und frequenzselektive Übertragungsfunktion (rechts)

Abbildung 2.15 zeigt sowohl den Betrag einer frequenzflachen Übertragungsfunktion (links) als auch den Betrag einer frequenzselektiven Übertragungsfunktion (rechts). Anhand des Betrages der Übertragungsfunktion lässt sich auf die Übertragungsqualität des genutzten Kanals schließen. Bei einer frequenzflachen Übertragungsfunktion ist die Übertragungsqualität bei allen Frequenzen gleich. Bei einer frequenzselektiven Übertragungsfunktion dagegen verändert sich die Übertragungsqualität in Abhängigkeit der verwendeten Frequenz.

2.5.3 Zeitinvarianz

Ein zeitinvarianter Übertragungskanal zeigt zu jedem Zeitpunkt das gleiche Verhalten. Dies bedeutet, dass das Empfangssignal unabhängig der Sendezeit gleich bleibt. Unter realen Bedingungen ist ein Übertragungskanal aber zeitvariant, da sich, zum Beispiel durch äußere Einflüsse, das Empfangssignal in Abhängigkeit der Sendezeit verändert.

Sich zeitlich sehr langsam ändernde Übertragungskanäle, wie sie in Innenräumen vorkommen, können für eine kurze Zeitspanne als zeitinvariant angesehen werden. Laut [40] sind typische WLAN-Innenraumkanäle für eine Zeitspanne von ungefähr 1 ms zeitinvariant. Des Weiteren kann in typischen WLAN-Innenraumkanälen auf die Betrachtung der Veränderung des Übertragungskanals während der Übertragung einzelner OFDM-Blöcke verzichtet werden, da die Veränderung auf Grund der kurzen Sendezeit ($\ll 1$ ms) vernachlässigbar ist und ein somit quasi-statischer Übertragungskanal vorliegt [102].

2.6 Synchronisation

Bei der Übertragung von Signalen spielt die Synchronisation eine entscheidende Rolle, da im Allgemeinen keine zusätzliche kabelgebundene Verbindung zwischen den Transceivern besteht, die für eine Synchronisation genutzt werden kann. Die Synchronisation wird daher anhand der empfangenen Daten sowie weiterer Informationen, wie unter anderem die Blocklänge oder die Anzahl der übertragenden Blöcke, durchgeführt.

Bei OFDM-Übertragungen ist die Synchronisation besonders wichtig, da OFDM-Systeme sehr anfällig für Synchronisationsfehler sind [44].

Ein Problem bei der Zeitsynchronisation stellt die Genauigkeit dar. Wird der Startpunkt eines OFDM-Blockes einen Abtastwert zu früh oder zu spät detektiert, kommt es zu Blockübersprechen bei der Demodulation zwischen zwei benachbarten OFDM-Blöcken. Durch das zyklische Präfix⁶ und einen effizienten Synchronisationsalgorithmus⁷ lässt sich dieser Fehler weitestgehend vermeiden.

Des Weiteren haben die eingesetzten Oszillatoren auf der Sende- und Empfangsseite einen großen Einfluss auf das Fehlerverhalten der Synchronisation.

Durch Toleranzen, Temperaturunterschiede oder das Alter der Geräte können unter anderem Unterschiede in der Abtastfrequenz (SFO, engl. sampling frequency offset) auftreten. Die relative Abtastfrequenzabweichung, die sich aus der Differenz der Abtastfrequenzen bezogen auf den Unterträgerabstand ergibt, liegt im Allgemeinen in der Größenordnung um $f_{\xi, \text{SFO}} \approx 10^{-6}$ [89].

Der WLAN-Standard [3] gibt hierzu eine maximale Abtastfrequenzdifferenz vom $f_{\xi, \text{SFO}, \text{max}} = 20 \cdot 10^{-6}$ an. Daraus folgt, aus dem Kehrwert der Abtastfrequenzdifferenz, dass sich die Abtastposition nach 50000 Abtastwerten um eine Stelle verschoben hat. Bei einer geringen Länge der zu übertragenden Signalblöcke sowie durch den Einsatz des zyklischen Präfixes⁸ kann dieser Effekt vernachlässigt werden.

Ein weiterer Fehler, der aufgrund der Oszillatoren auf der Sende- und Empfangsseite auftritt, ist der Trägerfrequenzversatz (CFO, engl. carrier frequency offset). Angegeben wird der relative Trägerfrequenzversatz $f_{\xi, \text{CFO}}$ zu

$$f_{\xi, \text{CFO}} = \frac{f_{c, \text{S1}} - f_{c, \text{S2}}}{\Delta f} \quad . \quad (2.13)$$

Hierbei beschreibt Δf den Abstand zwischen zwei Unterträgern und $f_{c, \text{S1}}$ sowie $f_{c, \text{S2}}$ die jeweilige Trägerfrequenz der Systeme.

OFDM-Systeme reagieren auf einen Trägerfrequenzversatz sehr empfindlich, da dieser Fehler einen Verlust der Orthogonalität der Unterträger zur Folge hat. Die durch den Trägerfrequenzversatz entstandenen Fehler zeigen sich durch Phasenrotation der einzelnen OFDM-Blöcke sowie durch eine Verschiebung der Konstellationspunkte um den erwarteten Konstellationspunkt.

⁶Siehe Kapitel 2.3.1

⁷Siehe Kapitel 2.6.1

⁸Siehe Kapitel 2.3.1

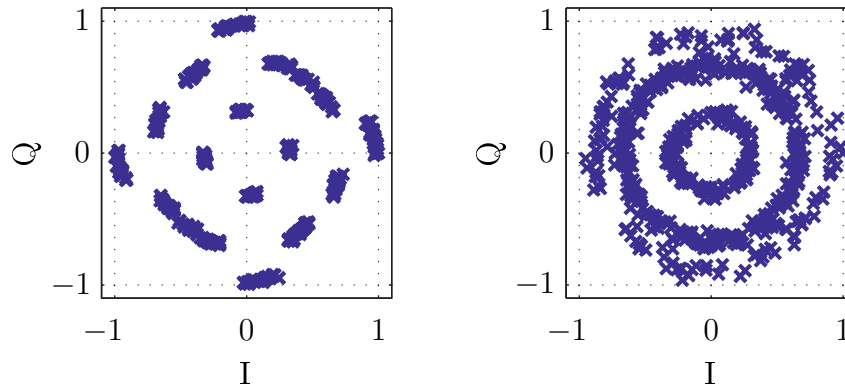


Abbildung 2.16: Phasenrotation und Verschiebung des Konstellationsdiagramms bei unterschiedlichen relativen Trägerfrequenzversätzen (Links $f_{\xi, \text{CFO}} \approx 0.009$, Rechts $f_{\xi, \text{CFO}} \approx 0.044$)

In Abbildung 2.16 ist auf der linken Seite ein Konstellationsdiagramm dargestellt, bei dem ein kleiner Trägerfrequenzversatz zwischen den Transceivern vorhanden ist. Bei einem größeren Trägerfrequenzversatz zwischen den Transceivern ergibt sich das auf der rechten Seite abgebildete Konstellationsdiagramm.

In beiden Konstellationsdiagrammen ist der Einfluss des Trägerfrequenzversatzes für 10 aufeinanderfolgende OFDM-Blöcke sichtbar. Es ist zu erkennen, dass bei größerem Trägerfrequenzversatz die Rotation sowie die Verschiebung der einzelnen Konstellationspunkte größer werden. Nur bei kleinen Trägerfrequenzversätzen ist die ursprüngliche Lage der Konstellationspunkte noch erkennbar. Durch die in dieser Arbeit verwendeten Verfahren⁹ kann der Trägerfrequenzversatz gut kompensiert werden.

Die letzte Fehlerart, die aufgrund der Oszillatoren auftritt, ist das Phasenrauschen. Das Phasenrauschen zeigt ähnliche Einflüsse wie der Trägerfrequenzversatz, ist allerdings schwierig zu kompensieren. Die existierenden Verfahren aus [91, 109] zur Kompensation des Phasenrauschens benötigen eine große Menge an Trainings-Informationen und werden deshalb in Implementierungen selten eingesetzt.

Da in dieser Arbeit nur der Trägerfrequenzversatz ($f_{\xi, \text{CFO}}$) berücksichtigt wird, wird im Folgenden der Trägerfrequenzversatz f_{ξ} genannt.

⁹Siehe Kapitel 2.7.2 und Kapitel 2.7.4

2.6.1 Zeit- und Frequenzsynchronisationsalgorithmus

Für die Bestimmung des Zeitversatzes sowie des Trägerfrequenzversatzes existieren trainingssymbolgestützte sowie blinde Verfahren.

Bei den trainingssymbolgestützten Verfahren werden redundante Informationen übertragen, die nur für die Synchronisation sowie für die Kanalschätzung benutzt werden. Diese Daten werden meist in Form einer Präambel übertragen. Hierbei verwendet das Verfahren das OFDM-Zeitsignal der Übertragung für die Synchronisation und die Kanalschätzung. Die Idee der trainingssymbolgestützten Verfahrens geht auf Moose zurück, der 1994 den Frequenzfehler durch eine Korrelation sich wiederholender Symbole in der Präambel schätzte [83]. Die Nachteile dieses Maximum-Likelihood-Schätzers (ML-Schätzer), der geringe Fangbereich aufgrund der 2π -Periodizität und das Fehlen der Zeitsynchronisation, konnten im Laufe der Zeit weitestgehend beseitigt werden [24, 26, 36, 66, 84, 96]. In [38, 90, 95] und [110] werden alternative Verfahren zur trainingssymbolgestützten Zeit- und Frequenzsynchronisation beschrieben.

Des Weiteren können Trainingssymbole in den vorhandenen OFDM-Unterträgern platziert werden. Dieses Verfahren wird meistens zur Feinsynchronisation benutzt und wird in Kapitel 2.7.4 beschrieben.

Blinde Verfahren hingegen nutzen die besondere Struktur der OFDM-Signale aus.

Ein Verfahren wertet die höheren Momente des OFDM-Signals aus [11]. Hierbei wird eine Zyklstationarität genutzt, die Informationen für die Synchronisation enthält. Der Nachteil der statistikbasierten Schätzer liegt in der hohen Anzahl an benötigten OFDM-Blöcken, um eine hinreichende Genauigkeit zu erhalten.

Blinde Verfahren, die zur Bestimmung des Trägerfrequenzversatzes die eingefügte Redundanz in den Schutzunterträgern des Frequenzbereichs auswerten [37, 75], werden hierbei häufiger eingesetzt. Diese Schätzer, die aus dem Prinzip der Minimierung des Fehlerquadrates hervorgehen und zur Berechnung eine Kostenfunktion maximieren, suchen das Maximum über einen definierten Bereich des Frequenzversatzes, was sich sehr aufwendig gestaltet.

Die für die Praxis relevantesten Verfahren nutzen die Redundanz des Schutzintervalls im Zeitbereich. Diese Verfahren [4, 70, 85, 96] liefern direkt Schätzwerte für den Trägerfrequenz- sowie den Zeitversatz. Hierfür wird der ML-Schätzer nach [4] verwendet, der die Korrelationssumme R_g der komplexen Abtastwerte mit einem zeitlichen Abstand von N

Symbolen berechnet:

$$R_{\vartheta} = \sum_{i=0}^{N_g-1} r_{\vartheta+i} \cdot r_{\vartheta+i+N}^* \quad . \quad (2.14)$$

r_{ϑ} beschreibt hierbei das abgetastete Symbol des Empfangssignals $r(t)$ mit $r_{\vartheta} = r(\vartheta T)$. Die Korrelationssumme R_{ϑ} beschreibt die Übereinstimmung des Signals im Bereich von i bis $i+N_g$ mit dem Signal im Bereich von $i+N$ bis $i+N+N_g$ (siehe Abbildung 2.17).

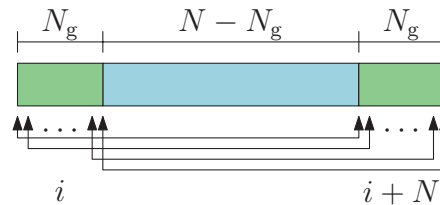


Abbildung 2.17: Berechnung der Korrelationssumme am Beispiel eines OFDM-Blocks

Da in OFDM-Signalen aufgrund des zyklischen Präfixes¹⁰ näherungsweise identische Signalverläufe auftreten, liefert die Korrelationssumme hier hohe Werte. In den übrigen Bereichen des Signals ergibt die Korrelationssumme idealerweise Null.

Für die Suche nach dem Startpunkt des gesendeten Signals, wird die Korrelationssumme kontinuierlich über alle Abtastwerte bestimmt. Durch die periodische Fortsetzung der OFDM-Signale ergeben sich zu Beginn jedes OFDM-Blocks Maxima β in der Korrelationssumme. Durch die Lage der Maxima kann auf die Startpunkte der OFDM-Symbole geschlossen werden.

Des Weiteren wird zur Schätzung die Energiesumme E_{ϑ} mit

$$E_{\vartheta} = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=0}^{N_g-1} |r_{\vartheta+i}|^2 + |r_{\vartheta+i+N}|^2 \right) \quad (2.15)$$

benötigt. Aus der Korrelationssumme R_{ϑ} sowie der Energiesumme E_{ϑ} ergibt sich die Korrelationsmetrik $J_{\vartheta,\text{opt}}$ des ML-Schätzer zu:

$$J_{\vartheta,\text{opt}} = |R_{\vartheta}| - \frac{S/N}{S/N + 1} E_{\vartheta} \quad . \quad (2.16)$$

Hier zeigt sich schon ein grundlegender Nachteil des ML-Schätzers, da hier das Signal-zu-Geräusch-Leistungsverhältnis (S/N) benötigt wird, das häufig nicht bekannt ist. Viel

¹⁰Siehe Kapitel 2.3.1

gravierender ist aber die Degradation der Leistungsfähigkeit des ML-Schätzers bei frequenzselektiven Übertragungskanälen [71, 101], die in dieser Arbeit aber benötigt werden, um die Leistungsfähigkeit der adaptiven Modulation zu zeigen. In [85] werden weitere Korrelationsmetriken vorgestellt, die die Leistungsfähigkeit des ML-Schätzers bei frequenzselektiven Übertragungskanälen verbessern sollen.

Die in [96] vorgestellte Korrelationsmetrik J_ϑ

$$J_\vartheta = \frac{|R_\vartheta|^2}{E_\vartheta^2} \quad (2.17)$$

unterliegt zwar keinem Optimalitätskriterium, zeigt aber aufgrund der Division durch die Energiesumme E_ϑ , ein geeignetes Ergebnis bei der stark fluktuierenden Einhüllenden des OFDM-Signals, da hierdurch der Einfluss der Leistungsschwankung unterdrückt wird und somit Schwellenwerte bei der Synchronisation verwendet werden können.

Durch die Mehrwegeausbreitung verändert sich die zeitliche Ausdehnung der Kanalimpulsantwort und somit auch die Lage des optimalen Startpunktes für die DFT-Operation¹¹. Dadurch ist eine zuverlässige Schätzung des optimalen Synchronisationszeitpunkts nicht immer möglich. Eine optimale Schätzung lässt sich mit rückgekoppelten Strukturen erreichen, die sowohl Synchronisation als auch Kanalschätzung beinhalten. Diese Strukturen benötigen aufgrund der komplexen Algorithmen eine wesentlich längere Zeitdauer zur Synchronisierung und werden deswegen nur selten implementiert.

Praktische Anwendungen benutzen deswegen eine konstante Zeitverschiebung für den Startpunkt der DFT-Operation nach Beginn des Schutzintervalls. Dieser Wert wird pragmatisch gewählt und unterliegt keinem Optimalitätskriterium. Das Blockübersprechen ist desto geringer, je näher der Startpunkt für die DFT-Operation am Ende des Schutzintervalls liegt. Sobald der Startpunkt nur einen Abtastwert nach dem Ende des Schutzintervalls liegt, entsteht sehr große Interblockinterferenzen.

An den Stellen der Maxima β kann außerdem auf einfache Weise der Trägerfrequenzversatz \hat{f}_ξ der Übertragung durch

$$\hat{f}_\xi = \text{mean} \left(\sum_{\beta} \frac{\arg(R_\beta)}{2\pi} \right) \quad (2.18)$$

geschätzt werden. Die Mittelwertbildung ($\text{mean}()$) über die Summe der Phasen der Korrelationssumme R_ϑ erhöht die Genauigkeit des Schätzers aufgrund des Prinzips der Geräuschreduktion (EGC, engl. equal gain combining) [13].

¹¹Siehe Kapitel 2.3.1

Die Synchronisation im Mehrantennensystem wird, analog zum Einantennensystem, mit der Korrelationsmetrik J_{ϑ} durchgeführt. Hierbei wird die Korrelationssumme R_{ϑ} sowie die Energiesumme E_{ϑ} aus dem Mittelwert der M_r Empfangssignale berechnet. Da für die Synchronisation die Präambel¹² genutzt wird, die an allen Antennen anliegt, ergibt sich ein von Null verschiedener Mittelwert. Durch die Mittelwertbildung der Signale reduziert sich das Rauschen (EGC), was einen Vorteil gegenüber dem Einantennensystem darstellt.

2.7 Korrektur und Entzerrung

Da die übertragenen Signale durch den Übertragungskanal sowie durch die verwendete Hardware beeinflusst werden, müssen diese Einflüsse nach der Übertragung korrigiert werden. Um den Kanal und den Trägerfrequenzversatz zu schätzen werden in die Übertragung sogenannte Pilotsymbole eingefügt.

2.7.1 Trägerfrequenzversatzkorrektur

Wie bereits in Kapitel 2.6 beschrieben, handelt es sich bei dem Trägerfrequenzversatz um einen Fehler, der mithilfe der Gleichung (2.18) auf einfache Weise geschätzt werden kann. Die Kompensation des Trägerfrequenzversatzes geschieht durch eine Rückdrehung der Phase im Zeitsignal mit

$$\hat{r}_{\vartheta} = r_{\vartheta} \cdot e^{j\frac{2\pi\vartheta f_{\epsilon}}{N}} \quad . \quad (2.19)$$

Hierbei wird das empfangene Signal r_{ϑ} , abhängig von der Position ϑ , um den geschätzten Phasenfehler gedreht.

Da der Trägerfrequenzversatz auch Einfluss auf die Präambel hat, muss die Korrektur vor der Kanalschätzung durchgeführt werden.

2.7.2 Kanalschätzung

Ziel der Kanalschätzung (CE, engl. channel estimation) ist es, Wissen über den aktuellen Übertragungskanal zu erhalten, um das Empfangssignal zu entzerren¹³ und im Fall der adaptiven Modulation¹⁴ die genutzten Modulationsordnungen auf den verwendeten Unterträgern festzulegen.

Für die Kanalschätzung wird zu Beginn der Übertragung eine bekannte Sequenz, die Präambel, übertragen. Auf der Empfängerseite wird mithilfe der Präambel der Übertra-

¹²Siehe Kapitel 2.7.2

¹³Siehe Kapitel 2.7.3

¹⁴Siehe Kapitel 2.8.1

gungskanal für jeden Unterträger geschätzt. Die Schätzungen werden unabhängig voneinander durchgeführt.

Als Präambel wird im Allgemeinen eine spezielle Folge benutzt, die je nach Anwendungsfall bestimmte Eigenschaften aufweist. Die verwendeten Folgen können zum Beispiel orthogonal zueinander sein, um eine optimale Schätzung zu gewährleisten. Hierzu zählen unter anderem die Gold-Folge [39] oder die Kasami-Folge [64]. Es können aber auch beliebige Symbolfolgen zur Kanalschätzung verwendet werden.

Eine weitere spezielle Folge ist die Zadoff-Chu-Folge. Diese Folge wird durch eine Drehung im Einheitskreis erzeugt und besitzt somit eine konstante Amplitude:

$$x_{\text{CHU}}(\vartheta) = e^{j\frac{\pi\vartheta^2}{N}} \quad . \quad (2.20)$$

Die Zadoff-Chu-Folge kann sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich nach 2.20 berechnet werden. ϑ beschreibt hier den diskreten Abtastpunkt. Neben der Eigenschaft der konstanten Amplitude ergibt die Autokorrelation der Zadoff-Chu-Folge Null [92]. Durch diese Eigenschaft kann trotz der Mehrwegeausbreitung der optimale Synchronisationspunkt mit der Korrelationsmetrik J_ϑ bestimmt werden.

Die Zadoff-Chu-Folge wird unter anderem beim aktuellen Mobilfunkstandard LTE genutzt [2].

Unabhängig der gewählten Sequenz kann für die Kanalschätzung der sogenannte MMSE-Schätzer (engl. minimum-mean squared error) verwendet werden.

Der MMSE-Schätzer minimiert zur Schätzung des aktuellen Übertragungskanals den mittleren quadratischen Fehler zwischen den gesendeten und den empfangenen Symbolen. Das Problem des MMSE-Schätzers liegt in der Tatsache, dass der MMSE-Schätzer zur Schätzung des Übertragungskanals den mittleren Leistungsübertragungsfaktor des Übertragungskanals sowie des Rauschens benötigt. Diese Parameter sind in praktischen Anwendungen nur durch lange Beobachtungszeiten zu ermitteln.

Der einfachere Zero-Forcing Schätzer (ZF-Schätzer) verzichtet auf diese Informationen und schätzt den Übertragungskanal \hat{H}_n auf dem n -ten Unterträger durch

$$\hat{H}_n = \frac{d_n[k]}{s_n[k]} \quad . \quad (2.21)$$

Zur Schätzung werden nur die Symbole der Präambel berücksichtigt, da nur diese Symbole dem Empfänger bekannt sind.

Um das Ergebnis der Schätzung zu verbessern, kann der Mittelwert aus mehreren sogenannten Trainings-Sequenzen (TS) genutzt werden. Der Gewinn wird hier durch eine

Reduktion des Rauschens erzielt (EGC).

Aufgrund der Nutzung der Informationen über die Varianz des Übertragungskanals sowie des Rauschens liefert der MMSE-Schätzer die genauere Schätzung des Übertragungskanals. Bei hohen S/N-Werten verringert sich der Einfluss dieser Kenntnisse und der MMSE-Schätzer sowie der ZF-Schätzer liefern die gleichen Schätzergebnisse für den Übertragungskanal.

In dieser Arbeit wird der ZF-Schätzer zur Kanalschätzung verwendet, da die Varianz des Übertragungskanals sowie des Rauschens unbekannt sind und die Ermittlung der Varianzen einen sehr langen Beobachtungszeitraum benötigen, der in Echtzeitsystemen nicht vorhanden ist.

Das Ergebnis der Kanalschätzung kann durch eine Fensterung im Zeitbereich verbessert werden. Hierfür wird das Ergebnis der Kanalschätzung, die im Frequenzbereich durchgeführt wird, mittels der IDFT in den Zeitbereich zurück transformiert. Die zurück transformierte Übertragungsfunktion ist die Impulsantwort des geschätzten Übertragungskanals $\hat{h}(\vartheta)$ und zeigt die Reaktion des Übertragungskanals auf einen δ -Impuls. Da der Übertragungskanal nur einen Einfluss von maximal N_g Abtastwerten zeigt¹⁵, sind die gemessenen Abtastwerte der Impulsantwort nach N_g Abtastwerten allein auf das Rauschen zurückzuführen. Somit ergibt sich die geschätzte Impulsantwort nach der Fensterung zu

$$\tilde{h}(\vartheta) = \begin{cases} \hat{h}(\vartheta) & \text{für } \vartheta < N_g \\ 0 & \text{für } \vartheta \geq N_g \end{cases} \quad (2.22)$$

Die Schätzung der Kanalübertragungsfunktion im Mehrantennensystem basiert auf dem gleichen Prinzip. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass zwischen jeder Sende- und Empfangsantenne eine separate Kanalschätzung durchgeführt werden muss. Um diese Schätzungen zu realisieren, wird über jede der M_t Sendeantennen nacheinander die Trainingssequenz übertragen. Die übrigen Sendeantennen senden in dieser Zeit kein Signal. Somit verlängert sich die Präambel um den Faktor M_t .

Da das Sendeschema dem Empfänger bekannt ist, kann nach dem Empfang der sich überlagernden Sendesignale jede Übertragungsfunktion zwischen den Antennen wie im Einantennensystem bestimmt werden. Die Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}}_n$, die die Dimension $M_r \times M_t$ besitzt, beschreibt somit das komplette Übertragungsverhalten des Systems auf dem n -ten Unterträger.

Durch die größere Anzahl an Antennen wird für die Kanalschätzung eine größere Berechnungszeit benötigt.

¹⁵Siehe Kapitel 2.3.1

2.7.3 Entzerrung

Um die Einflüsse des Übertragungskanals aus den empfangenen Symbolen $d_n[k]$ zu reduzieren, werden die Symbole analog zur Gleichung (2.21) durch den geschätzten Übertragungskanal \hat{H}_n dividiert (Zero-Forcing (ZF)):

$$\tilde{s}_n[k] = \frac{d_n[k]}{\hat{H}_n} . \quad (2.23)$$

Die so geschätzten Symbole $\tilde{s}_n[k]$ entsprechen nun mit kleinem Fehler den gesendeten Symbolen $s_n[k]$. Analog zur Kanalschätzung¹⁶ werden die Unterträgersignale unabhängig voneinander entzerrt.

Die Entzerrung im Mehrantennensystem funktioniert nach demselben Prinzip. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass durch die höhere Antennenanzahl mehrere Kanalübertragungsfunktionen vorhanden sind. Mithilfe der Kanalmatrix $\hat{\mathbf{H}}_n$ ist die Entzerrung im Mehrantennensystem mit

$$\tilde{\mathbf{s}}_n[k] = \hat{\mathbf{H}}_n^{-1} \cdot \mathbf{d}_n[k] \quad (2.24)$$

möglich.

Hierbei werden alle Sendesymbole $\tilde{s}_n[k]$ der M_t Sendeantennen des k -ten OFDM-Blocks auf dem n -ten Unterträger unter Berücksichtigung der empfangenen Symbole $\mathbf{d}_n[k]$ geschätzt.

Nach der Entzerrung im Mehrantennensystem können alle geschätzten Sendesymbolvektoren $\tilde{\mathbf{s}}_n[k]$ als unabhängig voneinander betrachtet werden.

2.7.4 Pilotsymbole

Wie bereits in Kapitel 2.6.1 erwähnt, dienen Trainingssymbole, die in vorhandene OFDM-Unterträger eingesetzt werden, zur Feinsynchronisation der Übertragung im Frequenzbereich [22]. Mit diesen Zusatzinformationen durch die Trainingssymbole kann durch eine Korrelationsberechnung die Phasendrehung durch den Trägerfrequenzversatz sowie der Abtastfrequenzversatz während der Übertragung ermittelt werden.

Diese Symbole werden Pilotsymbole genannt und haben beliebige bekannte Werte, die sich bei jedem Pilotsymbol unterscheiden können.

Durch die Pilotsymbole, vorausgesetzt es befinden sich genügend Pilotsymbole in dem Sendesignal, kann die Phasendrehung γ , die durch den Trägerfrequenzversatz entsteht, in

¹⁶Siehe Kapitel 2.7.2

jedem OFDM-Block bestimmt und korrigiert werden.

Die Phasendrehung γ kann mithilfe der gesendeten Pilotsymbole $s_{p,n}$ und der empfangenen Pilotsymbole $r_{p,n}$, auf die bereits eine grobe Trägerfrequenzversatzkorrektur angewandt wurde¹⁷, geschätzt werden:

$$\hat{\gamma}[k] = - \sum_{N_p} \left(\text{mean} \left(\arg \frac{r_{p,n}[k] \cdot s_{p,n}[k]}{|r_{p,n}[k] \cdot s_{p,n}[k]|} \right) \right) . \quad (2.25)$$

N_p beschreibt hierbei die Anzahl an vorhandenen Pilotsymbolen in einem OFDM-Block.

Die Korrektur geschieht durch eine Rückdrehung der Symbole im Frequenzbereich:

$$\hat{s}_n[k] = \tilde{s}_n[k] \cdot e^{j\hat{\gamma}[k]} . \quad (2.26)$$

Nach der Korrektur beschreibt $\hat{s}_n[k]$ das empfangene Symbol im k -ten OFDM-Block auf dem n -ten Unterträger.

Die Schätzung der Phasendrehung sowie die Korrektur der Drehung lässt sich bei einem Mehrantennensystem analog durchführen, da nach der Kanalverzerrung die Empfangsvektoren unabhängig voneinander behandelt werden können.

Damit die Korrektur durchgeführt werden kann, müssen die Pilotsymbole in die Übertragung eingebettet werden. Für die Anordnung der Pilotsymbole in der Übertragung gibt es keine Vorgaben.

Zwei mögliche Anordnungen sind exemplarisch in Abbildung 2.18 dargestellt.

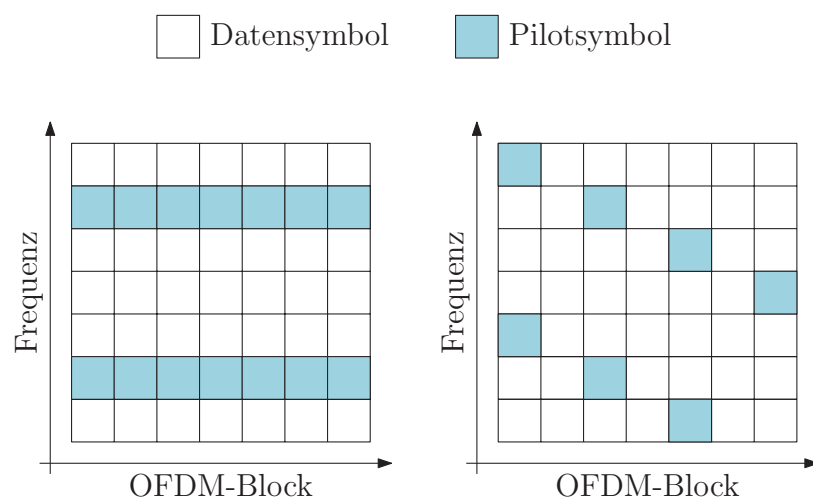


Abbildung 2.18: Position der Pilotsymbole

¹⁷Siehe Kapitel 2.7.1

Auf der linken Seite in Abbildung 2.18 werden einzelne Unterträger während der gesamten Übertragung nur für Pilotsymbole genutzt. Hierbei wird durch die Änderung der Phase auf den Pilot-Unterträgern auf die Phasendrehung der gesamten Übertragung geschlossen.

Im zweiten Beispiel, auf der rechten Seite in Abbildung 2.18, ändert sich die Pilotsymbol Position in jedem OFDM-Block. Hierbei wird die Phasendrehung anhand sich ändernder Unterträger geschätzt. Bei einer ausreichend langen Übertragung wird in dieser Anordnung die Phasendrehung auf jedem Unterträger geschätzt und nachverfolgt.

In dieser Arbeit werden die Pilotsymbole, in Anlehnung an den WLAN-Standard IEEE 802.11a [3], dauerhaft auf vier Unterträgern platziert.

2.8 Adaptive Verfahren

In diesem Kapitel werden adaptive Verfahren vorgestellt, die mithilfe der Kanalinformationen die Modulationsordnungen der verwendeten Unterträger des Sendesignals automatisch an den realen Übertragungskanal anpassen [6] sowie die Modulationsordnungen auf den verwendeten Unterträgern der empfangenen Daten schätzen können.

2.8.1 Adaptive Modulation

Um die Übertragung in frequenzselektiven Übertragungskanälen zu verbessern, wird die adaptive Modulation eingesetzt [25]. Durch die angepasste Modulation der Unterträger, entsprechend der vorhandenen Übertragungsqualität, die abhängig vom S/N ist [98], erhöht sich die Qualität der Übertragung.

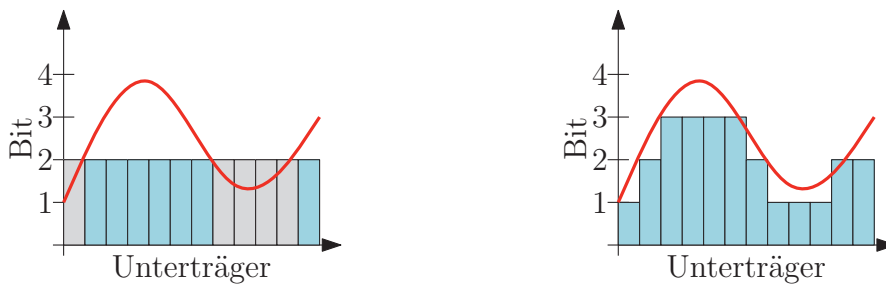


Abbildung 2.19: konstante (links) und adaptive Modulation (rechts)

In Abbildung 2.19 ist der Unterschied der übertragenen Bits pro Unterträger zwischen einer Übertragung mit konstanter Modulation der Unterträger (linkes Bild) und einer

Übertragung mit adaptiver Modulation der Unterträger (rechtes Bild) bei einem frequenzselektiven Übertragungskanal, der anhand der frequenzabhängigen Kanalkapazität (rot) dargestellt ist, hervorgehoben. Bei beiden Übertragungen sind exemplarisch $c = 24$ bit auf $N_{AM} = 12$ Unterträgern verteilt.

Hierbei ist zu erkennen, dass bei der konstanten Modulationsordnung auf den Unterträgern mit schlechten Kanaleigenschaften (grau), die sich anhand der Übertragungsfunktion ergeben, genauso viele Bits übertragen werden, wie auf den Unterträgern mit einem höheren S/N. Durch die schlechten Kanaleigenschaften sind diese Unterträger fehleranfälliger und sollten daher weniger stark genutzt werden.

Die adaptive Modulation hingegen passt die Modulationsordnung der einzelnen Unterträger an die vorhandene Übertragungsfunktion an. Somit werden auf qualitativ guten Unterträgern viele Informationen übertragen, auf den schlechten Unterträgern dagegen nur wenige Informationen, damit die Fehleranfälligkeit auf ein Minimum reduziert wird.

Ein weit verbreiteter Algorithmus zur Bestimmung der zu übertragenden Bits auf den jeweiligen Unterträgern in Abhängigkeit der aktuellen Übertragungsfunktion ist der in [20] vorgestellte Algorithmus. Dieser Algorithmus wurde als Alternative des Hughes-Hartogs Algorithmus [59] entwickelt, da dieser zu langsam bei der Zuweisung einer großen Anzahl an Bits auf die einzelnen Unterträger ist, wie es für DSL benötigt wird. Aufgrund der hohen Geschwindigkeit ist dieser Algorithmus auch hervorragend für die drahtlose Übertragung geeignet.

Unter Berücksichtigung des S/Ns des jeweiligen Unterträgers verteilt der Algorithmus die c Bits auf die N_{AM} verwendeten Unterträger.

Die daraus resultierende Bandbreiteneffizienz ergibt sich aus

$$\tilde{b}_n = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_n}{\alpha_0} \right) \quad . \quad (2.27)$$

Hierbei beschreibt α_n das S/N auf dem n -ten Unterträger. Der Parameter α_0 stellt einen Faktor dar, um den das aktuelle S/N angepasst werden muss, damit die (dadurch angepasste) Kanalkapazität mit der zu erzielenden Datenrate übereinstimmt [20]. Der Parameter α_0 kann als Produkt von zwei Faktoren interpretiert werden:

$$\Gamma \cdot \gamma_{\text{margin}} \quad . \quad (2.28)$$

Das „SNR gap“ Γ [35] ist der Faktor, um den das S/N für ein reales Modulationsverfahren und für eine bestimmte Symbolfehlerwahrscheinlichkeit (typischerweise 10^{-3} bis 10^{-5}) gesteigert werden muss, damit die Datenrate mit der Kanalkapazität übereinstimmt. Die

Systemreserve γ_{margin} [20] hängt von der mittleren Übertragungsqualität des Kanals ab und ist an diese anzupassen.

Da die Modulation eines Unterträgers nur mit einer ganzzahligen Anzahl von Bits durchgeführt werden kann, wird die ermittelte Bandbreiteneffizienz gerundet:

$$\hat{b}_n = \left\lceil \tilde{b}_n \right\rceil . \quad (2.29)$$

Durch die Vorgabe der zu übertragenden Anzahl von c Bits pro OFDM-Block ergibt sich eine Randbedingung für die Berechnung der Bandbreiteneffizienz

$$\sum_{n=1}^{N_{\text{AM}}} \hat{b}_n = c . \quad (2.30)$$

Nach der Bestimmung der Werte \hat{b}_n wird gegebenenfalls die Anzahl der verteilten Bits der Anzahl der zu verteilenden Bits c angepasst. Hierfür wird die Anzahl von verteilten Bits für die Unterträger mit den größten beziehungsweise kleinsten Rundungsfehlern um ein Bit reduziert oder erhöht, damit genau c Bits auf den Unterträgern verteilt sind.

In Mehrantennensystemen wird nach [53] das S/N auf dem n -ten Unterträger an der l -ten Antenne bei der Nutzung des ZF-Schätzers durch

$$\alpha_{n,l} = \frac{1}{M_t [(\hat{\mathbf{H}}_n^H \hat{\mathbf{H}}_n)^{-1}]_{l,l}} \quad (2.31)$$

bestimmt. Die Verteilung der einzelnen Bits auf die Unterträger erfolgt analog zu dem oben betrachteten Einantennensystem.

2.8.2 Automatische Modulationsklassifikation

Nach dem Empfang der übertragenen Daten muss der Empfänger, um die Daten korrekt decodieren zu können, die verwendete Modulationsordnung auf dem jeweiligen Unterträger bestimmen.

Die einfachste Lösung ist hierbei, die Informationen über die verwendeten Modulationsordnungen explizit zu übertragen. Da sich in zeitvarianten, kabellosen Systemen die Modulationsordnungen auf den benutzten Unterträgern schnell verändern, muss die Bandbreiteneffizienz-zuordnungstabelle (BAT, engl. bit allocation table) im Gegensatz zu statischen, kabelgebundenen Systemen wie DSL viel häufiger übertragen werden. In dieser Tabelle sind die für die einzelnen Unterträger verwendeten Modulationsverfahren beziehungsweise Bandbreiteneffizienzen eingetragen. Diese übertragenen Signalisierungsinformationen reduzieren die Nutz-Datenrate und sind deshalb unerwünscht [19].

Die offensichtlichste Lösung zur Bestimmung der verschiedenen Modulationsordnungen, ohne die einzelnen Bandbreiteneffizienzen zu übertragen, ist, auf der Empfangsseite den gleichen Algorithmus¹⁸ zur Bestimmung der Bandbreiteneffizienz wie auf der Sendeseite zu verwenden. Voraussetzung hierfür ist ein perfekt reziproker Übertragungskanal¹⁹. Da von perfekter Kanalreziprozität im Allgemeinen nicht ausgegangen werden kann, wird stattdessen eine automatische Modulationsklassifikation verwendet.

Die automatische Modulationsklassifikation lässt sich grob in zwei unterschiedliche Klassifikationsarten unterteilen [28].

Zum einen existiert die merkmalsbasierte Klassifikation. Hierbei werden für die Klassifizierung der Modulationsordnung Merkmale aus dem empfangenen Signal abgeleitet und mit vordefinierten Schwellenwerten verglichen [27, 65, 86]. Diese Methode ist nicht optimal, benötigt aber nur eine geringe Rechenleistung.

Die Likelihood-basierte Klassifikation zum anderen schätzt die verwendete Modulationsordnung anhand von Wahrscheinlichkeiten, die sich aus dem Empfangssignal ableiten [74, 97]. Unter der Bedingung, dass alle benötigten Informationen bekannt sind, liefert die Likelihood-basierte Klassifikation das optimale Ergebnis bezogen auf die minimale Missklassifikationswahrscheinlichkeit.

Da mit der Likelihood-basierten Klassifikation minimale Missklassifikationswahrscheinlichkeit erwartet werden können, befasst sich diese Arbeit mit der Likelihood-basierten Klassifikation der Modulationsordnung.

Die Maximum-Likelihood-basierte automatische Modulationsklassifikation schätzt die jeweiligen Bandbreiteneffizienzen \hat{b}_n auf den Unterträgern anhand der empfangenen Daten [17, 46]. Da diese Schätzung keine zusätzlichen Informationen verwendet, können die Bandbreiteneffizienzen \hat{b}_n der einzelnen Unterträger unabhängig voneinander bestimmt werden:

$$\hat{b}_n = \operatorname{argmax}_{\Omega_m} \{p(\mathbf{d}_n|\Omega_m)\} \quad . \quad (2.32)$$

Der Schätzer bestimmt die Bandbreiteneffizienz mit der größten Wahrscheinlichkeit anhand der verfügbaren Modulationsordnungen Ω_m und der empfangenen Symbole \mathbf{d}_n auf dem n -ten Unterträger.

Zur Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichte auf dem n -ten Unterträger wird die ML-

¹⁸Siehe Kapitel 2.8.1

¹⁹Siehe Kapitel 2.5.1

Metrik $J_{\text{ML},n}$, die in [46] eingeführt wurde, verwendet

$$p(\mathbf{d}_n|\Omega_m) = J_{\text{ML},n}(\mathbf{d}_n, \Omega_m) \quad (2.33)$$

$$= \sum_{k=1}^K \ln \left(\sum_{q=1}^{Q_m} e^{-\alpha_n \cdot |\Delta_{n,k,q}^{(m)}|^2} \right) - K \cdot \ln(Q_m) \quad (2.34)$$

mit

$$\Delta_{n,k,q}^{(m)} = \hat{s}_n[k] - S_m^{(q)} \quad (2.35)$$

Die Metrik $J_{\text{ML},n}$ bestimmt hierfür im Wesentlichen den quadratischen Fehler zwischen den Empfangssymbolen $\hat{s}_n[k]$ und allen Q_m Konstellationspunkten $S_m^{(q)}$ der Modulationsordnung Ω_m unter Berücksichtigung des Signal-zu-Geräusch-Leistungsverhältnisses und summiert deren Logarithmus über alle empfangenen OFDM-Blöcke auf. Des Weiteren wird ein Korrekturterm $K \cdot \ln(Q_m)$ berücksichtigt, da der ermittelte Fehler bei höheren Modulationsordnungen durch die höhere Anzahl an möglichen Konstellationspunkten (siehe Abbildung 2.12) geringer ausfällt. Der Korrekturterm ist von der Anzahl der Konstellationspunkte Q_m der aktuellen Modulationsordnung sowie der Anzahl K der OFDM-Blöcke abhängig.

Die Modulationsordnung, bei der der höchste Metrikwert ermittelt wird, ist mit höchster Wahrscheinlichkeit die sendeseitig verwendete Modulationsordnung.

Um die Klassifikation zu verbessern, können weitere Informationen der Übertragung genutzt werden [18]. Zu diesen Informationen zählen unter anderem die Anzahl an übertragenen Bits c oder die Reziprozität zwischen den Bandbreiten-Effizienzen $\tilde{b}_{n,\text{Rx}}$ und $b_{n,\text{Tx}}$. Hierbei beschreibt $b_{n,\text{Tx}}$ die verwendete Bandbreiteneffizienz der Sendeseite auf dem n -ten Unterträger. Die geschätzte Bandbreiteneffizienz des n -ten Unterträgers auf der Empfängerseite wird durch $\tilde{b}_{n,\text{Rx}}$ beschrieben.

Durch Verwendung dieser a-priori Informationen wird der ML-Schätzer zum Maximum a-priori-Schätzer (MAP-Schätzer) erweitert.

Der MAP-Schätzer bestimmt die Bandbreiteneffizienz \hat{b}_n der einzelnen Unterträger durch

$$\hat{b}_n = \underset{\Omega_m}{\operatorname{argmax}} \{p(\Omega_m|\mathbf{d}_n, \tilde{b}_{n,\text{Rx}}, b_{n,\text{Tx}}, c)\} \quad (2.36)$$

Der in [45] und [47] vorgestellte MAP-Schätzer zur automatischen Klassifikation der Modulationsordnung basiert auf (2.36) und bestimmt die Bandbreiteneffizienz auf den einzelnen Unterträgern in zwei Schritten.

Zuerst wird die Bandbreiteneffizienz \hat{b}_n der einzelnen Unterträger unabhängig voneinander durch

$$\hat{b}_n = \underset{\Omega_m}{\operatorname{argmax}} \{J_{\text{MAP},n}(\mathbf{d}_n, \tilde{b}_{n,\text{Rx}}, b_{n,\text{Tx}}, \Omega_m)\} \quad (2.37)$$

mit

$$J_{\text{MAP},n}(\mathbf{d}_n, \tilde{b}_{n,\text{Rx}}, b_{n,\text{Tx}}, \Omega_m) \approx J_{\text{ML},n}(\mathbf{d}_n, \Omega_m) + \ln(p(\tilde{b}_{n,\text{Rx}}, b_{n,\text{Tx}})) \quad (2.38)$$

bestimmt. Hierbei enthält der zweite Term in (2.38) die Verbundwahrscheinlichkeit zwischen den Bandbreiteneffizienzen von Sender und Empfänger und kann nach [51] ohne große Verluste heuristisch bestimmt werden.

Danach wird eine Verbundmetrik für kritische Unterträgerentscheidungen bestimmt. Die Auswahl der kritischen Unterträger erfolgt über den Abstand zwischen der größten und der zweitgrößten Metrik aus (2.37). Durch eine Sortierung dieses Abstandes über alle Unterträger ergeben sich die D_{crit} kritischen Unterträger mit dem geringsten Abstand, die in U_{crit} zusammengefasst werden. Die Anzahl D_{crit} der kritischen Unterträger ist ein Parameter, der über Performanz und Komplexität der Klassifikation entscheidet und frei wählbar ist.

Wie [45] zeigt, steigt die Komplexität für $D_{\text{crit}} > 2$ stark an, wobei eine Leistungsverbesserung kaum erkennbar ist.

Die Bandbreiteneffizienz der nicht kritischen Unterträger, die bereits durch (2.37) berechnet wurde, wird nicht verändert. Für die kritischen Unterträger U_{crit} hingegen wird die Verbundmetrik

$$\hat{\mathbf{b}}_{U_{\text{crit}}} = \underset{\Omega_{U_{\text{crit}}}}{\operatorname{argmax}} \{ J_{\text{Verbund}}(\mathbf{d}, \tilde{\mathbf{b}}_{\text{Rx},U_{\text{crit}}}, \mathbf{b}_{\text{Tx},U_{\text{crit}}}, \Omega_{U_{\text{crit}}}) \} \quad (2.39)$$

unter der Bedingung

$$c = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{b}_n \quad (2.40)$$

und

$$J_{\text{Verbund}}(\mathbf{d}, \tilde{\mathbf{b}}_{\text{Rx},U_{\text{crit}}}, \mathbf{b}_{\text{Tx},U_{\text{crit}}}, \Omega_{U_{\text{crit}}}) = \sum_{n \in U_{\text{crit}}} P_{\text{ML},n}(\mathbf{d}_n, \Omega_{U_{\text{crit}},n}) + \ln(p(\tilde{b}_{n,\text{Rx},U_{\text{crit}}}, b_{n,\text{Tx},U_{\text{crit}}})) \quad (2.41)$$

bestimmt.

Durch die zusätzlichen Informationen liefert der Maximum-a-priori-Klassifikationsalgorithmus, der in dieser Arbeit AMC-V (AMC-Voll) genannt wird, bessere Ergebnisse als der reine Maximum-Likelihood-Algorithmus. Zusätzlich steigt aber die Komplexität der

Berechnung an.

Ein weiterer Algorithmus zur Bestimmung der Bandbreiteneffizienz \hat{b}_n der einzelnen Unterträger, der in dieser Arbeit vorgestellt wird, kann aus (2.36) sowie (2.29) hergeleitet werden. Der Algorithmus nutzt zusätzlich die gerundete Bandbreiteneffizienz $\hat{b}_{n,Rx}$ auf dem n -ten Unterträger aus und lässt sich beschreiben als

$$\hat{b}_n = \operatorname{argmax}_{\Omega_m} \{p(\Omega_m | \mathbf{d}_n, \hat{b}_{n,Rx} b_{n,Tx})\} \quad . \quad (2.42)$$

Hierbei werden die Bandbreiteneffizienzen \hat{b}_n der einzelnen Unterträger zunächst analog zu (2.38) berechnet, die zu prüfenden Abstände zwischen den empfangenen Symbolen \mathbf{d}_n und den verfügbaren Konstellationsdiagrammen Ω werden aber mit

$$\hat{b}_{n,Rx} - 2 \leq m \leq \hat{b}_{n,Rx} + 2 \quad (2.43)$$

begrenzt.

Um die Berechnung zu vereinfachen, wird der zweite Schritt des zuvor vorgestellten Klassifikationsalgorithmus AMC-V, die Bestimmung der Verbundmetrik der kleinsten Metrikabstände, nicht durchgeführt.

Durch diese Vereinfachungen beziehungsweise Verringerung der Rechenoperationen wird die Berechnungszeit der Bandbreiteneffizienz \hat{b}_n der einzelnen Unterträger stark verringert. Die Vereinfachungen wirken sich allerdings negativ auf die Fehleranfälligkeit der Schätzung aus. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird dieser Algorithmus AMC-B (AMC-Begrenzt) genannt.

2.9 Software Defined Radio

Das Software Defined Radio-Konzept wurde 1992 von Joseph Mitola [82] vorgestellt und beschreibt Funksender und Funkempfänger, bei denen der größte Teil der Signalverarbeitung in Software realisiert ist.

Da die Mobilfunk- und WLAN-Industrie dem Konzept keine Beachtung zuwendete und stattdessen dedizierte Geräte mit festem Funktionsumfang entwickelte, hatte das SDR-Konzept kaum Relevanz in kommerziellen Entwicklungen. Zwar standardisierten die Streitkräfte der USA das Konzept für militärische Kommunikationssysteme, doch erst viele Jahre später, in den 2000er Jahren, wurden SDRs auch in der zivilen Industrie eingesetzt. Zeitgleich erkannten die Forscher das Potenzial des SDRs, da durch die zahlreichen Kombinationsmöglichkeiten in kurzer Zeit ein Prototyp erstellt werden kann.

Die späte Fokussierung auf SDRs liegt unter anderem an der Leistungsfähigkeit der benötigten Komponenten, da diese erst seit kurzer Zeit für die Allgemeinheit verfügbar sind.

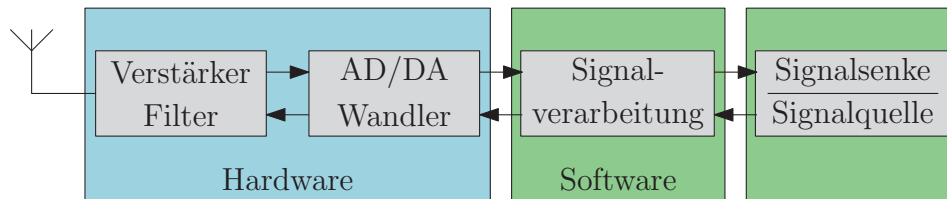


Abbildung 2.20: SDR Konzept

Abbildung 2.20 zeigt den allgemeinen Aufbau einer Sende-/Empfangseinheit nach dem SDR-Konzept. Hierbei wird das Aufwärtsmischen des Basisbandsignals in das Hochfrequenzband, das Abwärtsmischen des Hochfrequenzsignals in das Basisband sowie das Senden und Empfangen der Hochfrequenzsignale von der Hardware übernommen. Die kompletten restlichen Signalverarbeitungsschritte findet in einer Softwareimplementierung statt.

Das am weitesten verbreitete Verfahren zur Erzeugung des Hochfrequenzsignals ist der Direktmischempfänger nach dem I/Q-Verfahren. Hierbei werden Realanteil und Imaginäranteil des Basisbandsignales über zwei parallele Mischstufen, deren Oszillatorsignale um 90° phasenverschoben sind, gemischt, um das Sendesignal zu erzeugen.

Je nach Anforderungen an Bandbreite und Geschwindigkeit kommen für die Signalverarbeitung normale PCs, FPGAs oder DSPs zum Einsatz.

Der Vorteil der softwarebasierten Signalverarbeitung liegt in der schnellen und einfachen Anpassbarkeit der Signalverarbeitungsschritte. Es können zum Beispiel neue Übertragungsstandards per Software-Update implementiert werden oder zwischen verschiedenen Signalverarbeitungsverfahren gewechselt werden, je nach Anforderung der Übertragung. Der Nachteil des SDR-Konzepts liegt unter anderem in der schwierigen Verteilung der Signalverarbeitungsaufgaben auf die verschiedenen zur Verfügung stehenden Recheneinheiten.

2.10 Echtzeitfähigkeit

Im Gegensatz zu Simulationen, bei denen die Ergebnisse und nicht die Geschwindigkeit im Vordergrund stehen, müssen reale Systeme in Echtzeit arbeiten.

Die Echtzeitfähigkeit des Systems ist gegeben, sobald das System auf eintretende Ereignisse innerhalb einer definierten Zeit reagieren kann [107]. Diese Reaktionszeit kann je nach Anwendungsart des Systems im Nanosekundenbereich, aber auch im Minuten- oder sogar im Stundenbereich liegen.



Die Echtzeitfähigkeit wird in zwei Zuverlässigkeitsstufen aufgeteilt.

Unter harter Echtzeitfähigkeit wird die garantierte Einhaltung der definierten Reaktionszeit des Systems verstanden.

Bei der weichen Echtzeitfähigkeit hingegen wird die Einhaltung der definierten Reaktionszeit des Systems nur durch ein statistisches Verfahren garantiert. Bei einer auftretenden Überschreitung der definierten Reaktionszeit wird das betreffende Datenpaket ignoriert und das System arbeitet ansonsten ohne Fehler weiter.

DRITTES KAPITEL

Realisierung eines adaptiven Echtzeit-Übertragungssystems

Wie schon kurz in der Einleitung erwähnt, wird in dieser Arbeit ein Echtzeit-Übertragungssystem auf Grundlage des SDR-Konzeptes aufgebaut, das adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifikation in Echtzeit durchführt. Dies soll sowohl in Einantennensystemen als auch in Mehrantennensystemen möglich sein.

In diesem Kapitel wird die eingesetzte Hardware sowie der gesamte Aufbau des Übertragungssystems vorgestellt. Des Weiteren wird die Benutzeroberfläche, der Aufbau und die Implementierung der Funktionen in dem speziell für dieses Übertragungssystem entwickelten objektorientierten C++-Programm beschrieben.

3.1 Hardware

Für den Aufbau des Übertragungssystems werden handelsübliche PCs verwendet, die für die komplette Signalverarbeitung zuständig sind. Die benötigten SDR-Transceiver werden nur eingesetzt, um das Aufwärtsmischen des Basisbandsignals in das Hochfrequenzband beziehungsweise das Abwärtsmischen des Hochfrequenzbandsignales in das Basisband sowie das Senden und Empfangen durchzuführen.

3.1.1 Universal Software Radio Peripheral

Das „Universal Software Radio Peripheral“ (USRP) ist ein SDR-Basisgerät der Firma Ettus Research. Mittlerweile gibt es verschiedenste USRP-Generationen und Ausführungen, die sich in Bandbreite, Größe und Geschwindigkeit des integrierten FPGAs, Anschlussart und Einsatzgebiet unterscheiden.

Das SDR-Basisgerät ist für die Analog/Digital- sowie die Digital/Analog-Wandlung und für die Aufwärts- und Abwärtsmischung zuständig.

Das hier verwendete USRP2 Rev.4 (siehe Abbildung 3.1) gehört zur Familie der Network-Serie und stellt eine Bandbreite in der Hochfrequenzlage von maximal 50 MHz zur Verfügung [33]. Das Basisgerät besitzt unter anderem ein integriertes FPGA, einen Analog nach Digital Konverter (ADC) mit 100 MS/s, einen Digital nach Analog Konverter (DAC) mit 400 MS/s, einen Hochgeschwindigkeitsdatenanschluss zur MIMO-Erweiterung



Abbildung 3.1: USRP2

des Systems sowie Eingänge für einen externen Referenz-Taktgeber und ein externes 1 PPS-Signal (Pulse pro Sekunde) zur präzisen Zeitsynchronisation der Geräte.

Die Verbindung mit dem PC zur Datenübertragung wird über einen Gigabit-Ethernet-Anschluss realisiert. Hierbei wird UDP (engl. user datagram protocol) zur Übertragung der einzelnen Pakete vom PC zum USRP (Y_t) beziehungsweise vom USRP zum PC (Y_r) genutzt. Durch die verwendete Standardeinstellung des USRP bestehen die übermittelten Pakete aus $N_Y = 363$ komplexen Symbolen (Inphase- und Quadraturkomponente), die für die verwendete Direktmischsender/-empfänger nach dem I/Q-Verfahren benötigt werden.

Die Echtzeitleistungsfähigkeit dieses Systems beruht hauptsächlich auf der Rechenleistung des eingesetzten PCs.

Der schematische Aufbau des USRPs ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Anhand dieser Darstellung zeigt sich, dass sowohl die Aufwärtsmischung (DUC, engl. digital up-converter) sowie Abwärtsmischung (DDC, engl. digital down-converter) als auch die Hoch- und Heruntertaktung im integrierten FPGA durchgeführt werden. Somit sind diese Verarbeitungsschritte rein digitale Vorgänge. Außerdem ist der integrierte 32-bit RISC-Prozessor (engl. reduced instruction set computer) zu erkennen, der für Basisband-Operationen anstelle des PCs verwendet werden kann.

Des Weiteren sind die vorhandenen Anschlüsse des USRPs, der interne Taktgenerator,

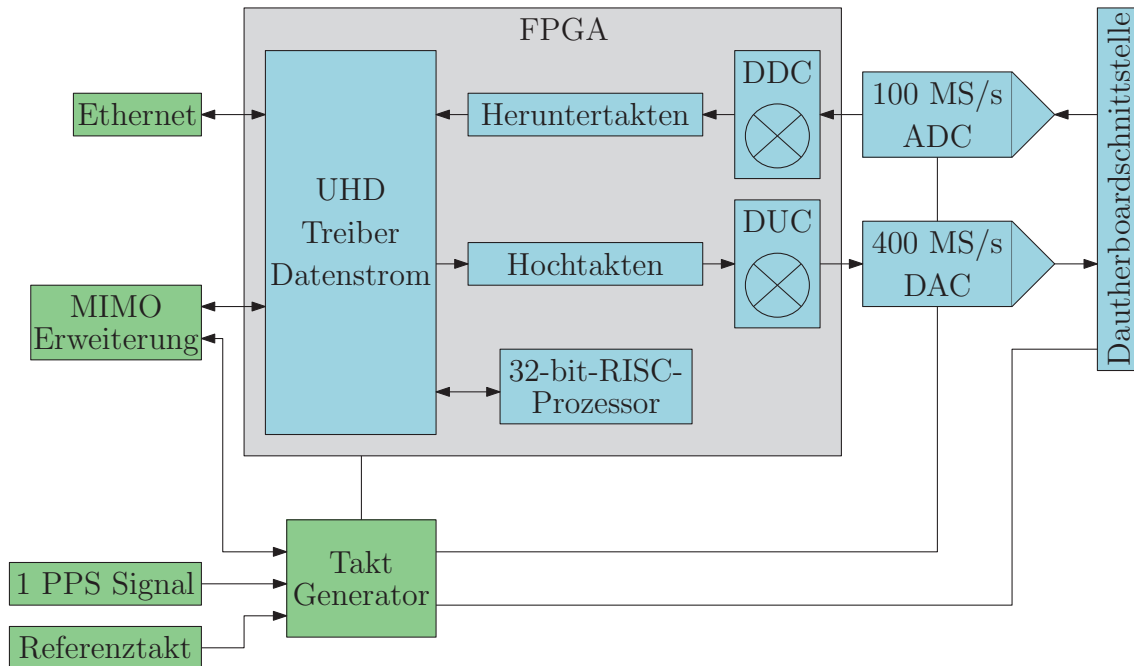


Abbildung 3.2: Blockschaltbild des USRP2

der Analog/Digital-Konverter sowie der Digital/Analog-Konverter abgebildet.

Daughterboard

Die hochfrequenzseitige Filterung und Verstärkung der Signale wird über sogenannte Daughterboards realisiert.



Abbildung 3.3: SBX-Daughterboard

Das in dieser Arbeit verwendete SBX-Daughterboard (siehe Abbildung 3.3) stellt einen Frequenzbereich von 400 MHz bis 4400 MHz zur Verfügung und verfügt über unabhängig voneinander konfigurierbare Sende- und Empfangsstrukturen (Voll-Duplex). Durch die Unabhängigkeit der beiden Strukturen kann mit minimalem Zeitaufwand zwischen dem Senden und dem Empfangen von Signalen gewechselt werden, da keine Zeit für die Umkonfiguration benötigt wird.

Laut Datenblatt hat das Daughterboard eine maximale Sendeleistung von 100 mW sowie eine maximale Hochfrequenzbandbreite von 40 MHz.

SDR-Transceiver

Die Einheit aus USRP-Basisgerät und SBX-Daughterboard wird in dieser Arbeit SDR-Transceiver genannt.

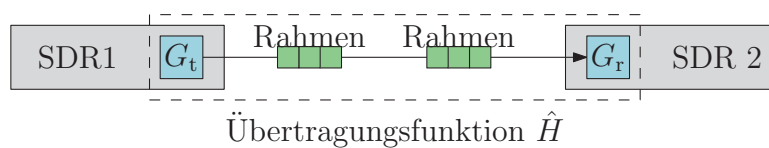


Abbildung 3.4: Messaufbau

Für die Durchführung der folgenden Messungen zur Charakterisierung der SDR-Transceiver werden Rahmen, bestehend aus mehreren OFDM-Blöcken, von einem SDR-Transceiver zum anderen SDR-Transceiver übertragen, wie dies in Abbildung 3.4 dargestellt ist. Der Aufbau des Rahmens kann aus Abbildung 3.5 abgelesen werden. Hierbei besteht ein OFDM-Block aus einer Trainings-Sequenz¹.

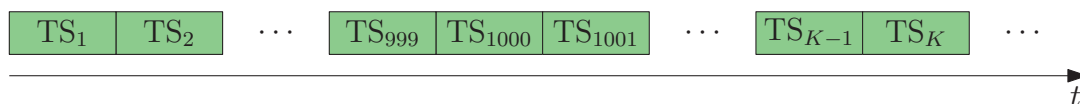


Abbildung 3.5: Rahmenaufbau für die Messungen

Zur Auswertung werden nur die Trainings-Sequenzen herangezogen, die weit nach dem Start der Übertragung empfangen werden (zum Beispiel TS_{1000} und TS_{1001}). Hierdurch muss das Einschwingverhalten, das bei den ersten Trainings-Sequenzen eines Rahmens auftritt, nicht berücksichtigt werden.

In Abbildung 3.6 sind zwei Übertragungsfunktionen mit den eingestellten Bandbreiten $B = 12,5$ MHz und $B = 20$ MHz dargestellt, die bei einer Übertragung über ein abgeschirmtes Koaxialkabel zwischen den SDR-Transceivern gemessen werden.

Des Weiteren werden die Messungen bei einer Trägerfrequenz von $f_c = 2,4$ GHz durchgeführt. Zusätzlich wird die Bandbreite in $N = 64$ Unterträger unterteilt. Zur Messung der Übertragungsfunktionen wird der Mittelwert aus zwei benachbarten Trainings-Sequenzen

¹Siehe Kapitel 2.7.2

bestimmt.

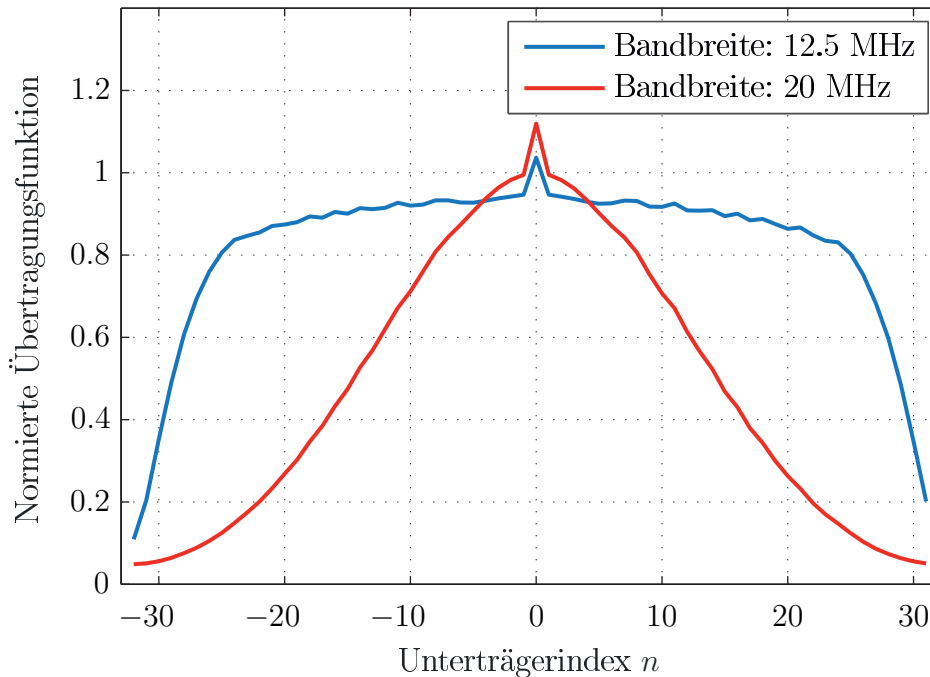


Abbildung 3.6: Betrag der Übertragungsfunktion bei der Übertragung über ein Kabel

An den Messungen ist zu erkennen, dass die intern genutzten Filter bei einer Bandbreite von $B = 12,5$ MHz (100 MHz/ 8 , blau) eine fast konstante Übertragungsfunktion zeigen, wie es bei einer Übertragung über einen kabelgebundenen Übertragungskanal zu erwarten ist. Bei der Bandbreite von $B = 20$ MHz (100 MHz/ 5 , rot) zeigt sich eine Veränderung der Übertragungsfunktion, die auf nicht optimale interne Filter hinweist.

Anhand der Abbildung 3.6 zeigt sich, dass der SDR-Transceiver für die interne Verarbeitung unterschiedliche Filterstrukturen nutzt, die in Abhängigkeit der Bandbreite verwendet werden. Die Filter arbeiten optimal bei Bandbreiten von $B = 100$ MHz/ 4^u mit $u \in \mathbb{N}$.

Da in dieser Arbeit die Übertragung über einen frequenzselektiven, breitbandigen Übertragungskanal untersucht werden soll, werden die Übertragungen im Folgenden bei einer Bandbreite von $B = 20$ MHz durchgeführt. Hierbei wird die Frequenzabhängigkeit der internen Filterstruktur des SDR-Transceivers genutzt, damit eine höhere Frequenzselektivität bei den Übertragungen vorhanden ist.

Des Weiteren werden alle Übertragungen, sofern nicht anders beschrieben, bei einer Trä-

gerfrequenz von $f_c = 2,4$ GHz durchgeführt².

Der zur Verarbeitung im SDR-Transceiver verwendete integrierte Referenztakt kann durch einen externen Referenztakt ersetzt werden, damit die genutzten SDR-Transceiver den exakt gleichen Referenztakt besitzen. Hierdurch soll das Auftreten eines Trägerfrequenzversatzes verhindert werden.

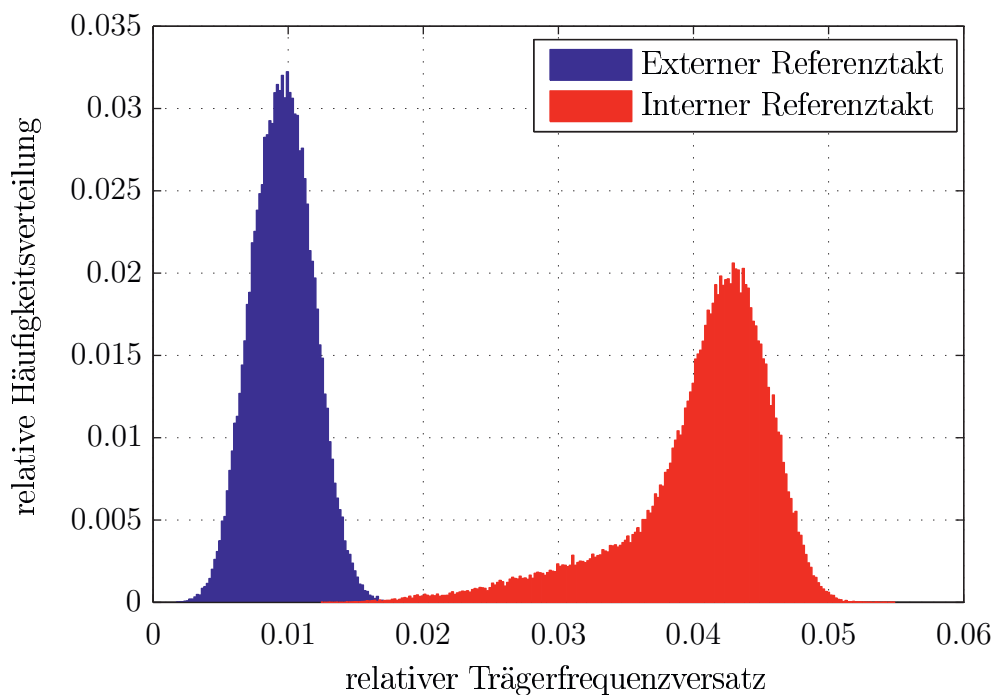


Abbildung 3.7: Trägerfrequenzversatz inkl. Einschwingvorgang

Die Veränderung des gemessenen Trägerfrequenzversatzes \hat{f}_ξ ist exemplarisch in Abbildung 3.7 dargestellt. In dieser Abbildung ist die relative Häufigkeit des geschätzten Trägerfrequenzversatzes mit internem sowie externem Referenztakt aufgetragen. Da die Übertragung bei einer Bandbreite von $B = 20$ MHz mit $N = 64$ Unterträgern durchgeführt wird, ergibt sich ein Unterträgerabstand von $\Delta f = 312,5$ kHz.

Die in blau dargestellte relative Häufigkeitsverteilung stellt den relativen Trägerfrequenzversatz bei der Nutzung des externen Referenztaktes dar, die in rot dargestellte relative Häufigkeitsverteilung zeigt den relativen Trägerfrequenzversatz des internen Referenztaktes.

Auch bei diesen Messungen werden die ersten Trainings-Sequenzen nicht ausgewertet, da

²Siehe Kapitel 3.1.3

der Einschwingvorgang die Messergebnisse verfälscht.

Die Messung, die unmittelbar nach dem Start der SDR-Transceiver beginnen und ungefähr 30 Minuten dauern, zeigen, dass durch den Einsatz des externen Referenztaktes der Trägerfrequenzversatz von im Mittel 13,4 kHz auf im Mittel 3,1 kHz verringert wird. Außerdem zeigt die Messung, dass trotz der Nutzung eines externen Referenztaktes, der bei beiden SDR-Transceivern identisch ist, ein Trägerfrequenzversatz auftritt. Dieser Frequenzversatz lässt sich durch Toleranzen in den Komponenten der SDR-Transceiver erklären. Im WLAN-Standard ist eine Toleranz von 96 kHz zulässig [3].

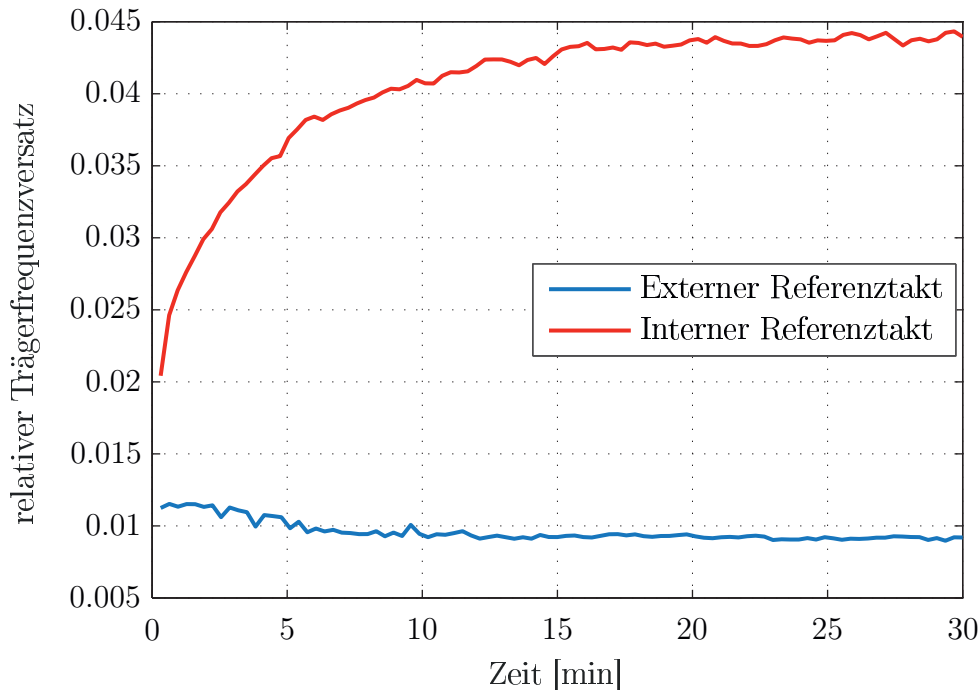


Abbildung 3.8: Zeitliche Veränderung des Trägerfrequenzversatzes

Abbildung 3.8 zeigt den zeitlichen Verlauf des Trägerfrequenzversatzes \hat{f}_ξ . Hier ist sowohl beim internen als auch beim externen Referenztakt ein Einschwingverhalten zu erkennen. Es zeigt sich, dass der Einschwingvorgang bei der Nutzung des externen Referenztaktes kürzer und weniger ausgeprägt ist als der Einschwingvorgang bei der Nutzung des internen Referenztaktes. Auch die Schwankungen des geschätzten Trägerfrequenzversatzes im eingeschwungenen Zustand sind bei der Nutzung des externen Referenztaktes geringer. Um die Schwankungen im eingeschwungenen Zustand beschreiben zu können, wird die korrigierte Stichprobenvarianz σ mit

$$\sigma = \frac{1}{\xi - 1} \sum_{i=1}^{\xi} (\lambda_i - \bar{\lambda})^2 \quad (3.1)$$

angegeben. Hierbei beschreibt ξ die Anzahl der Stichproben, λ_i die i -te Stichprobe und $\bar{\lambda}$ den Mittelwert der ξ Stichproben.

Für die Berechnung der korrigierten Stichprobenvarianz des eingeschwungenen Zustandes werden die letzten $\xi = 15$ Stichproben des relativen Trägerfrequenzversatzes verwendet. Bei diesen Stichproben kann von einem eingeschwungenen Zustand ausgegangen werden (siehe Abbildung 3.8 ab Minute 25).

Bei der Nutzung des internen Referenztaktes ergibt sich eine korrigierte Stichprobenvarianz von $\sigma = 7,24 \cdot 10^{-8}$. Mit der Nutzung des externen Referenztaktes verringert sich die korrigierte Stichprobenvarianz σ auf $8,12 \cdot 10^{-9}$.

Diese Messungen zeigen, dass bei der Benutzung des externen Referenztaktes ein geringerer Trägerfrequenzversatz auftritt als bei der Benutzung des internen Referenztaktes. Des Weiteren ist auch die korrigierte Stichprobenvarianz im eingeschwungenen Zustand bei der Nutzung des externen Referenztaktes geringer.

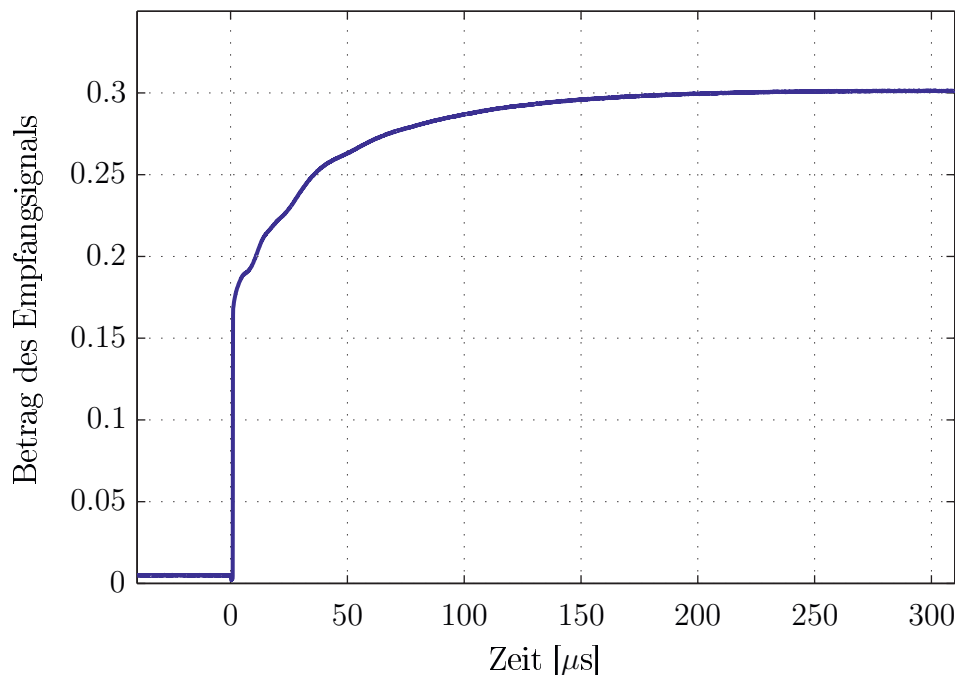


Abbildung 3.9: Zeitliches Einschwingverhalten des SDR-Transceivers

In den vorherigen Messungen wurden die ersten OFDM-Blöcke bei der Übertragung der Rahmen aufgrund eines Einschwingvorgangs nicht ausgewertet. Deshalb wird nun das Einschwingverhalten untersucht. Hierfür wird ein Einheitssprung vom ersten SDR-Transceiver gesendet und mit dem zweiten SDR-Transceiver aufgezeichnet. Der Messauf-

bau hierfür ist analog zu den vorherigen Messungen (siehe Abbildung 3.4).

Da der Empfänger bereits vor der Übertragung mit der Aufzeichnung des Empfangssignals begonnen hat, ist der Einschwingvorgang, der in Abbildung 3.9 zu erkennen ist, auf das Einschwingverhalten des Senders zurückzuführen.

Zum einen zeigt die Messung, dass das gesendete Signal, das einen Betrag von 0,707 aufweist, nur mit einem Betrag von 0,301 empfangen wird. Diese Dämpfung entsteht zum Teil durch den kabelgebundenen Übertragungskanal sowie den Anschlüssen des Kabels an den SDR-Transceivern. Zum anderen zeigt sich deutlich ein Einschwingverhalten, bei dem nicht die gleiche Amplitude wie im eingeschwingenen Zustand des Sendesignals gesendet wird.

Um die Messungen nicht zu verfälschen, sollten die OFDM-Blöcke, die während dem Einschwingvorgang gesendet werden, nicht ausgewertet werden. Zur Abschätzung der Einschwingzeit wird die Grenze von 95 % des Maximalwertes im eingeschwingenen Zustand betrachtet. Dieser Grenzwert wird nach ungefähr $138 \mu\text{s}$ überschritten, was 34,5 OFDM-Blöcken entspricht.

Um den Einfluss des Einschwingvorganges auf das gesendete Signal genauer abschätzen zu können, wird in einer weiteren Messreihe der relative mittlere Fehler der einzelnen OFDM-Blöcke k bezogen auf einen Empfangsblock k_{ref} im eingeschwingenen Zustand ermittelt. Mithilfe des relativen mittleren Fehlers kann auf die Qualität der Übertragung während des Einschwingvorgangs geschlossen werden.

Für die Messung werden kontinuierlich $K = 2000$ OFDM-Blöcke (siehe Abbildung 3.5) über einen kabelgebundenen Übertragungskanal von einem SDR-Transceiver zum anderen SDR-Transceiver übertragen (siehe Abbildung 3.4).

Ein OFDM-Block besteht aus 80 Symbolen, wobei 16 Symbole für das zyklische Präfix verwendet werden. Die OFDM-Blöcke werden mit den Daten der Trainings-Sequenz gefüllt und aus jeder dieser Trainings-Sequenzen wird die Übertragungsfunktion \hat{H}_n jedes Unterträgers geschätzt. Danach werden die bei der Übertragung genutzten $N_u = 47$ Unterträger³ miteinander verglichen und der relative mittlere Fehler ermittelt.

Der relative mittlere Fehler $\hat{H}_{\text{error},k_{\text{ref}},k}$ des Sendeblocks k bezogen auf Sendeblock k_{ref} ergibt sich aus der Berechnung

$$\hat{H}_{\text{error},k_{\text{ref}},k} = \left(\sum_{n=1}^{N_u} \left| \frac{\hat{H}_n[k] - \hat{H}_n[k_{\text{ref}}]}{\hat{H}_n[k_{\text{ref}}]} \right| \right) \cdot \frac{1}{N_u} \quad (3.2)$$

³Bei dieser Messung wird eine Unterträgnutzung analog zum WLAN-Standard angenommen

Als Grundlage für den Vergleich zwischen den Übertragungsfunktionen dient eine Vergleichs-Übertragungsfunktion, die im eingeschwungenen Zustand der Übertragung gemessen wird. Bei diesen Messungen wird die Übertragungsfunktion des 1000. OFDM-Block für die Vergleichs-Übertragungsfunktion genutzt.

Die Abweichung zwischen den Übertragungsfunktionen wird bei einer Übertragung ohne die Störeinflüsse des Einschwingvorgangs nur gering ausfallen. Hier treten Abweichungen nur aufgrund von Quantisierungsrauschen in den AD/DA-Wandlern, Schätzfehler bei der Kanalschätzung oder thermischen Rauschens auf. Größere Abweichungen zwischen den Übertragungsfunktionen sind auf das Einschwingverhalten des SDR-Transceivers zurückzuführen.

Die Übertragung gilt hierbei als störungsfrei, wenn 105 % des relativen mittleren Fehlers im eingeschwungenen Zustand unterschritten werden.

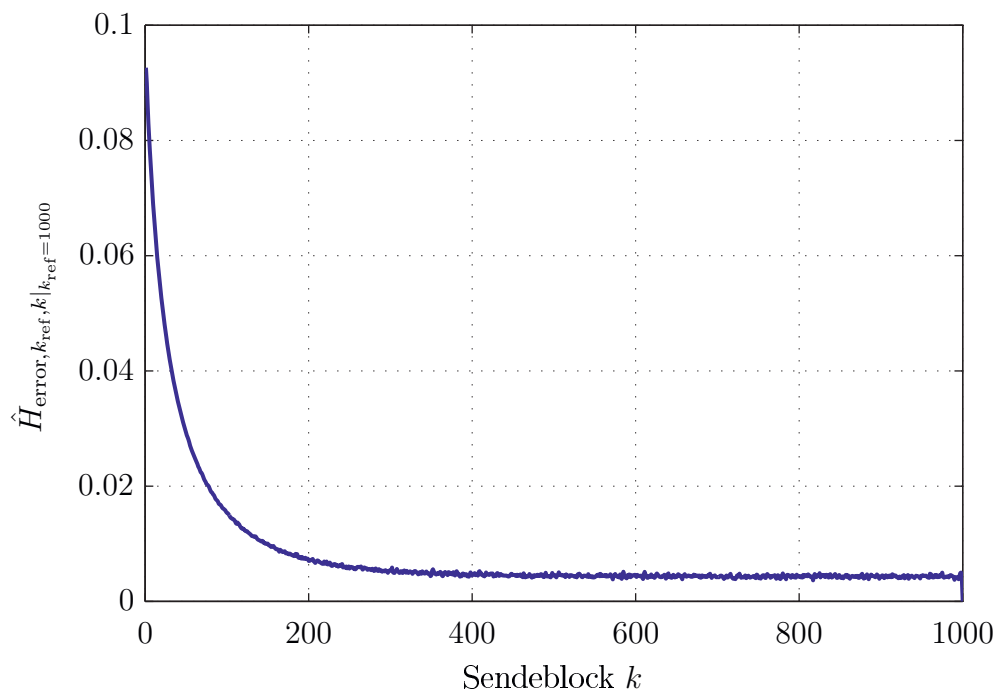


Abbildung 3.10: Relative mittlere Fehler zwischen den Sendeblocken

Aus dem Verlauf des relativen mittleren Fehlers in Abbildung 3.10 ergibt sich, dass nach 349 Sendeblocken erstmalig 105 % des relativen mittleren Fehlers im eingeschwungenen Zustand unterschritten werden. Dies bedeutet, dass die ersten 349 OFDM-Blöcke der Übertragung nicht ausgewertet werden dürfen, um den Einfluss des Einschwingvorgangs bei der Übertragung vollständig vernachlässigen zu können.

Im folgenden werden die ersten OFDM-Blöcke, die nicht zur Auswertung herangezogen werden, Initialisierungsblöcke genannt. Des Weiteren brauchen in diesen OFDM-Blöcke keine Daten übertragen werden.

Testmessungen haben gezeigt, dass bei Auswertungen beginnend nach den ersten 20 übertragenen OFDM-Blöcke, keine Einflüsse bei der Übertragung zwischen den SDR-Transceivern feststellbar sind, die auf das Einschwingverhalten zurückzuführen sind. In Kapitel 4.2.1 wird der Übertragungsfehler aufgrund des Einschwingverhaltens bei der Übertragung anhand des Bitfehlerverhältnisses dargestellt.

Eine weitere Kenngröße des Systems ist die Rauschleistung.

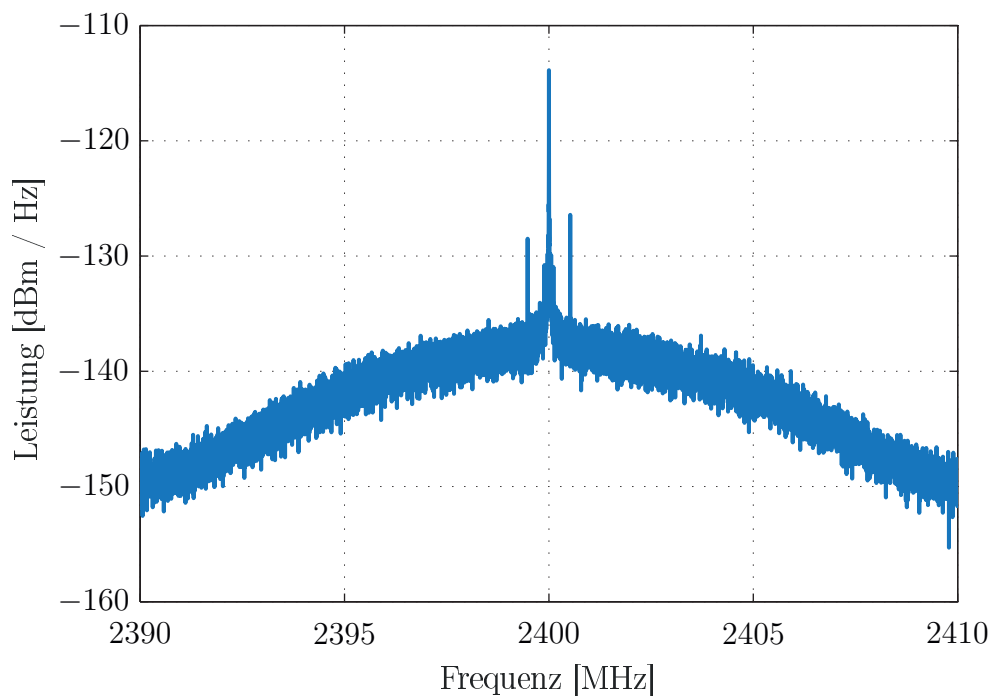


Abbildung 3.11: Rauschleistung bei 2,4 GHz

Abbildung 3.11 zeigt die auf eine Bandbreite von 1 Hz normierte gemessene Rauschleistung des SDR-Transceivers in Abhängigkeit der Frequenz. Die Messung wird mit einer Trägerfrequenz von $f_c = 2,4$ GHz und einer Bandbreite von $B = 20$ MHz durchgeführt. Der Gewinn des SDR-Transceivers beträgt 10 dB.

Die mittlere gemessene Gesamtleistung des Eingangsrauschens bei einer Bandbreite von

$B = 20$ MHz beträgt $P = 185$ pW beziehungsweise $P|_{\text{dB}} = -67,5$ dBm. Dies entspricht einer mittleren Rauschleistungsdichte von $\frac{P}{B}|_{\text{dB}} = -140$ dBm/Hz. Unter Berücksichtigung der eingestellten Verstärkung von 10 dB und des thermischen Rauschens von -174 dBm/Hz ergibt sich eine gemessene Rauschzahl von 24 dB. Damit ist die Rauschzahl des verwendeten SDR-Transceivers 3 dB geringer als die vom Hersteller angegebene typische Empfängerrauschzahl von 27 dB [77].

3.1.2 Personal Computer

Wie bereits erwähnt, wird für die Signalverarbeitung, die aus Signalgenerierung auf der Sendeseite und Signalrekonstruktion auf der Empfangsseite besteht, ein handelsüblicher PC verwendet. Dieser PC sollte möglichst leistungsstark sein, damit die komplexen Algorithmen in Echtzeit verarbeitet werden können.

Der in dieser Arbeit verwendete PC besitzt einen Intel Core i7-4790 CPU sowie 8 Gigabyte 1600 MHz DDR3 Corsair RAM (CL 9/9/9/24), die im Dual Channel Mode betrieben werden. Beide Komponenten sind auf einem Gigabyte Z97-HD3 Motherboard verbaut. Als Speichermedium wird eine Samsung 840 Evo SSD eingesetzt und für die Kommunikation mit dem SDR-Transceiver wird eine Intel I210-T1 Gigabit Netzwerkkarte verwendet. Im Mehrantennensystem werden zwei Intel I210-T1 Gigabit Netzwerkkarten verwendet, um die anfallenden Daten übertragen zu können.

Die verwendete Hardware wird im Lieferzustand genutzt, einzig die automatische Prozessortaktung ist deaktiviert.

Auf den PCs ist als Betriebssystem Ubuntu 14.04 LTS installiert, bei dem für die Durchführung der Übertragungen keine Veränderungen vorgenommen werden. Aktuell wird der Linux 3.13.0-39-Generic Kernel verwendet.

Für die Kommunikation mit dem SDR ist Version 3.7.1 des UHD-Treibers installiert, der von der Firma Ettus Research bereitgestellt wird.

Das Programm nutzt für die Darstellung der graphischen Benutzeroberfläche die QT-Bibliothek sowie für die Berechnung der IFFT/FFT die FFTW-Bibliothek. Zurzeit werden Version 5.3.1 der QT-Bibliothek und Version 3.3.4 der FFTW-Bibliothek verwendet.

3.1.3 Peripheriekomponenten

Neben den Hauptgeräten, den SDR-Transceivern sowie den PCs, werden noch weitere Komponenten für die Funktionalität des Aufbaus verwendet.

Zum einen werden Antennen benötigt, damit die Signale gesendet und empfangen werden können. Der benutzbare Frequenzbereich der Antennen muss an den Frequenzbereich der Daugtherboards angepasst sein. Zum anderen wird ein externer Taktgenerator zur Sta-

bilisierung des Referenztaktes eingesetzt.

Damit die unterschiedlichen Übertragungen miteinander verglichen werden können, wird ein Zweiwege-Übertragungskanal mit einer zeitinvarianten und frequenzselektiven Übertragungsfunktion verwendet. Für diesen Aufbau werden Dämpfungsglieder, Leistungsteiler sowie Koaxialkabel benötigt.

Antennen und benutzbarer Frequenzbereich

Für die Sende- und Empfangsantenne wird eine in der Azimutebene omnidirektional abstrahlende Vertikalantenne der Firma Ettus Research verwendet, die laut Datenblatt einen Antennengewinn von 3 dBi aufweist und für die Frequenzbereiche von 2,4 GHz bis 2,5 GHz und 4,9 GHz bis 5,9 GHz ausgelegt ist.

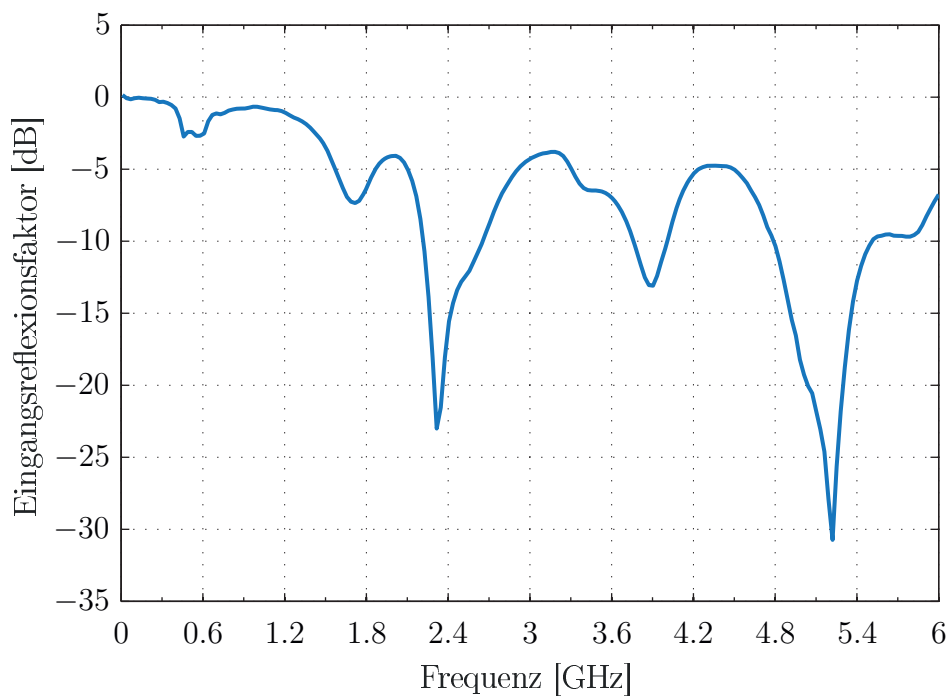


Abbildung 3.12: Eingangsreflexionsfaktor der Antennen

Die Messung der Eingangsanpassung am Eingangstor der Antenne in einem reflexionsarmen Raum (siehe Abbildung 3.12) bestätigt die nutzbaren Frequenzbereiche weitgehend. Außerdem zeigt die Messung, dass die Antennen in den Frequenzbereichen von 2,2 GHz bis 2,6 GHz, von 3,7 GHz bis 4 GHz sowie von 4,8 GHz bis 5,5 GHz eingesetzt werden können, da in diesem Frequenzbereich die Anpassungsdämpfung unter -10 dB fällt⁴.

⁴Eine Anpassungsdämpfung von -10 dB gilt in der Industrie für den Betrieb einer Antenne als ausreichend

Da die freie Nutzung der Frequenzbereiche beschränkt ist [14], werden für die Übertragung der Signale die zulassungsfreien ISM-Bänder benutzt. Hierfür bieten sich die ISM-Bänder in den Frequenzbereichen von 2,4 GHz bis 2,5 GHz sowie von 5,725 GHz bis 5,875 GHz an, da diese Frequenzbänder mit der verwendeten Hardware kompatibel sind. Da das ISM-Band von 5,7 GHz bis 5,9 GHz im Grenzbereich der Antennenanpassung liegt, werden die Messungen in dieser Arbeit bei einer Trägerfrequenz von $f_c=2,4$ GHz durchgeführt.

Natürlich kann auch in anderen Frequenzbereichen gearbeitet werden. Hierfür müssen, dank des SDR-Konzeptes, nur die Antennen sowie die Daughterboards an den zu verwendenden Frequenzbereich angepasst werden.

Externer Taktgenerator

Als externer Taktgenerator dient das „FS725 Rubidium Frequency Standard“ der Firma Stanford Research System (SRS). Dieser Taktgenerator liefert ein 10 MHz Signal, das von den SDR-Transceivern zur Frequenzgenerierung genutzt wird. Das 10 MHz Ausgangssignal hat laut Datenblatt [100] eine Abweichung von weniger als 0,005 ppm, was einer Frequenzabweichung von 0,05 Hz entspricht. Außerdem stellt der Taktgenerator ein 1 PPS-Signal zur Verfügung, über das die SDR-Transceiverzeit synchronisiert werden kann.

Koaxialkabel, Dämpfungsglieder und Leistungsteiler

Für den Aufbau des Zweiwege-Übertragungskanal, der eine zeitinvariante und frequenzselektive Übertragungsfunktion aufweisen muss, werden abgeschirmte Koaxialkabel, Dämpfungsglieder sowie Leistungsteiler der Firma Mini-Circuits verwendet. Die verwendeten Koaxialkabel haben laut Datenblatt einen Arbeitsbereich von bis zu 18 GHz und eine Einfügedämpfung von 0,7 dB beziehungsweise 4,1 dB [80, 81]. Für die Leistungsteiler ist eine Einfügedämpfung von 6,3 dB im Datenblatt angegeben [79].

Mit Koaxialkabel der Länge ein Meter sowie zwei Koaxialkabel der Länge 7,62 Meter und zwei Leistungsteiler wird der Zweiwege-Übertragungskanal aufgebaut⁵. Die Dämpfungsglieder von 3 dB und 6 dB [78] werden zur Leistungsanpassung benötigt.

Variables Dämpfungsglied

Das variable Dämpfungsglied „RSC HF-Eichleitung“ der Firma Rohde & Schwarz [93], das einen Frequenzbereich von bis zu 18 GHz abdeckt und Dämpfungen bis zu 139 dB ermöglicht, wird genutzt, um die Dämpfung des Zweiwege-Übertragungskanal in definierten Schritten zu verändern.

⁵Siehe Kapitel 3.2.4

3.2 Gesamtsystem

Die im letzten Abschnitt beschriebene Hardware wird nun verwendet, um ein Übertragungssystem aufzubauen, das mit dem entwickelten Programm die Vorteile der Übertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation im Gegensatz zur Übertragung mit konstanter Modulation zeigt.

3.2.1 Aufbau

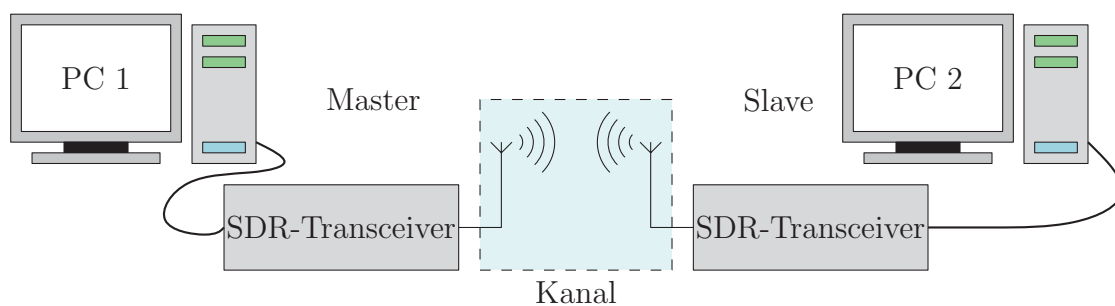


Abbildung 3.13: Versuchsaufbau mit zwei Transceiversystemen

Für die Übertragungen werden zwei voneinander unabhängige Transceiversysteme benötigt. Jedes System besteht aus einem PC und einem SDR-Transceiver, die über den Gigabit-Ethernet-Anschluss miteinander verbunden sind (siehe Abbildung 3.13).

Der SDR-Transceiver besteht aus dem USRP-Basisgerät sowie dem SBX Daughterboard und wird mit einer Antenne bestückt. Da diese Antenne sowohl für die Sende- als auch für die Empfangsrichtung genutzt wird, werden die Daten im Zeitduplexverfahren übertragen.

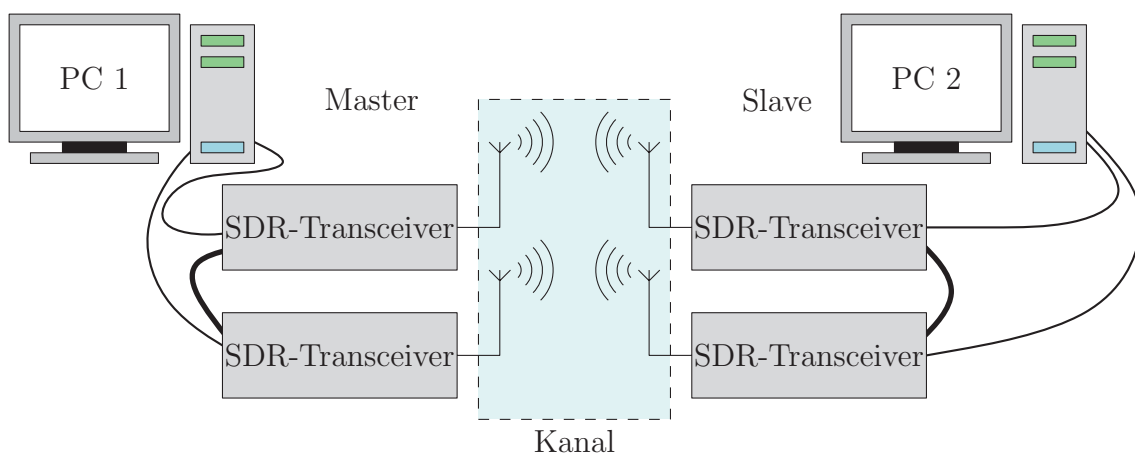


Abbildung 3.14: Versuchsaufbau mit zwei MIMO-Transceiversystemen

Um Übertragungen in einem Mehrantennensystem durchzuführen, wird der Aufbau um zwei SDR-Transceiver erweitert (siehe Abbildung 3.14). Die zusätzlichen SDR-Transceiver werden über die zweite baugleiche Netzwerkkarte mit dem jeweiligen PC verbunden. Um die zwei SDR-Transceiver des Masters beziehungsweise des Slaves miteinander zu synchronisieren, werden die Einheiten mit einem MIMO-Extension-Kabel der Firma Ettus Research miteinander verbunden. Über diese Verbindungen werden der Referenztakt und die Transceiverzeit synchronisiert.

3.2.2 Parameter

Die hier aufgeführten Parameter gelten sowohl für die Übertragungen im Einantennensystem als auch für die Übertragungen im Mehrantennensystem.

Alle Übertragungen werden bei einer Trägerfrequenz von $f_c=2,4$ GHz durchgeführt und die Sende- und Empfangssignale besitzen eine Bandbreite von $B=20$ MHz.

Die weiteren Grundeinstellungen der Übertragung orientieren sich am WLAN-Standard IEEE 802.11a [3]. Hierzu zählen unter anderem die Unterträgenernutzung, die Position der Pilotsymbole, die Nutzung von OFDM als Multiplexverfahren sowie die in der Tabelle 3.1 aufgeführten Parameter.

Bezeichnung	Wert
Modulationsart	QAM
Bandbreiteneffizienz	0 bis 6 bit/s/Hz
Unterträgeneranzahl (FFT-Länge)	64
Länge des zyklischen Präfixes	16
Anzahl an Sendeblöcken	10
Trainings-Sequenz	Chu-Sequenz
Anzahl an Trainingsblöcken	2
Kanalcodierung mit Coderate	1/2
MIMO-Schema	Spatial-Multiplex

Tabelle 3.1: Parameter der Übertragung

Zur Kanalcodierung wird ein Faltungscodiercode mit einem Gedächtnis der Länge 6, analog zum WLAN-Standard, eingesetzt.

Die aufgeführten Parameter können über die Benutzeroberfläche des Programms⁶ verändert werden und müssen sowohl dem Sender als auch dem Empfänger bekannt sein.

⁶Siehe Kapitel 3.3.1

3.2.3 Durchführung

In dieser Arbeit soll die Leistungsfähigkeit einer Übertragung mit adaptiven Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation im Vergleich zu einer Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern untersucht und verbessert werden. Wie bereits in Kapitel 2.8.1 erklärt, muss eine Kanalschätzung durchgeführt werden, um die optimalen Bandbreiteneffizienzen der verwendeten Unterträger zu bestimmen, die für die Durchführung der adaptive Modulation notwendig sind. Somit ergibt sich folgender allgemeingültiger Ablauf für die Durchführung der Übertragungen mit adaptiver Modulation:

1. Generierung eines Signals zur Kanalschätzung (Master)
2. Senden (Master)/Empfangen (Slave) des generierten Signals
3. Übertragungskanal schätzen (Slave)
4. Bandbreiteneffizienz der Unterträger festlegen (Slave)
5. Generierung des Antwortsignals unter Berücksichtigung der Bandbreiteneffizienzen (adaptive Modulation) (Slave)
6. Senden (Slave)/Empfangen (Master) des generierten Antwortsignals
7. Übertragungskanal schätzen (Master)
8. Automatische Modulationsklassifikation durchführen (Master)
9. (optional) Fehlerverhältnis bestimmen (Master)

Bei Übertragungen mit konstanter Modulationsordnung auf allen Unterträgern beginnt der Ablauf erst bei Punkt 5, da nur eine unidirektionale Übertragung durchgeführt wird. Außerdem muss die automatische Modulationsklassifikation (Punkt 8) nicht durchgeführt werden.

Bei der Durchführung der Übertragungen in dieser Arbeit übernimmt PC 1 die Funktion des Masters und PC 2 stellt den Slave da.

In Abbildung 3.15 ist das Ablaufdiagramm für die Durchführung der Übertragung mit adaptiven Modulation und automatischer Modulationsklassifikation bei einem Einantennensystem dargestellt.

Hierbei wird zuerst auf PC 1 das Sendesignal zur Kanalschätzung generiert (1) und an

den zugehörigen SDR-Transceiver 1 übertragen. Der SDR-Transceiver 1 sendet das Signal (2) anschließend über den Übertragungskanal an den SDR-Transceiver 2, der das empfangene Signal (3) unmittelbar an PC 2 überträgt. PC 2 schätzt nun den Übertragungskanal und legt die Bandbreiteneffizienz der Unterträger fest. Mit den vorhandenen Informationen generiert PC 2 das adaptiv modulierte Antwortsignal (4) und überträgt es an den SDR-Transceiver 2, der das Signal wiederum über den Übertragungskanal zum SDR-Transceiver 1 sendet (5)(6). Nach der Übertragung des Antwortsignals an PC 1 wird wieder der Übertragungskanal geschätzt. Anschließend wird die automatische Modulationsklassifikation durchgeführt (7).

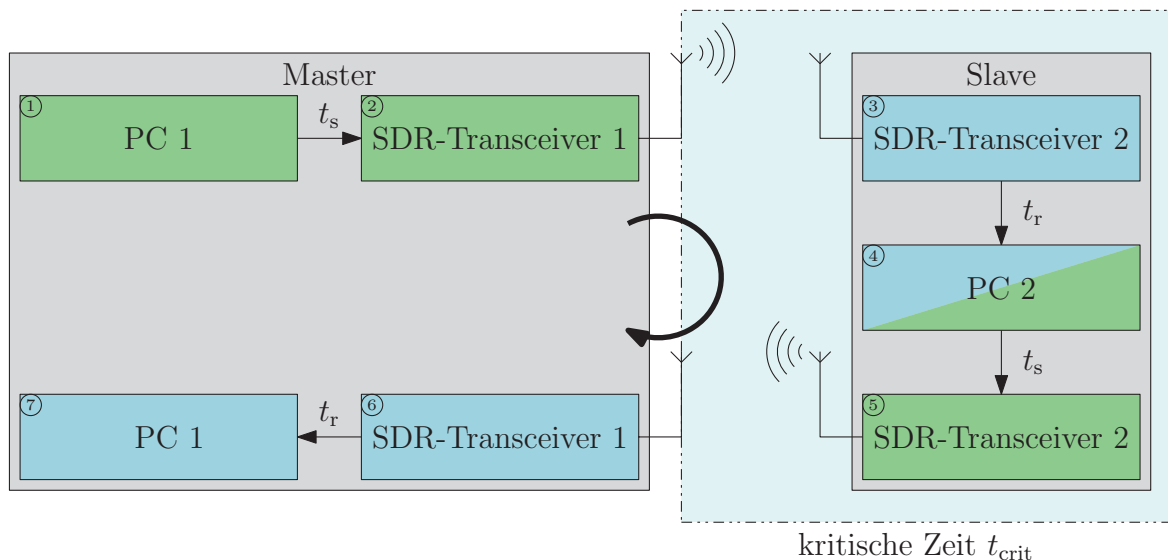


Abbildung 3.15: Ablauf der Übertragung mit adaptiver Modulation und automatischer Modulationsklassifikation

Da bei der Durchführung der Übertragung der aktuelle Übertragungskanal geschätzt wird und der Übertragungskanal im Allgemeinen zeitvariant ist, muss die Übertragung der Signale in einem kritischen Zeitintervall t_{crit} abgeschlossen sein. Diese Zeit muss kürzer als die Kohärenzzeit des Übertragungskanal sein⁷.

Hierbei ist zu beachten, dass nur die Zeit berücksichtigt werden muss, in der das Signal über die Luft übertragen wird. Wie in Abbildung 3.15 zu erkennen ist, beginnt das kritische Zeitintervall t_{crit} mit der Übertragung des Signals vom SDR-Transceiver 1 zum SDR-Transceiver 2 (2)(3) und endet nach der Übertragung des Antwortsignals vom SDR-Transceiver 2 zum SDR-Transceiver 1 (5)(6).

Die weiteren Übertragungswege und Verarbeitungsschritte vor beziehungsweise nach der kritischen Zeitspanne sind als nicht kritisch zu bewerten, da die Übertragung der Daten

⁷Siehe Kapitel 2.5

bereits abgeschlossen ist beziehungsweise noch ansteht. Diese Verarbeitungsschritte können daher hinsichtlich des Demonstrationssystems beliebig viel Zeit in Anspruch nehmen.

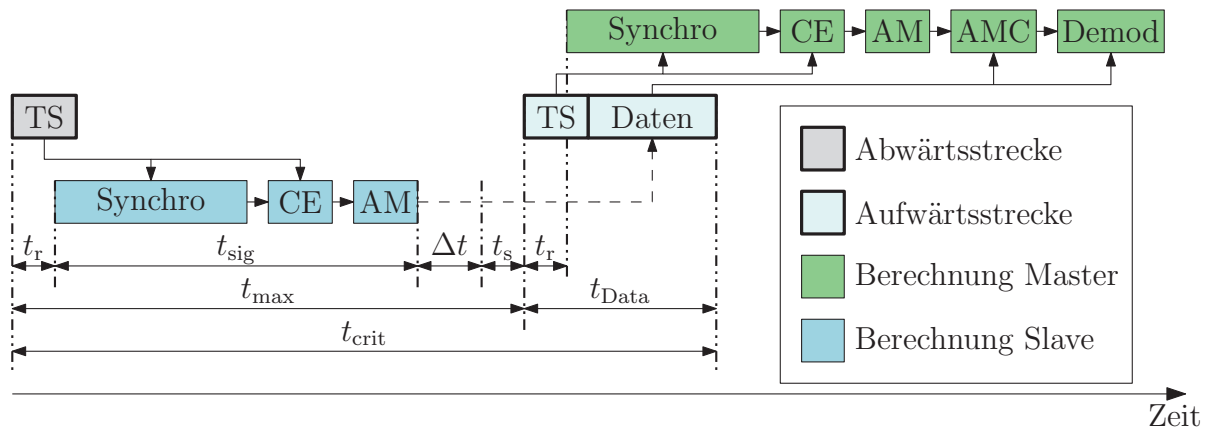


Abbildung 3.16: Betrachtung des Zeitintervalls t_{crit}

In Abbildung 3.16 ist das kritische Zeitintervall t_{crit} detailliert dargestellt. Wie zu erkennen ist, setzt sich t_{crit} aus der maximalen Verarbeitungszeit t_{max} sowie der Signaldauer des adaptiv modulierten Sendesignals t_{Data} zusammen.

Die maximale Verarbeitungszeit t_{max} beginnt mit dem Empfang der Daten am SDR-Transceiver und beinhaltet die Signalverarbeitung t_{sig} des Slaves, die unter anderem aus Synchronisation, Kanalschätzung und adaptiver Modulation besteht, sowie die Übertragungen zwischen dem Slave-PC und dem zugehörigen SDR-Transceiver, t_r beziehungsweise t_s . Da die Signalverarbeitungsdauer t_{sig} nicht konstant ist, stellt die Verarbeitungszeit t_{max} eine Obergrenze für die Signalverarbeitung dar, da nach diesem Zeitintervall die generierten Daten, sofern vorhanden, in der Aufwärtsstrecke gesendet werden. Liegen keine oder nur ein Teil der zu generierenden Daten vor, wird das Sendesignal verworfen und auf die nächste Übertragung gewartet.

Die Zeit Δt beschreibt die Differenz zwischen tatsächlicher Dauer der Signalverarbeitung t_{sig} , zuzüglich der Übertragungen zwischen PC und SDR-Transceiver, t_r und t_s , und der maximalen Verarbeitungszeit t_{max} und sollte möglichst gering sein, um die maximale Leistung des Übertragungssystems zu erhalten.

Die Zeitabschnitte t_r und t_s , die wie bereits erwähnt die Übertragungszeiten zwischen SDR-Transceiver und PC beziehungsweise zwischen PC und SDR-Transceiver darstellen, sind aufgrund des verwendeten Übertragungsprotokolls nicht konstant.

Für die Bestimmung der Leistungsfähigkeit beziehungsweise der Berechnungszeit der adaptiven Modulation sowie der automatischen Modulationsklassifikation wird jeweils nur



Abbildung 3.17: Durchführung mehrerer Übertragungen

ein Übertragungsvorgang, bestehend aus der Datenübertragung vom Master zum Slave und wieder zurück, berücksichtigt.

Eine weitere Übertragung wird erst nach einem Zeitintervall t_{slot} durchgeführt (siehe Abbildung 3.17). Mithilfe dieses Zeitintervalls sind genug Reserven für die nicht kritischen Signalverarbeitungsalgorithmen vorhanden. Um das System an die Leistungsgrenze zu führen, muss das Zeitintervall zwischen den einzelnen Übertragungen an die tatsächliche Signalverarbeitungszeit angepasst werden.

Die Durchführung der Übertragungen ist im Ein- sowie im Mehrantennensystem identisch. Einzig die Signalverarbeitungszeit t_{sig} verändert sich im Mehrantennensystem, da mehr Informationen verarbeitet werden müssen. Hierfür muss lediglich die maximale Verarbeitungszeit t_{max} angepasst werden.

3.2.4 Übertragungskanal

Eine wichtige Komponente ist der Übertragungskanal zwischen den SDR-Transceivern. Um die Vorteile der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation zeigen zu können, ist es unausweichlich, dass der Übertragungskanal Frequenzselektivität aufweist. Für die Durchführung der Übertragungen ist es des Weiteren erforderlich, dass der Übertragungskanal für eine begrenzte Zeit zeitinvariant und im besten Fall reziprok ist.

Für vergleichbare Ergebnisse muss der Übertragungskanal außerdem reproduzierbar sein, damit die Ergebnisse miteinander verglichen werden können.

Daher werden in dieser Arbeit zwei unterschiedliche Kanäle verwendet.

Zum einen wird ein realer Übertragungskanal für die Übertragungen genutzt, da in dieser Arbeit ein reales System aufgebaut wird. Zum anderen wird für die Übertragungen, bei denen die unterschiedlichen Modulationsverfahren miteinander verglichen werden, ein dafür konzipierter Zweiwege-Übertragungskanal verwendet.

Realer Übertragungskanal

Wie bereits in Kapitel 2.5 beschrieben, kann in einem Büroraum von einem zeitinvarianten Übertragungskanal für ungefähr eine Millisekunde ausgegangen werden. Messungen mit dem vorgestellten Echtzeit-Übertragungssystem zeigen, dass der Übertragungskanal

bei kleinen Antennenabständen von bis zu 80 cm auch über einen Zeitraum von mehr als einer Millisekunde ein nahezu zeitinvariantes Verhalten aufweist, wie dies in Abbildung 3.18 zu erkennen ist.

Die Versuchsdurchführung findet in einem Büroraum statt. Zwischen den statisch angeordneten SDR-Transceiver besteht eine Sichtverbindung und der Abstand zur nächsten Bürowand beträgt zirka 30 cm. Die Abstände zu den übrigen Wänden sind deutlich größer. Bei den einzelnen Übertragungen befindet sich höchstens eine Person im Büro, die sich kaum bewegt.

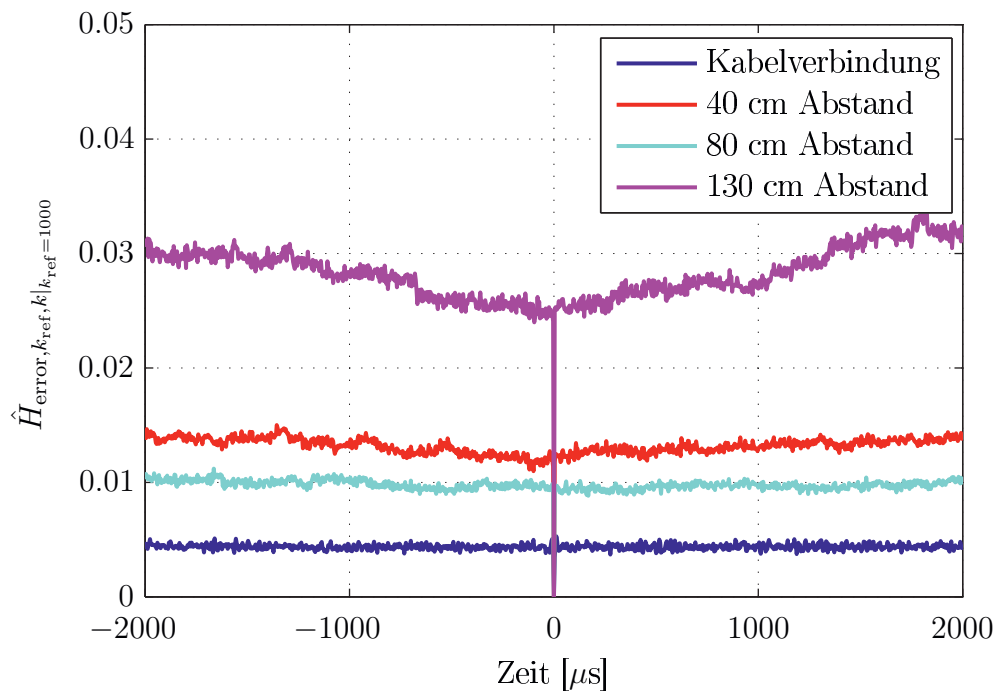


Abbildung 3.18: Zeitliche Veränderung des relativen mittleren Fehlers

Für diese Messung werden, wie bereits zur Bestimmung des Einschwingverhaltens des SDR-Transceivers in Kapitel 3.1.1, kontinuierlich Trainings-Sequenzen, bestehend aus 80 Symbolen pro OFDM-Block, gesendet (siehe Abbildung 3.5) und der relative mittlere Fehler der Unterträger ermittelt. In Abbildung 3.18 ist der Verlauf des relativen mittleren Fehlers jedes OFDM-Blocks für 40 cm, 80 cm und 130 cm Antennenabstand in Bezug auf den 1000. OFDM-Block aufgetragen. Des Weiteren ist zum Vergleich der relative mittlere Fehler einer Kabelübertragung dargestellt.

Es lässt sich aus dem Verlauf ablesen, dass sich der Übertragungskanal bei 40 cm und

80 cm, ebenso wie bei der Kanalübertragung, in dem dargestellten Zeitraum von 4 Millisekunden kaum verändert. Bei einem Antennenabstand von 130 cm dagegen ist eine stärkere Veränderung des relativen mittleren Fehlers über die angegebene Zeit zu erkennen.

Diese Messung zeigt, dass Übertragungen bei kleinen Antennenabständen unter diesen Voraussetzungen auch länger als eine Millisekunde dauern könnten, ohne dass der Übertragungskanal stark variiert.

Zweiwege-Übertragungskanal

Trotz des zeitlich konstanten Verhaltens (siehe Abbildung 3.18) sowie der vorhandenen Frequenzselektivität (siehe Abbildung 3.6) des realen Übertragungskanals, sind die übertragenen Signale durch äußere Einflüsse bei der genutzten Trägerfrequenz von $f_c = 2,4$ GHz, wie zum Beispiel WLAN oder Bluetooth-Signale, gestört.

Um die Übertragungen mit einem reproduzierbaren Übertragungskanal durchzuführen, wird ein kabelgebundener Zweiwege-Übertragungskanal aufgebaut, der aus zwei unterschiedlichen Übertragungswegen besteht. Hierfür werden die im Kapitel 3.1.3 vorgestellten Komponenten verwendet.

Da der Zweiwege-Übertragungskanal nur für die Übertragungen im Einantennensystem konzipiert ist, werden die Übertragungen im Mehrantennensystem weiterhin über den realen Übertragungskanal durchgeführt.

Der schematische Aufbau des Zweiwege-Übertragungskanals ist in Abbildung 3.19 dargestellt.

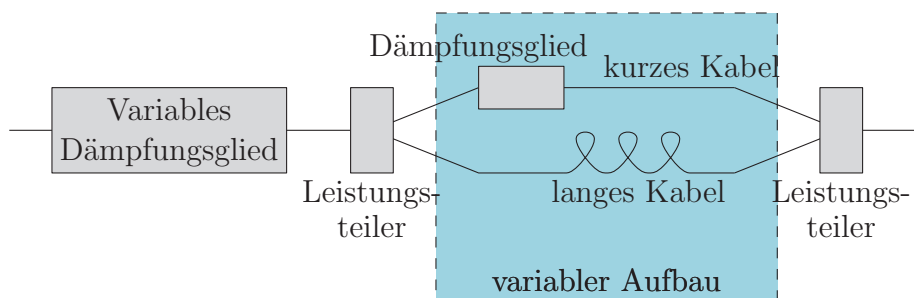


Abbildung 3.19: Schematischer Aufbau des Zweiwege-Übertragungskanals

Durch diesen Aufbau wird gewährleistet, dass die Übertragungsfunktion reproduzierbar und frequenzselektiv ist. Des Weiteren lässt sich durch diesen Aufbau das S/N der Übertragung in definierten Schritten ändern. Da die Übertragungen bei einer Bandbreite von $B = 20$ MHz durchgeführt werden, wird der Zweiwege-Übertragungskanal für diese Band-

breite optimiert.

Um ein stark frequenzselektives Verhalten zu erzeugen, müssen sich Signale für einzelne Frequenzen bei der Addition der beiden Teilsignale im besten Fall auslöschen. Um zu gewährleisten, dass dieser Fall bei einer Bandbreite von $B = 20$ MHz mindestens einmal auftritt, müssen die beiden Übertragungswege eine Mindestlängendifferenz aufweisen.

Unter der Annahme, dass die beiden vorhandenen Übertragungswege keine Dämpfung haben und der kurze Übertragungsweg eine Signallaufzeit von 0 Sekunden aufweist, das heißt keine physikalische Länge besitzt, ergibt sich die Übertragungsfunktion $H(\omega)$ in Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω des Übertragungskanals zu

$$H(\omega) = A(1 + e^{-j\omega T_0}) \quad . \quad (3.3)$$

T_0 beschreibt hierbei die Differenz der Verzögerungszeiten.

Daraus folgt durch Umformen

$$H(\omega) = A \left(e^{-j\omega \frac{T_0}{2}} \cdot 2 \cos \left(\omega \frac{T_0}{2} \right) \right) \quad . \quad (3.4)$$

Da sich die Signale über die beiden vorhandenen Übertragungswege aufheben sollen, muss (3.4) zu Null gesetzt werden, woraus sich die Verzögerungszeit T_0 des langen Übertragungswegs zu

$$T_0 = 2\pi \cdot \frac{1}{\Delta\omega} = \frac{1}{20 \text{ MHz}} = 50 \text{ ns} \quad (3.5)$$

ergibt.

Bei einer Ausbreitungsgeschwindigkeit im Koaxialkabel von ungefähr 4,7 ns/m, die sich bei der Verwendung von Polytetrafluorethylen als Kabeldielektrikum [80, 81] ergibt, entsteht eine minimale Kabellängendifferenz von 10,6 Meter zwischen den beiden Übertragungswegen.

Mit den zwei verwendeten abgeschirmten Koaxialkabeln von je 7,62 Meter sowie einem ein Meter Koaxialkabel für den kurzen Übertragungsweg, ergibt sich eine Differenz von 14,24 Metern zwischen den beiden Übertragungswegen. Daraus folgt, dass die Nullstellen der Übertragungsfunktion nicht alle 20 MHz auftreten, sondern ungefähr einen Abstand von 14,9 MHz haben.

Damit eine möglichst starke Frequenzselektivität der Übertragungsfunktion auftritt, müssen die beiden sich überlagernden Signale annähernd die gleiche Amplitude aufweisen. Das kurze Koaxialkabel hat bei einer Frequenz $f_c=2,4$ GHz eine Dämpfung von 0,7 dB, das 7,62 Meter Koaxialkabel dagegen eine Dämpfung von 4,1 dB. Durch den Zusammenbau

der beiden langen Koaxialkabel ergibt sich eine Gesamtdämpfung von 8,2 dB, wobei das Verbindungsglied hierbei nicht mit berücksichtigt ist. Somit ergibt sich eine Differenz von 7,5 dB, um die das kurze Koaxialkabel gedämpft werden muss.

Aufgrund der Beschränkungen der vorhandenen Komponenten wird, ausgehend von den vorherigen Berechnungen, für den Zweiwege-Übertragungskanal ein langes Koaxialkabel von 15,24 Meter sowie ein kurzes Koaxialkabel von einem Meter Länge verwendet. Da die benötigte Dämpfung von 7,5 dB nicht mit den vorhandenen Dämpfungsgliedern realisiert werden kann, werden die nächstmöglichen Dämpfungsstufen von 6 dB, 9 dB und 10 dB verwendet.

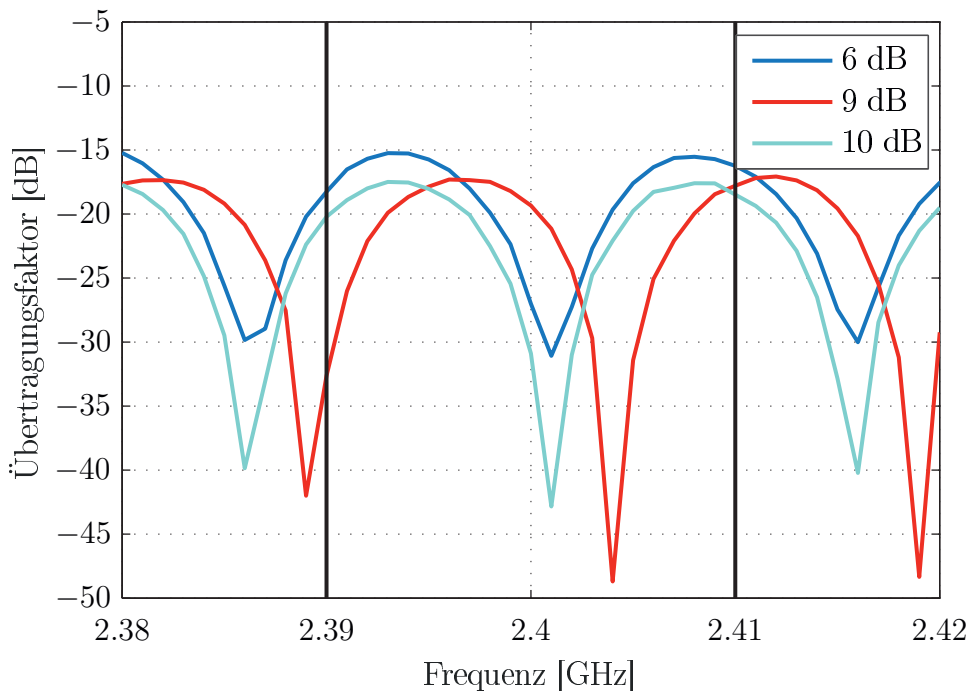


Abbildung 3.20: Übertragungsfaktor des Zweiwege-Übertragungskanals

In Abbildung 3.20 ist die Übertragungsfunktion des Zweiwege-Übertragungskanals bei einer Dämpfung des kurzen Koaxialkabels von 6 dB, 9 dB und 10 dB in dem für diese Arbeit relevanten Frequenzbereich dargestellt. Diese Messung bestätigt die vorherigen Berechnungen und zeigt, dass die größte Dämpfung des Zweiwege-Übertragungskanals bei einer Dämpfung des kurzen Koaxialkabels von 9 dB erzielt wird und -48,7 dB beträgt. Außerdem ist der berechnete Abstand der Minima von 14,9 MHz zu erkennen.

In Abbildung 3.21 sind die geschätzten Übertragungsfunktionen des realen Übertragungs-

kanals, des Zweiwege-Übertragungskanals sowie eines idealen Übertragungskanals, bestehend aus nur einem Koaxialkabel, abgebildet.

Diese Messung zeigt, dass bei der Benutzung des Zweiwege-Übertragungskanals eine höhere Frequenzselektivität erzeugt wird, als bei der Nutzung des realen Übertragungskanals. Außerdem zeigt diese Messung, wie bereits in Abbildung 3.18 zu erkennen ist, dass bei kleinen Antennenabständen der Übertragungskanal keine nennenswerten Mehrwegekomponenten zeigt, da die Kanalschätzung des idealen Übertragungskanals fast identisch mit der Kanalschätzung des realen Übertragungskanals ist.

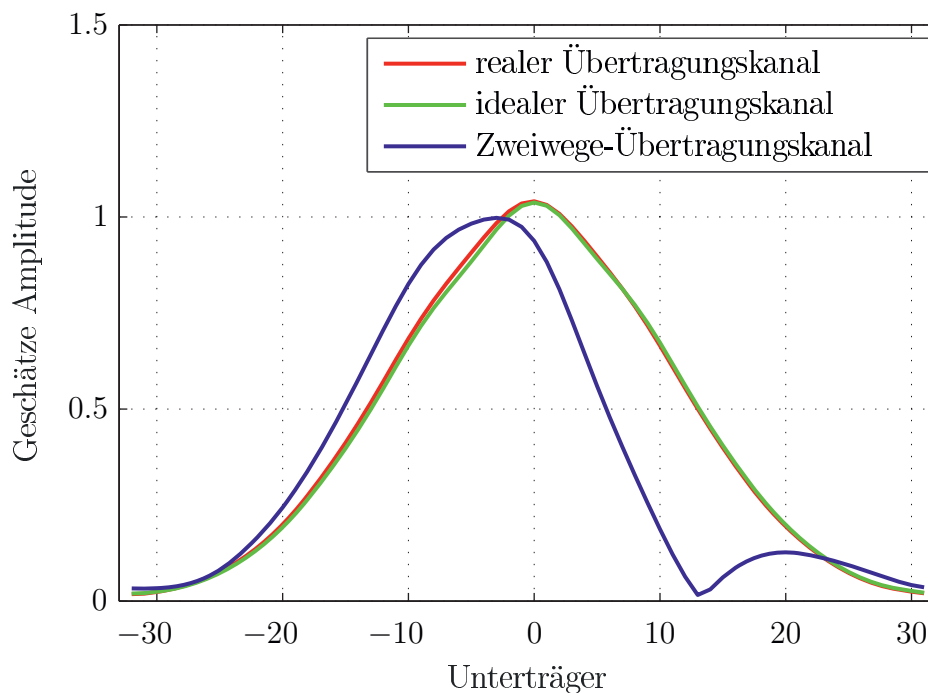


Abbildung 3.21: Unterschiedliche Übertragungskanäle

Neben der höheren Frequenzselektivität besitzt der Zweiwege-Übertragungskanal außerdem eine höhere Reziprozität sowie Zeitinvarianz, beides wird für reproduzierbare und vergleichbare Übertragungen benötigt.

3.3 Programm

Das Programm [68, 67, 69] ist für die komplette Signalverarbeitung, die nicht auf dem SDR-Transceiver durchgeführt wird, zuständig und bietet eine Benutzeroberfläche, auf der die benötigten Parameter für die Signalverarbeitung eingestellt und überprüft wer-

den können. Diese Konfigurationen können für einen schnellen Zugriff gespeichert und geladen werden.

Des Weiteren gibt die Benutzeroberfläche Informationen zur aktuellen Verarbeitung der Sende- und Empfangssignale, wie zum Beispiel die Anzahl der fehlerfrei durchgeführten Übertragungen, das aktuelle S/N oder die Anzahl der fehlerhaft geschätzten Bitallokationstabellen an.

3.3.1 Benutzeroberfläche

Wie bereits erwähnt, können die Parameter der Signalverarbeitung in der Benutzeroberfläche festgelegt werden, um eine möglichst große Auswahl an verschiedenen Szenarien erzeugen zu können. Zu den Einstellmöglichkeiten zählen zum einen die Hardware-Einstellungen, wozu die Trägerfrequenz und der Verstärkungsfaktor des SDR-Transceivers gehört, zum anderen die Einstellungen der Algorithmen. Hierbei kann zum Beispiel zwischen verschiedenen Algorithmen gewählt oder die Parameter, zum Beispiel die FFT-Länge und die Position der Pilotsymbole, angepasst werden.

Die Einstellungen werden bei der Eingabe auf Fehler überprüft, um zu gewährleisten, dass die Algorithmen sowie die Hardware nur in den zulässigen Spezifikationen betrieben werden.

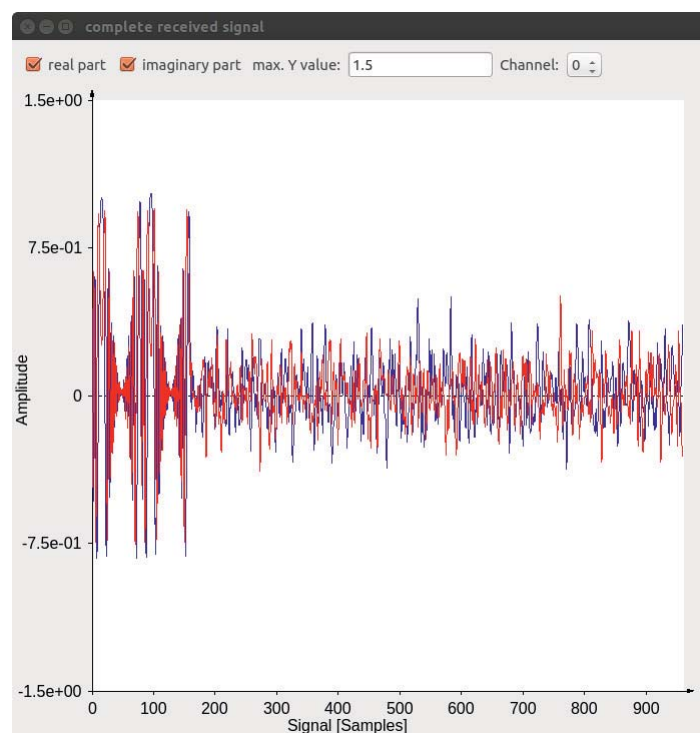


Abbildung 3.22: Grafische Benutzeroberfläche für die Echtzeitanzeige der Sende- bzw. Empfangssignale

Des Weiteren bietet die Benutzeroberfläche die Möglichkeit, Teile der Signalverarbeitung in Echtzeit darzustellen. Anhand dieser Darstellungen kann, durch Beobachtungen, eine erste, grobe Beurteilung der Übertragung durchgeführt werden.

Hierzu gehört zum Beispiel das komplexe Sende- sowie Empfangssignal, das an einer der vorhandenen Antennen anliegt. Das Signal wird im Zeitbereich dargestellt und es lassen sich sowohl Realanteil (blau) als auch Imaginäranteil (rot) des Signals anzeigen (siehe Abbildung 3.22).

Anhand dieser Darstellung kann das Sende- sowie das Empfangssignal überprüft werden. Außerdem kann abgeschätzt werden, ob die Zeitsynchronisation funktioniert hat.

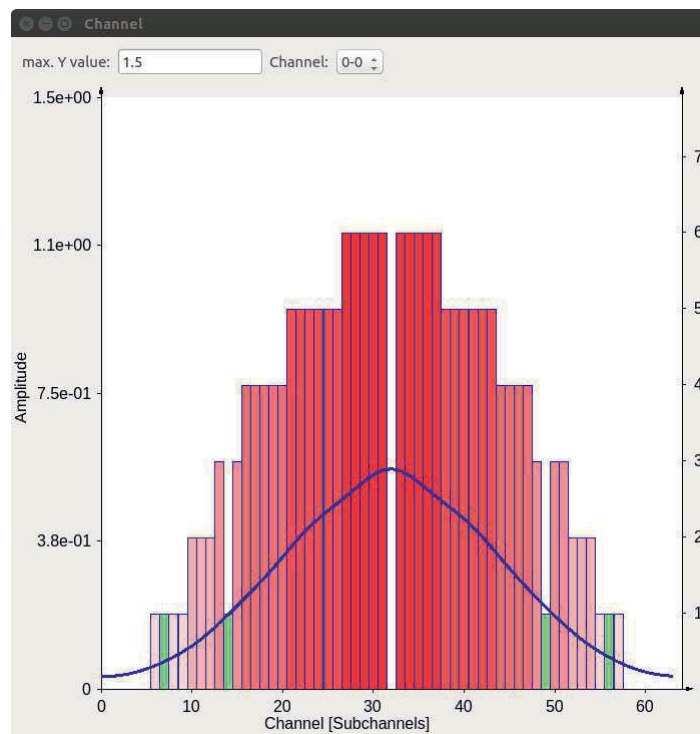


Abbildung 3.23: Grafische Benutzeroberfläche für die Darstellung der Übertragungsfunktion und der Bandbreiteneffizienz des Kanals

Eine weitere Darstellungsmöglichkeit der Benutzeroberfläche ist die Anzeige für die Übertragungsfunktion des Kanals. Hierbei kann die Übertragungsfunktion zwischen allen vorhandenen Antennenpaaren angezeigt werden. In dieser Ansicht, die nur beim Empfang von Daten angezeigt werden kann, wird neben der Übertragungsfunktion des Kanals auch die Bandbreiteneffizienzen der einzelnen Unterträger dargestellt, die mithilfe der automatischen Modulationsklassifikation ermittelt werden (siehe Abbildung 3.23). Bei einer Übertragung von Symbolen mit konstanter Modulationsordnung, wird die in der Benutzeroberfläche angegebene Modulationsordnung angezeigt. Außerdem werden die Unter-

träger, die für die Übertragung der Pilotsymbole genutzt werden, in dieser Ansicht durch grüne Balken hervorgehoben.

Durch Beobachtung der Übertragungsfunktion sowie der ermittelten Bandbreiteneffizienzen lassen sich bereits Schlüsse über die Übertragungsqualität des Übertragungskanals sowie über den verwendeten Algorithmus zur automatischen Modulationsklassifikation ziehen.

Um weitere Informationen über den Übertragungskanal zu erhalten, kann zusätzlich die geschätzte Impulsantwort des Übertragungskanals dargestellt werden.

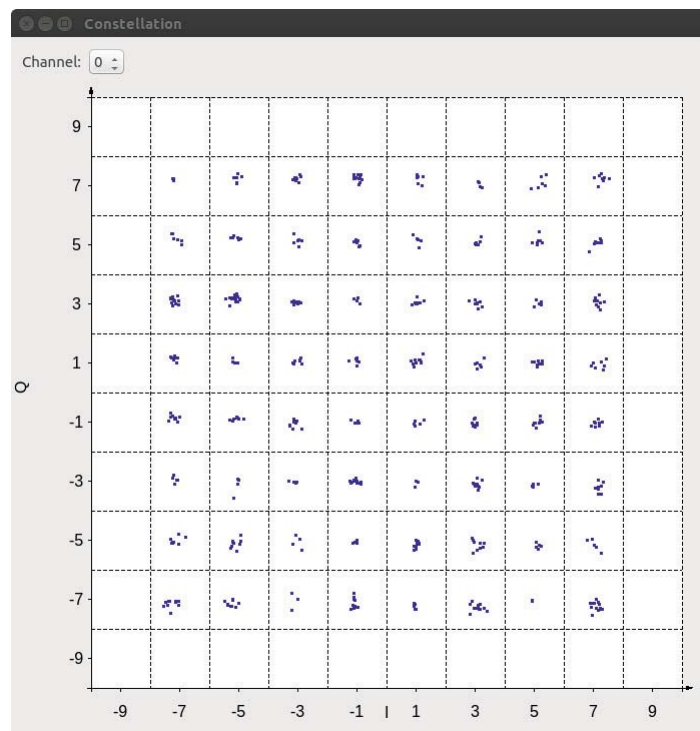


Abbildung 3.24: Grafische Benutzeroberfläche für die Darstellung des empfangenen Konstellationsdiagramms (exemplarisch 64-QAM)

Die dritte Echtzeitanzeige des Programms stellt die empfangenen Konstellationspunkte (siehe Abbildung 3.24) dar.

Um die Konstellationspunkte, besonders bei hohen Modulationsordnungen, unterscheiden zu können, werden die empfangenen, energienormierten Konstellationspunkte⁸ entsprechend der ermittelten Modulationsordnung skaliert⁹.

Durch die Lage der Konstellationspunkte kann abgeschätzt werden, ob die automatische

⁸Siehe Kapitel 2.4.2

⁹Vergleiche hierfür Abbildung 3.24 mit Abbildung 2.12

Modulationsklassifikation die korrekten Bandbreiteneffizienzen ermittelt hat. Des Weiteren kann die Qualität der Korrektur des Trägerfrequenzversatzes sowie der Korrektur der Phasendrehung, die mithilfe der Pilotsymbole durchgeführt wird, bewertet werden.

3.3.2 Aufbau und Implementierung

Das Programm muss dafür ausgelegt sein, komplexe Algorithmen in Echtzeit verarbeiten zu können. Um die maximal verfügbare Leistung auf der eingesetzten Hardware bereitzustellen, verwendet das Programm, das in der Programmiersprache C++ geschrieben und objektorientiert aufgebaut ist, drei Prozessorkerne, wie dies in Abbildung 3.25 dargestellt ist.

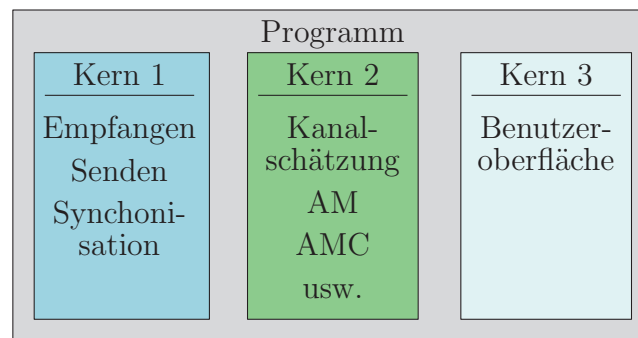


Abbildung 3.25: Verteilung der Aufgaben auf verschiedene Prozessorkerne

Da die in dieser Arbeit durchgeführten Signalverarbeitungsschritte nach dem OFDM-Verfahren durchgeführt werden, sind die Blockschaltbilder und Erklärungen an dieses Verfahren angepasst.

Durch die Flexibilität des Programms ist es aber auch möglich, andere Übertragungsverfahren zu implementieren.

Wie in Abbildung 3.25 zu erkennen ist, übernimmt der erste Prozessorkern hierbei die Aufgabe des Sendens, des Empfangens und der Synchronisation. Der zweite Prozessorkern ist für die übrige Signalverarbeitung zuständig. Hierzu zählen unter anderem das Generieren der Sendesymbole, das Schätzen des Kanals, das Ermitteln der Bandbreiteneffizienzen der einzelnen Unterträger sowie die Berechnung der anzuzeigenden Fehlerverhältnisse, wie zum Beispiel das Paketfehlerverhältnis oder das Bitfehlerverhältnis.

Für die Interaktion mit dem Benutzer ist der dritte Prozessorkern zuständig. Dieser Prozessorkern zeigt in regelmäßigen Abständen von 100 ms die wichtigsten Daten der anderen Prozessorkerne auf der Benutzeroberfläche an. Hierauf wird im weiteren Verlauf der Ar-

beit aber nicht weiter eingegangen.

In den Blockschaltbildern, die in diesem Kapitel verwendet werden, wird der Austausch von Daten zwischen zwei Prozessorkernen, die immer analog zu Abbildung 3.25 koloriert sind, mit gestrichelten Linien dargestellt. Außerdem ist die hier vorgestellte Prozessorverteilung des Programms unabhängig von der Anzahl der eingesetzten SDR-Transceiver an dem jeweiligen PC.

Konstante Modulationsordnung

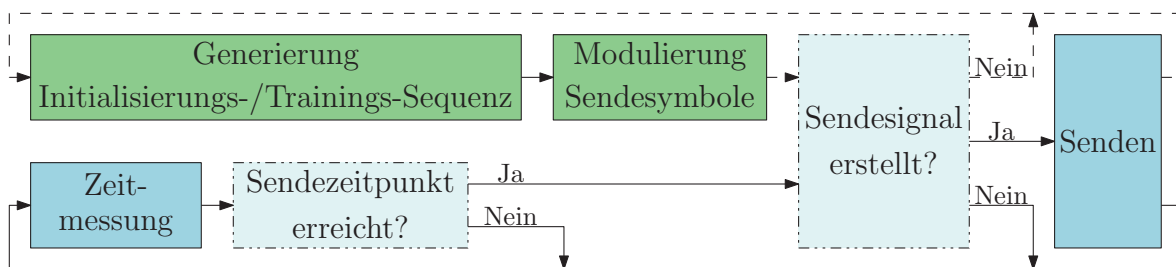


Abbildung 3.26: Blockschaltbild des Sendevorgangs

Der komplette Sendevorgang bei konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern ist in Abbildung 3.26 dargestellt. Hierbei wird das Senden von Prozessorkern 1 durchgeführt, die Signalgenerierung findet dagegen ausschließlich auf Prozessorkern 2 statt. Das generierte Signal wird in einem Signalvektor gespeichert und anschließend an Prozessorkern 1 übertragen.

Bei der Verwendung einer konstanten Modulationsordnung auf allen verwendeten Unterträgern wird das Sendesignal sofort nach dem Senden des vorherigen Signals berechnet. Die Generierung kann nicht parallel zum Senden beginnen, da das neue Signal auf dem gleichen Arbeitsspeicher abgelegt wird wie das vorherige Sendesignal.

Zuerst wird der konstante Teil der Übertragung, bestehend aus Initialisierungssymbolen¹⁰ und Trainings-Sequenz, deren Anzahl in der Benutzeroberfläche einstellbar ist, erzeugt. Hierfür werden die Initialisierungssymbole, deren Real- und Imaginäranteil Null ist und zur Überwindung des Einschwingvorgangs benötigt werden, in den Sendevektor kopiert. Auch die bereits bei der Initialisierung des Programms erzeugte Trainings-Sequenz wird an das Ende des Sendevektors kopiert.

Anschließend werden die Sendedaten generiert (siehe Abbildung 3.27). Hierzu werden zuerst die benötigten Sendedaten aus der angegebenen Quelle eingelesen und anschließend

¹⁰Siehe Kapitel 3.1.1

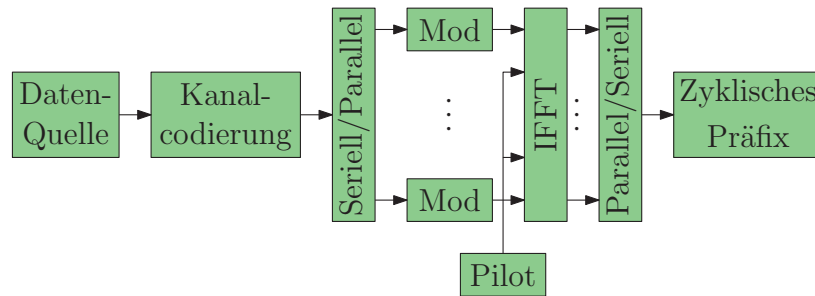


Abbildung 3.27: Generierung der Sendesymbole

mit dem in der Benutzeroberfläche gewählten Kanalcodierungsalgorithmus codiert. Dann werden die binären Daten, in Abhängigkeit der gewählten Modulationsordnung, blockweise zu komplexen Symbolen moduliert. Hierfür steht eine Lookup-Tabelle zur Verfügung, mit der anhand der Bit-Sequenzen das komplexe Symbol ermittelt wird. Danach werden die Pilotsymbole in die dafür vorgesehenen Unterträger eingefügt und das Signal mittels der IFFT in den Zeitbereich transformiert. Zum Schluss wird das zyklische Präfix eingefügt und die generierten Sendesymbole an das Ende der bereits erzeugten Symbole angehängt. Diese Verarbeitungsschritte werden für alle in der Benutzeroberfläche eingestellten Übertragungsblöcke wiederholt.

Bei Mehrantennensystemen wird die gesamte Generierung für jede Sendeantenne separat durchgeführt.

Damit die generierten Symbole gesendet werden können, müssen die Sendedaten zuerst an den SDR-Transceiver übermittelt werden. Diese Aufgabe wird von Prozessorkern 1 übernommen. Die Sendedaten werden in Paketen¹¹ (Y_t), bestehend aus $N_Y = 363$ komplexen Sendesymbolen, an den SDR-Transceiver übermittelt, sobald genügend viele komplexe Sendesymbole zur Verfügung stehen. Die Übermittlung wird solange wiederholt bis alle Sendesymbole übermittelt sind oder die Sendezeit der Daten überschritten ist. Bei einer erfolgreichen Übermittlung der Sendesymbole wird das Sendesignal zum nächstmöglichen Sendezeitpunkt gesendet. Konnten nicht alle Sendesymbole übermittelt werden, wird der Sendevorgang abgebrochen, da somit keine kontinuierliche Datenübertragung zwischen den SDR-Transceivern gewährleistet werden kann. Danach werden die Sendesymbole für das nächste Sendesignal erzeugt.

Empfang

Bevor die empfangenen Symbole in dem PC verarbeitet werden können, müssen die Abtastwerte des SDR-Transceivers in den PC heruntergeladen werden. Der hierfür zuständige

¹¹Siehe Kapitel 3.1

Prozessorkern muss die Daten kontinuierlich in Paketen¹² (Y_r) bestehend aus $N_Y = 363$ komplexen Abtastwerten pro Empfangsantenne herunterladen, da sonst der 1 Megabyte große Zwischenspeicher des SDR-Transceivers überläuft.

Im Prozessorkern 1 wird, neben dem Herunterladen der Pakete, auch die Zeitsynchronisation durchgeführt. Prozessorkern 2 ist für die anschließende Verarbeitung der Empfangssymbole zuständig.

Da die Zeitsynchronisation hohe Anforderungen an die verwendete Hardware stellt, ist die Suche nach dem Startpunkt allein mithilfe des Synchronisationsalgorithmus nicht in Echtzeit durchführbar¹³. Der Grund für die schlechte Performance ist die große Menge an Daten, da in allen empfangenen Abtastwerten nach dem Startpunkt der Übertragung gesucht werden muss. Aufgrund der bekannten Rahmenstruktur (siehe Abbildung 3.17) ist es möglich, den Synchronisationsaufwand zu reduzieren. Hierfür wird die Synchronisation um die Vorsynchronisation sowie eine Empfangs-Initialisierung erweitert.

Die Empfangs-Initialisierung wird in drei Schritten durchgeführt, die in Abbildung 3.28 dargestellt sind.

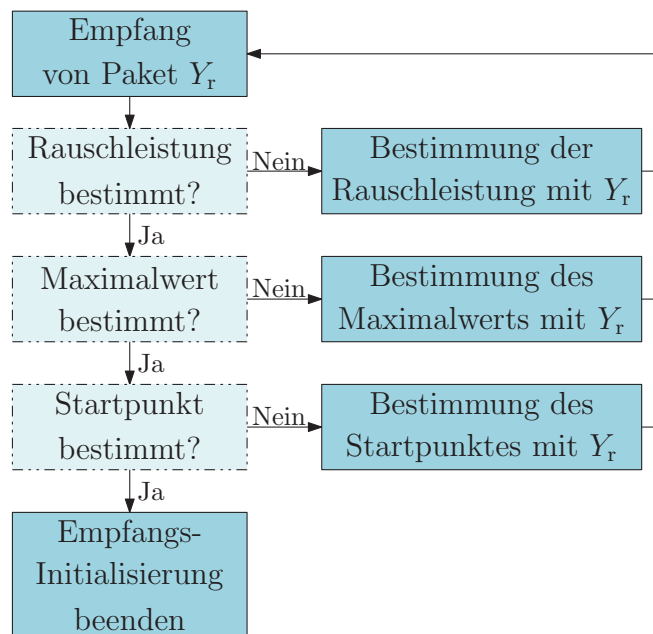


Abbildung 3.28: Empfangs-Initialisierung

Zuerst wird die Rauschleistung bestimmt, die an den Empfangsantennen anliegt. Hierfür

¹²Siehe Kapitel 3.1

¹³Mit der in dieser Arbeit eingesetzten Hardware

wird die Signalenergie E mit

$$E = \sum_{i=0}^{N+N_g-1} |r_{\vartheta+i}|^2 \quad (3.6)$$

aus den heruntergeladenen Abtastwerten berechnet. Da die genutzten Abtastwerte vor dem gesendeten Signal liegen, handelt es sich hierbei um die Rauschenergie, aus der durch Division durch die Anzahl der Abtastwerte die Rauschleistung ermittelt wird. Da die Rauschleistung als Schwellenwert für die Synchronisation benötigt wird, wird die Rauschleistungsbestimmung mehrfach wiederholt und anschließend der maximal ermittelte Rauschleistungswert als Schwellenwert verwendet. Mithilfe der Rauschleistung wird außerdem das S/N bestimmt, wofür die Signalleistung des empfangenen Signals durch die Rauschleistung dividiert wird. In Mehrantennensystemen wird die Rauschleistung an jeder Empfangsantenne separat berechnet. Für die Berechnung der Rauschleistung werden nur $N + N_g$ Abtastwerte genutzt, um die Performanz des Systems zu gewährleisten.

Danach wird der Maximalwert aus den reellen sowie imaginären Abtastwerten des Empfangssignales jeder Antenne ermittelt, indem die Abtastwerte eine vorgegebene Anzahl an Zeitschlitzen t_{slot} kontinuierlich analysiert werden. Mithilfe des Maximalwertes werden die empfangenen Daten normiert, damit die genutzten Schwellenwerte in den verwendeten Algorithmen nicht immer an das Empfangssignal angepasst werden müssen.

Anschließend wird bei jedem empfangenen Paket Y_r eine Vorsynchronisation durchgeführt, bei der die Energie der vorletzten $N + N_g$ Abtastwerte eines heruntergeladenen Paketes Y_r nach (3.6) berechnet wird. Überschreitet die Leistung des heruntergeladenen Pakets den Schwellenwert, wird der exakte Startpunkt der Übertragung mithilfe des Synchronisationsalgorithmus gesucht. Der Schwellenwert stellt eine minimale Signalleistung dar, die sich aus der Rauschleistung sowie einem in der Benutzeroberfläche angegebenen Faktor zusammensetzt.

Der in dieser Arbeit eingesetzte Synchronisationsalgorithmus ist an die Berechnung der Metrik (2.17) angelehnt. Um die Berechnungszeit so weit wie möglich zu minimieren, wird die Berechnung der Metrik abgebrochen, sobald ein in der Benutzeroberfläche einstellbarer Schwellenwert das erste mal unterschritten wird, nachdem der Schwellenwert zuvor überschritten worden ist. Durch dieses Abbruchkriterium, in Kombination mit der zuvor verwendeten Vorsynchronisation, sinkt die Berechnungszeit für die Zeitsynchronisation deutlich.

Um die Berechnungszeit zur Zeitsynchronisation weiter zu verringern, können vorhandene Informationen ausgenutzt werden. Hierzu gehört der vorgegebene Zeitschlitz t_{slot}

zwischen den Übertragungen. Mithilfe dieser Information kann ohne Verwendung der Synchronisation das Paket Y_r, y bestimmt werden, indem die gesuchten Daten vorhanden sind (siehe Abbildung 3.29). Hierfür wird in der Empfangs-Initialisierung kontinuierlich in allen Empfangenen Paketen Y_r nach dem Startpunkt der Übertragung gesucht. Die Abstände mehrerer aufeinanderfolgender Startpunkte wird nun mit dem bekannten Zeitschlitz t_{slot} zwischen den Übertragungen verglichen. Bei einer Übereinstimmung der Zeitabstände zwischen den einzelnen Übertragungen und dem vorgegebenen Zeitschlitz t_{slot} ist die Bestimmung des Startpunktes auf das Paket genau möglich. Wurden keine gültigen Übertragungen detektiert oder wurden Startpunkte ermittelt, bei denen der Abstand nicht dem Zeitschlitz t_{slot} entspricht, wird die Empfangs-Initialisierung wiederholt.

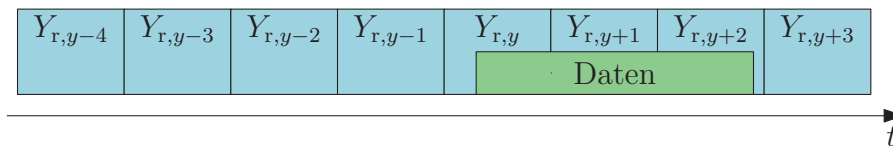


Abbildung 3.29: Zusammenhang zwischen empfangenen Paketen Y_r und OFDM-Blöcken

Die Anzahl der zu überprüfenden Übertragungen sowie der vorgegebene Zeitschlitz t_{slot} wird in der Benutzeroberfläche angegeben.

Die Kenntnis des exakten Pakets, in dem der Startpunkt der Übertragung vorhanden ist, ermöglicht der Synchronisation (siehe Abbildung 3.30) die Analysezeit zu minimieren, da hierdurch nicht benötigte heruntergeladene Pakete Y_r direkt verworfen werden können.

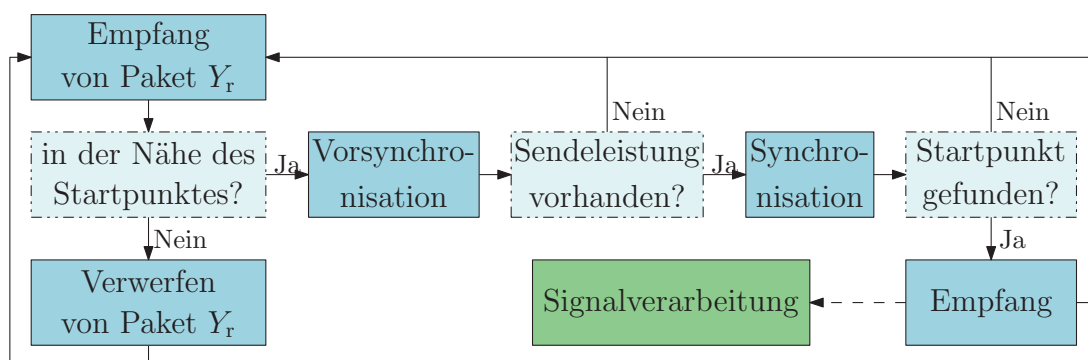


Abbildung 3.30: Blockschaftbild des Empfangsvorgangs nach erfolgreicher Empfangs-Initialisierung

Durch die Anpassung der Zeitsynchronisation von einer reinen Metrikbestimmung zur intelligenten Verarbeitung in drei Schritten, werden die gestellten Echtzeitanforderungen bei der Zeitsynchronisation eingehalten.

Bei Mehrantennensystemen werden die Abtastwerte aller Antennen gemittelt und mithilfe der zuvor vorgestellten intelligenten Verarbeitung nach dem Startpunkt der Übertragung gesucht.

Da während der Empfangs-Initialisierung alle empfangenen Pakete Y_r untersucht werden müssen (siehe Abbildung 3.28), kann die Empfangs-Initialisierung nicht in Echtzeit durchgeführt werden¹⁴. Hierbei ist darauf zu achten, dass der Speicher der USRP-Transceiver nicht überläuft. Deshalb ist nach der Empfangs-Initialisierung der Speicher der USRP-Transceiver zu leeren. Erst danach kann der Empfängerbetrieb gemäß Abbildung 3.30 in Echtzeit durchgeführt werden.

Nach erfolgreicher Zeitsynchronisation werden die restlichen Pakete vom SDR-Transceiver heruntergeladen, bis alle Pakete Y_r für das komplette Signal auf dem PC vorhanden sind. Danach wird überprüft, ob das Signal komplett empfangen worden ist, indem die Signalenergie der OFDM-Blöcke berechnet und mit einem Schwellenwert verglichen wird. Bei erfolgreicher Überprüfung wird das Signal an den zweiten Prozessorkern zur Weiterverarbeitung übergeben. Handelt es sich bei den empfangenen Abtastwerten um kein valides Signal, werden die Abtastwerte verworfen und auf den nächsten Zeitschlitz gewartet.

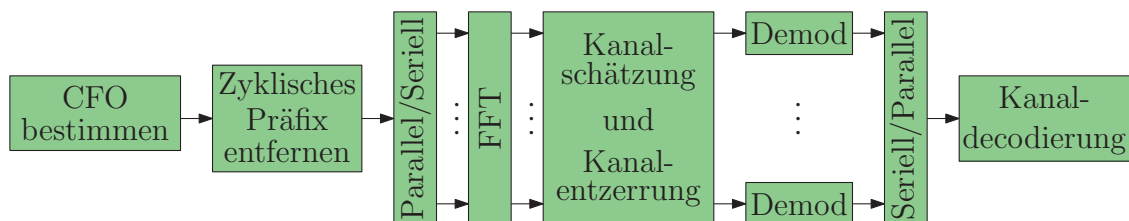


Abbildung 3.31: Signalverarbeitung der Empfangssignals

In Abbildung 3.31 ist die Signalverarbeitung des zweiten Prozessorkerns dargestellt. Zuerst wird der Trägerfrequenzversatz nach (2.18) bestimmt, indem der Mittelwert der Phase bei allen Maxima β der Korrelationsmetrik innerhalb der Trainings-Sequenz bestimmt wird. Danach wird das zyklische Präfix entfernt und anschließend das Signal mittels der FFT in den Frequenzbereich transformiert. Der Übertragungskanal wird anhand der übertragenden Trainings-Sequenz mit dem ZF-Schätzer nach (2.21) geschätzt und aus den empfangenen Daten nach (2.23) herausgerechnet. Außerdem wird mithilfe der Pilotsymbole, deren Unterträgerposition sowie deren komplexe Amplitude dem Empfänger bekannt sind, die Phasenrotation der empfangenen Daten nach (2.26) weiter verringert.

¹⁴Mit der in dieser Arbeit eingesetzten Hardware

Dann werden die empfangenen komplexen Symbole wieder in eine Bit-Sequenz transformiert. Dies geschieht wie bei der Modulation mit einer Lookup-Tabelle. Die Bit-Sequenz wird dann decodiert und kann nun mit den gesendeten Daten verglichen werden, um zum Beispiel das Paketfehlerverhältnis zu bestimmen.

Diese Signalverarbeitungsschritte werden für jedes Empfangssignal an den genutzten Antennen nacheinander durchgeführt.

Adaptive Modulation

Im Gegensatz zur Übertragung von Daten mit konstanter Modulationsordnung auf den verwendeten Unterträgern wird bei der adaptiven Modulation der Unterträger die Bandbreiteneffizienz der genutzten Unterträger benötigt, um das Sendesignal zu generieren.

In dieser Arbeit wird das Master-Slave-Prinzip (siehe Abbildung 3.32) verwendet, um die Bandbreiteneffizienz der einzelnen Unterträger bestimmen zu können.

Bei den Messungen in dieser Arbeit wird immer nur die Übertragung zwischen Slave und Master ausgewertet. Dadurch kann auf die adaptive modulierte Übertragung zwischen Master und Slave verzichtet werden.

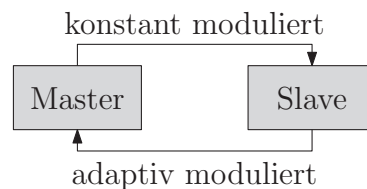


Abbildung 3.32: Master-Slave-Prinzip

Mit diesem Prinzip erhält der Slave die benötigten Informationen über den Übertragungskanal durch die Übertragung eines Datensignals vom Master zum Slave, wobei das empfangene Signal mit dem gesendeten Signal verglichen wird, das dem Slave bekannt ist. Mithilfe des Empfangssignals lässt sich auf die Übertragungseigenschaft des jeweiligen Unterträgers schließen. In Mehrantennensystemen wird der Übertragungskanal auf die gleiche Weise zwischen allen vorhandenen Antennen geschätzt. Da die Trainings-Sequenz nacheinander nur von einer einzigen Antenne gesendet wird, ergibt sich keine Superposition von mehreren Sendesignalen und der Übertragungskanal kann zwischen allen vorhandenen Antennen geschätzt werden. Die Schätzung aller Übertragungsfunktionen nimmt somit im Mehrantennensystem eine längere Zeit in Anspruch. Für die Schätzung der Übertragungsfunktionen werden nur die Trainings-Sequenzen ausgewertet.

Abbildung 3.33 zeigt die unterschiedlichen Verarbeitungsschritte der Empfangsdaten auf den Prozessorkernen des Slaves.

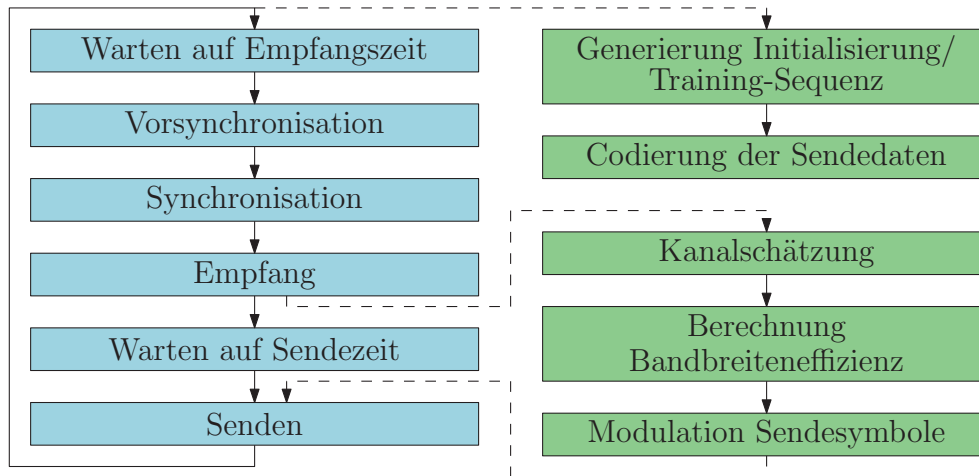


Abbildung 3.33: Prozessorkernnutzung des Slaves

Wie in Abbildung 3.33 zu erkennen ist, beginnt die Generierung des Sendesignals auch bei Anwendung der adaptiven Modulation direkt nach dem Senden des vorherigen Signals. Hierbei wird die Generierung nach der Codierung der Sendedaten unterbrochen. Die Weiterverarbeitung beginnt erst nach erfolgreichem Empfang des Master-Sendesignals, da erst mit diesen Empfangsdaten die Kanalschätzung durchgeführt werden kann, aus der anschließend die Bandbreiteneffizienzen der einzelnen Unterträger nach (2.28) ermittelt werden, die für die Generierung der adaptiv modulierten Sendesymbole benötigt werden. Der zweite Prozessorkern befasst sich mit dem Herunterladen der Pakete Y_r vom SDR-Transceiver zum PC sowie der Zeitsynchronisation (vergleiche Abbildung 3.30). Außerdem übernimmt dieser Prozessorkern das Senden, also das Übermitteln der Sendedaten vom PC zum SDR-Transceiver (vergleiche Abbildung 3.27).

Abbildung 3.33 zeigt außerdem, dass die Modulation der Sendesymbole einschließlich der Kanalschätzung und der Bestimmung der Bandbreiteneffizienzen der jeweiligen Unterträger einer zeitlichen Beschränkung unterliegt. Diese Beschränkung ist die Zeit zwischen erfolgreicher Zeitsynchronisation und dem Übermitteln der Sendesymbole an den SDR-Transceiver.

In Mehrantennensystemen muss in demselben Zeitintervall das Sendesignal für alle verwendeten Antennen generiert werden, wodurch der Rechenaufwand steigt.

Die Verarbeitungsschritte des Masters sind dagegen nicht zeitkritisch und sind in Abbildung 3.34 dargestellt.

Die Ausführungsreihenfolge der Signalverarbeitungsschritte, die auf dem ersten Prozes-

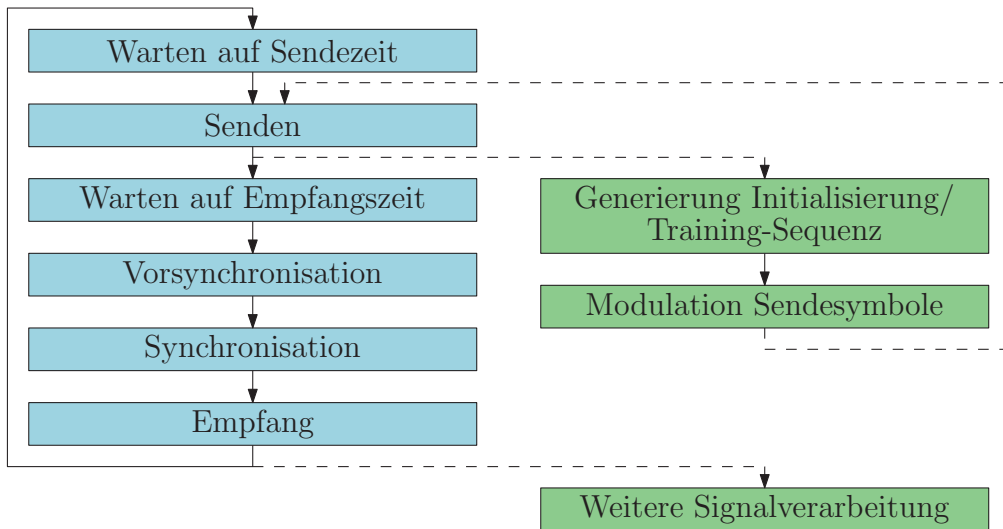


Abbildung 3.34: Prozessorkernnutzung des Masters

sorkern durchgeführt werden, sind im Vergleich zum Slave leicht verändert, da der Master zuerst ein Signal mit konstanter Modulationsordnung auf allen Unterträgern sendet, das für die Bestimmung der Bandbreiteneffizienzen der einzelnen Unterträger auf dem Slave benötigt wird, bevor das adaptiv modulierte Signal vom Master empfangen werden kann. Im Gegensatz zur Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern muss der Master zusätzlich die Modulationsklassifikation des empfangenen Signales durchführen. Hierdurch ändern sich die Signalverarbeitungsschritte des Slaves aus Abbildung 3.31 geringfügig. Die Modulationsklassifikation wird vor der Demodulation und nach der Kanalverzerrung durchgeführt.

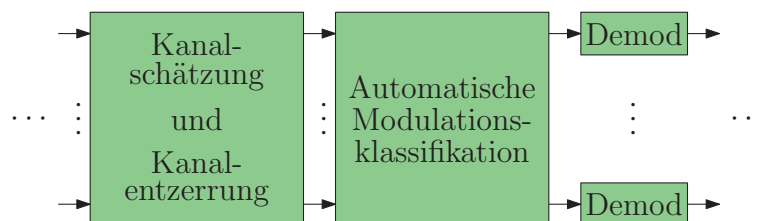


Abbildung 3.35: Signalverarbeitung der Empfangssignals mit AMC in Bezug zu Abbildung 3.31

Abbildung 3.35 zeigt den Ausschnitt der veränderten Signalverarbeitungsschritte des Masters. Die verschiedenen Algorithmen zur Modulationsklassifikation können in der Benutzeroberfläche ausgewählt werden.



Optimierung

Bei der Implementierung der verwendeten Algorithmen werden, soweit vorhanden, existierende Bibliotheken eingesetzt, die bereits weitestgehend optimiert sind. Hierzu zählt unter anderem die FFTW-Bibliothek. Algorithmen, zu denen keine optimierten Bibliotheken existieren, wie zum Beispiel den Viterbi-Algorithmus, werden in dieser Umsetzung neu implementiert.

Diese Algorithmen werden hinsichtlich der Implementierung optimiert. Dies bedeutet, dass Bit-Operationen (zum Beispiel für die Quadrierung) oder direkte Speicherzugriffe (zum Beispiel für die Seriell/Parallel-Wandlung) verwendet werden, um die Rechenschritte beziehungsweise Speicherzugriffe zu minimieren.

Da zur Zeit keine Vergleichsimplementierungen vorhanden sind, ist es schwierig, diese Optimierungen zu vergleichen.

VIERTES KAPITEL

Leistungsfähigkeit eines adaptiven Echtzeit-Übertragungssystems

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit des vorgestellten adaptiven Echtzeit-Übertragungssystem untersucht.

Hierzu wird zuerst die Echtzeitfähigkeit des Systems im Bezug auf die adaptive Modulation im Einantennensystem sowie im Mehrantennensystem gezeigt.

Außerdem werden die Auswirkungen der verwendeten Hardware auf die Fehleranfälligkeit der Übertragung analysiert. Dazu zählt das Einschwingverhalten der SDR-Transceiver sowie die Einflüsse des verwendeten Taktgenerators zur Erzeugung der Trägerfrequenz.

Als letztes wird die Verringerung der Fehleranfälligkeit der Übertragung bei der Nutzung der adaptiven Modulation mit automatischer Modulationsklassifikation gezeigt und mit der Fehleranfälligkeit einer Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern verglichen.

4.1 Echtzeitfähigkeit

Der Nachweis der Echtzeitfähigkeit des Systems wird auf Grundlage der Ausführungsgeschwindigkeit der eingesetzten Algorithmen und Funktionen auf der verwendeten Hardware durchgeführt. Hierbei werden die Ergebnisse der Zeitmessungen als Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktion (cdf, engl. cumulative distribution function) dargestellt. Zur Auswertung beziehungsweise zum Nachweis der Echtzeitfähigkeit der Algorithmen und Funktionen wird die Zeitdauer angegeben, die von 95 % der Zeitmessungen unterschritten wird. Da ausreichend viele Messungen durchgeführt werden, lässt sich anhand dieser Zeitspanne die Echtzeitfähigkeit des Systems belegen.

Da die Zeitmessungen an einem nicht optimierten Systemen¹ durchgeführt werden, lassen sich die bei den Zeitmessungen auftretenden Schwankungen unter anderem durch Hintergrundprozesse des Betriebssystems erklären. Auch andere Aspekte, wie zum Beispiel das Verschieben der Daten vom Arbeitsspeicher auf die Festplatte (Swapping, engl. für Umlagerung) oder der Zugriff auf andere Speicherebenen kann zu zufälligen Verfälschungen

¹Siehe Kapitel 3.1

in der Ausführungsgeschwindigkeit der einzelnen Funktionen führen.

Auf die Verfälschungen der Messergebnisse wird im Verlauf der Echtzeituntersuchung weiter eingegangen.

4.1.1 Generierung der Sendesignale

Eine wichtige Funktion ist die Generierung der Sendesignale. Die Wahrscheinlichkeitsverteilung in Abbildung 4.2 zeigt die gemessenen Erstellungszeiten von Sendesignalen mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern.

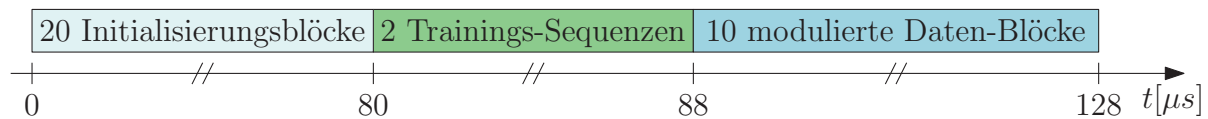


Abbildung 4.1: Rahmenaufbau für die Messungen (Bandbreite 20 MHz)

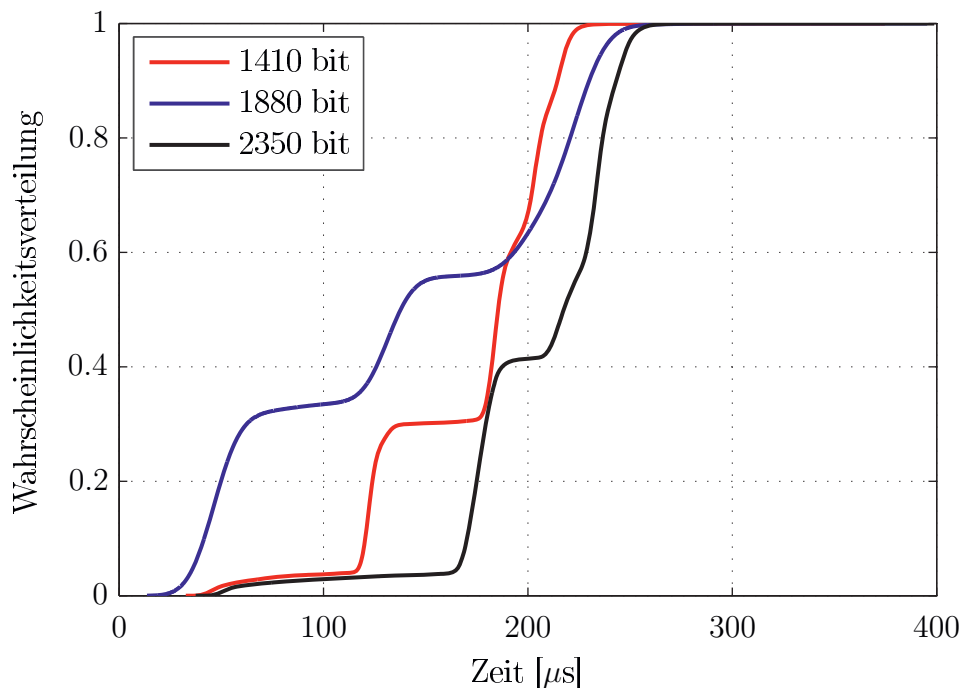


Abbildung 4.2: Generierungszeit von Sendesignalen mit konstanter Modulationsordnung

Die generierten Sendesignale (siehe Abbildung 4.1) bestehen aus jeweils 20 Initialisierungsblöcken, zwei Trainings-Sequenzen und 10 Daten-Blöcken. Von den 64 zur Verfügung stehenden Unterträgern werden 47 Unterträger für die Übertragung der mit konstanter Modulationsordnung modulierten Symbole verwendet.

Einzigster Unterschied zwischen den drei in Abbildung 4.2 dargestellten Wahrscheinlichkeitsverteilungen ist die Anzahl der übertragenen Sendebits. Zur Erstellung des Sendesignals werden Modulationsordnungen von 3 bit, 4 bit und 5 bit pro Unterträger betrachtet. Durch die Modulationsordnung, die verwendeten Unterträger und die Anzahl der genutzten Daten-Blöcken werden somit Sendesignale mit 1410 bit, 1880 bit und 2350 bit übertragen.

Die Sendebits sind bereits vor der Zeitmessung eingelesen und codiert.

Die Zeitmessung in Abbildung 4.2 zeigt, dass die Generierung der Sendesignale mit 1880 Sendebits (blau) in 95 % der Fälle weniger als 236 μs benötigt.

Zum Vergleich sind in dieser Abbildung zusätzlich die Generierungszeiten der Sendesignale mit 1410 (rot) sowie 2350 (schwarz) Sendebits dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die Generierungszeit der Sendesignale von der Anzahl der zu übertragenden Sendebits abhängt. Je mehr Sendebits zu Generierung verwendet werden, desto mehr Zeit wird für die Generierung benötigt.

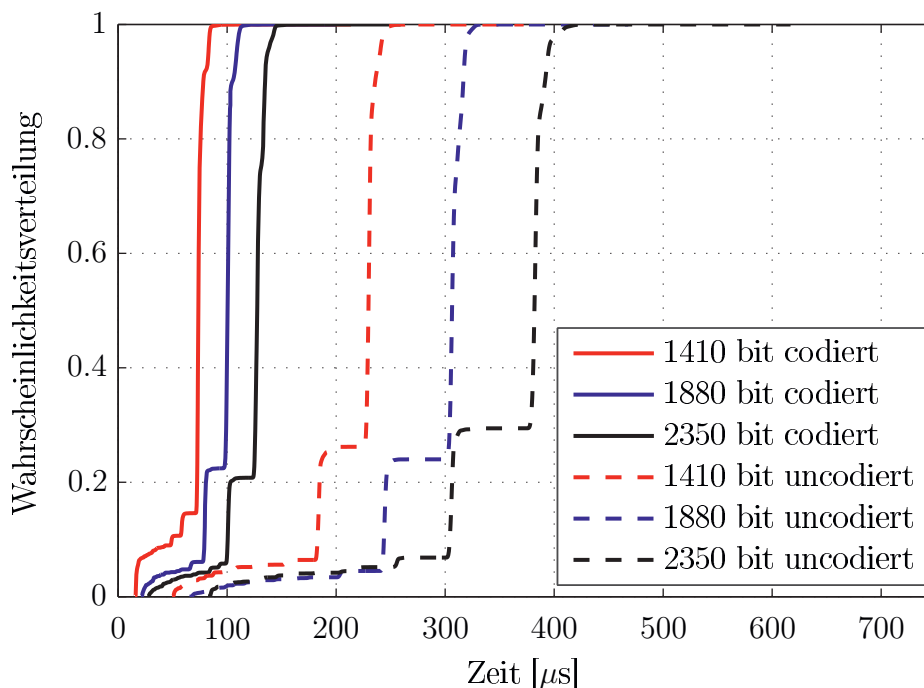


Abbildung 4.3: Einlese- und Kanalcodierungsvorgang der Nutzbits

Bevor das Sendesignal generiert werden kann, müssen die Sendebits eingelesen und gegebenenfalls codiert werden.

In Abbildung 4.3 ist die Einlese- und Kanalcodierungszeit für unterschiedliche Fälle dargestellt. Die zu übertragenden Nutzbits werden aus einer Textdatei ausgelesen und liegen dort als Bit-Sequenz vor.

Der in dieser Arbeit eingesetzte Algorithmus zur Kanalcodierung hat eine Coderate von $1/2$ und verwendet eine Terminierung von 6 bit.

In dieser Abbildung ist zu erkennen, dass das Erzeugen der Sendebits ohne Kanalcodierung deutlich langsamer ist, da ungefähr doppelt soviel Nutzbits eingelesen werden müssen, als bei der Verwendung der Kanalcodierung. Für das Erzeugen der 1880 Sendebits für das Sendesignal ohne Verwendung der Kanalcodierung (blau gestrichelt) liegt die Erzeugungszeit in 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung unter $318 \mu\text{s}$. Das Erstellen der 1880 Sendebits inklusive der Kanalcodierung (blau) benötigt dagegen in 95 % der Fälle weniger als $108 \mu\text{s}$.

Dieser Zeitunterschied zwischen codierter und nicht codierter Erzeugung der Sendebits lässt sich durch die Festplattenzugriffszeit erklären, da bei der uncodierten Übertragung alle Sendebits von der Festplatte eingelesen werden. Bei der Kanalcodierung dagegen werden nur die Hälfte der Sendebits von der langsamen Festplatte eingelesen und da die Kanalcodierung auf dem wesentlich schnelleren Arbeitsspeicher durchgeführt wird, ist die Generierung der Sendebits mit Kanalcodierung schneller. Hierbei ist anzumerken, dass durch die Kanalcodierung mit der Coderate $1/2$ nur halb so viele Nutzbits übertragen werden.

Zum Vergleich sind die Erzeugungsvorgänge mit und ohne Verwendung der Kanalcodierung von 1410 (rot) sowie 2350 (schwarz) Sendebits dargestellt. Hierbei zeigt sich deutlich der Einfluss der Festplattenzugriffszeit zwischen den verschiedenen Generierungsvorgängen. Des Weiteren ist zu erkennen, dass auch die Erzeugungszeit stark von der Anzahl der zu übertragenden Nutzbits abhängig ist.

Für den Betrieb des Systems ist die gesamte Verarbeitungszeit dieser beiden Vorgänge, das Bereitstellen der Nutzdaten (siehe Abbildung 4.3) sowie das Generieren der Sendesignale (siehe Abbildung 4.2), von Bedeutung, da hiermit abgeschätzt werden kann, ob eine kontinuierliche Übertragung möglich ist. Die gesamte Verarbeitungszeit ist in Abbildung 4.4 abgebildet. Anhand der Zeitmessungen zeigt sich, dass das Bereitstellen von Sendesignalen mit 1880 Sendebits in 95 % der Fälle weniger als $545 \mu\text{s}$ benötigt, wenn auf die Kanalcodierung verzichtet wird (blau gestrichelt). Da die tatsächliche Sendedauer von Signalen bei der verwendeten Bandbreite von $B = 20 \text{ MHz}$ $128 \mu\text{s}$ beträgt, ist es nicht möglich eine kontinuierliche Übertragung zu realisieren. Auch bei Verwendung der Kanalcodierung (blau) ist eine kontinuierliche Übertragung nicht möglich. Zwar benötigt

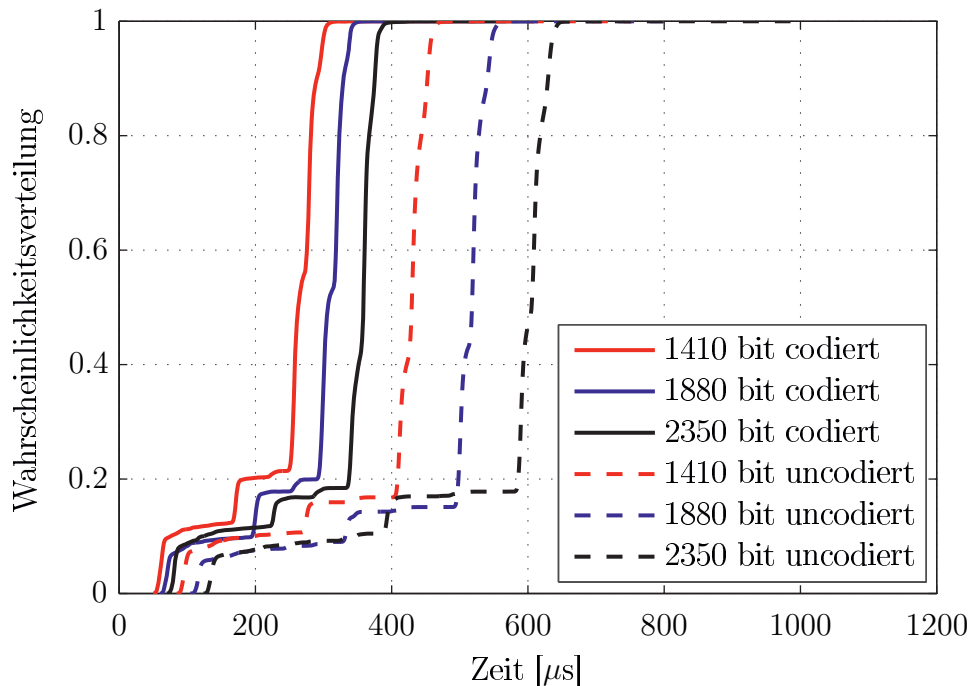


Abbildung 4.4: Einlese- und Kanalcodierungsvorgang sowie Generierung der Sendesignale

die gesamte Bereitstellung der Sendesignale in 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung weniger als $336 \mu\text{s}$, doch auch diese Bereitstellungszeit ist mehr als doppelt so groß als die zulässige Bereitstellungszeit, die für ein kontinuierliche Übertragung nötig ist.

Des Weiteren ist noch die gesamte Verarbeitungszeit mit und ohne Verwendung der Kanalcodierung für Signale mit 1410 (rot) sowie 2350 (schwarz) Sendebits dargestellt.

Die tatsächlich mögliche maximale Sendegeschwindigkeit hängt bei der Implementierung, bei der der Fokus auf der adaptiven Modulation liegt, noch von den Sendeeigenschaften des SDR-Transceivers ab. Hierbei haben Zeitmessungen gezeigt, dass nur ungefähr alle 3 ms eine neue Übertragung gestartet werden kann.

Für die folgenden Untersuchungen werden nur noch Sendesignale mit 1880 Sendebits verwendet.

4.1.2 Generierung der Sendesignale im Mehrantennensystem

Durch die Verwendung von mehreren Sendeantennen, über die unterschiedliche Sendesignale gesendet werden können, steigt die Signalverarbeitungszeit für die Generierung der

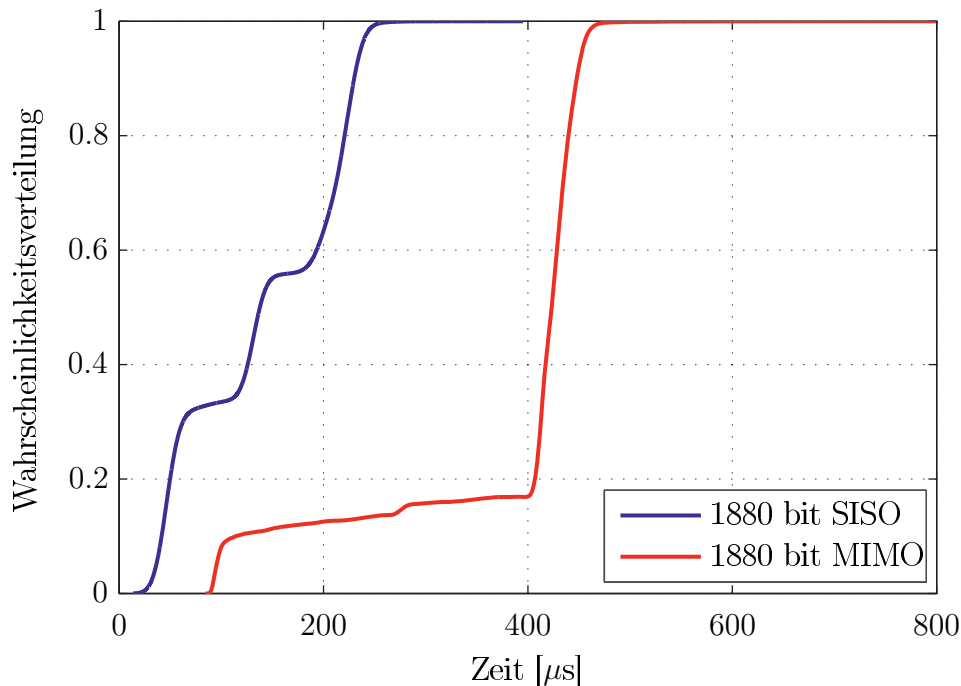


Abbildung 4.5: Generierungszeit von MIMO-Sendesignalen mit konstanter Modulation

Sendesignale an, da die einzelnen Sendesignale unabhängig voneinander generiert werden. Hierbei werden die einzelnen Verarbeitungsschritte nacheinander durchlaufen.

In Abbildung 4.5 ist die Generierungszeit für zwei Sendesignale, die bei der Nutzung von zwei Sendeantennen benötigt werden, dargestellt (rot). Zum Vergleich ist die Generierungszeit eines Sendesignals im Einantennensystem abgebildet (blau).

Anhand der Zeitmessung zeigt sich, dass die Bereitstellungszeit der Sendesignale im Mehrantennensystem in 95 % der Fälle unter $453 \mu\text{s}$ liegt.

Somit benötigt die Generierung der Sendesymbole für zwei Sendeantennen, obwohl die Trainings-Sequenz länger ist², im Vergleich zur Generierungszeit eines Sendesignals weniger als die doppelte Berechnungszeit (ungefähr 192 %).

4.1.3 Empfang der Signale

Das Empfangen der Sendesignale beinhaltet, neben der Signalverarbeitung zur Auswertung der empfangenen Daten, auch die fortlaufende Suche nach dem Startpunkt einer Übertragung. Wie bereits im vorherigen Kapitel erklärt ist, ist eine kontinuierliche Suche nach dem Startpunkt der Übertragung nur mit der Berechnung der Synchronisations-

²Siehe Kapitel 2.7.2

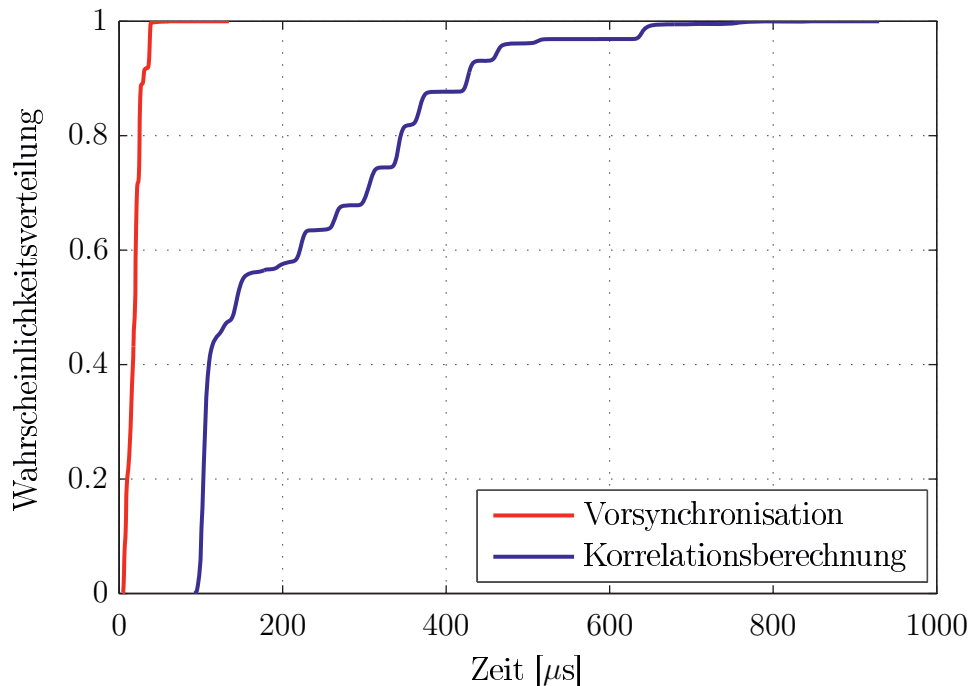


Abbildung 4.6: Berechnung der Korrelationsmetrik sowie der Energie von 80 Symbolen

metrik (2.17) nicht in Echtzeit möglich. Auch mit dem Einsatz der weniger aufwendigen Vorsynchronisation (3.6), also der Berechnung der Energie der vorletzten 80 Abtastwerte, ist keine Verarbeitung in Echtzeit möglich.

Die Zeitmessung in Abbildung 4.6 zeigt die Berechnung der Korrelationsmetrik (blau) über ein komplettes Paket von $N_Y = 363$ Abtastwerten. Da kein Startpunkt in diesem Paket vorhanden ist, wird die Berechnung der Korrelationsmetrik zu keinem Zeitpunkt abgebrochen und stellt somit den ungünstigsten Fall für die Synchronisation dar. In diesem Fall benötigt die Berechnung der Korrelationsmetrik in 95 % der Fälle weniger als $464 \mu\text{s}$.

Bei dieser Zeitmessung ist zu erkennen, dass die Berechnungszeit in den oberen 55 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung stark ansteigt und die tatsächliche Geschwindigkeit verzerrt wird. Der Anstieg der Berechnungszeit kann hier auf hohe Prozessorauslastung und hohe Arbeitsspeicherauslastung, die unter anderem durch Hintergrundprozesse entstehen kann, zurückgeführt werden.

Ohne die Berücksichtigung der stark ansteigenden Berechnungszeit ergibt sich in 45 % der Fälle eine Berechnungszeit von unter $120 \mu\text{s}$ für die Korrelationsmetrik.

Durch die Nutzung der Vorsynchronisation (rot) lässt sich die Zeit zum Überprüfen eines Paketes Y_r in 95 % der Fälle auf unter $37 \mu\text{s}$ verringern.

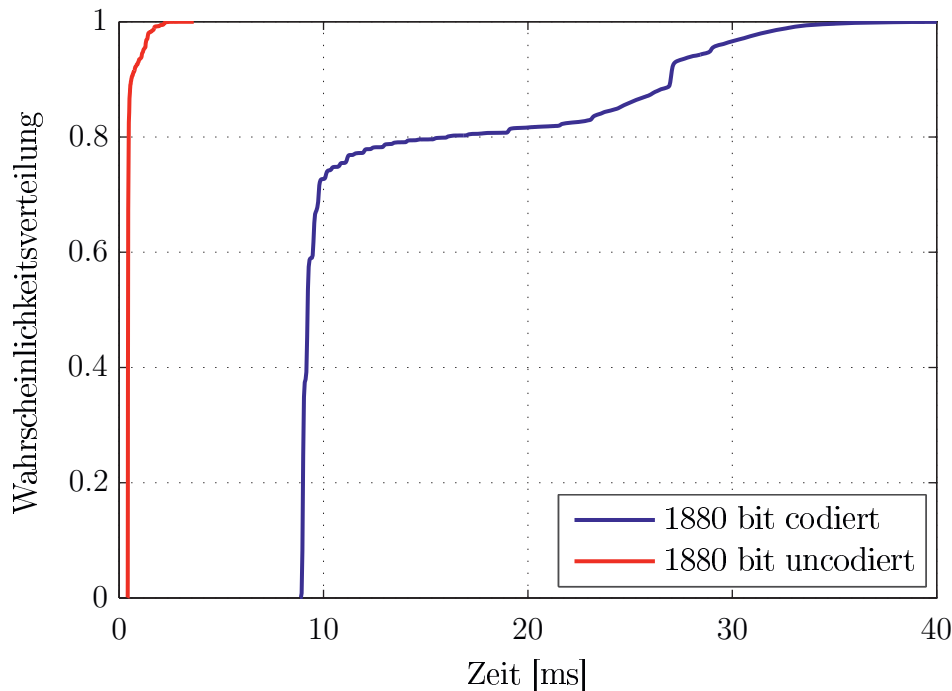


Abbildung 4.7: Signalverarbeitungszeit der Empfangssignale ohne Synchronisierung

Da die Übertragungsdauer eines einzigen Pakets, bestehend aus $N_Y = 363$ Abtastwerten, $18 \mu\text{s}$ benötigt, ist eine kontinuierliche Suche nach den Startpunkten der Übertragungen bei einer Bandbreite von $B = 20 \text{ MHz}$ weder mit der Berechnung der Korrelationsmetrik noch mit der Vorsynchronisation in Echtzeit möglich. Durch die Informationen der Empfangs-Initialisierung, mit denen eine Lokalisierung des Pakets Y_r , indem sich der Startpunkt der Übertragung befindet, ermöglicht wird, ist die Echtzeit-Verarbeitung der Abtastwerte möglich, da nur bei wenigen Paketen die Vorsynchronisation sowie die komplette Synchronisation durchgeführt werden muss.

Die Verteilung der Signalverarbeitungszeit (ohne die Synchronisation) zur Rekonstruktion der Sendesymbole aus dem empfangenen Sendesignal, das aus zwei Trainings-Sequenzen und 10 Daten-Blöcken besteht und eine konstante Modulationsordnung auf den Überträgern verwendet, ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

Hier ist zu erkennen, dass die Verarbeitung der empfangenen Symbole (rot), die bei der Generierung nicht codiert wurden, deutlich schneller ist, als die Verarbeitung der Empfangssymbole (blau), die auf der Sendeseite mittels der Kanalcodierung vor Übertragungsfehler geschützt wurden. Dieser deutliche Zeitunterschied ist auf die komplexe

Decodierung der Symbole mittels der Viterbi-Decodierung zurückzuführen.

Die Signalverarbeitungszeit bei der Übertragung von 1880 uncodierten Sendebits benötigt in 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung weniger als 1,18 ms. Bei der Übertragung von 1880 codierten Sendebits wird durch die aufwendige Dekodierung in 95 % der Fälle eine Verarbeitungszeit von 28,94 ms nicht überschritten.

Hierbei ist wieder zu erkennen, dass die Verarbeitungszeit für die oberen 30 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung stark ansteigt. Dies kann wieder auf hohe Prozessorauslastung oder Arbeitsspeicherauslastung, die auch hier durch Hintergrundprozesse entstehen kann, zurückzuführen sein. Des Weiteren kann eine hohe Auslastung aufgrund des komplexen Viterbi-Decodieralgorithmus entstehen. Die Verarbeitungszeit, die 70 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung unterschreitet, liegt bei 9,7 ms. Auch bei der Signalverarbeitungszeit bei der Übertragung von 1880 uncodierten Sendebits gibt es einen starken Anstieg der oberen 10 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung. Hierbei liegt die Berechnungszeit in 90 % der Fälle unter 600 μ s.

Anhand dieser Messungen zeigt sich, dass durch die Nutzung der Kanalcodierung, die eine geringere Generierungszeit der Sendesignale bewirkt (siehe Abbildung 4.1.1) eine hohe Decodierzeit benötigt wird.

4.1.4 Empfang der Sendesignale in Mehrantennensystemen

Beim Empfang der Sendesignale mit mehreren Empfangsantennen steigt, analog zur Generierung der Sendesignale, die Zeit für die Durchführung der Signalverarbeitungsschritte an. Einerseits werden einige Signalverarbeitungsalgorithmen komplexer, da die additiv überlagerten Empfangssignale der einzelnen Antennen getrennt werden müssen. Andererseits werden nach der Trennung der Empfangssignale die restlichen Verarbeitungsschritte für jedes Empfangssignal nacheinander durchgeführt.

Die Zeitmessung der Signalverarbeitungsschritte am Beispiel eines Zweiantennensystems in Abbildung 4.8 zeigt, dass die Verarbeitungszeit bei 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung bei einer Übertragung von uncodierten Sendebits (rot) unter 2,59 ms liegt. Auch hier ist wieder ein starker Anstieg der Verarbeitungszeit festzustellen, so dass 85 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung unter 1,6 ms liegt (320 % des Einantennensystems (rot gestrichelt)).

Analog zum Einantennensystem, ist die Verarbeitungszeit bei einer Übertragung von codierten Sendebits erheblich größer (blau). Diese Übertragung zeigt ein ähnliches Verhalten wie im Einantennensystem (blau gestrichelt) im Bereich bis 50 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung. Hierbei beträgt die Verarbeitungszeit unter 18,8 ms, das ungefähr einer

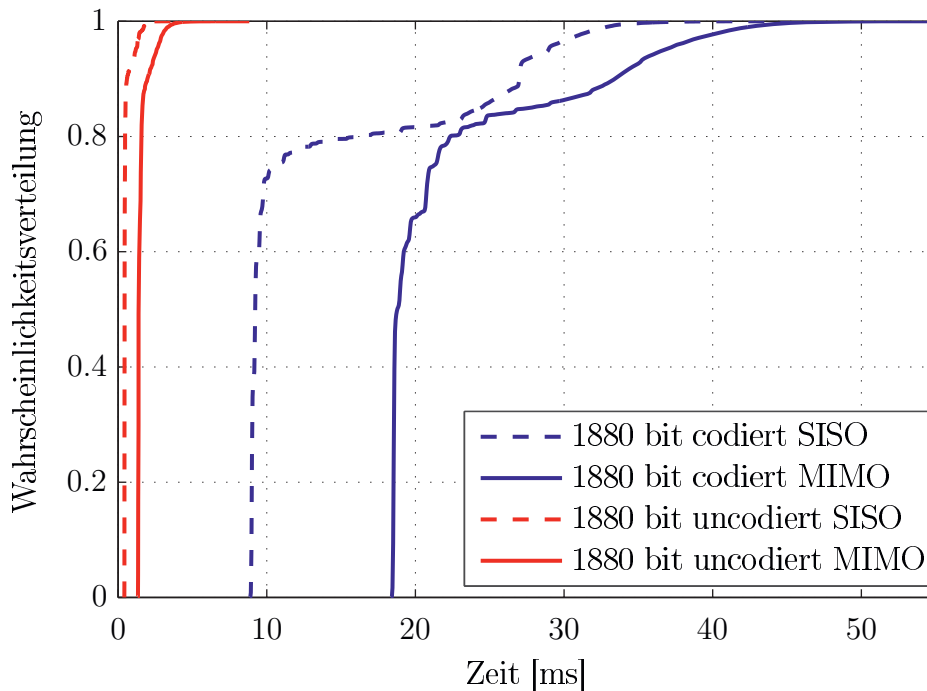


Abbildung 4.8: Signalverarbeitungszeit der MIMO-Empfangssignale in einem 2x2 System (ohne Synchronisierung)

Verdopplung der Verarbeitungszeit im Einantennensystem entspricht (204 %). Analog zum Einantennensystem kann das sprunghafte Verhalten auf Hintergrundprozesse und Arbeitsspeicherauslastung zurückgeführt werden. Bei 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung ergibt sich eine Verarbeitungszeit bei 36,69 ms. Diese Verarbeitungszeit entspricht nur 127 % des Einantennensystem. Hier zeigt sich deutlich, dass durch den Einfluss der Hintergrundprozesse ein Vergleich der Zeitmessungen nicht an jedem Punkt der Wahrscheinlichkeitsverteilung aussagekräftig ist.

4.1.5 Adaptive Modulation

Ein wichtiger Signalverarbeitungsschritt bei der adaptiven Modulation ist die Generierung der Sendesymbole, die auf Grundlage der aktuellen Kanalschätzung erfolgt. In Abbildung 4.9 ist deshalb die Verarbeitungszeit dargestellt, die für die Bandbreiteneffizienzbestimmung sowie für die adaptive Modulation der Sendesymbole bei 1880 Sendebits benötigt wird (blau-gestrichelt). Dies entspricht im Durchschnitt einer Verteilung von 4 bit pro Unterträger. Hierbei ist zu erkennen, dass in 95 % der Fälle eine Berechnungszeit von 119 μ s unterschritten wird. Zum Vergleich sind zudem die Messungen der Gernerierungszeit für 1650 (rot) sowie 2120 (schwarz) Sendebits aufgetragen. Hierbei werden im Durchschnitt 3,5 beziehungsweise 4,5 bit pro Unterträger übertragen.

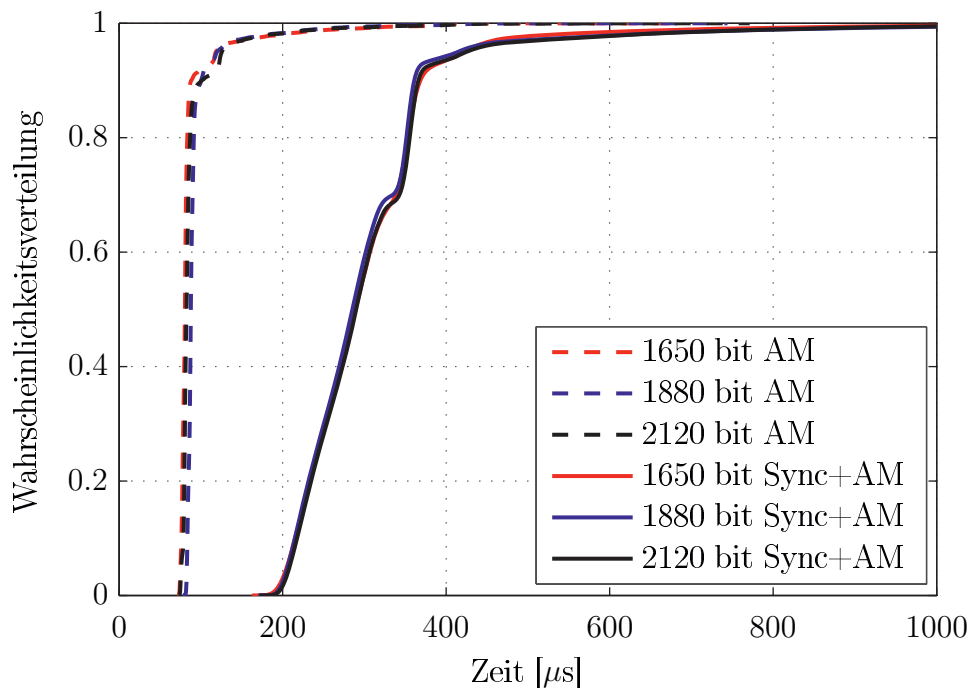


Abbildung 4.9: Signalverarbeitungszeit zur Generierung der Sendesymbole bei adaptiver Modulation

Zum Vergleich ist in Abbildung 4.2 die Generierungszeit für eine konstante Modulation auf allen Unterträgern dargestellt.

Für die kritische Verarbeitungszeit spielt aber auch die vorherige Synchronisation eine entscheidende Rolle.

Aus diesem Grund ist in Abbildung 4.9 außerdem die komplette Verarbeitungszeit t_{sig} (Sync + AM, blau), bestehend aus Synchronisation, Kanalschätzung zur Bestimmung der Bandbreiteneffizienzen auf den Unterträgern sowie adaptiver Modulation der Unterträger, eines SDR-Transceivers dargestellt. Hier zeigt sich, dass in 95 % der Fälle die kompletten Verarbeitungszeit unter $415 \mu\text{s}$ liegt. Aus diesen Ergebnissen folgt, dass die Fertigstellung des adaptiv modulierten Signals in Echtzeit, also innerhalb einer Millisekunde³ nach Absenden der Trainings-Sequenzen zur Schätzung des aktuellen Übertragungskanals, durchgeführt werden kann.

4.1.6 Adaptive Modulation in Mehrantennensystemen

Die Zeitmessungen im Mehrantennensystem, hier am Beispiel eines Zweiantennensystems, zeigen ein ähnliches Verhalten wie im Einantennensystem. Aufgrund der komplexe-

³Siehe Kapitel 2.5.3

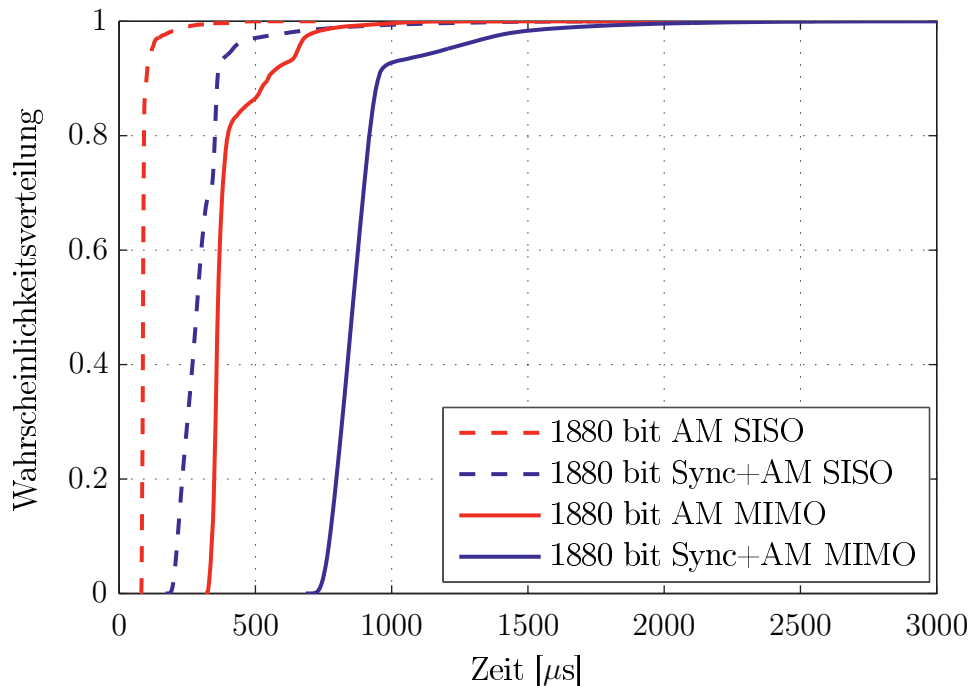


Abbildung 4.10: Signalverarbeitungszeit der adaptiven Modulation im MIMO-System

ren Verarbeitungsschritte und der Generierung der zusätzlichen Empfangssignale steigt die komplette Verarbeitungszeit (blau) eines SDR-Transceivers in Abbildung 4.10, bestehend aus Synchronisation, Bandbreiteneffizienzbestimmung und anschließender adaptiver Modulation im Vergleich zum Einantennensystem (blau-gestrichelt) an. Da die Verarbeitungszeit in 95 % der Fälle unter 1,19 ms liegt, ist es nicht mehr möglich, innerhalb einer Millisekunde auf das empfangene Signal zu antworten. Das Zweiantennensystem benötigt hierfür 287 % der Zeit des Einantennensystems. Bei der Zeitmessung ohne Synchronisation (rot) liegen 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung unter 655 μs (rot) und versechsfacht sich im Vergleich zum Einantennensystem (rot-gestrichelt).

Auch bei diesen Messungen beeinflussen Hintergrundprozesse und Arbeitsspeicherauslastung das Messergebnis, wie es in Abbildung 4.10 zu erkennen ist.

Bei 80 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung (rot) liegt die Verarbeitungszeit unter 400 μs und ergibt somit eine Steigerung der Verarbeitungszeit von Einantennensystem zum Zweiantennensystem von lediglich 335 % für die Bestimmung der Bandbreiteneffizienz und die Durchführung der adaptiven Modulation der Sendesymbole bei 1880 Sendebits.

Die komplette Verarbeitungszeit von 1880 Sendebits im Zweiantennensystem liegt in 90 % der Fälle unter 952 μs und damit ist es möglich, innerhalb einer Millisekunde zu Ant-

worten. Des Weiteren liegt hier die Verarbeitungszeit bei 263 % des Einantennensystems, was der erwarteten Verdopplung relativ nahe kommt.

4.1.7 Automatische Modulationsklassifikation

Neben der adaptiven Modulation auf der Sendeseite ist die automatische Modulationsklassifikation der entscheidende Verarbeitungsschritt auf der Empfängerseite. Zwar spielt die Verarbeitungszeit in dieser Arbeit durch die zuvor beschriebene Übertragungsdurchführung nur eine untergeordnete Rolle, ist aber für die Ermittlung des Zeitslots t_{slot} zwischen zwei aufeinanderfolgenden Übertragungen wichtig.

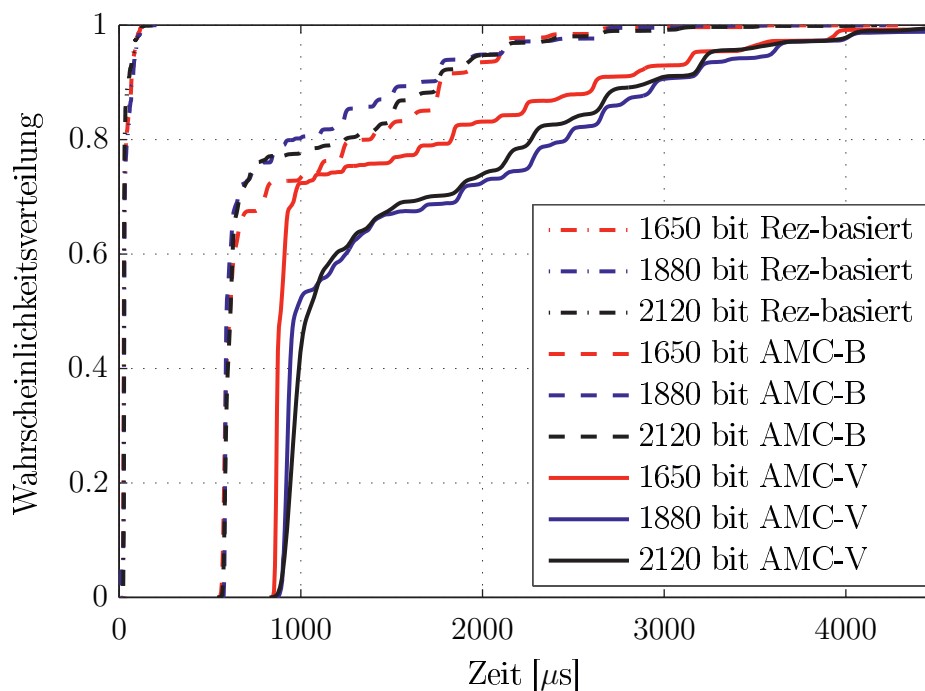


Abbildung 4.11: Signalverarbeitungszeit der automatischen Modulationsklassifikation

In Abbildung 4.11 sind die Verarbeitungszeiten der in dieser Arbeit untersuchten Modulationsklassifikationsalgorithmen, AMC-B (blau gestrichelt) und AMC-V (blau), dargestellt. Zum Vergleich ist außerdem die Berechnungszeit abgebildet, die benötigt wird, um die Modulationsordnung ohne einen Klassifikationsalgorithmus, nur anhand der Reziprozität zu bestimmen (blau punkt-gestrichelt). Die Bestimmung der Modulationsordnung mit Hilfe der Reziprozität wird in dieser Arbeit mit „Rez-basiert“ abgekürzt.

Zusätzlich sind die Berechnungszeiten der drei unterschiedlichen Modulationsklassifikati-

onsarten für 1650 (rot) sowie 2120 (schwarz) Sendebits aufgeführt.

In dieser Abbildung zeigt sich, dass die Bestimmung der Modulationsordnungen bei 1880 Sendebits ohne den Einsatz eines Modulationsklassifikationsalgorithmus in 95 % der Fälle weniger als $90,9 \mu\text{s}$ benötigt und damit am schnellsten durchgeführt wird.

Die Berechnungszeit des Klassifikationsalgorithmus AMC-V benötigt in 95 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung weniger als 3,59 ms, wenn das Sendesignal aus 1880 Sendebits besteht.

Bei dem Algorithmus AMC-B zur Modulationsbestimmung auf den verwendeten Unterträgern liegt die Verarbeitungszeit in 95 % der Fälle unter 2,1 ms.

Bei diesen Messungen ist wieder ein starker Anstieg der Verarbeitungszeit im Bereich um 50 % zu erkennen, der auf die Hintergrundprozesse und Arbeitsspeicherauslastung zurückzuführen ist. Deshalb wird hier zusätzlich die Signalverarbeitungszeit untersucht, die von 50 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung unterschritten wird. Hierbei ergibt sich bei dem Modulationsalgorithmus AMC-B eine Berechnungszeit von $591 \mu\text{s}$. Der Algorithmus AMC-V benötigt dagegen $976 \mu\text{s}$ für die Modulationsklassifikation von Signalen bestehend aus 1880 Sendebits.

Somit ist der in dieser Arbeit vorgestellte Algorithmus zur Klassifikation der Modulationsordnungen auf den Unterträgern, AMC-B, ungefähr 40 % schneller als der bekannte Klassifikationsalgorithmus AMC-V.

4.1.8 Automatische Modulationsklassifikation in Mehrantennensystemen

Die automatische Modulationsklassifikation, hier am Beispiel eines Zweiantennensystems, benötigt durch die höhere Anzahl an Verarbeitungsschritten aufgrund der gestiegenen Anzahl an Empfangsdaten eine längere Verarbeitungszeit als das Einantennensystem. Die Verarbeitungszeit der automatischen Modulationsklassifikation ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Die Bestimmung der Modulationsordnung durch die Kanalschätzung ohne Modulationsklassifikation (rot) benötigt in 95 % der Fälle weniger als 127 ms, was einer Verarbeitungszeit von 139 % des Einantennensystems entspricht.

Die Veränderungen der Verarbeitungszeit der Klassifikationsalgorithmen, AMC-B (blau) und AMC-V (schwarz), liegt bei 95 % der Fälle bei 14 % sowie 0 % des Einantennensystems.

Um die Verarbeitungszeiten zwischen dem Einantennensystem und dem Zweiantennensystem vergleichen zu können, müssen die Einflüsse der Hintergrundprozesse und Ar-

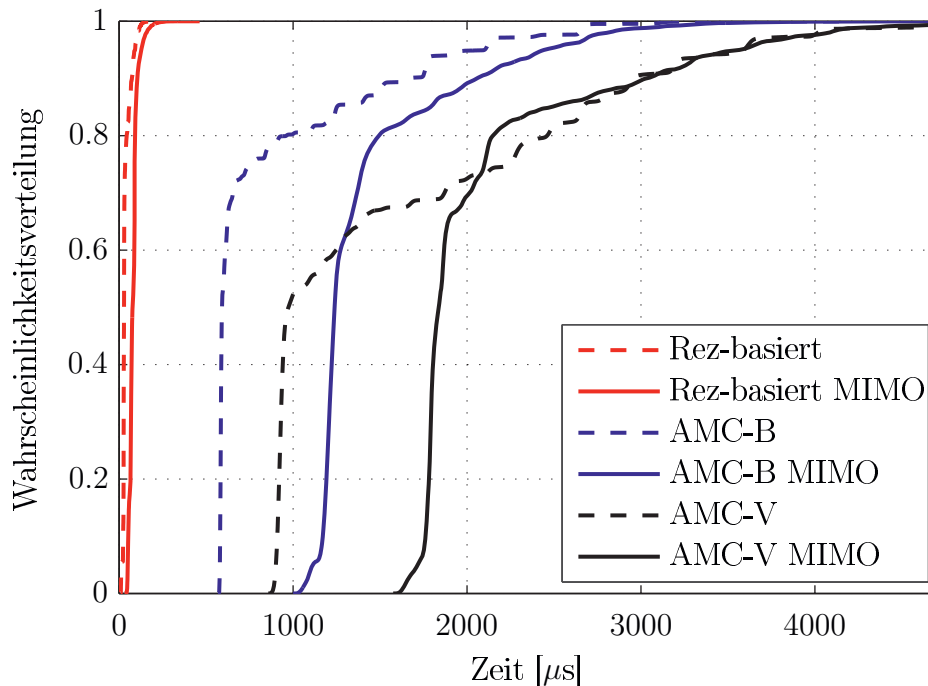


Abbildung 4.12: Signalverarbeitungszeit der automatischen Modulationsklassifikation im MIMO-System

beitsspeicherauslastungen berücksichtigt werden. Die Verarbeitungszeit ohne die störenden Einflüsse liegt bei 50 % der Wahrscheinlichkeitsverteilung. Hierbei benötigt der Klassifikationsalgorithmus AMC-B eine Verarbeitungszeit von $1200 \mu\text{s}$ im Zweiantennensystem. Bezogen auf das Einantennensystem ergibt sich somit eine Verarbeitungszeit von 210 % des Einantennensystems. Beim zweiten Algorithmus, AMC-V, liegt die Verarbeitungszeit bei 50 % der Zeitmessungen unter $1840 \mu\text{s}$. Diese Verarbeitungszeit entspricht 189 % der des Einantennensystems.

4.1.9 Zusammenfassung

Da für die Durchführung der Messungen der adaptiven Modulation sowie der automatischen Modulationsklassifikation der in Kapitel 3.2.3 vorgestellte zeitliche Ablauf (siehe Abbildung 3.17) verwendet wird, können mit dem verwendeten Programm sowie der eingesetzten Hardware die Anforderungen an eine Echtzeitübertragung, die sich auf das Zeitintervall T_{crit} beschränken, eingehalten werden.

Für komplexere Signalverarbeitungsschritte, wie sich hier schon bei der Kanaldecodierung zeigt, kann der Abstand T_{slot} vergrößert werden, um die nicht kritischen Berechnungen durchzuführen und die nächste Messung nicht zu behindern.

4.2 Einflüsse der Hardware

In diesem Abschnitt werden die Einflüsse der Hardware auf die Übertragung untersucht, die sich bei der Verwendung der beschriebenen Komponenten⁴ ergeben. Hierzu zählt der Einschwingvorgang der SDR-Transceiver sowie der Einfluss des verwendeten Referenztaktes auf das Signal.

4.2.1 Einschwingvorgang

Wie bereits in Kapitel 3.1 beschrieben, zeigt der SDR-Transceiver zu Beginn des Sendevorgangs ein Einschwingverhalten, das die Übertragung negativ beeinflusst. Um den Einfluss zu analysieren, wurden bereits Messungen im Zeitbereich sowie im Frequenzbereich durchgeführt. Nach diesen Messungen müssten, um den Einfluss der Einschwingvorgangs vernachlässigen zu können, 35 beziehungsweise 349 Initialisierungsblöcke vor der eigentlichen Übertragung gesendet werden. Da diese Messungen wenig aussagekräftig sind, wird das Einschwingverhalten mithilfe des in dieser Arbeit entwickelten Echtzeit-Übertragungssystems untersucht.

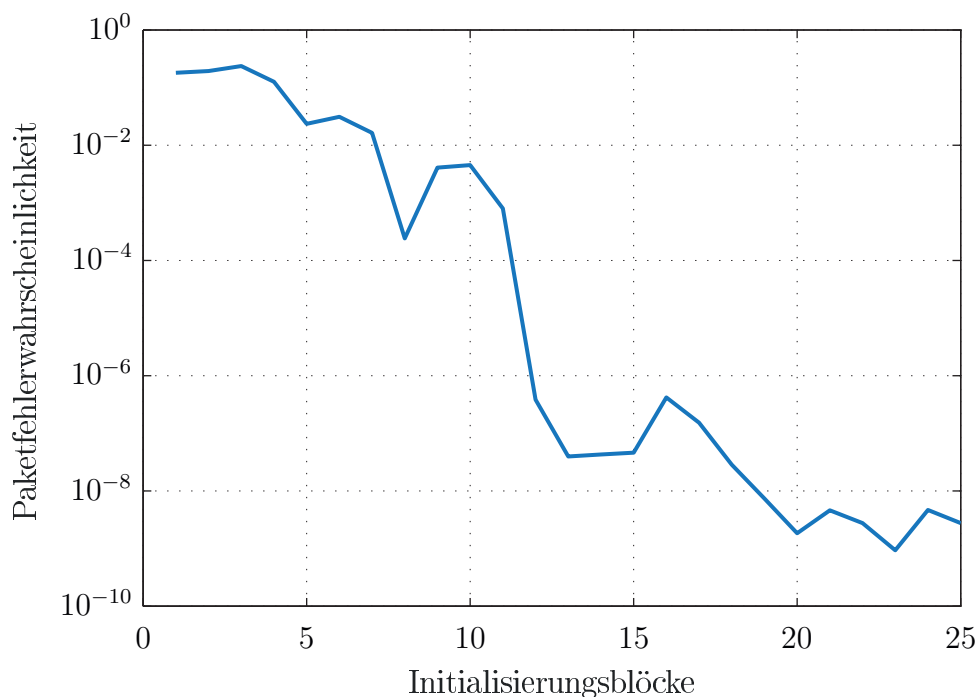


Abbildung 4.13: Bitfehlerverhältnis der Übertragung mit unterschiedlicher Anzahl von Initialisierungsblöcken

⁴Siehe Kapitel 3.1

Für die Untersuchung der Auswirkung des Einschwingvorgangs auf die Übertragung werden Sendesignale mit hoher Modulationsordnung (64 QAM) auf allen verwendeten Unterträgern übertragen. Damit es bei der Übertragung zu keinen Fehlern durch das Rauschen kommt, sind die beiden SDR-Transceiver mit einem idealen kabelgebundenen Übertragungskanal verbunden.

Um den Einfluss des Einschwingvorgangs genau zu beschreiben, wird das Bitfehlerverhältnis der übertragenen Daten ermittelt. Hierbei wird die Anzahl der Initialisierungsblöcke in jeder folgenden Messreihe erhöht.

In Abbildung 4.13 ist das ermittelte Bitfehlerverhältnis über die Anzahl der gesendeten Initialisierungsblöcke aufgetragen. Diese Messung zeigt, dass das Bitfehlerverhältnis bei einer Erhöhung der Anzahl der Initialisierungsblöcke geringer wird. Bei 20 Initialisierungsblöcken fällt das Bitfehlerverhältnis erstmals unter $2 \cdot 10^{-9}$. Auch mit steigender Anzahl an Initialisierungsblöcken fällt das Bitfehlerverhältnis nicht weiter ab. Da in dieser Größenordnung das Bitfehlerverhältnis von weiteren Störfaktoren, wie zum Beispiel dem Eingangsruschen, beeinflusst wird, bleibt das Bitfehlerverhältnis nahezu konstant.

Somit werden bei den Übertragungen zu Leistungsbestimmung 20 Initialisierungsblöcke verwendet, damit die auftretenden Fehler, die durch den Einschwingvorgang hervorgerufen werden, vernachlässigt werden können.

4.2.2 Referenztakt

Eine weitere Komponente des Echtzeit-Übertragungssystems ist der genutzte Referenztakt für die Erzeugung der Trägerfrequenz. Hierfür steht der interne Referenztakt der SDR-Transceiver sowie ein externer Taktgenerator zur Verfügung. Die bereits durchgeführten Messungen haben gezeigt, dass der externe Referenztakt eine geringere Abweichung aufweist, aber trotzdem ein Trägerfrequenzversatz zwischen den beiden SDR-Transceivern entsteht.

Um den Einfluss des Trägerfrequenzversatzes zu untersuchen, wird, wie bei der Untersuchung des Einschwingvorgangs, ein Sendesignal mit hoher Modulationsordnung (64 QAM) auf allen verwendeten Unterträgern über einen idealen kabelgebundenen Übertragungskanal übertragen.

Diese Übertragungen werden mit externem Referenztakt sowie mit internem Referenztakt durchgeführt, um anschließend das Bitfehlerverhältnis zu bestimmen. Um bei diesen Übertragungen den Einfluss des Einschwingverhaltens der SDR-Transceiver vernachlässigen zu können, werden zusätzlich 20 Initialisierungsblöcke übertragen.

Die Bestimmung des Bitfehlerverhältnisses der Übertragungen hat gezeigt, dass es keinen Unterschied im Bitfehlerverhältnis zwischen der Übertragung mit externem Referenztakt und der Übertragung mit internem Referenztakt gibt.

Dieses Ergebnis ist auf die sehr wirksamen Korrektur- und Entzerrungsalgorithmen zurückzuführen, die das Programm verwendet. Somit ist die Nutzung des externen Referenztakes nicht nötig.

4.3 Adaptive Modulation und automatische Modulationsklassifizierung

In diesem Abschnitt wird die Leistungsfähigkeit der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation bestimmt und mit einer Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern verglichen. Damit die Übertragungen miteinander vergleichbar sind, wird der in dieser Arbeit vorgestellte Zweiwege-Übertragungskanal⁵ für die Übertragungen verwendet.

Des Weiteren werden zur Durchführung der Übertragungen die in Kapitel 3.2.2 vorgestellten Parameter verwendet.

Da es sich bei dem Echtzeit-Übertragungssystem um ein reales Übertragungssystem handelt, kann das S/N der Übertragung nicht wie in Simulationen beliebig verändert werden. Durch die hardwareseitigen Beschränkungen sind nur begrenzte Möglichkeiten zum Ändern des S/N der Übertragung gegeben. Zusätzlich könnten diese Veränderungen Einfluss auf andere Aspekte der Hardware haben. Um eine definierte Änderung des S/N der Übertragung zu ermöglichen, wird ein variables Dämpfungsglied verwendet. Hiermit können die Sendesignale in definierten Schritten gedämpft werden, um verschiedene Empfangsleistungen am Empfänger zu ermöglichen. Außerdem können die gedämpften Sendesignale jederzeit reproduziert werden.

In dieser Messreihe hat sich gezeigt, dass mit der Dämpfung der Sendesignale durch das variable Dämpfungsglied im Bereich von 35 bis 25 dB, ein S/N am Empfänger zwischen 23 und 33 dB erzeugt werden kann.

Trotz des Zweiwege-Übertragungskanals ändern sich die gemessenen Werte des S/Ns bei jeder Übertragung. Diese Änderungen sind hauptsächlich auf das Rauschen der Hardware zurückzuführen. Zusätzlich wird das S/N, sowohl die Rauschleistung als auch die Signalleistung der Übertragung, nur anhand weniger Abtastwerte⁶ bestimmt. Hierdurch kann

⁵Siehe Kapitel 3.2.4

⁶In Bezug auf die komplette Länge der kompletten Übertragung.

die Echtzeitfähigkeit des Systems sichergestellt werden. Durch diese wenigen Abtastwerte wirken sich kleine Änderungen in der Leistungsmessung stark aus. Deswegen wird für die Bestimmung des S/N einer Messreihe der Median aller Übertragungen gebildet und nur die Übertragungen mit in die Berechnung aufgenommen, deren S/N um maximal 1 dB vom Median abweicht. Danach wird der Mittelwert aller genutzten S/Ns gebildet und das zugehörige Fehlerverhältnis ermittelt.

In der ersten Messreihe wird die Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit der verwendeten Algorithmen zur automatischen Modulationsklassifikation bestimmt. Hierfür werden alle durchgeführten Übertragungen auf Grundlage einer zuvor abgespeicherten Kanalschätzung, die sich aufgrund des Zweiwege-Übertragungskanal nicht verändert, moduliert. Da die abgespeicherte Kanalschätzung sowohl dem Slave als auch dem Master bekannt ist, kann das Ergebnis der automatischen Modulationsklassifikation mit den tatsächlich verwendeten Modulationsordnungen auf den Unterträgern verglichen werden und somit die Modulationsklassifikationsfehler des verwendeten Algorithmus bestimmt werden.

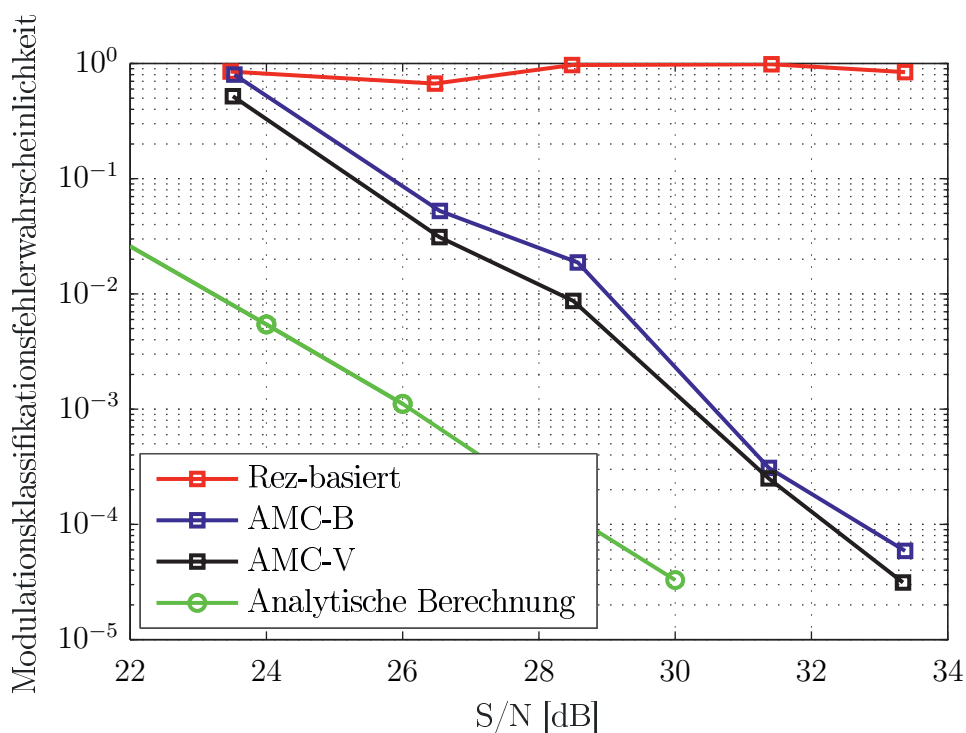


Abbildung 4.14: Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit

In Abbildung 4.14 sind die ermittelten Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlich-

keiten der verschiedenen Modulationsklassifikationsalgorithmen, AMC-V (schwarz) und AMC-B (blau) sowie die analytisch bestimmte Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit (grün), die in [51] vorgestellt wurde, dargestellt. Zum Vergleich ist die Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit abgebildet, die bei der Bestimmung der Modulationsordnung anhand der Reziprozität ermittelt wurde (rot).

Es ist zu erkennen, dass die Bestimmung der Modulationsordnungen ohne Modulationsklassifikation nur zufällig richtige Ergebnisse liefert und für die Klassifikation der verwendeten Modulationsordnungen einer Übertragung nicht sinnvoll ist. Die hohe Fehleranfälligkeit dieser Methode ist auf den nicht perfekt reziproken Kanal zurückzuführen.

Die beiden Modulationsklassifikationsalgorithmen, denen zur Klassifikation 1880 Sendebits zur Verfügung stehen, zeigen hier eine ähnlich hohe Leistungsfähigkeit bei der Bestimmung der Modulationsordnungen auf den Unterträgern. Der Unterschied zwischen den beiden Algorithmen liegt im Durchschnitt bei ungefähr 0,5 dB.

Außerdem zeigt der Modulationsklassifikationsalgorithmus AMC-V im kompletten untersuchten S/N-Bereich eine bessere Leistung als der Modulationsklassifikationsalgorithmus AMC-B. Diese Steigerung ist auf die Bestimmung der Verbundwahrscheinlichkeit der kritischen Unterträger zurückzuführen. Hierdurch wird allerdings eine längere Berechnungszeit benötigt, wie die Zeitmessungen in Abschnitt 4.1 zeigen.

Der Verlauf der Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit ist bei beiden Modulationsklassifikationsalgorithmen analog zum Verlauf der analytisch berechneten Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit. Hierbei ist jedoch eine konstante Abweichung von ungefähr 5 dB festzustellen. Dies ist auf die nicht perfekten Bedingungen zurückzuführen.

Dieses Ergebnis zeigt, dass, durch die marginalen Einbußen in der Modulationsklassifikation und dem hohen Gewinn von 40 % hinsichtlich der Verarbeitungszeit in dem hier verwendeten Szenario, die Modulationsklassifikation AMC-B der Modulationsklassifikation AMC-V vorzuziehen ist.

Um den Einfluss der Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit auf die Übertragung besser einordnen zu können, ist in Abbildung 4.15 die Paketfehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung bei korrekt durchgeführter Modulationsklassifikation, die Mithilfe der abgespeicherten Kanalschätzung realisiert wird, dargestellt.

In dieser Abbildung ist zu erkennen, dass in dem verwendeten Szenario die Übertragungen mit konstanter Modulation auf allen verwendeten Unterträgern, sowohl mit 4 bit

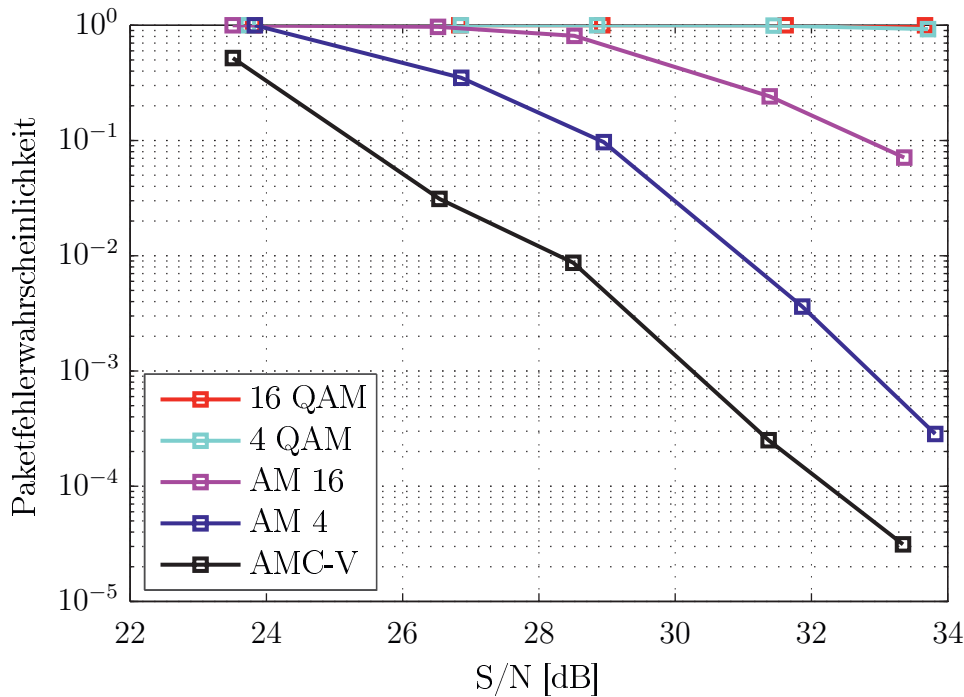


Abbildung 4.15: Paketfehlerwahrscheinlichkeit bei korrekter BAT

pro Unterträger (1880 Sendebits, rot) als auch mit 2 bit pro Unterträger (940 Sendebits, cyan), so gut wie keine fehlerfreie Rekonstruktion der Sendebits möglich ist. Erst durch den Einsatz der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation lassen sich erfolgreiche Übertragungen durchführen. Hierbei zeigt sich, dass bei Übertragungen mit wenigen Sendebits (940 Sendebits, blau) eine niedrigere Paketfehlerwahrscheinlichkeit auftritt als bei der Übertragung von einer größeren Anzahl an Sendebits (1880 Sendebits, magenta). Dies ist auf den größeren Abstand zwischen den Konstellationspunkten⁷ zurückzuführen, die dadurch weniger fehleranfällig sind.

Des Weiteren ist zu erkennen, dass bei einer Übertragung von 1880 Sendebits und bei Verwendung der Modulationsklassifikation AMC-V die Paketfehlerwahrscheinlichkeit durch Modulationsklassifikationsfehler (schwarz) sehr viel geringer ist als die Paketfehlerwahrscheinlichkeit durch fehlerhaft decodierte Bits (magenta).

Um die Fehleranfälligkeit einer Übertragung zu verringern, kann eine Kanalcodierung⁸ eingesetzt werden. In Abbildung 4.16 ist die Paketfehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung von 1880 Sendebits bei korrekt durchgeführter Modulationsklassifikation dargestellt,

⁷Siehe Kapitel 2.4.2

⁸Siehe Kapitel 2.4.1

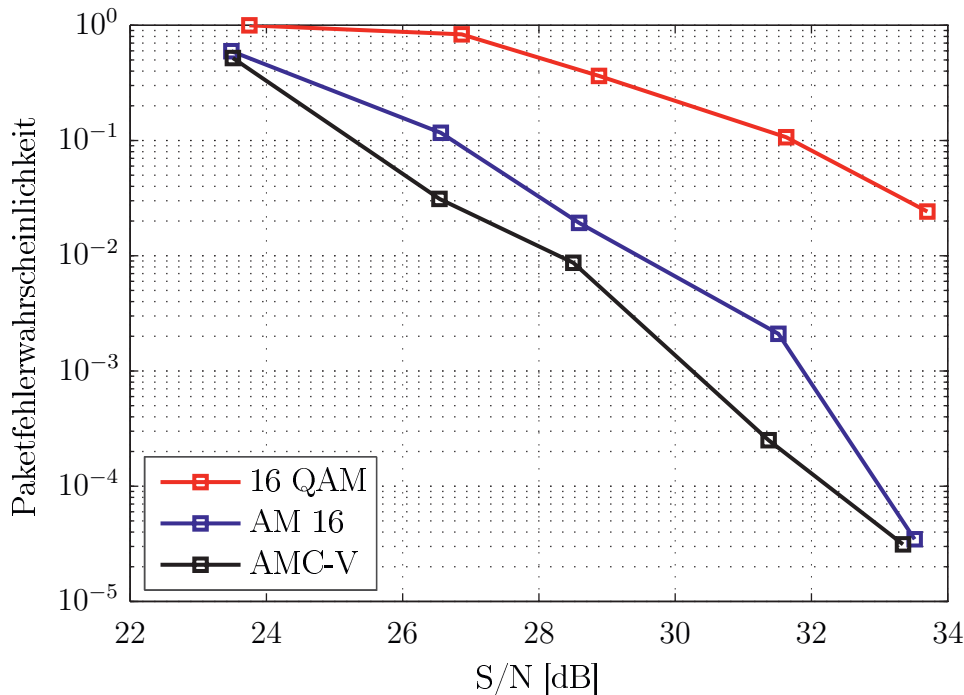


Abbildung 4.16: Paketfehlerwahrscheinlichkeit bei korrekter BAT mit Anwendung der Kanalcodierung

bei der die Nutzbits durch die Kanalcodierung geschützt sind. Hier zeigt sich, dass durch den Einsatz der Kanalcodierung auch bei konstanter Modulation auf allen Unterträgern die Sendebits erfolgreich rekonstruiert werden können (rot). Außerdem sinkt die Paketfehlerwahrscheinlichkeit der adaptiven Übertragung durch den Einsatz der Kanalcodierung (blau), liegt aber weiterhin über der Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit (schwarz).

Hierbei ist allerdings zu beachten, dass durch die Verwendung der Kanalcodierung die Anzahl der übertragenen Nutzbits sinkt.

In Abbildung 4.17 ist die komplette Paketfehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung dargestellt, bei der sowohl die Modulationsklassifikationsfehler (siehe Abbildung 4.14) als auch die Paketfehler aufgrund fehlerhaft decodierter Bits (siehe Abbildung 4.15) berücksichtigt werden.

Hierbei ist zu erkennen, dass ohne die Verwendung der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation fast keine korrekte Datenübertragung möglich ist (schwarz, magenta). Erst durch die adaptive Modulation der Sendebits auf den Unterträgern lassen sich, nach anschließender automatischer Modulationsklassifikation, die Sendebits wieder fehlerarm decodieren (rot, blau).

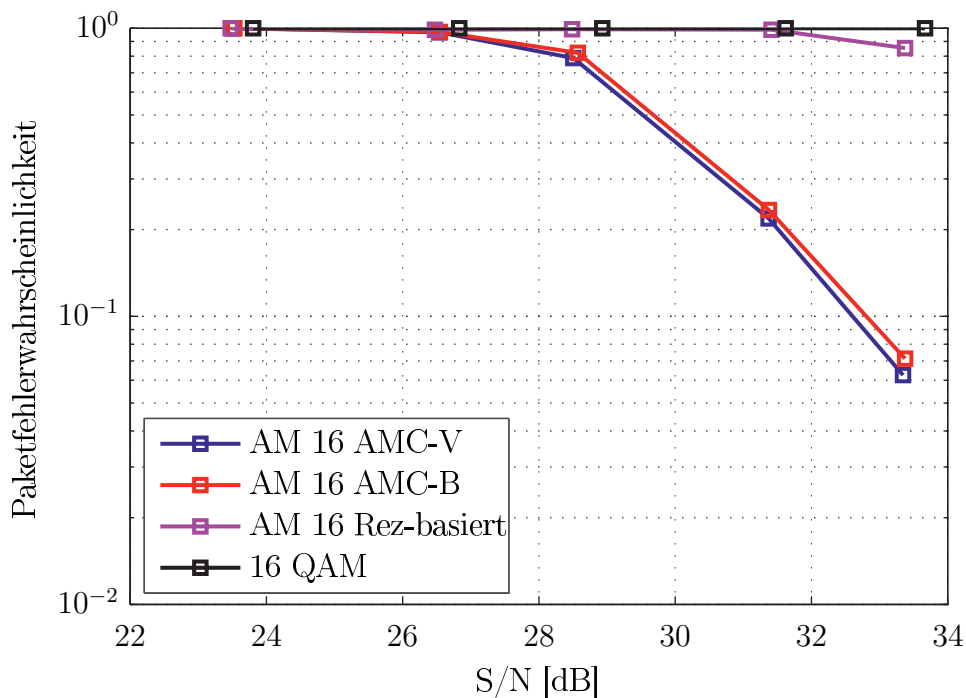


Abbildung 4.17: Paketfehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung

Auch zeigt sich hier, dass der Unterschied zwischen den beiden in dieser Arbeit verwendeten automatischen Modulationsklassifikationsverfahren marginal ist.

Ein abschließender Vergleich zwischen der Übertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation und der Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf allen Unterträgern ist in Abbildung 4.18 dargestellt.

Hierfür wird bei der Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern auf die Verwendung der Kanalcodierung zurückgegriffen, um eine erfolgreiche Decodierung der Sendebits zu ermöglichen. Damit die Anzahl der übertragenen Nutzbits gleich bleibt, werden bei der Übertragung mit adaptiven Modulation 934 Nutzbits übertragen. Dies entspricht einer durchschnittlichen Übertragung von 2 bit pro Unterträger, abzüglich der 6 bit für die Terminierung der verwendeten Kanalcodierung.

Anhand dieser Abbildung zeigt sich, dass die Paketfehlerwahrscheinlichkeit bei der Übertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation (blau) geringer ausfällt als die Paketfehlerwahrscheinlichkeit bei der Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern sowie der Verwendung der Kanalkodierung zum Schutz der Nutzbits (rot). Somit ist die Übertragung mit adaptiver

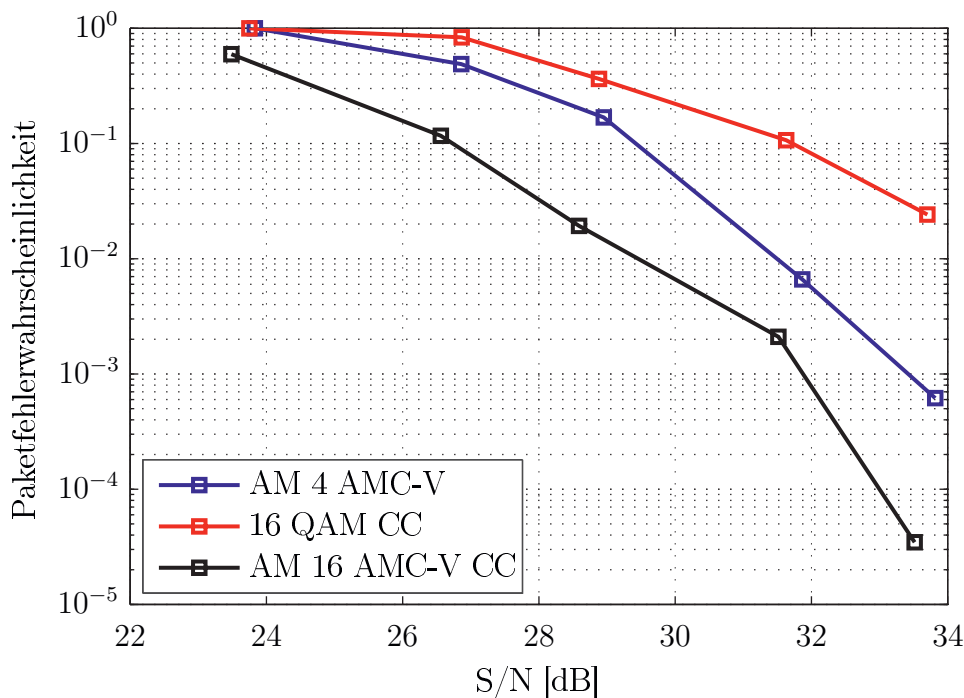


Abbildung 4.18: Vergleich von adaptiver Modulation mit AMC und konstanter Modulation mit Kanalcodierung bei gleicher Anzahl an Nutzbits

Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation der Übertragung mit konstanter Modulationsordnung der Unterträger und zusätzlicher Kanalcodierung vorzuziehen.

Zwar wird für die Übertragung mit adaptiver Modulation eine zusätzliche Übertragung zur Kanalschätzung benötigt, dafür fällt die Decodierungszeit der Empfangssymbole geringer aus. Außerdem hat die Übertragung mit adaptiver Modulation den Vorteil, dass sich die Übertragung an sich verändernde Kanaleigenschaften anpassen kann.

Um die Paketfehlerwahrscheinlichkeit der Übertragung weiter zu verringern, kann zusätzlich zu adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation die Kanalcodierung verwendet werden (schwarz). Hierbei wird neben langen Decodierungszeit auch eine zusätzliche Übertragung zur Kanalschätzung benötigt.

4.3.1 Reale Bedingungen

Die Bestimmung der Leistungsfähigkeit der adaptiven Modulation mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation unter realen Bedingungen ist schwierig, da sich, wie bereits erwähnt, der Übertragungskanal nicht reproduzieren lässt. Somit ist es zum einen schwierig, genügend viele Messungen unter gleichen Bedingungen durchzuführen,

zum anderen muss zur Änderung des S/N_s die Sendeleistung oder der Abstand zwischen den SDR-Transceivern verändert werden, wodurch sich auch der Übertragungskanal verändert. Dadurch lassen sich die durchgeführten Übertragungen nur schwer vergleichen. Zusätzlich erschwert die Nutzung des ISM-Bands mit der Trägerfrequenz von $f_c = 2,4$ GHz die Übertragungen, da dieser Frequenzbereich von weiteren Nutzern, wie zum Beispiel WLAN und Bluetooth, genutzt wird, die die Übertragungen manchmal beeinflussen.

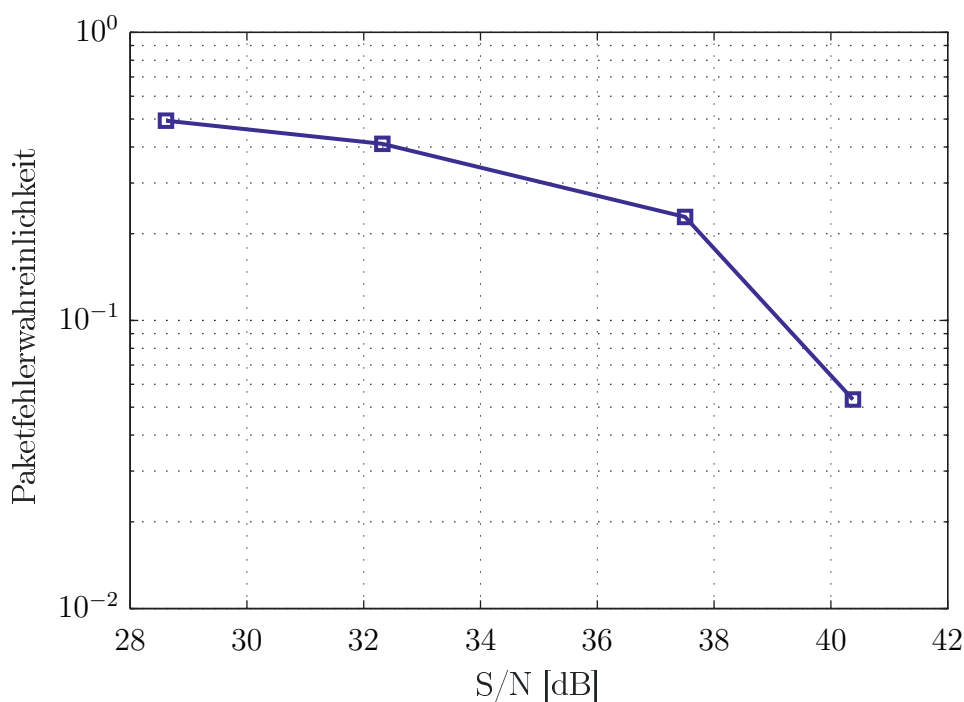


Abbildung 4.19: Paketfehlerwahrscheinlichkeit unter realen Bedingungen (2x2 MIMO)

Durch den Einfluss der anderen Nutzer ist die Bestimmung der aktuellen Stör- und Signalleistung der Übertragung schwierig, da die Störungen durch die anderen Nutzer nicht kontinuierlich auftreten.

Das größte Problem stellt hierbei die Bestimmung der Störleistung dar, da durch den Einfluss der anderen Nutzer die Störleistung große Unterschiede aufweist. Um diese Leistungssprünge zu vermeiden, wird zur Auswertung der Mittelwert aus allen gemessenen Störleistungen bestimmt.

Der Einfluss der anderen Nutzer auf die Übertragungen wird hierbei als Störungen gesehen und fließt deshalb mit in die Auswertung ein. Um gravierende Einflüsse anderer Nutzer zu vermeiden, wird die Signalleistung der Übertragungen nur in bestimmten Grenzen zugelassen. Übertragungen mit Signalleistungen außerhalb dieser Grenzen werden in

der Auswertung nicht berücksichtigt.

Bei der Darstellung der Paketfehlerwahrscheinlichkeit wird im Mehrantennensystem der Mittelwert des S/Ns an allen genutzten Antennen verwendet.

In Abbildung 4.19 ist die Paketfehlerwahrscheinlichkeit einer 2x2 Mehrantennenübertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation unter realen Bedingungen dargestellt.

Hierbei bestehen die verwendeten Sendesignale aus 1880 zufälligen Nutzbits und zur automatischen Modulationsklassifikation wird der Algorithmus AMC-V eingesetzt.

Da die Paketfehlerwahrscheinlichkeit unter realen Bedingungen bestimmt wird, stellen die ermittelten Werte aufgrund der sich ständig ändernden Kanaleigenschaften sowie der sporadisch auftretenden Störsignale, nur eine grobe Näherung dar, die aber den aus der Literatur sowie den vorherigen Messungen mithilfe des Zweiwege-Übertragungskanals bekannten Verlauf der Paketfehlerwahrscheinlichkeit widerspiegelt.

Außerdem zeigt sich anhand dieser Abbildung, dass die in dieser Arbeit eingesetzten Verfahren zu automatischen Modulationsklassifikation auch in Mehrantennensystemen eingesetzt werden können und dass das Programm die Anforderungen für Mehrantennensysteme ohne großen Aufwand erfüllt.

FÜNFTES KAPITEL

Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein Echtzeit-Übertragungssystem auf Grundlage des SDR-Konzepts entwickelt, bei dem handelsübliche PCs und das USRP-System zum Einsatz kommen. Das hierfür entwickelte Programm bietet Entwicklern die Möglichkeit, neue Algorithmen mit geringem Aufwand zu implementieren und mithilfe vorhandener Echtzeitanzeigen die Auswirkungen sofort zu untersuchen. Durch die einfache Skalierbarkeit des Programms können problemlos Mehrantennensysteme aufgebaut werden, wie dies in dieser Arbeit gezeigt wurde.

Mithilfe des Echtzeit-Übertragungssystems wurde anschließend die Fehleranfälligkeit von adaptiv modulierten Übertragungen mit anschließender automatischer Modulationsklassifikation untersucht.

Nachdem die Eigenarten des Echtzeit-Übertragungssystems, wozu das Einschwingverhalten, die Übertragungseigenschaften und der Trägerfrequenzversatz zwischen zwei Echtzeit-Übertragungssystemen zählen, untersucht wurden, wurde gezeigt, dass das Echtzeit-Übertragungssystem die Echtzeitanforderungen erfüllt, die für die Durchführung der adaptiven Modulation unter realen Bedingungen im hier genutzten Szenario benötigt werden. Hierbei stellt die adaptive Modulation den einzigen zeitkritischen Verarbeitungsschritt in dieser Arbeit dar.

Außerdem wurde, da Übertragungen unter realen Bedingungen sehr fehleranfällig sind, für die Bestimmung der Paketfehler ein Zweiwege-Übertragungskanal aufgebaut, an dem die Vorteile der adaptiven Modulation verdeutlicht werden können, da durch den Zweiwege-Übertragungskanal keine zufälligen Störungen auftreten und der Übertragungskanal somit reproduzierbar ist.

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die Übertragung mit adaptiver Modulation und anschließender automatischer Modulationsklassifikation in dem in dieser Arbeit verwendeten Szenario ein geringeres Paketfehlerverhältnis aufweist als die Übertragung mit konstanter Modulationsordnung auf den Unterträgern, bei der die Nutzbits durch eine Kanalcodierung vor Übertragungsfehlern geschützt sind. Ohne die Verwendung der Kanal-

codierung ist in dem verwendeten Szenario keine korrekte Decodierung der Bits möglich. Des Weiteren konnte bei den Messungen gezeigt werden, dass die Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit bei den hier eingesetzten Algorithmen zu Modulationsklassifikation geringer ist als die Paketfehlerwahrscheinlichkeit, die durch fehlerhaft decodierte Bits entsteht. Diese Messungen bestätigen damit die Ergebnisse von Simulationen, die bereits aus der Literatur bekannt sind.

Zusätzlich wurde in dieser Arbeit noch der aus der Literatur bekannte Modulationsalgorithmus, hier AMC-V genannt, mit einem in dieser Arbeit entwickelten optimierten Modulationsalgorithmus AMC-B verglichen. In dem verwendeten Szenario zeigt sich, dass der Modulationsalgorithmus AMC-B zwar eine leicht erhöhte Modulationsklassifikationsfehlerwahrscheinlichkeit von ungefähr 0,5 dB aufweist, dafür aber um circa 40 % schneller ist als der Modulationsalgorithmus AMC-V.

5.2 Ausblick

Ausgehend von den in dieser Arbeit durchgeführten Überlegungen und Ergebnissen sowie weiteren Forschungsarbeiten sollten folgende Punkte eingehend untersucht werden. Hierzu zählen das Programm betreffend:

- Zur Erweiterung könnte eine Funktion zum kontinuierlichen Senden der Datenpakete implementiert werden.
- Außerdem könnten für die Generierung der Sendedaten mehrere Prozessorkerne verwendet werden, damit ein kontinuierliches Senden ermöglicht wird.
- Auf der Empfängerseite könnte die komplexe Viterbi-Decodierung auf den wesentlich schnelleren Grafikkarten-Speicher ausgelagert werden, damit die Decodierzeit verringert werden kann.
- Auch die Nutzung mehrerer Prozessorkerne auf der Empfängerseite könnte in Erwägung gezogen werden.

Für die Durchführung weiterer Messungen ergeben sich folgende Ansätze:

- Es könnten unter anderem zusätzliche Algorithmen und Verfahren implementiert werden, die auf Geschwindigkeit und Leistungsfähigkeit hin untersucht werden.
- Außerdem könnten weitere kabelgebundene Übertragungskanäle aufgebaut werden, damit die Leistungsfähigkeit auf verschiedensten Übertragungskanälen untersucht werden kann.

- Des Weiteren sollten Übertragungskanäle verwendet werden, die die Möglichkeit zur definierten zeitlichen Veränderung des Kanals bieten. Damit könnten Ansätze wie die Signalisierung aus [48, 50, 52] untersucht werden, da der Ansatz der Signalisierung in nahezu zeitinvarianten Übertragungskanälen keinen Vorteil bringt.
- Auch könnten kabelgebundene Übertragungskanäle aufgebaut werden, die in Mehrantennensystemen eingesetzt werden können, um aussagekräftigere Messungen durchzuführen.

Anhand der oben aufgeführten Punkte zeigt sich, dass für die Untersuchung der Algorithmen reproduzierbare Übertragungskanäle benötigt werden, damit die einzelnen Messungen vergleichbar sind.

Die Entwicklung der reproduzierbaren Übertragungskanäle kann mit dem hier vorgestellten Echtzeit-Übertragungssystem durchgeführt werden. Hierfür werden lediglich weitere SDR-Transceiver und PCs benötigt. Die zusätzlichen Geräte übernehmen dann die Funktionen des Kanals, der beliebig verändert und angepasst werden kann.

Glossar

BITKOM

Bundesverband Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V.,
Branchenverband der deutschen Informations- und Telekommunikationsbranche.

CAS Latency

Verzögerung zwischen Adressierung und Bereitstellung der Daten von einem RAM-Baustein.

Central Processing Unit

Hauptprozessor für die Steuerung und Verarbeitung am PCs.

Column Address Stroke

Signalleitung für die Adressierung in einem RAM-Baustein.

Digital Subscriber Line

Sammlung von Standards zur digitalen Übertragung von Daten mit hohen Datenraten über Kupferleitung.

Digital Video Broadcasting

Standardisiertes Verfahren zur digitalen Übertragung von Videodaten über terrestrische Wege (DVB-T), Kabel (DVB-C) oder Satellit (DVB-S).

Double Data Rate

Verfahren bei RAM-Bausteinen, mit dem Daten mit doppelter Geschwindigkeit übertragen werden.

Fast Fourier Transform in the West

Hoch optimierte C++ Programmbibliothek, die Funktionen rund um die Fast Fourier Transformation zur Verfügung stellt.

Field Programmable Gate Array

Integrierter Schaltkreis, in den logische Schaltungen programmiert werden können.

**Industrial Scientific and Medical Band**

Frequenzbereiche, die in Industrie, Wissenschaft, Medizin, in häuslichen und ähnlichen Bereichen genutzt werden können, ohne eine explizite Frequenzzuweisung zu benötigen.

Institute of Electrical and Electronics Engineers

Berufsverband von Ingenieuren aus den Bereichen Elektro- und Informationstechnik.

Long Term Evolution

Mobilfunkstandard der vierten Generation.

Long Term Support

Softwareversionen mit langer Produktunterstützung.

Personal Computer

Arbeitsplatzrechner.

Random Access Memory

Arbeitsspeicher der meist in PCs eingesetzt wird.

Reduced Instruction Set Computer

Designphilosophie für Computerprozessoren, bei der auf komplexe Befehle verzichtet wird und nur schnell auszuführenden Befehlen eingesetzt werden, wodurch hohe Taktfrequenzen ermöglicht werden.

Rohde & Schwarz

Elektronikkonzern mit den Arbeitsgebieten Messtechnik, Rundfunk, Funküberwachung und -ortung sowie Funkkommunikation.

Solid State Disk

Festplatte die keine mechanischen Teile besitzt und somit rein elektronisch funktioniert.

Stanford Research System

Firma die Hochleistungs-Messgeräte entwickelt und herstellt.

**User Data Protocol**

Verbindungsloses Netzwerkprotokoll, das zur Transportschicht der Internetprotokollfamilie gehört und minimal ist.

Wireless Local Area Network

Lokales Funknetz nach dem Standard IEEE 802.11.



Literatur

- [1] *3GPP TR 25.814 V7.1.0 - Technical Specification Group Radio Access Network*. 3rd Generation Partnership Project, 2006.
- [2] *3GPP TS 36.211 V8.2.0 - Technical Specification Group Radio Access Network*. 3rd Generation Partnership Project, 2008.
- [3] *802.11a - IEEE Standard for Information technology*. Standard. IEEE Computer Society, 1999.
- [4] J.-J. van de Beek, M. Sandell und P.O. Borjesson. „ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems“. In: *IEEE Transactions on Signal Processing* 45.7 (1997), S. 1800–1805. DOI: 10.1109/78.599949.
- [5] C. Berrou und A. Glavieux. „Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes“. In: *IEEE Transactions on Communications* 44.10 (1996), S. 1261–1271. DOI: 10.1109/26.539767.
- [6] J.A.C. Bingham. „Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come“. In: *IEEE Communication Magazine* 28.5 (1990), S. 5–14. DOI: 10.1109/35.54342.
- [7] BITKOM. *Presseinformation 20.11.14: Videostreaming verdrängt nach und nach klassisches TV*. Techn. Ber. Bundesverband Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V., 2014.
- [8] BITKOM. *Presseinformation 23.2.15: Erstmals mehr Umsatz mit mobilem Internet als mit Handy-Gesprächen*. Techn. Ber. Bundesverband Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V., 2015.
- [9] BITKOM. *Presseinformation 25.3.15: 44 Millionen Deutsche nutzen ein Smartphone*. Techn. Ber. Bundesverband Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V., 2015.
- [10] BITKOM. *Presseinformation 27.2.15: Einkaufen auf allen Kanälen*. Techn. Ber. Bundesverband Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V., 2015.
- [11] H. Bölcskei. „Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems“. In: *IEEE Transactions on Communications* 49.6 (2001), S. 988–999. DOI: 10.1109/26.930629.
- [12] M. Bossert. *Kanalcodierung*. Vieweg+Teubner Verlag, 1998. ISBN: 3519161435.

- [13] D.G. Brennan. „Linear diversity combining techniques“. In: *Proceedings of the IEEE* 91.2 (2003), S. 331–356. DOI: 10.1109/JPROC.2002.808163.
- [14] Bundesnetzagentur. *Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen*. Vfg 76 / 2003. Bundesnetzagentur.
- [15] C.S. Burrus und P. Eschenbacher. „An in-place, in-order prime factor FFT algorithm“. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* 29.4 (Aug. 1981), S. 806–817. DOI: 10.1109/TASSP.1981.1163645.
- [16] S. Challa. „Vom Algorithmus zum fertigen Prototyp - die Revolution des SDR-Entwicklungsprozesses“. In: *hf-praxis* 1 (2015), S. 6–10.
- [17] Y. Chen, L. Häring und A. Czylik. „Likelihood function-based automatic modulation classification in mobile radio OFDM systems“. In: *Proceedings of the 15th International OFDM Workshop*. 2010.
- [18] Y. Chen, L. Häring und A. Czylik. „MAP-based automatic modulation classification with reduced complexity for TDD-based adaptive OFDM systems“. In: *Proceedings of the 16th International OFDM Workshop*. 2011.
- [19] Y. Chen, L. Häring und A. Czylik. „Reduction of AM-induced signaling overhead in WLAN-based OFDM systems“. In: *Proceedings of the 14th International OFDM Workshop*. 2009.
- [20] P.S. Chow, J.M. Cioffi und J.A.C. Bingham. „A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels“. In: *IEEE Transactions on Communications* 43.2 and 3 and 4 (1995), S. 773–775. DOI: 10.1109/26.380108.
- [21] L.J. Cimini. „Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing“. In: *IEEE Transactions on Communications* 33.7 (Juli 1985), S. 665–675. DOI: 10.1109/TCOM.1985.1096357.
- [22] F. Classen. *Systemkomponenten für eine terrestrische digitale mobile Breitbandübertragung*. Shaker Verlag, 1996. ISBN: 978-3826512896.
- [23] W. Cooley und J.W. Tukey. „An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series“. In: *Mathematics of Computation* 19 (Apr. 1965), S. 297–301. DOI: 10.1090/S0025-5718-1965-0178586-1.



- [24] A.J. Coulson. „Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol algorithms“. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 19.12 (2001), S. 2486–2494. DOI: 10.1109/49.974613.
- [25] A. Czylik. „Adaptive OFDM for wideband radio channels“. In: *Global Telecommunications Conference 'Communications: The Key to Global Prosperity' (GLOBECOM) 1* (1996), S. 713–718. DOI: 10.1109/GLOCOM.1996.594454.
- [26] F. Daffara und O. Adami. „A new frequency detector for orthogonal multicarrier transmission techniques“. In: *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*. Bd. 2. 1995, S. 804–809. DOI: 10.1109/VETEC.1995.504979.
- [27] O.A. Dobre, Y. Bar-Ness und W. Su. „Robust QAM modulation classification algorithm using cyclic cumulants“. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Bd. 2. 2004, S. 745–748. DOI: 10.1109/WCNC.2004.1311279.
- [28] O.A. Dobre u. a. „Survey of automatic modulation classification techniques classical approaches and new trends“. In: *IET Communication* 1.2 (2007), S. 137–156. DOI: 10.1049/iet-com:20050176.
- [29] H. Dodel und R. Wörfel. *Satellitenfrequenzkoordinierung - Regelungen - Linkdesign - Systemtechnik*. Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 978-3-642-29202-6. DOI: 10.1007/978-3-642-29203-3.
- [30] P. Elias. „Coding for two noisy channels“. In: *IRE Conv. Rec.* 4 (1955), S. 37–46.
- [31] *ETSI EN 302 755 V1.3.1 - Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*. ETSI, 2012.
- [32] *ETSI EN 302 769 V1.2.1 - Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2)*. ETSI, 2011.
- [33] Ettus Research. *USRP2 The Next Generation of Software Radio Systems*. Ettus Research.
- [34] Initiative D21 e.V. *Mobile Internetnutzung 2014 - Gradmesser für die digitale Gesellschaft*. Techn. Ber. Initiative D21 e.V., 2014.
- [35] G.D. Forney und M.V. Eyuboglu. „Combined equalization and coding using precoding“. In: *IEEE Communication Magazine* 29.12 (1991), S. 25–34. DOI: 10.1109/35.120349.



- [36] A. Fort und W. Eberle. „Synchronization and AGC proposal for IEEE 802.11 a burst OFDM systems“. In: *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '03*. Bd. 3. 2003, S. 1335–1338. DOI: 10.1109/GLOCOM.2003.1258455.
- [37] M. Ghogho und A. Swami. „Blind frequency-offset estimator for OFDM systems transmitting constant-modulus symbols“. In: *IEEE Communications Letters* 6.8 (2002), S. 343–345. DOI: 10.1109/LCOMM.2002.802040.
- [38] G. Gil u. a. „Joint ML estimation of IQ mismatch, DC offset, carrier frequency, and channel for direct-conversion receivers“. In: *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Spring*. Bd. 4. 2003, S. 2348–2352. DOI: 10.1109/VETECS.2003.1208809.
- [39] R. Gold. „Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing“. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 13.4 (1967), S. 619–621. DOI: 10.1109/TIT.1967.1054048.
- [40] A. Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. ISBN: 9780521837163. DOI: 10.1017/CB09780511841224.
- [41] Frank Gray. „Pulse code communication“. 2632058 A. 1953.
- [42] J. Hagenauer. „The Turbo Principle : Tutorial Introduction and State of the Art“. In: *Proceedings of the International Symposium on Turbo Codes & Iterative Information Processing 1* (1997), S. 1–11.
- [43] J. Hagenauer und P.A. Höher. „A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications“. In: *Global Telecommunications Conference and Exhibition 'Communications Technology for the 1990s and Beyond' (GLOBECOM) 3* (1989), S. 1680–1686. DOI: 10.1109/GLOCOM.1989.64230.
- [44] L. Häring. *Synchronisation in Mehrnutzer-OFDM-Systemen*. Shaker Verlag, 2007. ISBN: 978-3832260828.
- [45] L. Häring, Y. Chen und A. Czylik. „Automatic modulation classification methods for wireless OFDM systems in TDD mode“. In: *IEEE Transactions on Communications* 58.9 (2010), S. 2480–2485. DOI: 10.1109/TCOMM.2010.080310.090228.
- [46] L. Häring, Y. Chen und A. Czylik. „Efficient Modulation Classification for Adaptive Wireless OFDM Systems in TDD Mode“. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. 2010, S. 1–6. DOI: 10.1109/WCNC.2010.5506629.



- [47] L. Häring, Y. Chen und A. Czylik. „Utilizing Side Information in Modulation Classification for Wireless OFDM Systems with Adaptive Modulation“. In: *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. 2011, S. 1–5. DOI: 10.1109/VETEcf.2011.6092832.
- [48] L. Häring und C. Kisters. „Constraint-based adaptive OFDM transmission with signaling-assisted modulation classification“. In: *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. 2013, S. 861–865. DOI: 10.1109/ACSSC.2013.6810410.
- [49] L. Häring und C. Kisters. „Influence of imperfect reciprocity on MAP-based automatic modulation classification for adaptive OFDM systems in TDD mode“. In: *Proceedings of the 18th International OFDM Workshop*. 2014, S. 155–160.
- [50] L. Häring und C. Kisters. „Joint optimization of bit loading and modulation classification in wireless OFDM systems“. In: *IEEE 9th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*. 2013, S. 402–407. DOI: 10.1109/WiMOB.2013.6673391.
- [51] L. Häring und C. Kisters. „Map-based automatic modulation classification for wireless adaptive OFDM systems“. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. 2013, S. 5204–5208. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638655.
- [52] L. Häring und C. Kisters. „Performance comparison of adaptive modulation and coding in OFDM systems using signalling and automatic modulation classification“. In: *Proceedings of 17th International OFDM Workshop (InOWo'12)*. 2012. ISBN: 978-3-8007-3360-6.
- [53] L. Häring und C. Kisters. „Signaling-Assisted MAP-Based Modulation Classification in Adaptive MIMO OFDM Systems“. In: *IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*. 2014, S. 1–5. DOI: 10.1109/VTCFall.2014.6966177.
- [54] H. Hashemi. „The indoor radio propagation channel“. In: *Proceedings of the IEEE* 81.7 (Juli 1993), S. 943–968. DOI: 10.1109/5.231342.
- [55] B. Hirosaki. „An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems“. In: *IEEE Transactions on Communications* 28.1 (Jan. 1980), S. 73–83. DOI: 10.1109/TCOM.1980.1094576.
- [56] B. Hirosaki. „An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform“. In: *IEEE Transactions on Communications* 29.7 (Juli 1981), S. 982–989. DOI: 10.1109/TCOM.1981.1095093.



- [57] P.A. Höher. *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung - Von der Theorie zu Mobilfunkanwendungen*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-8348-1784-6. DOI: 10.1007/978-3-8348-2214-7.
- [58] M. Hufschmid. *Information und Kommunikation - Grundlagen und Verfahren der Informationsübertragung*. B.G. Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2007. ISBN: 978-3-8351-0122-7. DOI: 10.1007/978-3-8351-9077-1.
- [59] D. Hughes-Hartogs. „Ensemble modem structure for imperfect transmission media“. 4679227 A and 4731816 A and 4833706 A. 1985.
- [60] *ITU-T G.993.2 - Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)*. ITU-T.
- [61] W.C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. IEEE Computer Soc Pr, 1994. ISBN: 978-0780310698.
- [62] K.-D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Vieweg+Teubner Verlag, 1996. ISBN: 978-3-663-10869-6. DOI: 10.1007/978-3-663-10868-9.
- [63] K.-D. Kammeyer und K. Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, 1998. ISBN: 978-3-519-36122-0. DOI: 10.1007/978-3-322-92702-6.
- [64] T. Kasami. *Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes*. Techn. Ber. University of Illinois, 1966, S. 397–399.
- [65] T. Keller und L. Hanzo. „Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 49.5 (2000), S. 1893–1906. DOI: 10.1109/25.892592.
- [66] T. Keller u. a. „Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels“. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 19.6 (2001), S. 999–1008. DOI: 10.1109/49.926356.
- [67] C. Kisters, L. Häring und A. Czylik. „Demonstrator for real-time OFDM transmission with bit loading in TDD systems“. In: *Proceedings of 18th International OFDM Workshop (InOWo'14)*. 2014, S. 1–5. ISBN: 978-3-8007-3589-1.
- [68] C. Kisters, L. Häring und A. Czylik. „Implementation of a Real-Time Adaptive Modulation OFDM Transceiver System“. In: *Proceedings of 17th International OFDM Workshop (InOWo'12)*. 2012, S. 1–4. ISBN: 978-3-8007-3360-6.
- [69] C. Kisters, L. Häring und A. Czylik. „Software Defined Radio with Adaptive Modulation - A Framework for USRP2-Boards“. In: *Proceedings of the 8th Karlsruhe Workshop on Software Radios*. 2014, S. 29–34.



- [70] N. Lashkarian und S. Kiaei. „Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems“. In: *IEEE Transactions on Communications* 48.12 (2000), S. 2139–2149. DOI: 10.1109/26.891224.
- [71] D. Lee und K. Cheun. „Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels“. In: *IEEE Communications Letters* 6.10 (2002), S. 446–448. DOI: 10.1109/LCOMM.2002.804247.
- [72] S. Lin und D.J. Costello. *Error Control Coding*. 2. Aufl. Prentice Hall, 2004. ISBN: 978-0130426727.
- [73] *Liste der Software-Defined Radios*. Letzter Besuch: 1.12.15. URL: http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_software-defined_radios.
- [74] C.S. Long, K.M. Chugg und A. Polydoros. „Further results in likelihood classification of QAM signals“. In: *IEEE Military Communications Conference (MILCOM '94)*. Bd. 1. 1994, S. 57–61. DOI: 10.1109/MILCOM.1994.473837.
- [75] X. Ma u. a. „Non-data-aided carrier offset estimators for OFDM with null subcarriers: identifiability, algorithms, and performance“. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 19.12 (2001), S. 2504–2515. DOI: 10.1109/49.974615.
- [76] J. Medbo und P. Schramm. „Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios“. In: *ETSI/BRAN 3ERI085B* (1998).
- [77] *Messungen zum USRP-Board*. Letzter Besuch: 1.12.15. URL: http://files.ettus.com/performance_data/sbx/SBX-without-UHD-corrections.pdf.
- [78] Mini-Circuits. *FIXED ATTENUATORS K2-BW1+*. REV. A M110332. Mini-Circuits.
- [79] Mini-Circuits. *Power Splitter/Combiner ZFRSC-183+ ED-13066/3 AD/CP 130808*. REV. B M135879. Mini-Circuits.
- [80] Mini-Circuits. *Test Cable CBL-1M-SMSM+ JS/BC/CP/AM 131112*. REV. A M121372. Mini-Circuits.
- [81] Mini-Circuits. *Test Cable CBL-25FT-SMSM+ SS/TD/AM 120726*. REV. A M121372. Mini-Circuits.
- [82] J. Mitola. „Software radios-survey, critical evaluation and future directions“. In: *National TeleSystems Conference (NTC-92)*. 1992. DOI: 10.1109/NTC.1992.267870.



- [83] P.H. Moose. „A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction“. In: *IEEE Transactions on Communications* 42.10 (Oktober 1994), S. 2908–2914. DOI: 10.1109/26.328961.
- [84] M. Morelli und U. Mengali. „An improved frequency offset estimator for OFDM applications“. In: *Communication Theory Mini-Conference*. 1999, S. 106–109. DOI: 10.1109/CTMC.1999.790246.
- [85] S.H. Müller-Weinfurtner. „On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: a comparison“. In: *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Bd. 2. 1998, S. 533–537. DOI: 10.1109/PIMRC.1998.734258.
- [86] A.K. Nandi und E.E. Azzouz. „Algorithms for automatic modulation recognition of communication signals“. In: *IEEE Transactions on Communication* 46.4 (1998), S. 431–436. DOI: 10.1109/26.664294.
- [87] R. van Nee und R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Inc, 1999. ISBN: 978-0890065303.
- [88] R. van Nee u. a. „New high-rate wireless LAN standards“. In: *IEEE Communications Magazine* 37.12 (Dezember 1999), S. 82–88. DOI: 10.1109/35.809389.
- [89] B. Neubig. *Schwingquarze, Quarzoszillatoren und -filter*. Vorlesungsskript, Albert-Ludwigs-Universität Freiburg. 2005.
- [90] M. Oerder und H. Meyr. „Digital filter and square timing recovery“. In: *IEEE Transactions on Communication* 36.5 (1988), S. 605–612. DOI: 10.1109/26.1476.
- [91] D. Petrovic, W. Rave und G. Fettweis. „Phase noise suppression in OFDM including intercarrier interference“. In: *International OFDM Workshop (In-OWo)*. 2003, S. 219–224.
- [92] B.M. Popovic. „Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties“. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 38.4 (1992), S. 1406–1409. DOI: 10.1109/18.144727.
- [93] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. *R&S RSC Eichleitung - Bedienhandbuch*. 1313.8910.03 - 04. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. 2012.
- [94] B. Saltzberg. „Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System“. In: *IEEE Transactions on Communication Technology* 15.6 (Dezember 1967), S. 805–811. DOI: 10.1109/TCOM.1967.1089674.



- [95] G. Santella. „A frequency and symbol synchronization system for OFDM signals architecture and simulation results“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 49.1 (2000), S. 254–275. DOI: 10.1109/25.820719.
- [96] T.M. Schmidl und D.C. Cox. „Robust frequency and timing synchronization for OFDM“. In: *IEEE Transactions on Communications* 45.12 (Dezember 1997), S. 1613–1621. DOI: 10.1109/26.650240.
- [97] J.A. Sills. „Maximum-likelihood modulation classification for PSK/QAM“. In: *IEEE Military Communications Conference (MILCOM '99)*. Bd. 1. 1999, S. 217–220. DOI: 10.1109/MILCOM.1999.822675.
- [98] A. Sohail und M.N. Jafri. „Adaptive OFDM over Frequency Selective and Fast Fading Channel using Blockwise Bit Loading Algorithm“. In: *IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*. 2007. DOI: 10.1109/WOCN.2007.4284197.
- [99] M. Speth. *Systemkomponenten für codierte OFDM-Übertragung mit Sender- und Empfängerdiversität*. Shaker Verlag GmbH, 2001. ISBN: 978-3826588532.
- [100] Stanford Research Systems. *FS725 Rubidium Frequency Standard - Operation and Service Manual*. Stanford Research Systems. Nov. 2005.
- [101] K. Takahashi und T. Saba. „A novel symbol synchronization algorithm with reduced influence of ISI for OFDM systems“. In: *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM '01*. Bd. 1. 2001, S. 524–528. DOI: 10.1109/GLOCOM.2001.965172.
- [102] P. Vandenameele, L. van der Perre und M. Engels. *Space Division Multiple Access for Wireless Local Area Networks*. Springer US, 2002. ISBN: 978-0-7923-7461-9. DOI: 10.1007/b117501.
- [103] A.J. Viterbi. „Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm“. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 13.2 (1967), S. 260–269. DOI: 10.1109/TIT.1967.1054010.
- [104] S. Weinstein und P. Ebert. „Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform“. In: *IEEE Transactions on Communication Technology* 19.5 (Oktober 1971), S. 628–634. DOI: 10.1109/TCOM.1971.1090705.
- [105] M. Werner. *Information und Codierung - Grundlagen und Anwendungen*. Vieweg+Teubner, 2009. ISBN: 978-3-8348-0232-3. DOI: 10.1007/978-3-8348-9550-9.



- [106] M.W. Wong. *Discrete Fourier Analysis*. Springer Basel, 2011. ISBN: 978-3-0348-0115-7. DOI: 10.1007/978-3-0348-0116-4.
- [107] H. Wörn und U. Brinkschulte. *Echtzeitsysteme - Grundlagen, Funktionsweisen, Anwendungen*. Springer Berlin Heidelberg, 2005. ISBN: 978-3-540-20588-3. DOI: 10.1007/b139050.
- [108] J.M. Wozencraft und B. Reiffen. *Sequential Decoding*. Literary Licensing, LLC, 2013. ISBN: 978-1258677459.
- [109] S. Wu und Y. Bar-Ness. „Multiple phase noise correction for OFDM/SDMA“. In: *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '03)* 3 (2003), S. 1311–1315. DOI: 10.1109/GLOCOM.2003.1258450.
- [110] Y.-C. Wu und E. Serpedin. „Low-complexity feedforward symbol timing estimator using conditional maximum-likelihood principle“. In: *IEEE Communications Letters* 8.3 (2004), S. 168–170. DOI: 10.1109/LCOMM.2004.825694.
- [111] S. Zohar. „Two-Dimensional Digital Signal Processing II“. In: Springer Berlin Heidelberg, 1981. Kap. Winograd’s Discrete Fourier Transform Algorithm, S. 89–160. ISBN: 978-3-540-10359-2. DOI: 10.1007/BFb0057596.





