



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik (IHE)
der
Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h.
W. Wiesbeck

Christiane Kuhnert

Systemanalyse von Mehrantennen- Frontends (MIMO)

Band 47

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE),
Universität Karlsruhe (TH), 2006
alle Rechte vorbehalten

Druck: Offsetdruckerei Gunter Dünnbier, 02779 Großschönau,
Tel. 035841-36757

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Die Optimierung der Effizienz von Technologien und technischen Produkten ist eine der größten Herausforderungen unserer Zeit. Unwillkürlich denkt man bei einer derartigen Aussage an den Treibstoffverbrauch von Fahrzeugen, d.h. die Effizienz von Motoren und die Ressource Öl. Doch der Bogen dieses Themas ist wesentlich weiter gespannt und betrifft jegliche Produkte, welche begrenzte Ressourcen verbrauchen. Im Bereich der Nachrichtentechnik ist dies die Ressource Frequenz, welche weder vermehrbar noch transportierbar ist, aber auch die Batterieleistung mobiler Geräte.

Die energetische Effizienz mobiler Kommunikationsgeräte wird wesentlich durch die Schaltungstechnik der hochfrequenten Subsysteme beeinflusst. In diesem Bereich sind dies Verstärker, Filter, Schalter, Gleichrichter, Leitungen und nicht zuletzt die Antennen. Die Effizienz hängt wesentlich von den charakteristischen Merkmalen dieser Baugruppen und insbesondere auch deren Interaktion ab. Frau Dr. Kuhnert hat in ihrer Dissertation die einzelnen Komponenten des Hochfrequenzteiles von Kommunikationseinrichtungen modelliert und auf ihre Wirksamkeit im Gesamtsystem hin untersucht. Insbesondere hat sie die Wechselwirkungen zwischen der digitalen Signalverarbeitung und den analogen Komponenten berücksichtigt. Als Ergebnis resultieren hieraus Aussagen zur Leistungsfähigkeit der Schaltungstechnik in Mehrantennensystemen (Multiple Input Multiple Output – MIMO). Es steht zu erwarten, dass diese Erkenntnisse merkliche Verbesserungen in zukünftigen Gerätegenerationen erlauben.

Ich wünsche der Arbeit im Bereich der Kommunikationsindustrie eine effiziente Verbreitung und Frau Dr. Kuhnert eine erfolgreiche Zukunft.

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck
- Institutsleiter -

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)
- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme
- Band 13 Marcus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für
den digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-
funkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse**
- Band 24 Dirk Didascalou
**Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped
Tunnels**
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems
- Band 26 Martin Döttling
**Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und System-
studien für den Satellitenmobilfunk**
- Band 27 Jens Haala
**Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsis-
tenter finiter Integrationsverfahren**
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
**Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau
in Kraftfahrzeuge**
- Band 29 Dietmar Löffler
**Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für
den Einsatz in Kommunikation und Sensorik**
- Band 30 Xuemin Huang
**Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimiza-
tion Models and Algorithms**
- Band 31 Martin Fritzsche
**Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion
von Landminen mit Georadaren**
- Band 32 Siegfried Ginter
**Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem
Gewebe durch hochintensiven Ultraschall**
- Band 33 Young Jin Park
**Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary
Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar**

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation
- Band 44 Florian Pivitt
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)

Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)

Zur Erlangung des akademischen Grades einer

DOKTOR-INGENIEURIN

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Christiane Kuhnert
aus Heidelberg

Tag der mündlichen Prüfung:

24. Juli 2006

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. Paul Walter Baier

Vorwort

Die Forschungsarbeiten, aus denen diese Dissertation hervorging, entstanden während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), bei der ich durch die Deutsche Telekom Stiftung gefördert wurde.

Bei dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck möchte ich mich für die wohlwollende Unterstützung und das vielfältige Engagement bedanken. Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E.h. Paul Walter Baier, Leiter des Lehrstuhls für hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung an der Technischen Universität Kaiserslautern, für die Übernahme des Korreferats. Bedanken möchte ich mich auch bei der Deutsche Telekom Stiftung für die aktive Unterstützung und bei Herrn Dr.-Ing. Klaus-Jürgen Krath für das Mentoring.

Bei Herrn Priv.-Doz. Dr.-Ing. habil. Jürgen von Hagen bedanke ich mich für die kritische Durchsicht des Manuskripts. Meinem ehemaligen Kollegen Dr.-Ing. Christian Waldschmidt danke ich für die Diskussionen und Anregungen und ebenfalls für die Korrektur des Manuskripts.

Durch die angenehme Atmosphäre am Institut hat mir die Arbeit viel Freude bereitet. Mein Dank gilt allen Mitarbeitern des Instituts und insbesondere meinen Zimmerkollegen: Herrn Dipl.-Ing. Stephan Schulteis danke ich für seine Hilfsbereitschaft, die unzähligen Diskussionen und die gute Zusammenarbeit und Herrn Dipl.-Ing. Christian Sturm für das Korrekturlesen der Dissertation und die Anregungen, die dieser Arbeit den letzten Schliff gaben.

Darüber hinaus gilt mein besonderer Dank allen Studierenden, die durch ihre engagierte und kreative Bearbeitung von Diplom- und Studienarbeiten oder als studentische Hilfskräfte wesentlich zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein herzlicher Dank geht an meine Familie und meinen Freund Gábor, die mir auf meinem Weg stets zur Seite standen.

Karlsruhe, im August 2006

Christiane Kuhnert

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	iv
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Forschung	2
1.2 Problemstellung und Ziel der Arbeit	3
1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	3
2 MIMO-Kommunikation	5
2.1 Überblick über ein MIMO-Kommunikationssystem	6
2.2 MIMO-Verfahren	7
2.2.1 Diversity-Verfahren	8
2.2.2 Space-Time Codes	10
2.2.3 Verfahren mit räumlichem Multiplex	14
2.3 Kombination von MIMO mit OFDM	15
2.3.1 Prinzip von OFDM	15
2.3.2 Kombination mit MIMO	18
3 Grundsätzliche Effekte in MIMO-Systemen	21
3.1 Bewertung der Leistungsfähigkeit	21
3.1.1 Bitfehlerwahrscheinlichkeit	21
3.1.2 Bitfehlerrate	24
3.1.3 Signalraumdiagramm	26
3.1.4 Implementierungsverlust und effektive Diversitäts- ordnung	27
3.2 Fehlerklassifikation	29
3.3 Amplitudenfehler	31
3.4 Phasenfehler	34
3.5 Kopplungen	38
3.5.1 Modellierung von Kopplungen	39
3.5.2 Signalleistung und SNR an den Empfangsantennen	41

3.5.3	SNR nach der Empfangskopplung	42
3.5.4	SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock	44
3.5.5	Implementierungsverlust durch Kopplung	46
3.6	Fazit	48
4	MIMO-OFDM Gesamtsystemmodell	49
4.1	Digitalteil am Sender	50
4.1.1	Generierung der Datensymbole	50
4.1.2	OFDM-Modulator bei einer Sendeantenne	51
4.1.3	MIMO-OFDM-Modulator	53
4.2	Analogteil am Sender	55
4.3	Funkkanal mit Antennen	58
4.3.1	Diskretisierung im Zeit- und Frequenzbereich	59
4.3.2	Allgemeine Darstellung für den MIMO-Fall	61
4.3.3	Additives Rauschen	63
4.4	Analogteil am Empfänger	63
4.5	Digitalteil am Empfänger	66
4.5.1	Synchronisation und OFDM-Demodulation	66
4.5.2	Kanalschätzung	69
4.5.3	Matched Filter (SISO)	71
4.5.4	Matched Filter (MRC)	72
4.5.5	MIMO-Nachverarbeitung	72
4.5.6	Demodulator	73
4.6	Bestimmung der Bitfehlerrate	73
4.7	Fazit	74
5	Parametrisierung des Gesamtsystemmodells	75
5.1	Systemparameter	75
5.2	IQ-Mischer	77
5.2.1	IQ-Mischer (WLAN) und Messung des DC-Offsets	77
5.2.2	IQ-Mischer (LTE)	77
5.3	Phasenregelschleife	78
5.3.1	Phasenregelschleife (WLAN)	78
5.3.2	Phasenregelschleife (LTE)	79
5.4	Filter	79
5.4.1	Filter (WLAN)	79
5.4.2	Filter (LTE)	81
5.5	Verstärker	81

5.5.1	Einbindung gemessener Verstärkerdaten	81
5.5.2	Verstärker (WLAN)	83
5.5.3	Verstärker (LTE)	84
5.6	Antennen und gemessene Antennenparameter	86
5.7	Kanalmodell	89
6	Effekte bei der Realisierung von MIMO-OFDM Systemen	91
6.1	Systemverhalten bei idealer Realisierung	91
6.2	Einfluss der Phasenregelschleife	93
6.3	Einfluss der IQ-Mischer	94
6.4	Einfluss der Verstärker	100
6.5	Bilanz der einzelnen Effekte	103
6.6	Gesamtsystembetrachtung	106
6.7	Schlussfolgerungen für das Systemdesign	108
7	Ansatz zur Fehlerkompensation	111
7.1	Allgemeine Darstellung von Nichtidealitäten	112
7.2	Modellierung der Systemkomponenten	114
7.3	Modellierung des Gesamtsystems	120
7.3.1	Erweiterung auf vektorielle Symbole	120
7.3.2	VKA-Darstellung des Gesamtsystems	122
7.4	Fehlerkompensation	125
7.5	Fazit	127
8	Zusammenfassung	129
A	Anhang	133
A.1	Bestimmung der Dichtefunktion von SNR_C	133
A.1.1	Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte von \tilde{Q}	134
A.1.2	Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte von SNR_C	137
A.2	Korrelationskoeffizient des Rauschens	140
A.3	Kombination aller Mischereffekte	141
A.3.1	Kombination aller Mischer- und Oszillatoreffekte am Sender	141
A.3.2	Kombination aller Mischer- und Oszillatoreffekte am Empfänger	142
	Literaturverzeichnis	144

Verzeichnis der wichtigsten Symbole und Abkürzungen

In dieser Arbeit wird für reelle und komplexe Größen dieselbe Schreibweise verwendet.

Akronyme und Abkürzungen

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bitfehlerrate (engl. <i>bit error rate</i>)
BPSK	Binary Phase Shift Keying
DAB	Digital Audio Broadcasting
DC	Gleichstrom (engl. <i>direct current</i>)
DFT	diskrete Fouriertransformation
DO _{eff}	effektive Diversitätsordnung
DVB	Digital Video Broadcasting
FA	Fehleranzahl
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	schnelle Fouriertransformation (engl. <i>fast fourier transform</i>)
HF	Hochfrequenz(-)
I	Inphase(n-)
ICI	Inter Carrier Interference
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	inverse schnelle Fouriertransformation

IP_3	Intermodulationspunkt 3. Ordnung
ISO	Internationale Organisation für Normung (engl. <i>International Organization for Standardization</i>)
IV	Implementierungsverlust
LO	Lokaloszillator
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open System Interconnection
PLL	Phasenregelschleife (engl. <i>phase locked loop</i>)
PSK	Phase Shift Keying
Q	Quadratur(-)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SAW	akustische Oberflächenwellen (engl. <i>surface acoustic wave</i>)
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (engl. <i>signal to noise ratio</i>)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator (engl. <i>voltage-controlled oscillator</i>)
WLAN	Wireless Local Area Networks
ZF	Zwischenfrequenz(-)

Lateinische Symbole

A	Amplitude
a	Koeffizient, Gewichtungsfaktor
B	Systembandbreite
b	Bit

\vec{C}	Richtcharakteristik
C	Kopplungsmatrix
c	Pilotsymbol
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $2,997925 \dots \cdot 10^8$ m/s
E_b	Bitenergie
E_k	Einheitsmatrix ($k \times k$)
e	Eulersche Zahl $2,718 \dots$
\vec{e}_1	Einheitsvektor $(1 \ 0)^T$
\vec{e}_2	Einheitsvektor $(0 \ 1)^T$
F_k	Fouriermatrix ($k \times k$)
f	Frequenz
$f(x)$	Funktion von x
$f_X(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
G	Antennengewinn
G_c	Sättigungskompression
$g(x)$	Funktion von x
H	Kanalübertragungsfunktion
H	Kanalmatrix
h	Kanalimpulsantwort
j	imaginäre Einheit $j^2 = -1$
K	Konstante
K	Anzahl der Abtastwerte
k	Kopplungsfaktor
L	Anzahl der Abtastwerte nach Zeropadding
L	L-Matrix $\begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$
M	Anzahl der Sendeantennen
m	Zählindex für die Sendeantennen
N	Anzahl der Empfangsantennen
N_D	Anzahl der Subträger mit Nutzdaten
N_P	Anzahl der Piloten

N_b	Bitanzahl
N_c	Anzahl der Subträger
\overline{N}_c	Länge des OFDM-Symbols inkl. zyklischem Präfix
N_g	Länge des zyklischen Präfixes
N_0	Rauschleistungsdichte
n	Zählindex für die Empfangsantennen
n	Rauschen
P	Wahrscheinlichkeit
P	Anzahl der Ausbreitungspfade
P_b	Bitfehlerwahrscheinlichkeit
P_N	mittlere Rauschleistung
P_S	mittlere Signalleistung
$P_{S,S}$	Gesamtsendeleistung
$P_{-1\text{dB}}$	1 dB Kompressionspunkt
p	Pilotposition
Q	quadratische Form
R	Bitrate
S	Streuparameter
s	Sendesignal
T	Periodendauer
\mathbf{T}	Transfermatrix
T_B	Gültigkeitsdauer einer Kanalrealisierung
T_S	Symbolrate
t	Zeit
U	Spannung im Frequenzbereich
u	Spannung im Zeitbereich
y	Empfangssignal
z	OFDM-Symbol

Griechische Symbole

α	Faktor
γ	Winkel
Δ	Differenz
δ	Winkel
ε	Genauigkeit
η	Winkel
θ	Elevationswinkel im Kugelkoordinatensystem
θ	Orthogonalitätsfehler
λ	Wellenlänge
λ_M	Eigenwert der Matrix M
π	Pi 3,1415...
ρ	Korrelationskoeffizient
σ	Standardabweichung
σ_M	Singulärwert der Matrix M
τ	Verzögerungszeit, Laufzeit
Υ	Anzahl Abtastwerte
v	Zählindex für Abtastwerte
ϕ	Phasenwinkel
ψ	Azimutwinkel im Kugelkoordinatensystem
Ω	Raumwinkel im Kugelkoordinatensystem

Operatoren und mathematische Symbole

z	skalare Größe
\vec{z}	Vektor
Z	Matrix
$.*$	konjugiert komplex
$.^T$	transponiert

\cdot^\dagger	transponiert und konjugiert komplex
$\hat{\cdot}$	geschätzte Größe
$\tilde{\cdot}$	empfangene Größe
$\bar{\cdot}$	Mittelwert
\sum	Summe
\prod	Produkt
$ \cdot $	Betrag
$\ \cdot\ _F$	Frobenius-Matrixnorm
$\sqrt{\cdot}$	Quadratwurzel
$\lceil \cdot \rceil$	nächstgrößere ganze Zahl
$\%$	modulo, Rest bei ganzzahliger Division
\times	Multiplikation (bei Dimensionen)
\det	Determinante einer Matrix
$\text{Spur}\{\cdot\}$	Spur einer Matrix
$\text{diag}(\cdot)$	Diagonalmatrix
\odot	Kronecker-Produkt von Matrizen
$\text{vec}(\cdot)$	Vektorisierung einer Matrix
$\sigma(\cdot)$	Singulärwerte einer Matrix
$\lambda(\cdot)$	Eigenwerte einer Matrix
\circ	Hintereinanderschaltung, Verkettung
$\text{Re}\{\cdot\}$	Realteil
$\text{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\text{arg}(\cdot)$	Argument, Phasenwinkel
$\sin(\cdot)$	Sinus
$\cos(\cdot)$	Kosinus
$\ln(\cdot)$	logarithmus naturalis
$\max(\cdot)$	Maximum
arg max	Argument an der Stelle des Maximums
$\text{—} \bullet$	Fouriertransformation, Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich
$\mathcal{F}(\cdot)$	Fouriertransformation

$\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$	inverse Fouriertransformation
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\text{Var}\{\cdot\}$	Varianz
$\mathcal{N}(\mu, \sigma)$	gaußsche Normalverteilung mit Mittelwert μ und Standardabweichung σ
$\Phi(x)$	Φ -Funktion
	$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi$
$\text{erf}(x)$	gaußsche Fehlerfunktion
	$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\xi^2} d\xi$
$\text{erfc}(x)$	komplementäre gaußsche Fehlerfunktion
	$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\xi^2} d\xi$
$\delta(x)$	Dirac-Impuls an der Stelle x
$\text{sgn}(x)$	Einheitssprung-Funktion $\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$

Allgemeine Indizes

ant	Antenne
b	Bit-
C	Combiner
E	Empfangs-, Empfänger
eff	effektiv
I	Imaginärteil
i	Zählvariable
ideal	ideal
K	Kopplungs-, Kopplung
k	Zählvariable
korr	korrigiert

n	Rausch-
p	Pfad
ph	physikalischer Funkkanal
ψ	ψ -Polarisation
R	Realteil
S	Sende-, Sender
s	Signal-
sat	Sättigung
θ	θ -Polarisation
0	Normierung, alternative Darstellung

Indizes des Fehlerkompensationsmodells

D	Kanal inkl. OFDM-Modulator und OFDM-Demodulator
DCO	DC-Offset
E	Empfänger
F	Frontend
ϕ	Phasenverschiebung
G	Gesamtsystem
IOFDM	OFDM-Demodulator
IQ	IQ-Unsymmetrie
Kanal	Funkkanal
K	Kopplung
M	Mischer
MIMO	MIMO-Signalverarbeitung
OFDM	OFDM-Modulator
S	Sender
θ	Orthogonalitätsfehler

1 Einleitung

Dass wir miteinander reden können, macht uns zu Menschen.

Karl Jaspers

Kommunikation ist eine der Grundlagen jeder Gesellschaft. Insbesondere die moderne Gesellschaft setzt aufgrund der gestiegenen Mobilität auf die Möglichkeit, jederzeit zu kommunizieren – unabhängig vom Ort des Aufenthalts und der dort gebotenen Ressourcen. Daher gewinnt die mobile Kommunikation immer mehr an Stellenwert. Nach dem Bundesverband für Informationswirtschaft, Telekommunikation und neue Medien e.V. verfügen seit dem Jahr 2005 mehr als zwei Milliarden Menschen, also etwa ein Drittel der Weltbevölkerung, über einen Mobilfunkanschluss. In Zukunft wird dabei auch die mobile Datenübertragung selbstverständlich sein. Die Einführung des Internets löste eine gesellschaftliche Revolution aus. Mittlerweile nutzen rund eine Milliarde Menschen das Internet. Die Konsequenz aus diesen beiden Entwicklungen ist der Übergang von drahtgebundenem zu drahtlosem Zugang zu Telefon und Internet.

Für Applikationen wie Bildübertragung und Videokonferenzen reicht die Datenrate heutiger Systeme meist nicht aus. Mobilfunksysteme der zweiten Generation beschränken sich im Wesentlichen auf Sprachübertragung. Die Einführung der dritten Generation ist ein Versuch, dem gesteigerten Bedürfnis nach mobilem Datenverkehr Rechnung zu tragen. Das Datenaufkommen, das die zukünftige Wissensgesellschaft erfordert, wird nur mit neuen Konzepten zu bewältigen sein.

Schlüssel für die multimediale mobile Kommunikation der Zukunft ist eine Technik, die eine hochbitratige Übertragung erlaubt. Da die Übertragung mit Hilfe elektromagnetischer Wellen jedoch physikalischen Randbedingungen wie der mit der Frequenz ansteigenden Ausbreitungsdämpfung unterliegt, muss das Spektrum im Bereich bis etwa 6 GHz so effizient wie möglich genutzt werden. Ziel aktueller Forschungsaktivitäten ist daher, eine Technik zu finden, mit der hohe Datenraten übertragen werden können

und das Spektrum effizient genutzt wird. Zentraler Lösungsansatz sind Mehrantennensysteme.

1.1 Stand der Forschung

In den letzten Jahren haben mobile Kommunikationssysteme mit mehreren Antennen am Sender und am Empfänger zunehmend an Bedeutung in Forschung und Entwicklung gewonnen. Grundidee dieser Mehrantennensysteme ist die Ausnutzung einer bisher nicht verwendeten Ressource: des Raumes. Die bisher eingesetzten Ressourcen Bandbreite, Zeit und Code können dabei weiterhin genutzt werden, so dass die spektrale Effizienz maßgeblich erhöht wird. Diese bahnbrechende Idee wurde erstmals 1987 von Winters [Win87] veröffentlicht, jedoch wurde erst nach dem Wiederaufgriff 1998 von Foschini [FG98] die Bedeutung von Mehrantennensystemen für die mobile Kommunikation erkannt. Unter der Bezeichnung Multiple Input – Multiple Output (kurz: MIMO) haben Mehrantennensysteme großes Interesse geweckt.

Seither existiert eine Vielzahl an Aktivitäten zur Erforschung von Mehrantennensystemen. Eine wesentliche Errungenschaft hierbei ist das umfassende Verständnis der Kapazität im Sinne einer spektralen Effizienz und anderer theoretischer Performancegrenzen [Tel95, BJ04, GJJ⁺03, BA00b]. Um diese Kapazität zu erreichen, sind spezielle Modulations- und Codierungsverfahren für Mehrantennensysteme nötig. Grundlegende Erkenntnisse hierzu sind in [RC98] vorgestellt worden. Es existieren unzählige Veröffentlichungen zu diesem Thema; stellvertretend seien hier [TSC98] und [Jan04] genannt. Antennen und die Untersuchung des Funkkanals sind zentrale Themen der diesbezüglichen Forschung im Bereich der Hochfrequenztechnik [BA00a, JW04a]. Da die räumlichen Eigenschaften des Funkkanals bei Mehrantennensystemen eine zentrale Rolle spielen, entstanden viele Untersuchungen zur Wellenausbreitung, die zur Entwicklung neuer Kanalmodelle führten [KSP⁺02, Mol04, Cor06]. Durch die Kombination von Mehrantennensystemen mit der Ausnutzung der räumlichen Komponente des Funkkanals ist es bei der Antennenentwicklung erforderlich, Antennenarrays im System zu charakterisieren [Wal04, WJ04, MJ05b].

Die Erkenntnis der riesigen Gewinne, die mit MIMO-Systemen im Vergleich zu konventionellen Single Input Single Output (SISO) Systemen mit einer Sende- und einer Empfangsantenne möglich sind, führt dazu,

dass nun die Integration dieser Technologie in praktische Systeme vorangetrieben wird. Paulraj et al. zeigen in [PGN⁺04] auf, dass die Realisierung von MIMO-Systemen der Schlüssel für zukünftige Applikationen sein wird. Implementierungsfragen, die im Zusammenhang mit MIMO auftreten, sind in [JW04b, KR01, BDK⁺03] identifiziert.

1.2 Problemstellung und Ziel der Arbeit

Bei der Realisierung von Mehrantennensystemen können Effekte auftreten, die in der bisherigen theoretischen Untersuchung einzelner Systemteile noch nicht berücksichtigt wurden. Für die Umsetzung der Theorie von Mehrantennensystemen in praktische Applikationen ist ein umfassendes Verständnis des Zusammenwirkens aller Komponenten erforderlich. Aufbauend auf den Erkenntnissen, die die einzelnen Systemteile betreffen, muss eine Bewertung des Gesamtsystems vorgenommen werden.

In dieser Arbeit soll ein Gesamtsystemmodell vorgestellt werden, auf dessen Grundlage Wechselwirkungen zwischen einzelnen Systemteilen beurteilt werden können. Ein wichtiger Aspekt ist die realitätsnahe Modellierung. Besonderes Augenmerk liegt auf der Untersuchung des analogen Hochfrequenzteils (engl. *front end*) und dessen Konsequenzen für die digitalen Algorithmen. Die Komponenten des Frontends verursachen durch ihre nichtideale Realisierung Effekte wie zum Beispiel Phasenrauschen oder Nichtlinearitäten. Mit Hilfe dieser Untersuchungen ist es möglich, Designregeln für das Frontend zukünftiger Kommunikationssysteme mit mehreren Antennen anzugeben und Kompensationsverfahren für Fehler durch nichtideale Komponenten zu entwerfen.

1.3 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Die Problemstellung dieser Arbeit erfordert, die Beschreibungen einzelner Systemteile zu einer Beschreibung des gesamten Systems zu verbinden, so dass das Gesamtsystem analysiert werden kann. Aufbauend auf den so gewonnenen Erkenntnissen werden Kompromisse für die Realisierung von MIMO-Systemen identifiziert und Vorschläge zur Fehlerkompensation erarbeitet.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt: Im nächsten Kapitel werden Mehranten-

nensysteme vorgestellt und grundlegend erklärt. Hierzu gehören auch verschiedene MIMO-Verfahren und deren breitbandige Erweiterung.

In Kapitel 3 werden nichtideale Effekte in MIMO-Systemen theoretisch betrachtet.

Das Gesamtsystemmodell, das bei den Untersuchungen in dieser Arbeit Anwendung findet, wird in Kapitel 4 beschrieben. Dieses Modell beinhaltet verschiedene Antennenkonfigurationen und Algorithmen, die in breitbandigen MIMO-Systemen Anwendung finden.

In Kapitel 5 wird gezeigt, wie das Gesamtsystemmodell für quantitative Untersuchungen mit realitätsnahen Werten bzw. gemessenen Daten parametrisiert wird.

Mit Hilfe des Gesamtsystemmodells werden einzelne Effekte in Kapitel 6 untersucht, wobei ein besonderes Gewicht auf den Hochfrequenz-Frontends liegt. Darauf aufbauend werden alle Effekte und deren Wechselwirkungen im Gesamtsystem betrachtet. Hieraus ergeben sich Schlussfolgerungen für das Systemdesign und Grundlagen für die Realisierung von Mehrantennensystemen.

In Kapitel 7 wird für den Entwurf von Fehlerkompensationsverfahren eine allgemeingültige Beschreibung des Gesamtsystems mit Berücksichtigung aller Effekte angegeben.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung in Kapitel 8.

2 MIMO-Kommunikation

Zur Beschreibung von technischen Kommunikationsvorgängen stellt die International Organisation for Standardization (ISO) das Open-System-Interconnection Schichtenmodell (OSI-Modell) zur Verfügung [Ste01]. Dabei werden verschiedene Aufgaben der Informationsübertragung in einzelne Schichten aufgeteilt. Während in den anwendungsorientierten (oberen) Schichten fünf bis sieben eine Anpassung der zu übertragenden Information auf die Interessen des Teilnehmers stattfindet, steht bei den transportorientierten (unteren) Schichten eins bis vier die Übertragung im Mittelpunkt. Zwischen den Schichten zweier Teilnehmer befindet sich das Übertragungsmedium. Die unterste Schicht, die direkt an das Übertragungsmedium angrenzt, ist die Bitübertragungsschicht (engl. *physical layer*).

In dieser Arbeit werden insbesondere die Komponenten betrachtet, die das Übertragungsmedium direkt umgeben. Die Art der übertragenen Information ist dabei nicht von Interesse. Daher bezeichnet der Begriff *System* im Folgenden alle Komponenten der Bitübertragungsschicht sowie das Übertragungsmedium. Alle übrigen Schichten des OSI-Modells werden nicht betrachtet. Das Übertragungsmedium bei Funksystemen ist der Ausbreitungskanal. Da die Eigenschaften des Ausbreitungskanals reziprok sind, genügt die Betrachtung einer unidirektionalen Übertragung. Die Bitübertragungsschicht auf der Seite des ersten Teilnehmers stellt also stets den Sender, die auf Seite des zweiten Teilnehmers den Empfänger dar.

Ein Überblick über ein MIMO-System wird im nächsten Abschnitt gegeben. Abschnitt 2.2 befasst sich mit verschiedenen MIMO-Verfahren. Die breitbandige Erweiterung wird in Abschnitt 2.3 beschrieben.

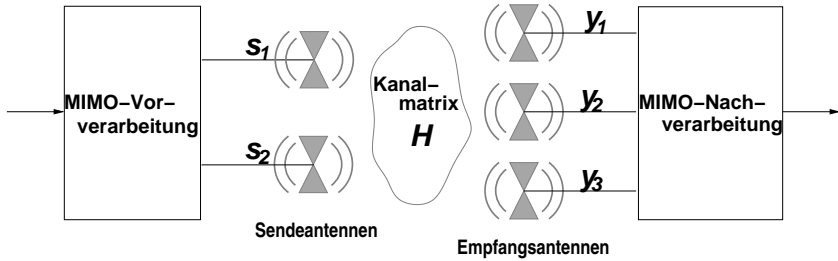


Bild 2.1: MIMO-Übertragungsstrecke

2.1 Überblick über ein MIMO-Kommunikationssystem

Kern eines MIMO-Systems ist der Funkkanal bestehend aus mehreren Sendeannten, dem Ausbreitungskanal und mehreren Empfangsantennen. Ein MIMO-System mit M Sende- und N Empfangsantennen wird auch als $M \times N$ System bezeichnet. Von den Sendeannten werden verschiedene Signale s_m mit derselben Trägerfrequenz durch den Ausbreitungskanal zu den Empfangsantennen übertragen. Nach dem Ablösen einer elektromagnetischen Welle von einer der Sendeannten findet diese Welle mehrere Pfade zu den Empfangsantennen. Im Allgemeinen existiert ein direkter sowie einige indirekte Pfade durch Interaktionen an Hindernissen, z.B. Reflexionen und Beugungen. Dieses Prinzip wird als Mehrwegeausbreitung bezeichnet. Durch konstruktive und destruktive Superposition der elektromagnetischen Wellen am Empfänger treten Schwankungen der Empfangsleistung auf, die als Schwund (engl. *fading*) bezeichnet werden. Wenn für die Systembandbreite B gilt, dass die Verzögerungszeit zwischen dem ersten und dem letzten, am Empfänger ankommenden Pfad deutlich kleiner ist als $1/B$, spricht man von einem schmalbandigen System. In diesem Fall kann man alle Beiträge der Mehrwegeausbreitung zwischen Sendeanntenne m und Empfangsantenne n zu einer komplexen Größe h_{nm} aufsummieren, der Kanal ist also frequenzflach. Die Übertragungskoeffizienten h_{nm} zwischen den M Sende- und N Empfangsantennen werden in der Kanalmatrix \mathbf{H} zusammengefasst. Die Empfangssignale y_n aller Empfangsantennen können vektoriell dargestellt werden und ergeben sich aus

den Sendesignalen gemäß

$$\vec{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{N1} & \dots & & h_{NM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{pmatrix} + \vec{n} = \mathbf{H}\vec{s} + \vec{n} \quad (2.1)$$

mit dem additiven Rauschvektor \vec{n} . Da alle Signale bei derselben Frequenz gesendet werden, empfängt die n -te Antenne nicht nur das Signal von Sendeantenne m , sondern Signale von allen Sendeantennen. Damit Kommunikation in MIMO-Systemen nutzbar ist, wird ein Verfahren benötigt, das es erlaubt, die verschiedenen Signale zu trennen, so dass die Datenübertragung störungsfrei erfolgen kann. Diese Verfahren werden MIMO-Verfahren genannt. Sie führen eine Gewichtung und Codierung der Sendee- und Empfangssignale durch und müssen zusätzlich zu herkömmlichen Kanalcodierungs- und Modulationsverfahren angewendet werden. MIMO-Verfahren sorgen für eine adaptive Anpassung der zu übertragenden Signale an die jeweiligen Eigenschaften des Ausbreitungskanal.

Ein MIMO-Verfahren wird im allgemeinsten Fall mit Hilfe eines Vorverarbeitungsblocks am Sender und eines Nachprozessierungsblocks am Empfänger implementiert, wie in Bild 2.1 dargestellt. Die Sendesignale werden im Vorverarbeitungsblock am Sender je nach MIMO-Verfahren codiert oder komplex gewichtet und auf die Sendeantennen verteilt. Nach der Übertragung über den Funkkanal werden die Empfangssignale im Nachprozessierungsblock so verarbeitet, dass das Übersprechen verschiedener Signale im Funkkanal wieder kompensiert wird. Die Verbindungsqualität kann mit Hilfe des Signal-zu-Rauschverhältnisses (engl. *signal to noise ratio* – *SNR*) am Empfänger bewertet werden.

2.2 MIMO-Verfahren

Grundsätzlich können MIMO-Verfahren in zwei Gruppen eingeteilt werden [ZT03]. Die erste Gruppe besteht aus Verfahren, die die Zuverlässigkeit der Verbindung in Fading-Kanälen verbessert. Dies wird entweder durch eine Verbesserung des instantanen Signal-zu-Rauschverhältnisses (engl. *beamforming*) oder durch eine Reduktion der Schwankungen des Signal-zu-

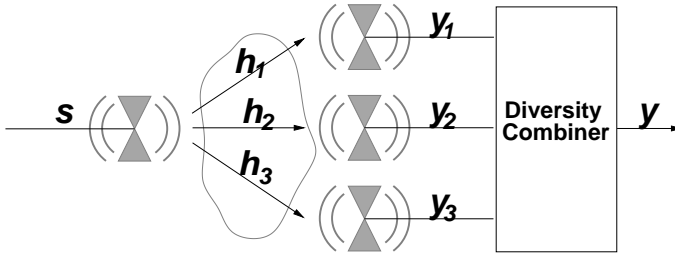


Bild 2.2: Übertragungsstrecke mit Empfangsdiversität

Rauschverhältnisses (engl. *diversity*) erreicht. Die zweite Gruppe sind Verfahren, bei denen mehrere Datenströme parallel übertragen werden (räumliches Multiplexing) und so die Datenrate vervielfacht wird.

2.2.1 Diversity-Verfahren

Die Grundidee aller Diversity-Verfahren ist, durch den Mehrfachempfang von Signalen Fading-Einbrüche zu kompensieren [Bre59]. Dafür werden mehrere Empfangsantennen benötigt. Je nach Konfiguration der Empfangsantennen ist es relativ unwahrscheinlich, dass alle Kanäle gleichzeitig einen Fading-Einbruch erfahren [VBA87]. Wenn es gelingt, die Empfangsantennen so zu trennen, dass die Kanäle unabhängig sind, verringert sich die Wahrscheinlichkeit, dass statt eines Kanals nun alle N Kanäle gleichzeitig einem Fading-Einbruch unterliegen, von P auf P^N . Die Anzahl der unabhängigen Fading-Kanäle wird als *Diversitätsordnung* bezeichnet.

Empfangsseitig müssen die Signale y_n , die von den einzelnen Antennen empfangen werden, zu einem Gesamtsignal y kombiniert werden, wie in Bild 2.2 gezeigt. Allgemein wird hier eine gewichtete Summe der Einzelsignale gebildet, d.h. y ist eine Linearkombination aller N Einzelsignale:

$$y = \sum_{n=1}^N a_n y_n \quad (2.2)$$

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Gewichte a_n zu bestimmen. Für eine Beschreibung verschiedener Diversity-Combinerregeln sei auf die Literatur verwiesen [Bre59, Pro01].

Das Maximum-Ratio Combining ist unter gewissen Annahmen¹ das optimale Verfahren, d.h. es liefert ein maximales Signal-zu-Rauschverhältnis nach dem Combiner. Hierbei werden die Einzelsignale der Antennen mit ihrem SNR gewichtet und kohärent addiert. Das Empfangskonzept, das die Maximierung des SNR darstellt, ist ein Matched Filter, da das Rauschen im Mittel an allen Empfangsantennen die gleiche Leistung besitzt. Das Matched Filter multipliziert die Einzelsignale mit dem jeweiligen konjugiert komplexen Kanalkoeffizienten, was einer Gewichtung nach dem jeweiligen SNR entspricht.

Bei einem frequenzflachen Kanal $\vec{h} = (h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N)^T$ zwischen der Sendeanenne und den N Empfangsantennen ergeben sich die N Empfangssignale y_1, \dots, y_N aus

$$\vec{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_N \end{pmatrix} \cdot s + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Am Ausgang des Matched Filters ergibt sich

$$\tilde{s} = \vec{h}^\dagger \vec{y} = \|\vec{h}\|_F^2 s + \vec{h}^\dagger \vec{n} \quad (2.4)$$

Der Gesamtkanal inkl. des Matched Filters ist also skalar. $\|\mathbf{A}\|_F$ bezeichnet hierbei die Frobenius-Matrixnorm einer Matrix \mathbf{A} und ist gegeben durch

$$\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{m,n} |a_{nm}|^2} \quad (2.5)$$

Im Optimalfall ist das mittlere SNR am Ausgang des Matched Filters gerade das N -fache des mittleren SNR an jeder Einzelantenne. Die Diversitätsordnung des Systems ist gleich der Anzahl der Empfangsantennen. Solange der Sender perfekte Kanalkenntnis besitzt, kann Diversität ebenso am Sender ausgenutzt werden. In diesem Fall werden mehrere Sendeanntenen benötigt, wohingegen nur eine Empfangsantenne existiert. Die Gewichtung jedes einzelnen Sendesignals mit seinem empfangsseitigen SNR bzw. mit dem konjugiert komplexen Kanalkoeffizienten erfolgt sendeseitig. Ein

¹Jeder Kanal sei mit einem vom Signal unabhängigen, additiven Rauschen behaftet, das mittelwertfrei und für unterschiedliche Kanäle unkorreliert sei. Die Amplitude der Signalschwankungen sei Rayleigh-verteilt.

solches System mit N Sendeantennen ist dann in seiner Leistungsfähigkeit äquivalent zu einem Empfangsdiversity-System mit N Empfangsantennen. In der Praxis ist perfekte Kanalkennntnis am Sender nur unter hohem Aufwand zu erreichen. Daher sind Verfahren, die keine sendeseitige Kanalkennntnis erfordern, attraktiver.

2.2.2 Space-Time Codes

Ohne Kanalkennntnis am Sender könnte das Sendesignal einfach gleichzeitig über alle Sendeantennen übertragen werden. Diese Strategie ist jedoch nicht optimal, denn an der Empfangsantenne führte dies zu einer inkohärenten Superposition, so dass Fading-Einbrüche nicht vermieden werden könnten.

Daher wird eine entsprechende Vorverarbeitung der Signale am Sender mit einer zugehörigen Nachverarbeitung am Empfänger benötigt. In diesem Falle kommen Space-Time Codes zum Einsatz, die aufeinanderfolgende Symbole nach bestimmten Regeln auf die Sendeantennen verteilen. Bei Space-Time Block Codes wird aus den zeitlich aufeinanderfolgenden Symbolen ein Eingangsblock gebildet, aus dem der Encoder eine Ausgangsmatrix erstellt, deren Spalten die Zeit und deren Zeilen die Sendeantennen repräsentieren.

Das Verhalten des sendeseitigen Encoders und des empfangsseitigen Combiners kann durch eine funktionsähnliche Schreibweise beschrieben werden [Han05]. Der Diversity-Encoder bildet aus einem Symboldatenstrom s_i einen Strom vektorieller Diversity-Symbole \vec{s}_i :

$$\vec{s}_i = \text{Encoder-Regel}(s_i) \quad (2.6)$$

Diese Symbole haben die gleiche Rate wie die Eingangssymbole. Der Diversity-Encoder kann zum Bilden eines bestimmten Ausgangswertes auf alle Eingangssymbole zurückgreifen, nicht nur auf das aktuelle Symbol s_i . Für den Diversity-Combiner gelten die gleichen Annahmen wie für den Encoder. Der Combiner bildet aus einem vektoriellen Empfangssymbol \vec{y}_i , das vom Encoder erzeugt und über einen Kanal übertragen wurde, wieder das ursprüngliche Symbol \tilde{s}_i :

$$\tilde{s}_i = \text{Combiner-Regel}(\vec{y}_i; \mathbf{H}) \quad (2.7)$$

Hierzu benötigt der Combiner die Matrix \mathbf{H} des Funkkanals zwischen Encoder und Combiner. Bei idealer Übertragung ohne Störungen wie z. B. Rauschen stimmt das vom Combiner bestimmte Symbol \tilde{s}_i mit dem Sendesymbol s_i exakt überein.

Space-Time Code nach Alamouti

Ein einfaches und gängiges Verfahren für zwei Sendeantennen ist der von Alamouti 1998 eingeführte Space-Time Block Code [Ala98]. Mit Hilfe dieses Verfahrens kann Sendediversität ausgenutzt werden, wenn keine Kanalkenntnis am Sender vorhanden ist.

Bei diesem Verfahren werden zwei aufeinanderfolgende Symbole s_1 und s_2 zu einem Block zusammengefasst und gleichzeitig gesendet, Symbol s_1 über Sendeantenne 1 und Symbol s_2 über Sendeantenne 2. Nach einer Symboldauer wird $-s_2^*$ über Sendeantenne 1 und s_1^* über Sendeantenne 2 übertragen.

Unter der Annahme eines frequenzflachen Kanals $\vec{h} = (h_1 \ h_2)^T$, der über die beiden Symbolauern konstant sei, ergeben sich die Signale an der Empfangsantenne für die beiden Symbolauern zu

$$y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (2.8)$$

$$y_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (2.9)$$

wobei n_1 und n_2 mittelwertfreies, additives gaußsches Rauschen beschreiben.

In vektorieller Schreibweise dargestellt bedeutet dies

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Durch die räumlich-zeitliche Codierung entsteht ein äquivalenter MIMO-Kanal mit der effektiven Kanalmatrix

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

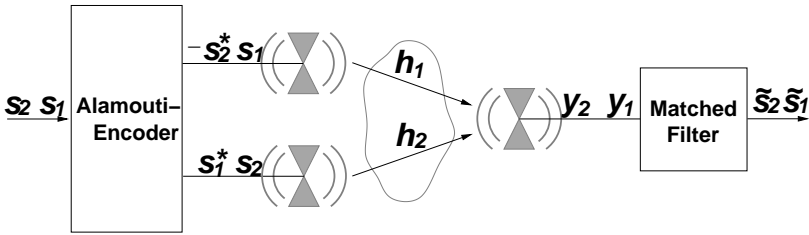


Bild 2.3: Übertragungsstrecke mit Sendediversität

Die effektive Kanalmatrix \mathbf{H}_{eff} ist unitär. Somit kann durch einen Matched-Filter-Empfänger der Kanal diagonalisiert werden.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= \mathbf{H}_{\text{eff}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{eff}} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2^* \end{pmatrix} \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2^* \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{2.12}$$

Das erste Empfangssymbol $\tilde{s}_1 = \|h\|_F^2 s_1 + \tilde{n}_1$ nach dem Matched Filter enthält nur das erste Sendesymbol s_1 ohne Interferenz, \tilde{s}_2 enthält nur s_2 ohne Interferenz.

Eine Übertragungsstrecke basierend auf diesem Space-Time Code ist in Bild 2.3 schematisch dargestellt. Der Space-Time Code von Alamouti erlaubt es, Diversität auf der Sendeseite zu nutzen. Ohne sendeseitige Kenntnis des Kanals wird eine Diversitätsordnung von 2 erreicht [Ala98, PNG03].

Erweiterter Space-Time Code nach Alamouti

Der Space-Time Code nach Alamouti kann auch in einem 2×2 -System angewendet werden. Der frequenzflache Kanal wird in diesem Fall durch eine Matrix beschrieben.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \tag{2.13}$$

Die Erweiterung auf eine zweite Empfangsantenne bedeutet, dass die Empfangssignale für beide Symbolauern vektoriell dargestellt werden können,

wobei das erste Vektorelement das Empfangssignal der ersten Empfangsantenne ist und das zweite Element zur zweiten Empfangsantenne gehört. Die Empfangssignale für die beiden Symbolauern ergeben sich zu

$$\vec{y}_1 = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$\vec{y}_2 = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

wobei n_1 bis n_4 mittelwertfreies, additives gaußsches Rauschen beschreiben. Analog zu Gleichung (2.10) ergibt sich ein effektiver Kanal.

$$\vec{y} = \begin{pmatrix} \vec{y}_1 \\ \vec{y}_2^* \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{eff}}} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Die effektive Kanalmatrix ist auch hier unitär, so dass wieder ein Matched Filter als Empfangskonzept gewählt werden kann. In diesem Fall kann eine Diversitätsordnung von 4 erreicht werden.

In Funktionalschreibweise kann das Alamouti-Verfahren für ein 2×2 -System wie folgt dargestellt werden: Die Encoder-Regel ist für gerade und ungerade Zeiten unterschiedlich definiert. Wenn i einen ungeraden Zeitpunkt und $i + 1$ einen geraden Zeitpunkt beschreibt, gilt:

$$\text{Encoder-Regel}(s_i) = \begin{cases} \vec{s}_i & = \frac{1}{\sqrt{2}} (s_i \quad s_{i+1})^T \\ \vec{s}_{i+1} & = \frac{1}{\sqrt{2}} (-s_{i+1}^* \quad s_i^*)^T \end{cases} \quad (2.17)$$

Die Combiner-Regel ist ebenfalls für gerade und ungerade Zeiten unterschiedlich definiert. Die Spalten der Kanalmatrix \mathbf{H} aus Gleichung (2.13) werden mit \vec{h}_1 und \vec{h}_2 bezeichnet:

$$\vec{h}_1 = (h_{11} \quad h_{21})^T \quad \vec{h}_2 = (h_{12} \quad h_{22})^T \quad (2.18)$$

Für ungerade i ist:

$$\text{Combiner-Regel}(\vec{y}_i; \mathbf{H}) = \begin{cases} \tilde{s}_i & = \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} (\vec{h}_1^\dagger \vec{y}_i + (\vec{h}_2^\dagger \vec{y}_{i+1})^*) \\ \tilde{s}_{i+1} & = \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} (\vec{h}_2^\dagger \vec{y}_i - (\vec{h}_1^\dagger \vec{y}_{i+1})^*) \end{cases} \quad (2.19)$$

Der Normierungsfaktor $\frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2}$ wird in der Combiner-Regel eingeführt, damit die Nutzsignalleistung nach dem Combiner gleich der Sendeleistung ist.

Der Space-Time Code von Alamouti kann um weitere Empfangsantennen erweitert werden, wodurch eine Diversitätsordnung von $2N$ erreicht wird. In [TJC99a] ist diese Erweiterung auf mehrere Empfangsantennen dargestellt, darüber hinaus wird eine Vielzahl weiterer Space-Time Block Codes abgeleitet. Eine Übersicht über Space-Time Codes findet sich in [TJC99b] und [Jan04]. Ein Vergleich verschiedener Space-Time Codes bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit ist in [TSC98] und [PSY⁺04] dargestellt. Die maximale Diversitätsordnung, die in einem MIMO-System erreicht werden kann, entspricht dem Produkt aus der Anzahl der Sendeantennen und der Anzahl der Empfangsantennen.

Alternativ zu der blockweisen Codierung existieren auch verschiedene sogenannte Space-Time Trellis Codes. Bei diesen Verfahren wird aus jedem einzelnen Symbol ein Vektor gebildet, dessen Länge der Anzahl der Sendeantennen entspricht. Jedoch ist die empfangsseitige Decodierung komplexer und die Leistungsfähigkeit (bei einer kleinen Anzahl von Sende- und Empfangsantennen) vergleichbar zur Leistungsfähigkeit von Space-Time Block Codes. Für eine ausführlichere Diskussion sei auf [SHP01] verwiesen. Eine grundlegende Anforderung an Space-Time Codes ist, dass die Decodierung einfach genug ist, so dass die Prozessierung in Echtzeit in einer kompakten, preiswerten Implementierung mit geringer Leistungsaufnahme erfolgen kann. Space-Time Trellis Codes und andere aufwändige Space-Time Codes werden daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

2.2.3 Verfahren mit räumlichem Multiplex

Die Datenrate kann beim Alamouti-Verfahren durch eine höhere Modulationsordnung im Vergleich zu SISO-Systemen gesteigert werden. Eine wesentlich höhere Steigerung der Datenrate lässt sich durch Verfahren mit räumlichem Multiplex erreichen [Zel00]. Diese Steigerung ist stark von den

Eigenschaften des Funkkanals abhängig [PNG03, Ste02]. Denkbar ist für zukünftige Kommunikationssysteme, dass es zwei Betriebsmodi gibt, zwischen denen je nach Qualität des Funkkanals hin- und hergeschaltet wird. Für den Basismodus ist das Alamouti-Verfahren aufgrund der einfachen Implementierung eine sinnvolle Wahl. Diese Arbeit betrachtet daher insbesondere das Alamouti-Verfahren.

2.3 Kombination von MIMO mit OFDM

Bei der Entwicklung von vielen MIMO-Verfahren wird der Funkkanal als frequenzflach angenommen. Deshalb können sie im Allgemeinen nur in schmalbandigen Systemen eingesetzt werden [Jan04, Kapitel 9.1]. Um die Vorteile von MIMO breitbandig umsetzen zu können, bietet sich Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) an. OFDM ist eine breitbandige Übertragungstechnik, die unempfindlich gegenüber frequenzselektivem Fading ist. OFDM wird derzeit in verschiedenen Kommunikationssystemen eingesetzt, z.B. bei DAB, DVB-T und Wireless LAN nach dem Standard IEEE 802.11a und IEEE 802.11g [HL01, ETS04, IEEE00]. Eine Erweiterung dieser Anwendungen zur Verbesserung von Zuverlässigkeit und Datenrate könnte durch die Kombination von OFDM mit MIMO erreicht werden [Xia05].

2.3.1 Prinzip von OFDM

Frequenzmultiplex wird in klassischen Systemen, die Breitbandigkeit zur Erhöhung der Datenrate ausnutzen, eingesetzt. Hierbei wird das genutzte Spektrum in N_c nichtüberlappende Einzelbänder unterteilt [NP00]. Jeder dieser sogenannten Subträger wird jeweils mit einem Informationssignal moduliert. Die einzelnen Informationssignale werden parallel übertragen (engl. *frequency division multiplexing* – *FDM*). Spektrale Überlappung kann durch einen ausreichenden Schutzabstand zwischen den Subträgern vermieden werden. Die einzelnen Subträger werden dann mit Hilfe konventioneller Bandpassfilter im Empfänger getrennt. Durch die Verwendung von Schutzbändern wird das Spektrum jedoch sehr ineffizient genutzt. Eine wesentlich effizientere Nutzung des Spektrums kann erreicht werden, wenn sich die Spektren der einzelnen Subträger (zumindest teilweise) überlappen. Hierfür ist es erforderlich, dass die Spektren der Subträger mathe-

matisch orthogonal sind, so dass die unterschiedlichen Informationssignale am Empfänger mit Hilfe mathematischer Prinzipien getrennt werden können. An die Stelle der Bandpassfilter tritt nun eine Prozessierung im Basisband.

1971 zeigten Weinstein und Ebert, dass die diskrete Fourier-Transformation (DFT) angewendet werden kann, um diese mathematische Orthogonalität der Subträger zu erreichen [WE71]. Insbesondere durch die Implementierung als schnelle Fouriertransformation (engl. *fast fourier transform* – FFT) kann der OFDM-Modulations- und Demodulationsprozess effizient in digitale Prozessierung umgesetzt werden.

Sendeseitig werden N_c einzelne PSK- oder QAM-Symbole $s(i)$, wobei $i = 0 \dots N_c - 1$ gilt, zu einem OFDM-Symbol zusammengefasst. Auf dieses OFDM-Symbol wird die inverse FFT-Operation angewendet².

$$z(k) = \sum_{i=0}^{N_c-1} s(i) e^{j2\pi \frac{ik}{N_c}} \quad k = 0 \dots N_c - 1 \quad (2.20)$$

Empfangsseitig erhält man die Einzelsymbole aus einem OFDM-Symbol durch die FFT-Operation.

$$\tilde{s}(i) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{z}(k) e^{-j2\pi \frac{ik}{N_c}} \quad i = 0 \dots N_c - 1 \quad (2.21)$$

Die mathematische Orthogonalität der Subträger-Spektren lässt sich am zeitkontinuierlichen OFDM-Symbol $z(t)$ erkennen, das aus (2.20) mit Hilfe der Rechteckfunktion gebildet wird. Der Zeitpunkt, bei dem das OFDM-Symbol beginnt, wird als t_s bezeichnet. Die Symboldauer des OFDM-Symbols ist T .

$$z(t) = \begin{cases} \sum_{i=-\frac{N_c}{2}}^{\frac{N_c}{2}-1} s(i + \frac{N_c}{2}) e^{j2\pi \frac{i(t-t_s)}{T}} & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.22)$$

Diese Rechteckfunktion ergibt beim Übergang in den Frequenzbereich eine $\frac{\sin(x)}{x}$ -Funktion. An der Stelle, an der das Spektrum eines Subträgers sein

²Voraussetzung für die FFT ist, dass die OFDM-Symbollänge eine Zweierpotenz ist. Üblicherweise wird dies durch ein Zeropadding erreicht.

Maximum hat, haben die Spektren aller anderen Subträger gerade eine Nullstelle. Der Subträgerabstand, der durch die IFFT entsteht, garantiert inhärent diesen Zusammenhang.

Dieses Orthogonalitätsprinzip führt jedoch zu hohen Ansprüchen bei der Implementierung: OFDM ist empfindlich gegenüber Frequenzoffset und Phasenrauschen. Wenn sich die Lokaloszillatorfrequenzen am Sender und am Empfänger geringfügig unterscheiden, wird das Spektrum nicht an den Stellen der Subträger-Maxima abgetastet, sondern leicht neben den Maxima, wo die anderen Subträger nicht null sind, so dass Interferenzen zwischen den Subträgern (engl. *inter-carrier interference* – *ICI*) entstehen.

Prinzipiell hat auch Mehrwegeausbreitung zur Folge, dass die Orthogonalität empfangsseitig nicht mehr erhalten ist. Daher wird ein zyklisches Präfix sendeseitig nach der IFFT-Operation angefügt. Die Länge des zyklischen Präfixes, die sog. Schutzzeit, wird sinnvollerweise größer gewählt als die maximale Verzögerungszeit im Mehrwege-Funkkanal, so dass Interferenz zwischen zeitlich aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen vermieden wird. Durch das zyklische Anfügen des letzten Teils des OFDM-Symbol an seinen Anfang ist sichergestellt, dass verzögerte Kopien des OFDM-Symbols immer eine ganzzahlige Periodenanzahl innerhalb des Integrationsintervalls der FFT am Empfänger haben. Da die Summe von zeitverschobenen Sinussignalen wieder ein Sinussignal ergibt, bleibt die Orthogonalität erhalten. Phasensprünge treten nur am Übergang zwischen zwei OFDM-Symbolen auf. Der Phasensprung des als letztes eintreffenden Mehrwegepfades liegt damit innerhalb der Schutzzeit, also zerstören keine Phasensprünge die Orthogonalität. Mit Hilfe des zyklischen Präfixes wird OFDM unempfindlich gegenüber Mehrwegeausbreitung, wie sie in jeder typischen Umgebung, in der OFDM-Kommunikationssysteme eingesetzt werden, vorkommt.

Der Funkkanal wirkt bei OFDM wie viele parallele, schmalbandige Kanäle, d.h. jeder Subträger erfährt eine Dämpfung und eine Phasendrehung. Für schmalbandige Systeme existieren einfache Verfahren, um die Empfangssignale zu korrigieren. Meist wird mit Hilfe von bekannten Trainingssequenzen die Dämpfung und Phasendrehung empfangsseitig geschätzt, um dann die Symbole im Signalraumdiagramm entsprechend in ihre ursprüngliche Lage zurückzuführen [Kam96, Kapitel 16.4]. Durch das zyklische Präfix kommt eine Wiederholung in jedem OFDM-Symbol vor, die für die Synchronisation verwendet werden kann.

In konventionellen Einträgersystemen kann das Prinzip der Schutzzeit nicht

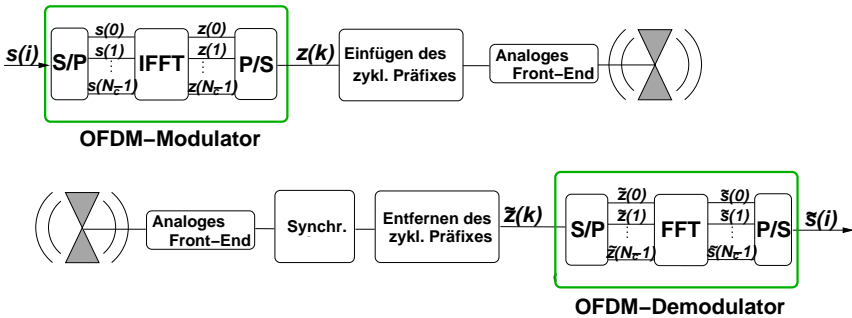


Bild 2.4: Blockdiagramm einer OFDM-Übertragungsstrecke

eingesetzt werden, um Intersymbol-Interferenzen zu vermeiden, da die Symboldauer im Allgemeinen zu kurz ist.

Ein Blockdiagramm einer OFDM-Übertragungsstrecke ist in Bild 2.4 gezeigt³. N_c QAM- bzw. PSK-Symbole $s(i)$ werden zu einem OFDM-Symbol zusammengefasst. Nach der Parallelwandlung erfolgt die inverse FFT und die Rückumwandlung in serielle Darstellung. Schließlich wird das zyklische Präfix angefügt und es erfolgt der Übergang zum analogen Frontend. Nach Sendeantenne, Ausbreitungskanal, Empfangsantenne und empfangsseitigem analogen Frontend erfolgt im Digitalteil eine (zeitliche) Synchronisation sowie eine Frequenzsynchronisation. Das zyklische Präfix wird entfernt. Die OFDM-Demodulationsstufe besteht aus einer Parallelwandlung gefolgt von der FFT und der Seriellwandlung, die N_c QAM- bzw. PSK-Symbole $\tilde{s}(i)$ liefert.

2.3.2 Kombination mit MIMO

MIMO-Algorithmen sind im Allgemeinen für schmalbandige Systeme entwickelt worden. Um der Frequenzselektivität von realen, breitbandigen Kanälen gewachsen zu sein, kann MIMO mit OFDM kombiniert werden. Prinzipiell formt OFDM einen frequenzselektiven Kanal in mehrere schmalbandige, frequenzflache Kanäle um. MIMO-Algorithmen für schmalbandige Systeme können somit auf jeden Unterträger angewendet werden,

³Von Kanalcodierung und Interleaving wird in dieser Arbeit abgesehen, um die Ergebnisse allgemeingültig zu halten (s. Abschnitt 6.1).

so dass MIMO auch in die Breitband-Kommunikation umgesetzt werden kann [ATN⁺98, ZS04].

Bild 2.5 zeigt einen Überblick, wie ein kombiniertes MIMO-OFDM System mit zwei Sende- und zwei Empfangsantennen aufgebaut werden kann. Zusätzlich zur räumlich-zeitlichen Aufteilung durch das MIMO-Verfahren ist auch die Frequenz als weitere Dimension genutzt. Sende- und empfangsseitig wird die MIMO-Verarbeitung auf Subträger-Basis durchgeführt. Dies hat den Vorteil, dass geringere Anforderungen an die Echtzeit-Prozessierung gestellt werden, da die Datenrate auf Subträger-Ebene um den Faktor N_c langsamer ist als in einem äquivalenten, schmalbandigen Einträgersystem. Im Gegenzug dafür werden bei MIMO-OFDM N_c solcher Detektoren benötigt, die jedoch parallel aufgebaut werden können, was die Implementierung erleichtert.

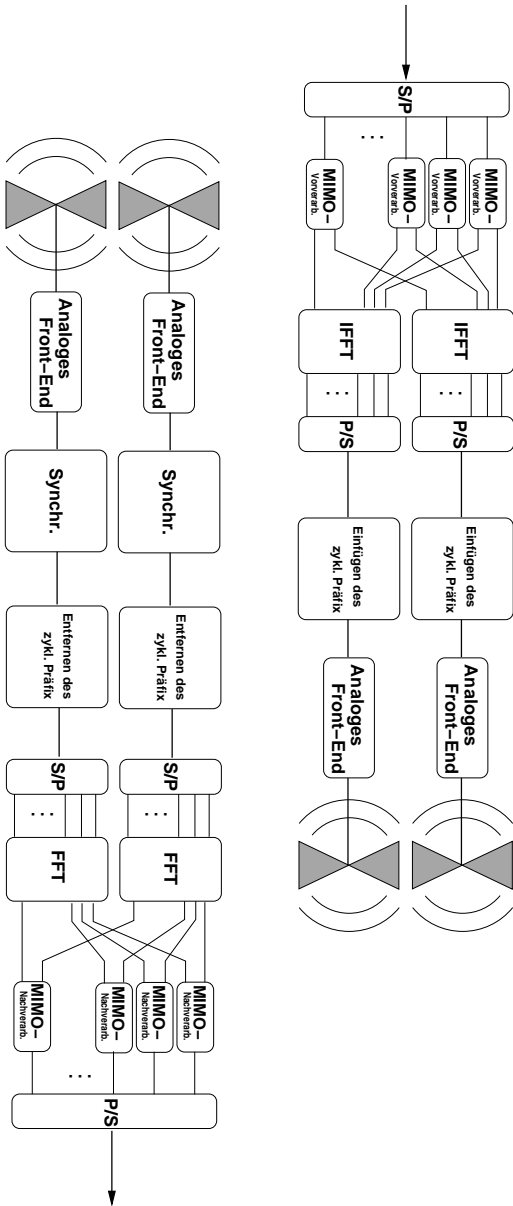


Bild 2.5: MIMO-OFDM-Übertragungsstrecke

3 Grundsätzliche Effekte in MIMO-Systemen

Kommunikationssysteme mit mehreren Antennen haben einen wesentlichen Unterschied zu konventionellen Einantennensystemen: Sie eröffnen die Möglichkeit, die räumlichen Eigenschaften des Ausbreitungskanals für die Kommunikation zu nutzen. Hierfür ist eine besondere Signalverarbeitung am Sender und am Empfänger erforderlich. Verschiedene Verfahren wurden in Kapitel 2 beschrieben. Bei der Entwicklung dieser Verfahren wurden viele Systemkomponenten idealisiert betrachtet und als fehlerfrei angenommen. Da die Signale durch MIMO-Verfahren jedoch beeinflusst werden, können unerwünschte Effekte auftreten, wenn die Systemkomponenten nicht mehr ideal sind. Durch die veränderte Signalverarbeitung ist zu erwarten, dass sich in den Frontend-Komponenten des MIMO-Systems neue Störungsmechanismen ergeben, die bei bisherigen Systemen nicht von Belang waren.

Im folgenden Abschnitt werden Kriterien für die Bewertung der Leistungsfähigkeit von Kommunikationssystemen angegeben. Die Störungsmechanismen werden in Abschnitt 3.2 klassifiziert. Die einzelnen Fehlerklassen werden dann in den weiteren Abschnitten dieses Kapitels untersucht.

3.1 Bewertung der Leistungsfähigkeit eines Kommunikationssystems

3.1.1 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Die Leistungsfähigkeit von Kommunikationssystemen kann anhand der Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b angegeben werden. Für den Fall, dass der Funkkanal rein additive, unabhängige, mittelwertfreie, gaußverteilte Stö-

rungen¹ verursacht, können Formeln für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei verschiedenen Modulationsarten analytisch hergeleitet werden [Pro01]. Das Empfangssignal y ergibt sich bei einem AWGN-Kanal zu

$$y = s + n \quad (3.1)$$

mit dem Sendesignal s und dem additiven Rauschen n . Die mittlere Signal- und die mittlere Rauschleistung sind gegeben durch

$$P_S = E\{|s|^2\} \quad (3.2)$$

$$P_N = E\{|n|^2\} = \text{Var}\{n\} \quad (3.3)$$

wobei sich die mittlere Rauschleistung gleichmäßig auf Real- und Imaginärteil von n verteilt.

$$\text{Re}\{\text{Var}\{n\}\} = \text{Im}\{\text{Var}\{n\}\} = \frac{P_N}{2} \quad (3.4)$$

Bei der Bestimmung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit muss über die Wahrscheinlichkeitsdichte des Rauschens integriert werden. Da das Rauschen als gaußverteilt angenommen wird, sind die folgenden drei Integrale aus [BS96] hilfreich:

$$\begin{aligned} \Phi(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi \\ \text{erf}(x) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\xi^2} d\xi \\ \text{erfc}(x) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\xi^2} d\xi \end{aligned}$$

Bei dem Modulationsverfahren *Binary Phase Shift Keying (BPSK)* gilt $s = \pm\sqrt{P_S}$. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ergibt sich bei $s = \sqrt{P_S}$ (o.B.d.A.) zu

$$\begin{aligned} P_{b,BPSK} &= P(\text{Re}\{y\} < 0) = P(\text{Re}\{n\} < -\sqrt{P_S}) = \Phi\left(-\frac{\sqrt{2}\sqrt{P_S}}{\sqrt{P_N}}\right) \\ &= \frac{1}{2}\left(1 - \text{erf}\left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N}}\right)\right) = \frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{P_S}{P_N}}\right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

¹Man spricht von einem AWGN (engl. *additive white Gaussian noise*) Kanal.

Bei *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) gilt

$$s = \pm \sqrt{\frac{P_S}{2}} \pm j \sqrt{\frac{P_S}{2}} \quad (3.6)$$

Da das Rauschen in Real- und Imaginärteil als unabhängig vorausgesetzt ist, kann der Erwartungswert der Fehler pro Symbol mit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit für BPSK ausgedrückt werden, wobei die Signalamplitude gemäß (3.6) angepasst werden muss. Die mittlere Bitfehlerzahl pro Symbol kann mittels der Definition des Erwartungswertes [BHP⁺95] bestimmt werden:

$$\begin{aligned} E\{\text{Fehler/Symbol}\} &= P(1 \text{ Fehler/Symbol}) + 2 \cdot P(2 \text{ Fehler/Symbol}) \\ &= 2P_{b,BPSK}(1 - P_{b,BPSK}) + 2P_{b,BPSK}^2 \\ &= 2P_{b,BPSK} = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{P_S}{2P_N}}\right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Da pro Symbol zwei Bits übertragen werden, ergibt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei QPSK zu

$$P_{b,QPSK} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{P_S}{2P_N}}\right) \quad (3.8)$$

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit wird meist in Abhängigkeit des Signal-zu-Rauschleistungsverhältnisses pro Bit E_b/N_0 angegeben, einer normierten Form des Signal-zu-Rauschleistungsverhältnisses. Die Bitenergie E_b ist die Signalleistung P_S multipliziert mit der Bitdauer. Da die Bitdauer und die Bitrate R reziprok zueinander sind, kann die Bitenergie auch als $E_b = P_S/R$ angegeben werden. N_0 ist die Rauschleistungsdichte. Sie ergibt sich aus der Rauschleistung P_N und der Bandbreite B . Das dimensionslose E_b/N_0 kann aus dem Signal-zu-Rauschverhältnis mittels

$$\text{SNR} = \frac{P_S}{P_N} = \frac{E_b R}{N_0 B} \quad (3.9)$$

bestimmt werden und ist unabhängig von Bitrate und Bandbreite [Jon01]. Für BPSK- und QPSK-Übertragung ergibt sich hiermit aus (3.5) und (3.8)

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (3.10)$$

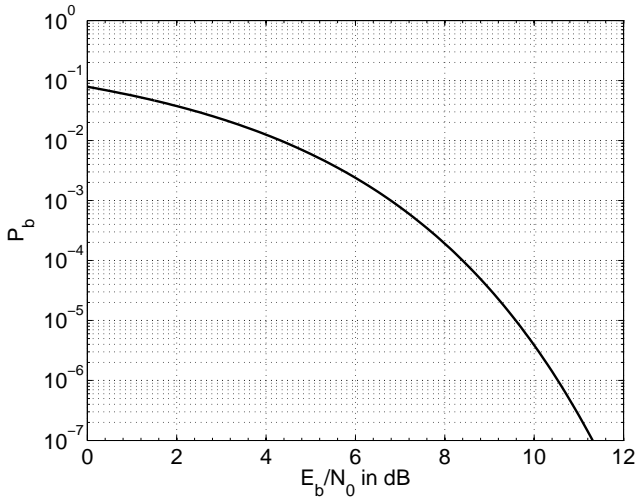


Bild 3.1: Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b für BPSK und QPSK im AWGN-Kanal in Abhängigkeit des Signal-zu-Rauschverhältnisses pro Bit

Dieser Zusammenhang ist in Bild 3.1 dargestellt. Üblicherweise wird das Signal-zu-Rauschverhältnis pro Bit auf der Abszisse in dB und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit auf der Ordinate im logarithmischen Maßstab aufgetragen.

3.1.2 Bitfehlerrate

Für realistische Übertragungskanäle und Empfängerstrukturen lässt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit meist nicht mehr analytisch darstellen, sondern kann nur mit Hilfe von Simulationen ermittelt werden. Die Simulationsumgebung bildet die Realität ab und soll reale Vorgänge nachahmen. Hierbei werden viele Bits in der Simulationsumgebung über ein Modell der Übertragungsstrecke gesendet und ein Vergleich zwischen empfangenen und gesendeten Bits durchgeführt. So kann eine Bitfehlerrate (engl. *bit error rate* – BER) ermittelt werden. Die Bitfehlerrate wird in einer Simulation als Quotient aus der Fehleranzahl FA und der Anzahl der simulierten

Bits N_b ermittelt.

$$\text{BER} = \frac{FA}{N_b} \quad (3.11)$$

Die Bitfehlerrate liefert einen Schätzwert für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit.

Im Folgenden sind Überlegungen zur Genauigkeit der Schätzung dargestellt. Bei der Simulation kann jedes simulierte Bit mit der Wahrscheinlichkeit P_b falsch sein. Die Fehleranzahl unterliegt bei N_b simulierten Bits einer Binomialverteilung. Nach dem Satz von Moivre-Laplace [BHP⁺95] lässt sich diese für große N_b durch eine Normalverteilung approximieren:

$$P(k \leq FA \leq l) \approx \Phi\left(\frac{l - E\{FA\}}{\sqrt{\text{Var}\{FA\}}}\right) - \Phi\left(\frac{k - E\{FA\}}{\sqrt{\text{Var}\{FA\}}}\right) \quad (3.12)$$

mit dem Erwartungswert $E\{FA\} = N_b P_b$ und der Varianz $\text{Var}\{FA\} = N_b P_b (1 - P_b)$. Daraus ergibt sich mit $\Phi(-x) = 1 - \Phi(x)$

$$\begin{aligned} P(|FA - E\{FA\}| \leq k) &= P(E\{FA\} - k \leq FA \leq E\{FA\} + k) \\ &\approx 2\Phi\left(\frac{k}{\sqrt{\text{Var}\{FA\}}}\right) - 1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Für die Genauigkeit ε der Schätzung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit gilt folglich

$$P(|\text{BER} - P_b| \leq \varepsilon) \approx 2\Phi\left(\frac{N_b \varepsilon}{\sqrt{N_b P_b (1 - P_b)}}\right) - 1 \quad (3.14)$$

oder mit Einführung einer relativen Genauigkeit ε_0

$$P\left(\left|\frac{\text{BER} - P_b}{P_b}\right| \leq \varepsilon_0\right) \approx 2\Phi\left(\frac{N_b \varepsilon_0 P_b}{\sqrt{N_b P_b (1 - P_b)}}\right) - 1 \quad (3.15)$$

Wird die Konfidenzwahrscheinlichkeit $P\left(\left|\frac{\text{BER} - P_b}{P_b}\right| \leq \varepsilon_0\right)$ zum Beispiel mit 95% vorgegeben, so folgt daraus mit Hilfe einer Tabelle [BS96] für das Argument der Φ -Funktion $x = 1,96$. Gleichung (3.15) ermöglicht es, die für die Einhaltung der Konfidenz benötigte Anzahl der Bits N_b (oder besser die zu simulierende Fehleranzahl $N_b P_b$) bei einer relativen Genauigkeit ε_0 zu berechnen.

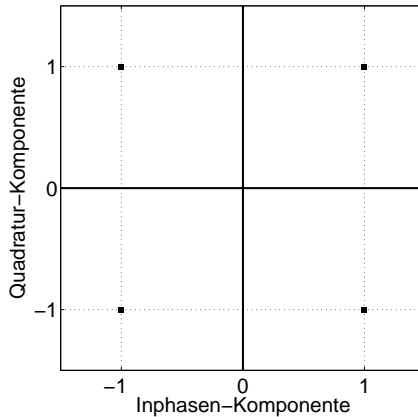


Bild 3.2: QPSK-Konstellation im Signalraumdiagramm

3.1.3 Signalraumdiagramm

Die modulierten Symbole können in der komplexen Ebene dargestellt werden. Auf der reellen Achse wird die Inphasen-Komponente, auf der imaginären Achse die Quadratur-Komponente aufgetragen. Für das QPSK-Verfahren ist dieses sogenannte Signalraumdiagramm in Bild 3.2 dargestellt.

Durch die Übertragung über den Funkkanal, Rauscheinflüsse und andere Störungen werden die Symbole aus ihrer idealen Lage heraus verschoben. Die Kanalschätzung liefert Werte für Phasendrehung und Dämpfung, so dass sich die Sollposition der Symbole am Empfänger berechnen lässt. Während sich bekannte Phasendrehungen und Dämpfungen rückgängig machen lassen, können empfangsseitig nicht bekannte Störungen nicht kompensiert werden. Durch das thermische Rauschen unterliegen die Empfangssymbole einer zweidimensionalen Wahrscheinlichkeitsverteilung mit dem Mittelwert an der Position des berechneten Empfangssymbols. Die Varianz wird durch die Rauschleistung bestimmt. Da die Rauschleistung für alle Symbole gleich ist und alle Symbole mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten, ist auch die Entscheidungsregel einsichtig: Das Symbol, das am nächsten an der Position des empfangenen Symbols liegt, ist das am wahr-

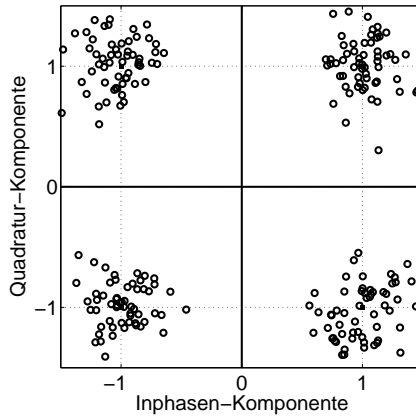


Bild 3.3: QPSK-Empfangssymbole bei AWGN im Signalraumdiagramm, $E_b/N_0 = 10$ dB

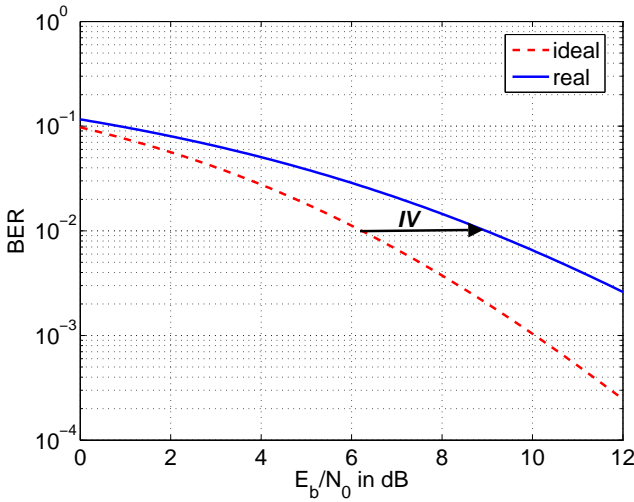
scheinlichsten gesendete Symbol. Diese Entscheidung wird im Maximum-Likelihood Detektor getroffen.

Der Abstand der empfangenen Symbole von den Ideal-Positionen gibt also Aufschluss über die Qualität des Kommunikationssystems. In Bild 3.3 ist dargestellt, welchen Einfluss das Rauschen auf die Verteilung der empfangenen Symbole hat.

Das Signalraumdiagramm bietet eine anschauliche Darstellung der möglichen Bitfehlerursachen und wird daher in dieser Arbeit an geeigneter Stelle herangezogen. Für diese qualitativen Analysen wird das System meist ohne thermisches Rauschen betrachtet. So können systematische Fehler deutlich gemacht werden. Das Signalraumdiagramm bietet eine Hilfestellung für die Interpretation von Bitfehlerraten-Kurven. Für quantitative Aussagen sind andere Maße geeigneter.

3.1.4 Implementierungsverlust und effektive Diversitätsordnung

Die Sensitivität verschiedener Verfahren gegenüber Effekten bei der Implementierung der Systemkomponenten kann quantifiziert werden. Maßzahlen

Bild 3.4: Definition des Implementierungsverlustes IV

hierfür sind der Implementierungsverlust IV und die effektive Diversitätsordnung DO_{eff} .

Diese Maße werden anhand von Bitfehlerraten-Kurven am Beispiel eines Systems mit der Diversitätsordnung 1 veranschaulicht. Für solch ein System ergibt sich in einem Rayleigh-Fading Kanal im idealen Fall eine Bitfehlerraten-Kurve, die in Bild 3.4 gezeigt ist. Diese wird als Referenz verwendet. Durch nichtideale Systemkomponenten, zum Beispiel phasensynchronisierte Oszillatoren oder nichtlineare Verstärker, verschlechtert sich die Leistungsfähigkeit in der Realität und es ergibt sich eine von der Referenz abweichende Bitfehlerraten-Kurve, wie in Bild 3.4 dargestellt. Der *Implementierungsverlust* ist der Unterschied im Signal-zu-Rauschverhältnis beider Kurven bei einer fest vorgegebenen Bitfehlerrate [LBC⁺04].

Die Diversitätsordnung beschreibt die Anzahl unabhängiger Fading-Kanäle eines Mehrantennensystems (vgl. Abschnitt 2.2). Die maximale Diversitätsordnung, die im Idealfall erreicht werden kann, entspricht dem Produkt aus Sende- und Empfangsantennenanzahl. In der Bitfehlerraten-Kurve entspricht die Diversitätsordnung der Steigung der Kurve für großes Signal-

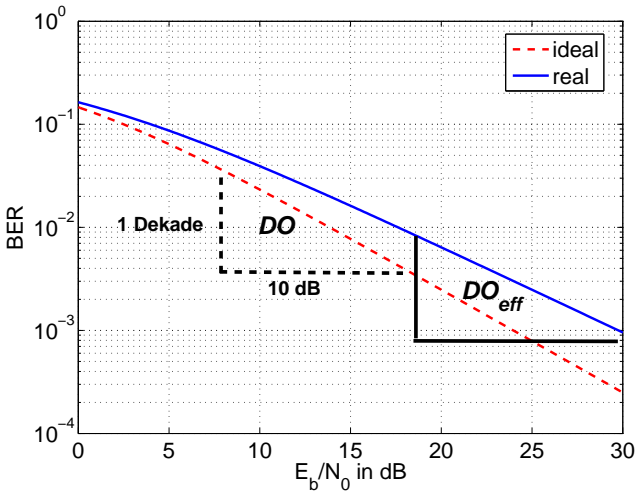


Bild 3.5: Diversitätsordnung und effektive Diversitätsordnung als Steigung der Bitfehlerraten-Kurve

zu-Rauschverhältnis, wenn auf der Abszisse das Signal-zu-Rauschverhältnis in dB und auf der Ordinate die Bitfehlerrate im logarithmischen Maßstab aufgetragen wird, siehe Bild 3.5. Diese Eigenschaft ist in [VTCB⁺97] mathematisch hergeleitet; Paulraj et al. liefern eine anschauliche Interpretation [PNG03, Kapitel 5.2].

In der Realität kann ein Mehrantennensystem meist nicht die maximale Diversitätsordnung erreichen. Daher ist die Steigung der Bitfehlerraten-Kurve im Bereich hoher SNR nicht unbedingt ganzzahlig. Diese Steigung entspricht der *effektiven Diversitätsordnung*.

3.2 Fehlerklassifikation

In einem realen Kommunikationssystem werden die Signale durch verschiedene Einflüsse gestört. Zum einen gibt es im Funkkanal durch Mehrwegeausbreitung bedingte Fadingeffekte, Verzögerungszeiten (engl. *delay spread*) und Dopplerverschiebungen. Darüber hinaus können Signale von anderen Benutzern oder Systemen als Interferenz auftreten.

Zum anderen können die Bauelemente im System nicht ideal realisiert werden, insbesondere unterliegt die Realisierung finanziellen Randbedingungen, die der Optimierung der Bauelemente Grenzen setzt. Diese Einflüsse können je nach verwendetem Modulationsverfahren bei konventionellen Einantennen-Kommunikationssystemen in gewissen Grenzen toleriert werden.

Kanalcodierungs- und Modulationsverfahren dienen der Störungskompensation bei Funkkommunikationssystemen. Bei deren Entwicklung werden diese Verfahren so ausgelegt, dass typische Störungen eine möglichst geringe Auswirkung auf die Datenübertragung haben.

In Mehrantennensystemen wird zusätzlich zu Kanalcodierung und Modulation eine senderseitige Vorverarbeitung und eine empfängerseitige Nachverarbeitung der Signale benötigt. Hierbei können sich Störungsmechanismen ergeben, durch die die Störungen beim Design der MIMO-Verfahren nicht zwangsläufig vernachlässigbar sind. Daher werden in dieser Arbeit auch die Einflüsse durch nichtideale Frontends berücksichtigt.

Komponenten analoger Schaltungen in der Hochfrequenztechnik weisen verschiedene nichtideale Eigenschaften auf, die bei der Signalverarbeitung zu Störungen führen können. Jeder dieser Effekte kann an unterschiedlichen Bauelementen auftreten. Ein einzelnes Bauelement verursacht meist eine Kombination verschiedener Störungen. Für das weitere Verständnis der Störungsmechanismen in Mehrantennensystemen werden im Folgenden einzelne Effekte isoliert untersucht, bevor in den Kapiteln 5 bis 7 reale Bauelemente und kombinierte Effekte betrachtet werden. Die Effekte können daher in die Klassen

- Amplitudenfehler
- Phasenfehler
- Kopplungen

unterteilt werden. Für ein grundlegendes Verständnis dieser Effekte ist irrelevant, wo genau sie entstehen. In der Realität treten Amplituden- und Phasenfehler in Kombination auf, zum Beispiel durch einen nichtlinearen Verstärker. Zunächst wird für jede Klasse die einfachste mögliche Störung einzeln untersucht; im weiteren Verlauf der Untersuchungen verlagert sich der Fokus dann hin zu realen Bauelementen.

Bei MIMO-Verfahren, die sendeseitige Kanalkenntnis erfordern, kann in Zeitduplex-Systemen die Reziprozität des Funkkanals ausgenutzt werden,

d.h. der Kanal wird zum Beispiel im Downlink am Empfänger geschätzt und das Ergebnis der Kanalschätzung für die sendeseitige MIMO-Verarbeitung im Uplink verwendet [DKK⁺05]. Die Reziprozität gilt jedoch nur für die Wellenausbreitung zwischen den Sende- und den Empfangsantennen. In den Frontends gehen die Signale im Sende- und im Empfangsfall unterschiedliche Wege, daher entstehen hierbei Amplituden- und Phasenfehler, die als Kanalschätzfehler interpretiert werden können. Abhilfe würde hier eine Kalibration der Frontends bieten [KR01].

Für die Behandlung von Kanalschätzfehlern gilt: Da das Ergebnis der Kanalschätzung nicht zwangsläufig mit dem tatsächlichen Kanal übereinstimmt, werden im Folgenden die geschätzten Größen in ihrer Schreibweise von den tatsächlichen Größen durch das Zeichen $\hat{\cdot}$ unterschieden. Die empfangenen Symbole nach dem Matched-Filter bzw. der MIMO-Nachverarbeitung ergeben sich gemäß der Gleichungen (2.4) und (2.12) für ein SISO-System zu

$$\tilde{s} = \hat{h}^* \cdot y = \hat{h}^* h s + \hat{h}^* n \quad (3.16)$$

und für ein MIMO-System nach Alamouti zu

$$\tilde{\vec{s}} = \hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{eff}} \vec{s} + \hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^\dagger \vec{n} \quad (3.17)$$

3.3 Amplitudenfehler

Um den einfachst möglichen Amplitudenfehler zu untersuchen, wird er als Fehler in der Kanalschätzung modelliert. Das bedeutet für den SISO-Fall:

$$\hat{h} = \alpha h$$

mit dem reellen Faktor $\alpha > 0$. Um mit Hilfe von Signalraumdiagrammen den Einfluss von Amplitudenfehlern zu interpretieren, wird der Einfluss des Rauschens nicht weiter betrachtet (vgl. Abschnitt 3.1.3). Für das Matched-Filter bedeutet der Amplitudenfehler nach Gleichung (3.16)

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= \hat{h}^* y = \hat{h}^* h s \\ &= \alpha |h|^2 s = \alpha \tilde{s}_{\text{ideal}} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Für festes α liegen die fehlerhaft geschätzten Symbole im Signalraumdiagramm auf der Winkelhalbierenden durch s . Ein Amplitudenfehler wirkt

sich folglich im SISO-Fall auf den Abstand der Symbole im Signalraumdiagramm zum Ursprung aus, nicht jedoch auf die Konstellation an sich. Für den MIMO-Fall wird o.B.d.A. angenommen, dass der Kanalkoeffizient \hat{h}_1 fehlerbehaftet sei:

$$\begin{aligned}\hat{h}_1 &= \alpha h_1 \\ \hat{h}_2 &= h_2\end{aligned}$$

Nach Gleichung (3.17) ergibt sich das Symbol \tilde{s}_1 nach der Space-Time Nachverarbeitung zu:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_1 &= \hat{h}_1^* y_1 + \hat{h}_2 y_2^* \\ &= (\alpha |h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + (\alpha - 1) h_1^* h_2 s_2 \\ &= \underbrace{(\alpha |h_1|^2 + |h_2|^2) s_1}_{\text{Mittelpunkt}} + \underbrace{(1 - \alpha) |h_1| |h_2| |s_2|}_{\text{Radius}} \cdot \underbrace{e^{j\gamma}}_{\text{Winkel}}\end{aligned}\quad (3.19)$$

$$\text{mit } \gamma = \pi - \arg(h_1) + \arg(h_2) + \arg(s_2)$$

Im Idealfall ($\alpha = 1$) ist $\tilde{s}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1$, d.h. das Symbol nach der Space-Time Nachverarbeitung liegt auf der Winkelhalbierenden durch s_1 , wobei das Combining bewirkt, dass die Symbole im Signalraumdiagramm weiter vom Ursprung entfernt sind als im SISO-Fall. Für einen festen Amplitudenfehler α , der zum Beispiel durch einen Kalibrationsfehler entsteht, beschreibt diese Gleichung einen Kreis im Signalraumdiagramm. Der Mittelpunkt des Kreises liegt auf der Winkelhalbierenden durch s_1 . Der Radius des Kreises hängt ab vom Amplitudenfehler α . Für kleine Amplitudenfehler ist $\alpha \approx 1$ und der Radius wird sehr klein. Der Winkel γ des Kreises setzt sich aus den Phasen von h_1 und h_2 sowie aus dem Winkel des zweiten Symbols $\arg(s_2) \in \{\frac{\pi}{4}; \frac{3\pi}{4}; \frac{5\pi}{4}; \frac{7\pi}{4}\}$ und einer konstanten Verschiebung π zusammen. In Kanälen mit sehr vielen Mehrwegen können die Phasen von h_1 und h_2 als unabhängig und gleichverteilt über $[0; 2\pi]$ angenommen werden. Daher ist auch γ gleichverteilt über $[0; 2\pi]$. Bei einem leistungsnormierten Kanal ($|h_1| = |h_2| = \text{konst}$) ergeben sich für $\alpha = 0,6$ folglich vier Kreise im Signalraumdiagramm, wie in Bild 3.6 dargestellt.

Hier zeigt sich ein gravierender Unterschied zwischen einem SISO- und dem hier untersuchten MIMO-System: Während sich im SISO-System der Amplitudenfehler nur auf die Amplitude, also den Abstand der Symbole vom Ursprung des Koordinatensystems auswirkt, ergeben sich im MIMO-

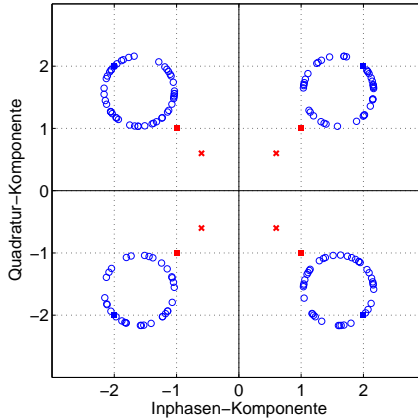


Bild 3.6: QPSK-Empfangssymbole im Signalraumdiagramm für SISO (\times) und MIMO (\circ) bei einem Amplitudenfehler $\alpha = 0,6$

System durch den Space-Time Code Verschiebungen der Symbole in Amplitude und Phase. Dieser Effekt hat bei Verwendung von Phasenmodulation einen Einfluss auf die Entscheidung im Detektor und damit auf die Bitfehlerrate.

Denkbar ist neben systematischen Amplitudenfehlern natürlich auch ein zufälliger Amplitudenfehler, zum Beispiel durch die zeitlich beschränkte Gültigkeit der Kanalschätzung bei Ausnutzung der Reziprozität zwischen Up- und Downlink. In Gleichung (3.19) ist α dann keine Konstante mehr, sondern unterliegt einer Verteilung. Als mögliche Verteilung für α wird eine gaußsche Normalverteilung mit Mittelwert 1 und Standardabweichung 0,2 (also $\alpha \in \mathcal{N}(1;0,2)$) angenommen. Dies hat zur Folge, dass Mittelpunkte und Radien der Kreise variieren. Darüber hinaus können beide Kanalkoeffizienten h_1 und h_2 im MIMO-Fall fehlerbehaftet sein, d.h.

$$\begin{aligned}\hat{h}_1 &= \alpha_1 h_1 \\ \hat{h}_2 &= \alpha_2 h_2\end{aligned}$$

mit der Annahme, dass α_1 und α_2 unabhängig seien. Wenn beide einer $\mathcal{N}(1;0,2)$ -Verteilung unterliegen, ergibt sich im Signalraumdiagramm die in Bild 3.7 dargestellte Verteilung.

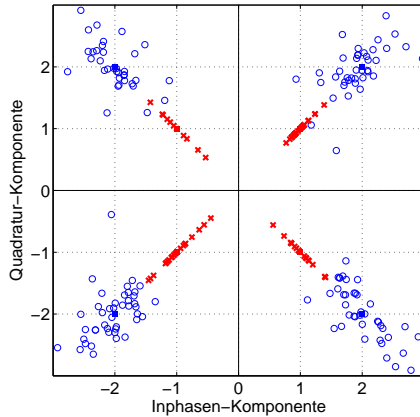


Bild 3.7: QPSK-Empfangssymbole im Signalraumdiagramm für SISO (\times) und MIMO (\circ) bei gaußverteilten Amplitudenfehlern $\alpha_1, \alpha_2 \in \mathcal{N}(1; 0, 2)$

In Bild 3.7 ist deutlich erkennbar, dass sich ein Amplitudenfehler im SISO-Fall nur auf die Amplitude der Konstellation auswirkt, während sich im MIMO-Fall aufgrund des Space-Time Codes Phasenfehler ergeben. Bei der Verwendung von Phasenmodulationsverfahren (PSK) werden Bitfehler daher begünstigt. Somit müssen höhere Anforderungen an Komponenten und Signalverarbeitungsalgorithmen gestellt werden.

3.4 Phasenfehler

Um die direkten Auswirkungen eines Phasenfehlers separat zu erfassen, wird dieser ebenfalls als Schätzfehler der Kanalschätzung interpretiert. Das Ergebnis der Kanalschätzung sei mit einem Phasenfehler behaftet, das bedeutet für SISO:

$$\hat{h} = h \cdot e^{j\phi} \quad (3.20)$$

Für den 2×1 -Fall sei o.B.d.A. die Schätzung des Kanalkoeffizienten h_1 fehlerhaft:

$$\hat{h}_1 = h_1 \cdot e^{j\phi_1} \quad (3.21)$$

$$\hat{h}_2 = h_2 \quad (3.22)$$

Eingesetzt in (3.16) ergibt sich für den SISO-Fall

$$\tilde{s} = |h|^2 e^{-j\phi} s + h e^{-j\phi} n \quad (3.23)$$

Aus (3.17) folgt für den MIMO-Fall

$$\tilde{\vec{s}} = \hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^\dagger \mathbf{H}_{\text{eff}} \vec{s} + \hat{\mathbf{H}}_{\text{eff}}^\dagger \vec{n} \quad (3.24)$$

Auch hier wird das additive Rauschen nicht weiter berücksichtigt, um den Einfluss von Phasenfehlern im Signalraumdiagramm deutlich zu machen. Für den SISO-Fall bedeutet Gleichung (3.23) eine Drehung der Symbolkonstellation im Signalraumdiagramm um den Phasenfehlerwinkel ϕ .

Für den MIMO-Fall ergibt sich aus (3.24) für das Symbol \tilde{s}_1

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* e^{-j\phi_1} (h_1 s_1 + h_2 s_2) + h_2 (h_2^* s_1 - h_1^* s_2) \quad (3.25) \\ &= \underbrace{(e^{-j\phi_1} |h_1|^2 + |h_2|^2)}_{\text{Mittelpunkt}} s_1 + \underbrace{\sqrt{2 - 2 \cos \phi_1} |h_1| |h_2| |s_2|}_{\text{Radius}} \underbrace{e^{j\gamma}}_{\text{Winkel}} \end{aligned}$$

$$\text{mit } \gamma = \arg(e^{-j\phi_1} - 1) - \arg(h_1) + \arg(h_2) + \arg(s_2)$$

Für einen systematischen Phasenfehler ϕ_1 beschreibt dieser Zusammenhang eine Kreisgleichung im Signalraumdiagramm. Unter der Annahme eines normierten Kanals mit $|h_1| = |h_2| = 1$ lässt sich die Gleichung weiter vereinfachen:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= \sqrt{2 + 2 \cos \phi_1} e^{j\eta_1} s_1 + \sqrt{2 - 2 \cos \phi_1} |s_2| e^{j\gamma} \quad (3.26) \\ \text{mit } \eta_1 &= \arg(e^{-j\phi_1} + 1) \end{aligned}$$

Im Signalraumdiagramm liegen die empfangenen Symbole \tilde{s}_1 für ein festes ϕ_1 auf einem Kreis. Der Mittelpunkt des Kreises ist in der Nähe von s_1 , jedoch durch den Phasenfehler sowohl in der Amplitude als auch im Winkel verschoben. Der Radius des Kreises ist durch den Phasenfehler ϕ_1 bestimmt. Für kleines ϕ_1 gilt $\cos \phi_1 \approx 1$, und der Radius verschwindet. In

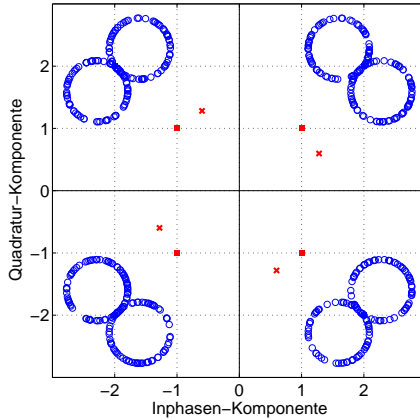


Bild 3.8: QPSK-Empfangssymbole im Signalraumdiagramm für SISO (\times) und MIMO (\circ) bei einem konstanten Phasenfehler von 20°

Kanälen mit vielen Mehrwegen sind die Phasen von h_1 und h_2 unabhängig und gleichverteilt über $[0; 2\pi]$. Somit ist auch γ gleichverteilt über $[0; 2\pi]$. Analog lässt sich diese Berechnung auch für \tilde{s}_2 durchführen.

$$\tilde{s}_2 = \sqrt{2 + 2 \cos \phi_1} e^{-j\eta_1} s_2 + \sqrt{2 - 2 \cos \phi_1} |s_1| e^{j\delta} \quad (3.27)$$

mit $\delta = -\arg(e^{-j\phi_1} - 1) + \arg(h_1) - \arg(h_2) + \arg(s_1)$

Es ergibt sich ebenfalls eine Kreisgleichung, wobei der Mittelpunkt um den Drehwinkel $-\eta_1$ vom gewünschten Symbol abweicht, also der Mittelpunkt des Kreises im Vergleich zu \tilde{s}_1 in der entgegengesetzten Richtung vom idealen Empfangssymbol gedreht ist. Der Radius stimmt mit dem Kreisradius bei \tilde{s}_1 überein. Der Winkel ist für Kanäle mit vielen Mehrwegen ebenfalls gleichverteilt über $[0; 2\pi]$. Pro idealem Empfangssymbol ergeben sich also zwei Kreise, deren Mittelpunkte um den gleichen Winkel in positiver und negativer Drehrichtung vom idealen Empfangssymbol abweichen.

Für einen systematischen Phasenfehler $\phi_1 = 20^\circ$ ist die Konstellation im Signalraumdiagramm für SISO und MIMO in Bild 3.8 gezeigt. Durch den Phasenfehler wird die Konstellation im SISO-Fall um den Phasenfehlerwinkel ϕ_1 gedreht. Die Amplitude der Symbole wird nicht beeinflusst. Im MIMO-Fall bewirkt die Space-Time Vor- und Nachverarbeitung, dass der

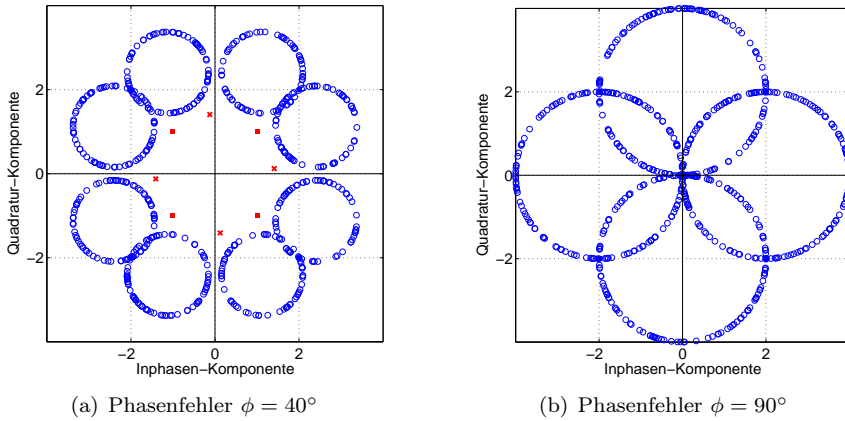


Bild 3.9: QPSK-Empfangssymbole im Signalraumdiagramm für SISO (\times) und MIMO (\circ) bei konstantem Phasenfehler

Phasenfehler sich auch auf die Amplitude der empfangenen Symbole auswirkt. Der Effekt wird mit steigendem Phasenfehler immer deutlicher, siehe Bild 3.9(a). Für einen Phasenfehler von 90° (Bild 3.9(b)) überlagern sich die Kreise benachbarter Symbole.

Es können zum Beispiel auch schnelle Phasenänderungen auftreten, die nicht durch die Kanalschätzung erfasst und somit auch nicht korrigiert werden können. Dann handelt es sich bei dem Phasenfehler nicht um einen systematischen Fehler, sondern um einen zufälligen Fehler. In diesem Fall muss davon ausgegangen werden, dass nicht nur \hat{h}_1 , sondern gleichzeitig auch \hat{h}_2 fehlerbehaftet ist:

$$\hat{h}_1 = h_1 \cdot e^{j\phi_1} \quad (3.28)$$

$$\hat{h}_2 = h_2 \cdot e^{j\phi_2} \quad (3.29)$$

mit den unabhängigen Phasenfehlern ϕ_1 und ϕ_2 . Die sich ergebende Konstellation, wenn beide Phasenfehler über $[-20^\circ, 20^\circ]$ gleichverteilt sind, ist in Bild 3.10 zu sehen. Die empfangenen Symbole liegen im SISO-Fall auf einem Kreis mit dem Mittelpunkt im Ursprung des Koordinatensystems. Die Konstellation wird also zufällig gedreht. Im MIMO-Fall liegen die Symbole

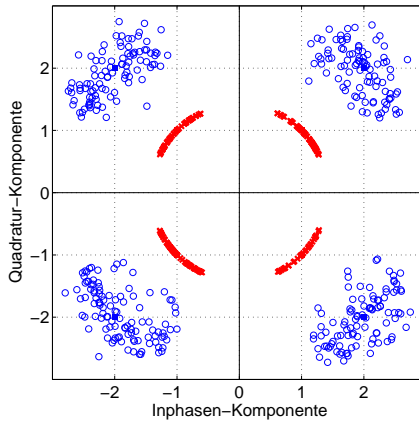


Bild 3.10: QPSK-Empfangssymbole im Signalraumdiagramm SISO (\times) und MIMO (\circ) bei zufälligen Phasenfehlern; ϕ_1, ϕ_2 unabhängig und gleichverteilt über $[-20^\circ, 20^\circ]$

nicht mehr auf einem Kreis. Bei Betrachtung von Bild 3.10 ist zu beachten, dass kein Rauschen dem Signal überlagert wurde. Einzig die Phasenfehler bewirken diese Verteilung der Symbole, die dem rauschbehafteten Fall ähnlich ist.

Die Untersuchungen zeigen, dass Phasenfehler im MIMO-Fall durch den Space-Time Code eine deutlich größere Auswirkung auf die Konstellation der empfangenen Symbole im Signalraumdiagramm haben als im SISO-Fall. In realen Systemen ist die Übertragung zusätzlich rauschbehaftet, so dass Bitfehler entstehen können. Dies zeigte sich auch bei den messtechnischen Untersuchungen in [SBK03]. Höherstufige Modulationsverfahren sind hierbei noch empfindlicher.

3.5 Kopplungen

Ein wesentlicher Unterschied zwischen konventionellen Einantennen- und zukünftigen Mehrantennensystemen ist, dass mehrere HF-Frontends benötigt werden – für jede Antenne eines, da die Antennen grundsätzlich verschiedene Signale senden bzw. empfangen können müssen. Bei der Realisie-

rung für MIMO-Anwendungen ist es ein Ziel, eine Chip-Integration dieser Frontends auf einen einzigen Chip zu erreichen. Hierbei können verstärkte Kopplungen auftreten: zwischen benachbarten Antennenelementen, zwischen Bauteilen wie z.B. den Empfangsverstärkern und zwischen den Leitungen der Hochfrequenz-Schaltungen [MJ05a, JW04b, APC⁺04, MJ04]. Diese Kopplungseffekte zwischen den einzelnen Send- und Empfangszweigen lassen sich grundsätzlich nicht vermeiden, jedoch stellt sich die Frage, wie groß die Beeinträchtigung bei MIMO-Verfahren werden kann. Im Folgenden wird untersucht, welche Auswirkungen eine beliebige lineare Kopplung auf die Leistungsfähigkeit eines MIMO-Systems hat.

Grundsätzlich sind die MIMO-Verfahren dafür ausgelegt, eine Überlagerung der Signale, wie sie im Ausbreitungskanal stattfindet, zu kompensieren. Daher kann eine zusätzliche Kopplung in den Frontends die Übertragung nicht zerstören, jedoch ändern sich die Amplituden der Signale, was auf ein verändertes Signal-zu-Rauschverhältnis hinausläuft und somit einen *Implementierungsverlust* zur Folge hat. Zur Veranschaulichung seien die Signalzweige eines 2×2 MIMO-Systems im Sender und im Empfänger vollständig verbunden, was den Extremfall von Kopplung darstellt. Dann wird sich das System wie ein SISO-System verhalten und der gesamte Mehrantennen-Gewinn verloren gehen.

Kopplungen beeinflussen die Leistung der Nutzsignale, denn durch Kopplung entsteht eine Impedanzfehlانpassung, die den Leistungsfluss durch das System beeinträchtigt [MJ04]. Das mittlere Signal- zu Rauschverhältnis an den Antennen ist daher größer als das mittlere Signal- zu Rauschverhältnis am Eingang des Blocks zur MIMO-Nachverarbeitung.

Auch das Rauschen wird durch Kopplungen beeinflusst. Daher ist eine zweite Konsequenz von Kopplungen, dass unabhängiges Rauschen in korreliertes Rauschen in den Empfangszweigen transformiert wird [KSH⁺06]. Diese Effekte, die durch Kopplungen verursacht werden, werden im Folgenden analysiert.

3.5.1 Modellierung von Kopplungen

Kopplung wird im Folgenden durch eine quadratische Matrix \mathbf{C} beschrieben. Die Dimension der Matrix entspricht der Anzahl der Signalzweige im Frontend, also der Anzahl der Antennen. Im Allgemeinen besitzt die \mathbf{C} -Matrix auch abseits der Diagonalen Elemente, die im Idealfall ohne Kopplung verschwinden. Mit der Kopplungsmatrix lässt sich jedes lineare

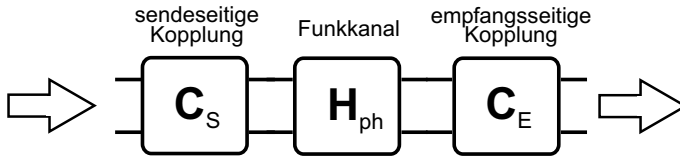


Bild 3.11: Modellierung von Kopplungen mit Matrizen

Übersprechen im Sender bzw. im Empfänger modellieren [Han05]. Kopplungen am Sender werden durch die Matrix \mathbf{C}_S , Kopplungen am Empfänger durch \mathbf{C}_E beschrieben.

Der physikalische Funkkanal wird durch die Kanalmatrix \mathbf{H}_{ph} modelliert (vgl. Abschnitt 2.1), die aufgrund des Fadings zeitlich schwankt. Die Elemente der Kanalmatrix werden daher als Zufallsvariablen beschrieben.

Der gesamte Kanal setzt sich aus dem Funkkanal und den Kopplungen im Sender und im Empfänger zusammen.

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \quad (3.30)$$

Diese Hintereinanderschaltung der drei Matrizen (s. Bild 3.11) bildet die für das MIMO-Verfahren relevante Matrix \mathbf{H} des Gesamtkanals. Da der Funkkanal eine Zufallsvariable ist, ist auch der Gesamtkanal eine Zufallsvariable. Je nach Szenario können die Elemente der Matrix \mathbf{H}_{ph} fallweise als unabhängig vorausgesetzt werden. Dies ist bei \mathbf{H} nicht mehr der Fall, da die Elemente Linearkombinationen der Koeffizienten des Funkkanals sind.

In einem 2×2 MIMO-System hat die Kanalmatrix \mathbf{H}_{ph} die Dimension 2×2 , ebenso wie die beiden Kopplungsmatrizen, die wie folgt in das Alamouti-Verfahren nach Gleichung (2.19) eingehen:

$$\vec{s}_i = \text{Encoder-Regel}(s_i) \quad (3.31)$$

$$\vec{y}_i = \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \vec{s}_i + \mathbf{C}_E \vec{n}_i = \vec{y}_{S,i} + \tilde{n}_i \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_i &= \text{Combiner-Regel}(\vec{y}_i; \mathbf{H}) \\ &= \text{Combiner-Regel}(\underbrace{\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \vec{s}_i}_{\text{Nutzsignal}} + \underbrace{\mathbf{C}_E \vec{n}_i}_{\text{Rauschen}}; \underbrace{\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S}_{\text{Gesamtkanal}}) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Da die Combinerregel linear ist, lässt sich das Signal nach Nutz- und Rauschanteil aufspalten:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_i &= \text{Combiner-Regel}(\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \tilde{s}_i; \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S) \\ &\quad + \text{Combiner-Regel}(\mathbf{C}_E \tilde{n}_i; \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S) \\ &= s_i + \underbrace{\text{Combiner-Regel}(\mathbf{C}_E \tilde{n}_i; \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S)}_{n_C}\end{aligned}\quad (3.34)$$

Die vom Combiner rekonstruierten Symbole lassen sich als Summe der Sendesymbole s_i mit einem gewissen Rauschterm n_C darstellen. Die Leistungsfähigkeit des gesamten Diversitysystems wird durch die Amplitude bzw. Verteilung dieses Rauschterms bestimmt. Der dem Combiner nachfolgende Schwellwertentscheider setzt die rekonstruierten Symbole \tilde{s}_i direkt in Bits um, wobei die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nur durch die Höhe bzw. die Verteilung des momentanen Signal- zu Rauschverhältnisses am Ausgang des MIMO-Nachverarbeitungsblocks (Combiner) bestimmt wird.

In den folgenden Abschnitten wird diese Bitfehlerwahrscheinlichkeit und daraus der Implementierungsverlust bestimmt. Hierbei wird die Signalleistung bzw. das SNR an den Empfangsantennen benötigt. Das SNR nach der Empfangskopplung wird im darauf folgenden Schritt bestimmt. Danach wird das SNR am Ausgang des MIMO-Nachverarbeitungsblocks berechnet. Hieraus kann dann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit und der Implementierungsverlust bestimmt werden.

3.5.2 Signalleistung und SNR an den Empfangsantennen

Die mittlere Gesamtleistung der Nutzsingale an den N Empfangsantennen ergibt sich aus der Spur der Kovarianzmatrix der Nutzsingale.

$$\overline{P}_{S,\text{ant}} = \text{Spur}\{\text{Var}\{\vec{y}_{S,i}\}\} \quad (3.35)$$

Die Kovarianzmatrix des Nutzanteils der Empfangssingale ist

$$\text{Var}\{\vec{y}_{S,i}\} = \text{Var}\{\mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \tilde{s}_i\} = \text{Var}\{\mathbf{H}_{\text{ph}} \tilde{\tilde{s}}_i\} \quad (3.36)$$

mit dem durch die sendeseitige Kopplung beeinflussten Sendesymbol $\tilde{\tilde{s}}_i = \mathbf{C}_S \tilde{s}_i$, dessen Varianz $\text{Var}\{\tilde{\tilde{s}}_i\} = \mathbf{C}_S \mathbf{C}_S^\dagger \frac{P_{S,S}}{M}$, der Gesamtsendeleistung $P_{S,S}$ und der Anzahl der Sendeantennen M .

Bei Zufallsvariablen nach linearer Transformation $\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{X}$ gilt, wie in [Han05] gezeigt, für die Kovarianzmatrix von \mathbf{Y}

$$\text{Var}\{\mathbf{Y}\} = \text{diag}\left(\sum_{m=1}^M \text{Var}\{a_{1m}\} \text{Var}\{X_m\}, \dots, \sum_{m=1}^M \text{Var}\{a_{Nm}\} \text{Var}\{X_m\}\right)$$

Daraus folgt für die Kovarianzmatrix

$$\text{Var}\{\vec{y}_{S,i}\} = \frac{\text{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\}}{MN} \|\mathbf{C}_S\|_F^2 \frac{P_{S,S}}{M} \mathbf{E} \quad (3.37)$$

und durch Bildung der Spur ergibt sich die mittlere Gesamtleistung der Nutzsignale an den Empfangsantennen.

$$\overline{P}_{S,\text{ant}} = \text{Spur}\{\text{Var}\{\vec{y}_{S,i}\}\} = \text{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\} \frac{\|\mathbf{C}_S\|_F^2}{M} \frac{P_{S,S}}{M} \quad (3.38)$$

Die mittlere Gesamt-Empfangsleistung hängt also von der Gesamtsendeleistung $P_{S,S}$, der Anzahl der Sendeantennen M , der Dämpfung im Funkkanal $\text{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\}$ und der Sendekopplung \mathbf{C}_S ab. Ohne Sendekopplung ist \mathbf{C}_S gleich der Einheitsmatrix und $\|\mathbf{C}_S\|_F^2 = M$.

Die Varianz des gesamten Rauschens an den Empfangsantennen ist bestimmt durch die momentane Gesamt-Rauschleistung über alle Empfangsantennen.

$$\text{Var}\{\vec{n}_i\} = \frac{P_{N,\text{ant}}}{N} \mathbf{E} \quad (3.39)$$

Das mittlere Signal-zu-Rauschverhältnis an den Empfangsantennen ergibt sich mit der mittleren Gesamt-Rauschleistung $\overline{P}_{N,\text{ant}}$ zu

$$\overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} = \frac{\overline{P}_{S,\text{ant}}}{\overline{P}_{N,\text{ant}}} = \text{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\} \frac{\|\mathbf{C}_S\|_F^2}{M} \frac{P_{S,S}}{M \overline{P}_{N,\text{ant}}} \quad (3.40)$$

Das bedeutet, dass das $\overline{\text{SNR}}_{\text{ant}}$ bestimmt wird durch die Dämpfung im Funkkanal, die Sendekopplung, die Anzahl der Sendeantennen, die Gesamtsendeleistung und die Gesamtrauschleistung.

3.5.3 SNR nach der Empfangskopplung

Zur Bestimmung des Signal-zu-Rauschverhältnisses SNR_K nach der Empfangskopplung wird im ersten Schritt von einem reinen AWGN-Kanal ausgegangen. Im zweiten Schritt werden die hergeleiteten Zusammenhänge auf den Fall eines Fadingkanals verallgemeinert.

Die Kovarianzmatrix nach der Empfangskopplung für das Rauschen ist

$$\text{Var}\{\tilde{\mathbf{n}}_i\} = \mathbf{C}_E \text{Var}\{\tilde{\mathbf{n}}_i\} \mathbf{C}_E^\dagger = \mathbf{C}_E \mathbf{C}_E^\dagger \frac{P_{N,\text{ant}}}{N} \quad (3.41)$$

Dann ergibt sich die Gesamt-Rauschleistung nach der Empfangskopplung zu

$$P_{N,K} = \text{Spur}\{\text{Var}\{\tilde{\mathbf{n}}_i\}\} = \|\mathbf{C}_E\|_F^2 \frac{P_{N,\text{ant}}}{N} \quad (3.42)$$

Für die Kovarianzmatrix des Nutzsignals nach der Empfangskopplung gilt bei AWGN:

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\tilde{\mathbf{y}}_{S,i}\} &= \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \underbrace{\text{Var}\{\tilde{\mathbf{s}}_i\}}_{\frac{P_{S,S}}{M} \mathbf{E}} (\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S)^\dagger \\ &= \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S \mathbf{C}_S^\dagger \mathbf{H}_{\text{ph}}^\dagger \mathbf{C}_E^\dagger \frac{P_{S,S}}{M} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Die Gesamt-Nutzsignalleistung nach der Empfangskopplung ist dann bei AWGN

$$P_{S,K} = \text{Spur}\{\text{Var}\{\tilde{\mathbf{y}}_{S,i}\}\} = \|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2 \frac{P_{S,S}}{M} \quad (3.44)$$

Das SNR nach der Empfangskopplung ergibt sich hieraus für den AWGN-Fall:

$$\text{SNR}_K = \frac{P_{S,K}}{P_{N,K}} = \frac{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2 N}{\|\mathbf{C}_E\|_F^2} \frac{P_{S,S}}{M P_{N,\text{ant}}} \quad (3.45)$$

Die Herleitung erfolgte unter der Annahme, dass die Kanalmatrix konstant ist (AWGN-Kanal). In einen Fading-Kanal ist der Kanal eine Zufallsvariable. Dann ist die Signalleistung $P_{S,K}$ auch eine Zufallsvariable, d.h. sie hängt vom zufälligen Kanal \mathbf{H}_{ph} ab. Um bei Fading die mittlere Leistung zu erhalten, muss der Erwartungswert von $P_{S,K}$ bezüglich des Kanals gebildet werden.

Um die Formel für Fading herzuleiten, wird $P_{S,\text{ant}}$ in den AWGN-Formeln durch $\overline{P}_{S,\text{ant}}$ ersetzt. (3.38) eingesetzt in (3.45) liefert dann das momentane SNR nach der Empfangskopplung für den Fading-Fall:

$$\text{SNR}_K = \frac{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2}{\mathbf{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\}} \frac{M N}{\|\mathbf{C}_E\|_F^2 \|\mathbf{C}_S\|_F^2} \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} \quad (3.46)$$

Ohne Kopplung sind die beiden Kopplungsmatrizen \mathbf{C}_S und \mathbf{C}_E gleich der Einheitsmatrix; es gilt dann

$$\begin{aligned}\|\mathbf{C}_S\|_F^2 &= M \\ \|\mathbf{C}_E\|_F^2 &= N\end{aligned}$$

und das mittlere SNR nach der Empfangskopplung ist gleich dem mittleren SNR an den Antennen.

Das SNR nach der Empfangskopplung entspricht dem SNR am Eingang des MIMO-Nachverarbeitungsblocks. Durch Kopplung unterscheidet sich dieses SNR vom SNR an den Antennen.

3.5.4 SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock

Das SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock hängt vom eingesetzten MIMO-Verfahren ab und wird mit Hilfe der Combiner-Regel bestimmt. Daher wird hier speziell der Space-Time Code von Alamouti in einem MIMO-System mit $M = 2$ Sende- und $N = 2$ Empfangsantennen untersucht (vgl. Abschnitt 2.2.2).

Das SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock wird bestimmt durch die Nutzsignalleistung nach dem Combiner $P_{S,C}$ und die Rauschleistung nach dem Combiner $P_{N,C}$. Für die folgenden Betrachtungen ist es günstig, die Gesamtkanalmatrix mittels zweier Spaltenvektoren darzustellen:

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S = \begin{pmatrix} \vec{h}_1 & \vec{h}_2 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Der Rauschanteil des Signals nach dem Combiner ist

$$\begin{aligned}n_C &= \text{Combiner-Regel}(\mathbf{C}_E \vec{n}_i; \mathbf{H}) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} (\vec{h}_1^\dagger \mathbf{C}_E \vec{n}_i + (\vec{h}_2^\dagger \mathbf{C}_E \vec{n}_{i+1})^*) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} (\vec{h}_1^\dagger \mathbf{C}_E \vec{n}_i + \vec{h}_2^T \mathbf{C}_E^* \vec{n}_{i+1}^*)\end{aligned} \quad (3.48)$$

und die Rauschleistung nach dem Combiner ist

$$P_{N,C} = \mathbb{E}\{|n_C|^2\} = \text{Var}\{n_C\} \quad (3.49)$$

Da das Rauschen zu verschiedenen Zeiten als unabhängig angenommen werden kann (d.h. \vec{n}_i unkorreliert zu \vec{n}_{i+1}), fallen die gemischten Terme bei der Varianzberechnung von n_C weg. Mit (3.39) ergibt sich

$$\begin{aligned} P_{N,C} &= \frac{2}{\|\mathbf{H}\|_F^4} \left(\frac{\|\vec{h}_1^\dagger \mathbf{C}_E\|_F^2 P_{N,\text{ant}}}{2} + \frac{\|\vec{h}_2^T \mathbf{C}_E^*\|_F^2 P_{N,\text{ant}}}{2} \right) \\ &= \frac{\|\mathbf{C}_E^\dagger \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2}{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^4} P_{N,\text{ant}} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Die Nutzsignalleistung nach dem Combiner $P_{S,C}$ ist wegen der Normierung der Combinerregel in (2.19) gleich der Sendesignalleistung $P_{S,C} = P_{S,S}$. Mit Gleichung (3.38) folgt

$$P_{S,C} = \bar{P}_{S,\text{ant}} \frac{4}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\} \|\mathbf{C}_S\|_F^2} \quad (3.51)$$

Das SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock ergibt sich in Abhängigkeit des mittleren SNR an der Antenne zu

$$\begin{aligned} \text{SNR}_C &= \frac{P_{S,C}}{P_{N,C}} \\ &= \frac{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^4}{\|\mathbf{C}_E^\dagger \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2} \underbrace{\frac{4}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{H}_{\text{ph}}\|_F^2\} \|\mathbf{C}_S\|_F^2}}_K \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Diese Gleichung beschreibt den Einfluss der Kopplung auf die momentane Nutzsignal- und Rauschleistung nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock, also das SNR, das für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit relevant ist und somit den Implementierungsverlust durch Kopplung bestimmt.

Zum Beispiel gilt in einem System ohne Kopplung ($\mathbf{C}_S = \mathbf{C}_E = \mathbf{E}$, $\|\mathbf{C}_S\|_F^2 = 2$), dass das mittlere SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock um den Faktor 2 größer ist als das mittlere SNR an den Antennen, was durch die empfangsseitige Diversität erreicht wird [Ala98]. Durch Kopplung verringert sich dieser Faktor, d.h. der Diversitätsgewinn geht teilweise verloren.

3.5.5 Implementierungsverlust durch Kopplung

Aus Gleichung (3.52) lässt sich die Verteilung des SNR nach dem MIMO-Nachverarbeitungsblock berechnen.

Der zufällige Anteil in SNR_C wird bestimmt durch

$$\frac{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^4}{\|\mathbf{C}_E^\dagger \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2} \quad (3.53)$$

wobei \mathbf{H}_{ph} zufällig und \mathbf{C}_S und \mathbf{C}_E fest sind. Für einen Rayleigh-Fadingkanal sind die Elemente von \mathbf{H}_{ph} unabhängig und komplex gaußverteilt. Die Bestimmung der Dichtefunktion $f_{\text{SNR}_C}(s)$ ist aufwändig und umfangreich und wird daher gesondert im Anhang A.1 dargestellt.

Durch Integration (siehe [BHP⁺95]) ergibt sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei Kopplung:

$$\begin{aligned} P_{b,\text{Kopplung}} &= \mathbb{E}\{P_b(\text{SNR}_C)\} \\ &= \int_0^\infty P_b(s) f_{\text{SNR}_C}(s) ds \end{aligned} \quad (3.54)$$

mit der vom Modulationsverfahren abhängigen Beziehung zwischen Bitfehlerwahrscheinlichkeit und SNR $P_b(\text{SNR})$ (siehe Abschnitt 3.1.1). Mit der im Anhang A.1 hergeleiteten Dichtefunktion $f_{\text{SNR}_C}(s)$ lässt sich die Integration (3.54) numerisch durchführen.

Aus der so erhaltenen Kurve für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit kann der Implementierungsverlust durch Kopplung bestimmt werden.

Wenn die empfangsseitige Kopplung symmetrisch ist, hat die Kopplungsmatrix folgende Gestalt

$$\mathbf{C}_E = \begin{pmatrix} 1 & k_E \\ k_E & 1 \end{pmatrix} \quad (3.55)$$

Ohne empfangsseitige Kopplung ist $k_E = 0$, für den Extremfall vollständiger Kopplung ist $k_E = 1$.

Durch diese symmetrische Empfangskopplung wird das unkorrelierte, weiße Rauschen, das an den beiden Empfangsantennen anliegt, in korreliertes Rauschen in den beiden Empfangszweigen transformiert. Der Korrelati-

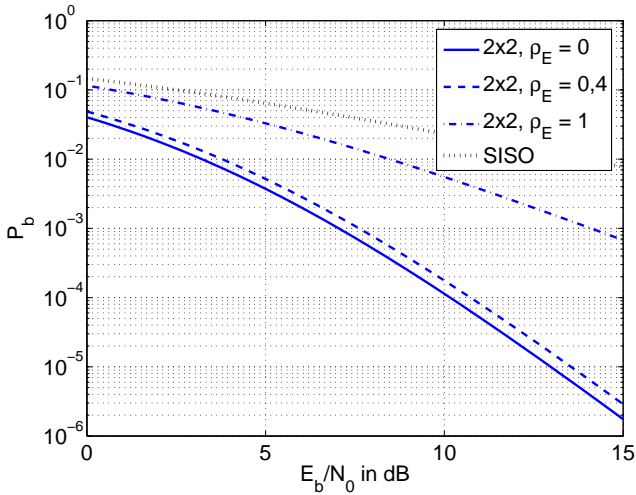


Bild 3.12: Bitfehlerwahrscheinlichkeit bei symmetrischer Empfangskopplung

onskoeffizient des Rauschens in den beiden Zweigen nach der Empfangskopplung ist, wie im Anhang A.2 hergeleitet wird:

$$\rho_E = \frac{2\operatorname{Re}\{k_E\}}{1 + |k_E|^2} \quad (3.56)$$

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit nach Gleichung (3.54) bei QPSK-Modulation im Falle symmetrischer Empfangskopplung in einem 2×2 -System ist in Bild 3.12 als Funktion von E_b/N_0 mit diesem Korrelationskoeffizienten als Parameter gezeigt. Der Implementierungsverlust durch Kopplung, der diesen Kurven entnommen werden kann, ist in Bild 3.13(a) dargestellt. Es zeigt sich, dass für geringe Kopplung die Leistungsfähigkeit nur schwach beeinträchtigt wird. Bei starker Kopplung steigt der Implementierungsverlust deutlich an. Die effektive Diversitätsordnung (s. Bild 3.13(b)) zeigt, dass für den Extremfall von Kopplung am Empfänger das System die Diversitätsordnung 2 hat, d.h. einem 2×1 -System entspricht.

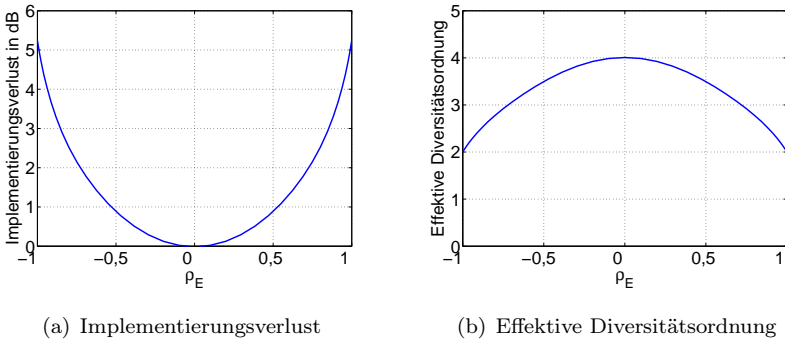


Bild 3.13: Einfluss von symmetrischer Empfangskopplung auf die Leistungsfähigkeit eines 2×2 -Systems

3.6 Fazit

Die getrennte Untersuchung der drei Fehlerklassen *Amplitudenfehler*, *Phasenfehler* und *Kopplungen* hat gezeigt, dass

- Amplitudenfehler in MIMO-Systemen durch den Einsatz des Space-Time Codes auch einen Einfluss auf die Phase der Empfangssymbole haben,
- Phasenfehler in MIMO-Systemen durch den Einsatz des Space-Time Codes auch einen Einfluss auf die Amplitude der Empfangssymbole haben und
- Kopplungen korreliertes Rauschen erzeugen und einen Verlust im Leistungstransfer der Signale durch das System bewirken, d.h. ein Implementierungsverlust entsteht.

Es hat sich also gezeigt, dass die Effekte in MIMO-Systemen aufgrund der Vor- und Nachverarbeitung der Signale andere Auswirkungen haben als in konventionellen Einantennensystemen [KSW⁺05a, KSW⁺05b]. Daher müssen die Anforderungen, die an die Komponenten des Frontends gestellt werden, neu betrachtet werden. Hierfür wird im nächsten Kapitel ein Gesamtsystemmodell vorgestellt.

4 MIMO-OFDM Gesamtsystemmodell

Für die detaillierte Untersuchung von Effekten bei der Realisierung von MIMO-Systemen wird ein Gesamtsystemmodell zugrunde gelegt. Das Systemmodell ist modular aufgebaut, wie in Bild 4.1 gezeigt. Es besteht aus fünf Blöcken:

- dem Digitalteil am Sender,
- dem Analogteil am Sender,
- dem Funkkanal mit den Sende- und den Empfangsantennen,
- dem Analogteil am Empfänger und
- dem Digitalteil am Empfänger.

Jeder dieser Blöcke ist wiederum modular aufgebaut, um das Systemmodell flexibel zu halten. Die einzelnen Blöcke werden in den folgenden Abschnitten genau beschrieben.

Einerseits liefert jede zusätzliche Antenne in einem Mehrantennensystem einen Performancegewinn. Andererseits ist für jeden zusätzlichen Sende- oder Empfangszweig zusätzliche HF-Hardware nötig, wodurch ein Kompromiss zwischen Aufwand und Leistungsfähigkeit entsteht. In dieser Arbeit werden daher insbesondere Systeme mit maximal zwei Sende- und maximal zwei Empfangsantennen untersucht, da es wahrscheinlich ist, dass diese Systeme ein Optimum bezüglich Aufwand und Leistungsfähigkeit in zukünftigen Kommunikationssystemen darstellen [PSY⁺04].

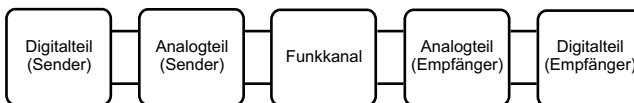


Bild 4.1: Gesamtsystemmodell bestehend aus fünf Blöcken

Das Systemmodell ist daher so ausgelegt, dass es vier Konfigurationen beinhaltet:

- 1×1 Der SISO-Fall dient als Referenz beim Vergleich aller Systeme.
- 1×2 Das SIMO-System verwendet Maximum Ratio Combining (s. Abschnitt 2.2.1) und basiert auf Empfangsdiversität.
- 2×1 Das MISO-System setzt den Space-Time Code von Alamouti ein (s. Abschnitt 2.2.2) und realisiert Diversität auf der Sendeseite.
- 2×2 Dieser Fall entspricht einem vollen MIMO-System mit zwei Antennen auf der Sende- und der Empfangsseite und der dazugehörigen MIMO-Vorverarbeitung am Sender und MIMO-Nachverarbeitung am Empfänger mit Hilfe des erweiterten Alamouti-Verfahrens (s. Abschnitt 2.2.2).

So kann untersucht werden, wie sich einzelne Effekte in Abhängigkeit der Antennenkonfiguration auswirken.

4.1 Digitalteil am Sender

Der Digitalteil am Sender besteht aus mehreren Modulen, die hintereinander geschaltet die gesamte sendeseitige Prozessierung der Daten ergeben. Die einzelnen Module werden im Folgenden beschrieben.

4.1.1 Generierung der Datensymbole

Bitgenerator

Der Digitalteil am Sender beginnt mit einem Modul, das Datenbits für die Übertragung zur Verfügung stellt. Die Datenbits können einer Informationsübertragung entstammen oder zufällig generiert werden. Um die Ergebnisse möglichst allgemeingültig zu halten, werden die Datenbits im Folgenden stets zufällig generiert, wobei die Auftrittswahrscheinlichkeit für das Bit Null gleich der Auftrittswahrscheinlichkeit für das Bit Eins ist.

Bits	komplexes Symbol
00	$1 + j$
01	$1 - j$
10	$-1 + j$
11	$-1 - j$

Tabelle 4.1: Zuordnung der Bits zu QPSK-Symbolen

Modulator

Die Datenbits werden in Blöcke zusammengefasst und mit Hilfe eines Modulationsverfahrens Symbolen in der komplexen Ebene zugeordnet. In dieser Arbeit kommt das Quadrature Phase Shift Keying Verfahren zum Einsatz (vgl. Abschnitt 3.1.3). Bei QPSK wird aus zwei aufeinanderfolgenden Datenbits ein komplexes Symbol bestimmt. Für die Zuordnung kommt eine Gray-Codierung zum Einsatz, die in Tabelle 4.1 dargestellt ist.

4.1.2 OFDM-Modulator bei einer Sendeantenne

Im Fall einer Sendeantenne wird ein konventioneller OFDM-Modulator eingesetzt, der die OFDM-Symbole generiert und die OFDM-Modulation mit Hilfe einer Fouriertransformation durchführt.

Generierung der OFDM-Symbole

Ein OFDM-Symbol besteht aus N_c Subträgern, die die zu übertragenden Nutzdaten enthalten. Für die Kanalschätzung ist es notwendig, dem Empfänger bekannte Daten dem Sendesignal hinzuzufügen. Diese bekannten Daten werden auf bestimmten Subträgern, den sogenannten Piloten übertragen. Wenn N_D Subträger für die Übertragung von Nutzdaten und N_P Piloten vorgesehen sind, gilt $N_c = N_D + N_P$.

Das Hinzufügen der Piloten erfolgt – je nach Kanalschätzverfahren – nach einem bestimmten Schema. Für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wird das Kanalschätzverfahren nach [ETS04] eingesetzt. Bei diesem Verfahren werden die Piloten zum Teil an festen Positionen, zum Teil aber auch an sich kontinuierlich verändernden Positionen in das OFDM-Symbol eingefügt. Die festen Pilot-Positionen sind in Tabelle 4.2 aufgelistet.

0	48	54	87	141	156	192	201	255
279	282	333	432	450	483	525	531	618
636	714	759	765	780	804	873	888	918
939	942	969	984	1050	1101	1107	1110	1137
1140	1146	1206	1269	1323	1377	1491	1683	1704

Tabelle 4.2: Positionen der festen Pilot-Subträger in einem OFDM-Symbol, gemäß [ETS04]

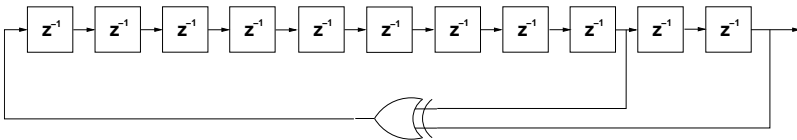


Bild 4.2: Schieberegister zur Generierung der Pilotdaten

Die sich kontinuierlich verändernden Positionen $p \in [1, N_c]$ der Piloten ergeben sich aus

$$p = 3 \cdot (k \% 4) + 12l \quad k = 0, 1 \dots 64; \quad l = 0, 1, 2 \dots \quad (4.1)$$

wobei % der Modulo-Operator ist, der den Rest nach ganzzahliger Division liefert. Die Positionen dieser Piloten bewegen sich bei jedem OFDM-Symbol um drei Subträger weiter. In [NC98] sind die Vorteile eines solchen Ansatzes zur Verteilung der Piloten zwischen den Datensubträgern dargestellt.

Damit die Pilotdaten am Sender und am Empfänger bekannt sind, kann ein Schieberegister zur Generierung der Pilotdaten verwendet werden. Das in [ETS04] vorgeschlagene Schieberegister ist in Bild 4.2 dargestellt. Zu Beginn der Übertragung ist es mit Einsen initialisiert. Mit Hilfe dieses Schieberegisters wird für jeden Subträger ein Pseudozufallsbit generiert, unabhängig davon, ob es sich um einen Piloten oder einen Datensubträger handelt. Nur die an der Position der Piloten generierten Zufallsbits werden verwendet und BPSK-moduliert. Die Pilotsymbole c_k ergeben sich aus

$$c_k = \frac{4}{3} \cdot 2 \left(\frac{1}{2} - b_k \right) \quad (4.2)$$

wobei b_k das Ausgangsbit des Schieberegisters ist.

Durch Parallelwandlung von N_D zeitlich aufeinanderfolgenden Datensymbolen und Einfügen der so generierten N_P Piloten an den ermittelten Positionen wird ein OFDM-Symbol gebildet.

Die zeitdiskrete Fouriertransformation kann mit einer schnellen Fouriertransformation (FFT) effizient implementiert werden (vgl. Abschnitt 2.3). Hierfür ist aber erforderlich, dass die Länge der inversen FFT am Sender (wie auch die Länge der FFT am Empfänger) eine Zweierpotenz ist. Daher wird das OFDM-Symbol in der Mitte mit Nullen aufgefüllt.

OFDM-Modulation

Die OFDM-Modulation dient dazu, die Datensymbole auf parallele Subträger mit einem vorgegebenen Frequenzabstand zu modulieren. Jeder Subträger erhält ein Datensymbol, wobei die Datensymbole zum Teil Nutzdaten, zum Teil Pilotdaten und zum Teil Nullen enthalten.

Der Vorgang wird durch eine eindimensionale, inverse FFT implementiert, die den Radix-2-Algorithmus verwendet [OS89]. Am Ausgang der IFFT entstehen die abgetasteten Basisband-Inphasen- und Quadratursignale im Zeitbereich.

Nach Abschnitt 2.3.1 wird eine Schutzzeit, das zyklische Präfix, benötigt. Diese Schutzzeit wird eingefügt, indem eine Kopie des letzten Teils des abgetasteten Basisbandsignals eines OFDM-Symbols dem Beginn dieses OFDM-Symbols vorangestellt wird.

Das so entstandene abgetastete Basisbandsignal im Zeitbereich wird dem analogen Sende-Frontend zugeführt.

4.1.3 MIMO-OFDM-Modulator

Im Falle mehrerer Sendeantennen kommen die in Abschnitt 2.2 beschriebenen MIMO-Verfahren zum Einsatz. Die für schmalbandige Systeme entwickelten MIMO-Algorithmen werden auf jeden Subträger des OFDM-Systems angewendet. Daher wird am Sender ein kombinierter MIMO-OFDM-Modulator benötigt. Die einzelnen Funktionen des MIMO-OFDM-Modulators werden im Folgenden beschrieben.

Generierung der OFDM-Symbole

Die Generierung der OFDM-Symbole erfolgt auf dieselbe Art und Weise wie im Einantennenfall. Es kann also das im vorigen Abschnitt beschriebene Modul hier ebenfalls eingesetzt werden. Aus N_D Datensymbolen am Eingang dieses Moduls wird durch Hinzufügen von Piloten und Nullträgern ein OFDM-Symbol der Länge N_c generiert.

Für die empfangsseitige Kanalschätzung im MIMO-Fall ist es von Vorteil, wenn die Piloten nicht für jedes OFDM-Symbol ihre Position und ihre Pilotdaten ändern, sondern nur für jedes zweite OFDM-Symbol. Hierauf wird bei der Beschreibung der Kanalschätzung für den MIMO-Fall in Abschnitt 4.5.2 näher eingegangen.

MIMO-Vorverarbeitung (Alamouti-Encoder)

Die MIMO-Vorverarbeitung sorgt für die Aufteilung der Datenströme auf die Sendeantennen. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit wird der in Abschnitt 2.2.2 vorgestellte Space-Time Block Code eingesetzt.

Prinzipiell ist für jeden der N_c Subträger ein eigener, schmalbandiger Encoder notwendig. Da die einzelnen Encoder jedoch gleichartig sind, kann auch ein vektorieller Encoder implementiert werden. Der vektorielle Encoder arbeitet mit OFDM-Symbolen als Eingang – anstelle eines einzelnen Datensymbols auf einem Subträger.

Nach dem in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Verfahren wird aus zwei aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen s_1 und s_2 ein Block gebildet, der nach Gleichung (2.17) zeitlich verarbeitet und auf die beiden Sendeantennen aufgeteilt wird.

OFDM-Modulation

Für jede Sendeantenne wird ein Modul zur OFDM-Modulation benötigt, das sich jedoch nicht vom entsprechenden Modul für den Einantennen-Fall unterscheidet. Es wird für jede Antenne eine inverse FFT durchgeführt und die Schutzzeit hinzugefügt.

Für jede Antenne liegt daraufhin das Basisbandsignal abgetastet im Zeitbereich vor.

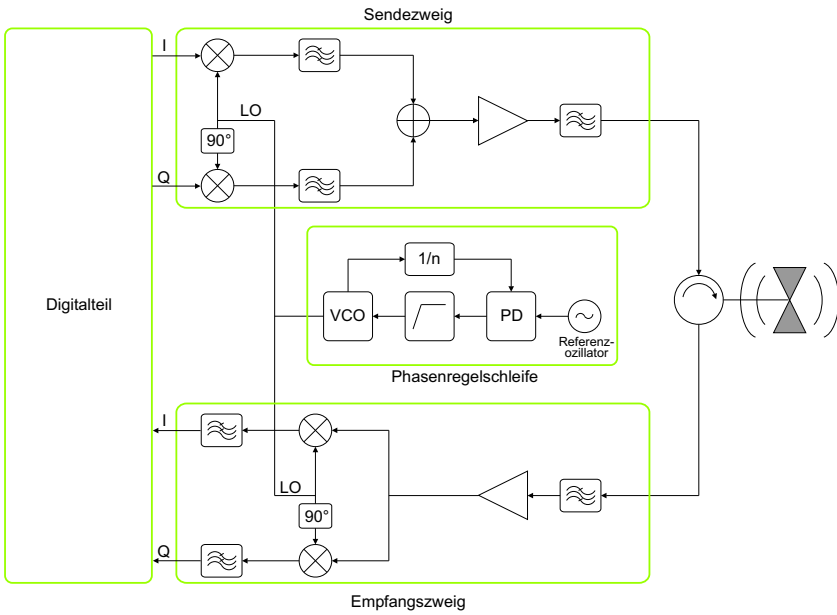


Bild 4.3: Blockschaltbild eines Frontends mit Direct-Conversion-Architektur

4.2 Analogteil am Sender

Nach der digitalen Modulation und Verarbeitung der Signale werden durch Digital-Analog(D/A)-Wandlung analoge Signale erzeugt. Die D/A-Wandlung wird als ideal vorausgesetzt.

Zur Übertragung über den Funkkanal sind analoge Sender- und Empfängerstufen notwendig, in denen die Signale im Sendefall in das gewünschte Frequenzband umgesetzt, gefiltert, leistungsverstärkt und über die Antenne bzw. die Antennen gesendet werden. Diese Vorgänge finden im analogen Frontend statt, das in Bild 4.3 dargestellt ist. Für jede Antenne wird ein Frontend benötigt.

Das Gesamtsystemmodell enthält Module, die die analogen Komponenten mit ihren spezifischen Nichtidealitäten nachbilden. Jedes Modul kann indi-

viduell parametrisiert werden, worauf in Kapitel 5 eingegangen wird. Die einzelnen Module werden im Folgenden erläutert.

Mischer

Nach der D/A-Wandlung liegen die Inphasen- und die Quadratur-Komponente im Basisband vor und werden über den Mischer (IQ-Mischer) in das gewünschte Frequenzband gemischt.

Phasenregelschleife

Die Phasenregelschleife (engl. *phase locked loop* – PLL) besteht aus insgesamt fünf Elementen: einem spannungsgesteuerten Oszillator, einem Frequenzteiler, einem Phasendetektor, einem Referenzoszillator und einem Regelfilter. Am Ausgang der PLL steht ein phasenrauscharmes, hochgenaues und hochstabiles Lokaloszillator-Signal zur Verfügung, das den IQ-Mischern zugeführt wird.

Der spannungsgesteuerte Oszillator (engl. *voltage controlled oscillator* – VCO) erfüllt in der Regel nicht die Anforderungen zur Erzeugung eines phasenrauscharmen Lokaloszillator-Signals, der Referenzoszillator in Form eines Quarzes jedoch schon. Quarze schwingen allerdings nur bis zu einer Frequenz von einigen 100 MHz. In der Phasenregelschleife wird das Ausgangssignal des spannungsgesteuerten Oszillators nach einer Frequenzteilung mit der Frequenz des Referenzoszillators über einen Phasendetektor verglichen. Bei einer Abweichung des VCO-Signals vom Referenzsignal wird die Steuerspannung des VCO entsprechend geregelt.

Aufgrund von Alterungsprozessen der Bauteile kann sich die eigentlich gewünschte Ausgangsfrequenz der PLL verschieben, was sich in einem Frequenzversatz Δf zwischen der ursprünglich vorgesehenen und der tatsächlichen Frequenz darstellt [TWK98].

Durch kurzzeitige Frequenzschwankungen entsteht Phasenrauschen. Das Phasenrauschen gibt bei einer bestimmten Frequenzabweichung an, um wieviel die Signalleistung unter der Signalleistung bei der gewünschten Trägerfrequenz liegt, und wird daher in der Einheit dBc/Hz angegeben. Durch den Einsatz einer PLL kann das Phasenrauschen des spannungsgesteuerten Oszillators deutlich vermindert, aber nicht völlig kompensiert werden. Untersuchungen zu den einzelnen Phasenrauschanteilen, die das Gesamtphasenrauschen der PLL bestimmen, wurden in [Mül06] durch-

geführt. Im Wesentlichen wird das Phasenrauschen der PLL durch das Phasenrauschen des Referenzoszillators bestimmt.

Phasenschieber

Durch den Phasenschieber erfährt die Q-Komponente einen Phasenversatz von 90° .

Falls der Phasenversatz nicht exakt 90° entspricht, entsteht eine Unsymmetrie zwischen dem I- und dem Q-Zweig, auf die bei der Beschreibung des analogen Frontends am Empfänger in Abschnitt 4.4 genauer eingegangen wird.

Bandpass-Filter

Durch den Mischprozess entstehen unerwünschte Frequenzanteile, die mittels eines Bandpass-Filters herausgefiltert werden.

Die Dämpfung der Signale im Durchlassbereich ist im Idealfall für alle Frequenzen innerhalb des Durchlassbereichs gleich. In der Nähe der -3 dB-Knickfrequenz erfahren die Signale jedoch in der Realität nicht die gleiche Dämpfung.

Die Filterflanke, die den Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich bildet, ist idealerweise unendlich steil. Bei der Annäherung dieser idealen Filterflanke durch eine hohe Filterordnung bei LC-Filtern entstehen Phasensprünge des Signals im Durchlassbereich. Somit unterliegt die Filtercharakteristik einem Kompromiss zwischen Flankensteilheit und Phasenkonstanz. Falls verfügbar, können akustische Oberflächenwellenfilter (engl. *surface acoustic wave* – SAW) eingesetzt werden, um diese Problematik zu umgehen. Falls die beiden Filter im I- und im Q-Zweig nicht identisch sind, entsteht ebenfalls eine IQ-Unsymmetrie.

Addierer

Am Addierer werden die Inphasen- und die Quadraturkomponente zu einem Signal zusammengeführt.

Leistungsverstärker

Die Hochfrequenzsignale werden am Leistungsverstärker auf die Sendeleistung verstärkt.

Ein idealer Leistungsverstärker weist eine lineare Verstärkerkennlinie zwischen Eingangs- und Ausgangsleistung auf. In der Realität ist die Kennlinie jedoch nichtlinear und der Verstärker befindet sich ab einer bestimmten Eingangsleistung in der Sättigung. Der Arbeitspunkt des Leistungsverstärkers muss so gewählt werden, dass dieser im linearen Bereich betrieben wird und trotzdem eine ausreichend hohe Verstärkung liefert.

Bandpass-Filter

Unerwünschte Frequenzanteile, die durch eine nichtlineare Verstärkerkennlinie entstehen können, werden durch ein Bandpass-Filter eliminiert.

Zirkulator

Die Trennung zwischen Sende- und Empfangszweig erfolgt mittels eines Zirkulators, so dass dieselbe Antenne für den Sende- und den Empfangsfall eingesetzt werden kann.

Die Sendesignale werden idealerweise ausschließlich zur Antenne geführt, während die Empfangssignale ausschließlich in den Empfangszweig geführt werden. Durch Isolationsfehler im Zirkulator wird ein Teil der Sendesignalenergie in den Empfangszweig und ein Teil der Empfangssignalenergie in den Sendezweig gekoppelt. Diese Effekte entsprechen einer Interferenzsituation. Diese Arbeit untersucht die Effekte im Falle einer unidirektionalen Verbindung. Daher wird der Zirkulator nicht weiter betrachtet.

4.3 Funkkanal mit Antennen

Der Funkkanal, der die Übertragung der Signale über die Sendeantennen, den Ausbreitungskanal und die Empfangsantennen beinhaltet, wird im Systemmodell als ein Modul dargestellt. Dieses Modul ist allgemein für eine beliebige Anzahl an Sende- und Empfangsantennen gültig.

Der Funkkanal zwischen einer Sende- und einer Empfangsantenne ist im Allgemeinen zeitvariant und frequenzselektiv und wird daher mit Hilfe einer zeitlich schwankenden Kanalimpulsantwort (im Zeitbereich) oder einer zeitvarianten Übertragungsfunktion (im Frequenzbereich) beschrieben [GW98]. Als Variable für die zeitliche Schwankung von Kanalimpulsantwort und Übertragungsfunktion wird im Folgenden t verwendet. Die

Zeitabhängigkeit, die sich aus der Fourierrelation von Übertragungsfunktion und Kanalimpulsantwort ergibt, wird mit der Variablen τ dargestellt. Die Bandpass-Übertragungsfunktion zwischen Sendeantenne m und Empfangsantenne n ist nach [GW98] gegeben durch

$$H_{nm}(f, t) = \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2} G_n G_m \quad (4.3)$$

$$\cdot \sum_{p=1}^{P(t)} \vec{C}_n^T(\Omega_{E,p}) \mathbf{T}_p(f, t) \vec{C}_m(\Omega_{S,p}) e^{-j2\pi f \tau_p} e^{-j\Delta\phi_{m,p}} e^{-j\Delta\phi_{n,p}}$$

mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 , den Antennengewinnen von Sendeantenne m bzw. Empfangsantenne n G_m und G_n und den vektoriellen Richtcharakteristiken \vec{C}_m und \vec{C}_n von Sendeantenne m bzw. Empfangsantenne n . P ist die Anzahl der Ausbreitungspfade, $\Omega_{S,p} = (\theta_{S,p}(t), \psi_{S,p}(t))$ die Ausfallsrichtung des Pfades p am Sender mit dem Elevationswinkel θ_p und dem Azimutwinkel ψ_p und $\Omega_{E,p} = (\theta_{E,p}(t), \psi_{E,p}(t))$ die Einfallsrichtung des Pfades p am Empfänger mit Elevationswinkel θ_p und Azimutwinkel ψ_p . $\mathbf{T}_p(f, t)$ ist die vollpolarimetrische Transfermatrix des Pfades p , die um die durch die Laufzeit τ_p bedingten Phasenterme bereinigt wurde. Die Elemente von $\mathbf{T}_p(f, t)$ beschreiben den komplexen Übertragungskoeffizienten des Pfades für die beiden Polarisierungen θ und ψ . $\Delta\phi_{m,p}$ und $\Delta\phi_{n,p}$ sind die Phasenunterschiede für den Pfad p am Sender bzw. am Empfänger, die sich in Mehrantennensystemen ergeben [Wal04, Kapitel 2.3.2].

4.3.1 Diskretisierung im Zeit- und Frequenzbereich

Die Zeitabhängigkeit wird im Systemmodell diskretisiert, d.h. die Gleichung (4.3) wird zu fest vorgegebenen Zeitpunkten $t = t_0$ ausgewertet und von einer *Kanalrealisierung* gesprochen. Um das zeitlich sich ändernde Kanalverhalten zu berücksichtigen, werden viele einzelne Zeitpunkte betrachtet, d.h. der Umfang der verwendeten Kanalrealisierungen wird ausreichend groß gewählt. Die Gültigkeitsdauer T_B einer Kanalrealisierung hängt vom Szenario und der Geschwindigkeit der Mobilstation ab. Für die hier betrachteten Szenarien ist die Gültigkeitsdauer festgelegt als das Doppelte der OFDM-Symboldauer. Pro Kanalrealisierung werden also $4N_D$ Bits übertragen.

Auch die Frequenzabhängigkeit wird im Systemmodell diskretisiert, d.h. die Bandpass-Übertragungsfunktion als diskrete Funktion dargestellt. Für den SISO-Fall ist der Zusammenhang zwischen dem Verlauf der komplexen Spannung an der Sendeantenne $u_S(\tau)$, der Kanalimpulsantwort bzw. Übertragungsfunktion und dem Verlauf der komplexen Spannung an der Empfangsantenne $u_E(\tau)$ für eine Kanalrealisierung gegeben durch

$$u_E(\tau) = u_S(\tau) * h(\tau) \quad \circ \text{---} \bullet \quad U_E(f) = U_S(f) \cdot H(f) \quad (4.4)$$

mit den Fourier-Paaren

$$\begin{aligned} u_S(\tau) & \quad \circ \text{---} \bullet \quad U_S(f) \\ u_E(\tau) & \quad \circ \text{---} \bullet \quad U_E(f) \\ h(\tau) & \quad \circ \text{---} \bullet \quad H(f) \end{aligned}$$

Die komplexe Spannung an der Sendeantenne wird mit Hilfe der Gültigkeitsdauer einer Kanalrealisierung $T_B = \Upsilon \Delta\tau$ zeitlich diskretisiert, wobei die Zeit zwischen zwei Abtastwerten $\Delta\tau$ nach dem Abtasttheorem [Kie98] gewählt werden muss.

$$u_S(v) = u_S(\tau = v\Delta\tau), \quad v = 1 \dots \Upsilon \quad (4.5)$$

Die einzelnen Abtastwerte können in einen Vektor eingetragen werden.

$$\vec{u}_S = \begin{pmatrix} u_S(1) \\ u_S(2) \\ \vdots \\ u_S(\Upsilon) \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Die zeitdiskrete Darstellung der Kanalimpulsantwort sei

$$h(k) = h(\tau = k\Delta\tau), \quad k = 1 \dots K \quad (4.7)$$

bzw. vektoriell dargestellt

$$\vec{h} = \begin{pmatrix} h(1) \\ h(2) \\ \vdots \\ h(K) \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

mit der maximalen Verzögerungszeit im Kanal $K\Delta\tau$. Aufgrund der Faltung ergibt sich hieraus die Anzahl der Abtastwerte für die komplexe Spannung an der Empfangsantenne zu $\Upsilon + K - 1$.

Die Berechnung erfolgt im Systemmodell jedoch im Frequenzbereich, da sich dies aus Implementierungssicht als günstiger erweist. Die Faltung im Zeitbereich entspricht einer Multiplikation im Frequenzbereich. Damit die Abtastung im Frequenzbereich bei allen drei Vektoren gleich ist und somit eine elementweise Multiplikation im Frequenzbereich durchgeführt werden kann, muss durch Zeropadding erreicht werden, dass die Länge aller Vektoren gleich $L \geq \Upsilon + K - 1$ ist. Der Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich kann mit Hilfe einer schnellen Fouriertransformation effizient implementiert werden. Hierfür ist jedoch erforderlich, dass L eine Zweierpotenz ist. Es folgt hieraus:

$$L = 2^{\lceil \frac{\ln(\Upsilon+K-1)}{\ln 2} \rceil} \quad (4.9)$$

Die komplexe Empfangsspannung ergibt sich nach Gleichung (4.4) aus der inversen Fouriertransformation des Produkts aus Übertragungsfunktion und der Fouriertransformierten der komplexen Sendespannung.

$$\vec{u}_E = \mathcal{F}^{-1}(\vec{H} \cdot \mathcal{F}(\vec{u}_S)) \quad (4.10)$$

4.3.2 Allgemeine Darstellung für den MIMO-Fall

Im MIMO-Fall mit M Sende- und N Empfangsantennen muss die Gleichung (2.1) erweitert werden, um die Frequenzselektivität des Funkkanals zu berücksichtigen. Die komplexen Spannungen an den Sendeantennen im Zeitbereich $u_{S,m}(\tau)$ bzw. im Frequenzbereich $U_{S,m}(f)$ werden in einen Vektor zusammengefasst.

$$\vec{u}_S(\tau) = \begin{pmatrix} u_{S,1}(\tau) \\ u_{S,2}(\tau) \\ \vdots \\ u_{S,M}(\tau) \end{pmatrix} \quad \circ \bullet \quad \vec{U}_S(f) = \begin{pmatrix} U_{S,1}(f) \\ U_{S,2}(f) \\ \vdots \\ U_{S,M}(f) \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Ebenso die komplexen Spannungen an den Empfangsantennen:

$$\vec{u}_E(\tau) = \begin{pmatrix} u_{E,1}(\tau) \\ u_{E,2}(\tau) \\ \vdots \\ u_{E,N}(\tau) \end{pmatrix} \quad \circ \bullet \quad \vec{U}_E(f) = \begin{pmatrix} U_{E,1}(f) \\ U_{E,2}(f) \\ \vdots \\ U_{E,N}(f) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Eine Kanalrealisierung wird durch eine Kanalmatrix \mathbf{H} im Zeit- oder Frequenzbereich beschrieben, wobei im Folgenden die Darstellung im Frequenzbereich bevorzugt wird:

$$\mathbf{H}(f) = \begin{pmatrix} H_{11}(f) & H_{12}(f) & \cdots & H_{1M}(f) \\ H_{21}(f) & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ H_{N1}(f) & \cdots & \cdots & H_{NM}(f) \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Die Elemente $H_{nm}(f)$ sind durch Gleichung (4.3) bestimmt. Der Zusammenhang zwischen den Spannungen an den Sende- und an den Empfangsantennen ergibt sich im Frequenzbereich zu

$$\vec{U}_E(f) = \mathbf{H}(f)\vec{U}_S(f) \quad (4.14)$$

Diskretisiert betrachtet sind die Elemente der Vektoren \vec{U}_S und \vec{U}_E sowie die Elemente von \mathbf{H} selbst Vektoren.

Im allgemeinen Modul, das die Übertragung der Signale über die Sendeantennen, den Ausbreitungskanal und die Empfangsantennen darstellt, wird die Berechnung in drei Schritten durchgeführt:

1. Zeropadding und Fouriertransformation der diskreten Sendespannungen $u_{S,m}(v)$ für alle Sendeantennen
2. Berechnung der Empfangsspannungen im Frequenzbereich nach Gleichung (4.14)
3. Rücktransformation der Empfangsspannungen in den Zeitbereich

Zur Bestimmung der Kanalrealisierungen, deren Ausbreitungspfade und Pfadeigenschaften wird ein Kanalmodell benötigt (s. Abschnitt 5.7). In die Berechnung der Übertragungsfunktion mit Hilfe von Gleichung (4.3) gehen darüber hinaus auch die Kenngrößen der Sende- und Empfangsantennen ein, die in Abschnitt 5.6 ermittelt werden.

4.3.3 Additives Rauschen

Dem Nutzsignal werden bei der Übertragung über reale Kanäle additive Störgrößen überlagert, unter anderem thermisches Rauschen von Verstärker-Bauelementen, atmosphärisches Rauschen usw. Ein häufig verwendetes Modell basiert auf der Annahme von gaußverteilten additiven Rauschgrößen [Kam96]. Im Systemmodell wird daher den Empfangssignalen an jeder Empfangsantenne unabhängiges, weißes gaußverteiltes Rauschen additiv überlagert. Die Varianz des Rauschens entspricht der Rauschleistung (siehe Gleichung (3.4)).

Um in der Simulation die Leistungsfähigkeit des jeweiligen Kommunikationssystem zu bestimmen und Vergleiche durchführen zu können, kann – wie in Abschnitt 3.1.1 eingeführt – die Bitfehlerrate über dem Signal-zu-Rauschverhältnis pro Bit als Bewertungsgröße herangezogen werden. Hierfür ist es praktikabel, bei der Simulation die Rauschleistung und somit das Signal-zu-Rauschverhältnis vorzugeben und dann die entstehende Bitfehlerrate zu bestimmen. Daher ist die Rauschleistung dieses Moduls ein wesentlicher Systemparameter.

4.4 Analogteil am Empfänger

Zu jeder Empfangsantenne gehört ein analoges Frontend. Im Empfangsfall werden die Signale über die Antenne / Antennen empfangen, gefiltert, verstärkt und in das Basisband gemischt. Das analoge Frontend ist im Gesamtsystemmodell modular aufgebaut, wobei – wie auf der Sendeseite – jedes Modul eine Komponente und deren nichtideale Eigenschaften nachbildet und individuell parametrisiert werden kann.

Für die Realisierung und den Aufbau von Frontends gibt es verschiedene Architekturen: Super-Heterodyn Architektur, Direct-Conversion-Architektur, etc. [Raz98]. Am Empfänger müssen die Empfangssignale aus einem unbegrenzten Spektrum selektiert werden und sind auch durch verschiedene Störungen verfälscht. Um weitere Störungen durch analoge Bauelemente zu vermeiden, wäre die Realisierung eines Software Radios mit Analog-Digital(A/D)-Wandlung des hochfrequenten Trägersignals wünschenswert. Da hierfür hohe Abstraten und ein hoher Rechenaufwand in der Signalverarbeitung notwendig sind, wird dieses Konzept nicht weiter betrachtet.

Super-Heterodyn Architektur: Bei einer Super-Heterodyn Architektur kommt eine zweistufige Mischung zum Einsatz. Empfangsseitig wird das Trägersignal in der ersten Stufe einfach auf eine Zwischenfrequenz gemischt, und in der zweiten Stufe eine Quadraturmischung ins Basisband durchgeführt, so dass A/D-Wandler mit niedrigen Abtastraten ausreichen. Allerdings sind zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen und Harmonischen der Lokaloszillatoren steilflankige Filter notwendig. Der Hardware-Aufwand ist höher als bei der Direct-Conversion Architektur.

Direct-Conversion Architektur: Beim Direct-Conversion Sender werden die Signale direkt vom Basisband auf die gewünschte Trägerfrequenz gemischt. Im Empfangsfall werden die Signale von der hochfrequenten Trägerfrequenz direkt in das Basisband umgesetzt. Durch die direkte Mischung entfällt die Problematik der Spiegelfrequenzen und der Hardware-Aufwand ist im Vergleich zu anderen Architekturen geringer. Problematisch sind jedoch Offset-Spannungen im Basisband, die durch Mischprodukte des Lokaloszillator-Signals mit sich selbst entstehen. Die in dieser Arbeit betrachteten Frontends entsprechen einer Direct-Conversion Architektur. Das Blockschaltbild ist in Bild 4.3 dargestellt. Die einzelnen Komponenten werden in den folgenden Abschnitten erläutert.

Zirkulator

Am Zirkulator werden die von der Antenne empfangenen Signale dem Empfangszweig zugeführt.

Bandpass

Mittels eines Bandpassfilters wird der gewünschte Frequenzbereich ausgewählt.

Rauscharmer Verstärker

Zur Verstärkung der Empfangssignale wird ein rauscharmer Verstärker eingesetzt, damit das Signal-zu-Rauschverhältnis möglichst hoch ist.

Phasenregelschleife

Für die Abwärtsmischung ins Basisband liefert eine Phasenregelschleife die benötigte Lokaloszillatorfrequenz. Je nach Systemkonzept kann dieselbe PLL für den Sende- und den Empfangszweig verwendet werden.

In einem MIMO-System mit mehreren Empfangsantennen ist eine PLL ausreichend, um die Lokaloszillatorsignale für alle Empfangszweige zu erzeugen.

Der Aufbau der PLL entspricht dem Aufbau der im Sendefall beschriebenen PLL (Abschnitt 4.2).

Phasenschieber

Zur IQ-Mischung wird ein Phasenschieber benötigt, der einen Phasenversatz von 90° erzeugt.

Mischer

Das Empfangssignal wird in I- und Q-Komponente aufgeteilt. Beide Komponenten werden direkt ins Basisband gemischt.

Durch die Direct-Conversion Architektur kann ein unerwünschter DC-Offset entstehen, falls Leistungsanteile des Lokaloszillatorsignals in den Hochfrequenzzweig koppeln. Das Lokaloszillatorsignal s_{LO} sowie der übergekoppelte Signalanteil liegen bei derselben Frequenz, unterscheiden sich jedoch in Amplitude und Phase.

Das Zwischenfrequenzsignal s_{ZF} am Ausgang des Mixers ergibt sich allgemein zu

$$s_{ZF}(t) = s_{LO}(t) \cdot s_{HF}(t) \quad (4.15)$$

Bei der Mischung zweier gleichfrequenter Signale mit den Amplituden A_1 und A_2 und den Phasen ϕ_1 und ϕ_2 ergibt sich für das ZF-Signal

$$\begin{aligned} s_{ZF}(t) &= A_1 \sin(2\pi f_{LO}t + \phi_1) \cdot A_2 \sin(2\pi f_{LO}t + \phi_2) \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_2 (\cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(4\pi f_{LO}t + \phi_1 + \phi_2)) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Das ZF-Signal setzt sich folglich aus zwei Anteilen zusammen: einem Gleichanteil und einem hochfrequenten Anteil, der bei der doppelten LO-Frequenz liegt und daher durch das folgende Tiefpassfilter herausgefiltert wird. Der verbleibende Gleichanteil stellt den DC-Offset ΔA dar, der von

den Amplituden A_1 und A_2 und der Phasendifferenz zwischen Lokalszillatorsignal und übergekoppeltem Signal abhängt.

Im Idealfall entspricht das Ausgangssignal des jeweiligen Mischers der Inphasen- bzw. Quadratur-Komponente des Basisbandsignals. Falls ein DC-Offset auftritt, ist das Ausgangssignal – im Zeitbereich betrachtet – um den DC-Offset ΔA nach oben bzw. unten verschoben. Im Frequenzbereich verursacht der DC-Offset eine zusätzliche Signalleistung um die Frequenz 0 Hz.

Zusätzlich zum DC-Offset kann bei der IQ-Mischung ein weiterer, unerwünschter Effekt auftreten: die Amplituden- und Phasenunsymmetrie (engl. *IQ imbalance*) [SHA01, WF04]. Dieser Effekt bedeutet, dass sich die Amplitude der I-Komponente von der Amplitude der Q-Komponente unterscheidet. Bei einer QPSK-Modulation sind diese Amplituden im Idealfall gleich. Falls der Phasenschieber keinen Phasenunterschied von exakt 90° zwischen dem LO-Signal von I- und Q-Mischer herstellt, ergibt sich ein Winkelunterschied im Signalraumdiagramm im Vergleich zu einem idealen Signal. Die Signale erfahren somit nicht nur auf Grund des Funkkanals eine Veränderung der Amplitude und der Phase, sondern auch durch das nichtideale Verhalten des IQ-Mischers.

Tiefpass

Die durch den Mischprozess entstehenden unerwünschten Frequenzen werden durch ein Tiefpassfilter herausgefiltert.

Die I- und Q-Komponente liegen nun im Basisband vor und werden nach einer A/D-Wandlung im Digitalteil am Empfänger weiterverarbeitet.

4.5 Digitalteil am Empfänger

Der Digitalteil am Empfänger ist ebenfalls in Module aufgeteilt. Die einzelnen Module werden im Folgenden beschrieben.

4.5.1 Synchronisation und OFDM-Demodulation

Das erste Modul am Empfänger beinhaltet die Synchronisation und die OFDM-Demodulation. Es wird ein solches Modul für jede Empfangsantenne benötigt. Eingangsgröße ist das abgetastete Basisband-Empfangssignal der Antenne im Zeitbereich.

Um Intersymbol-Interferenzen zu vermeiden, muss der Zeitpunkt des Beginns eines OFDM-Symbols bekannt sein, wenn das OFDM-Symbol mittels einer FFT demoduliert wird. Daher ist eine Zeitsynchronisation erforderlich.

Ein weiteres Problem ist, dass die Lokalszillatoren bzw. die Phasenregelschleife am Sender und am Empfänger nicht zwangsläufig exakt bei derselben Frequenz arbeiten. Ein Frequenzversatz zwischen Sender und Empfänger hat zur Folge, dass die Orthogonalität der Subträger verloren geht und Inter-Carrier Interference (ICI) entsteht [Moo94]. Eine Frequenzsynchronisation am Empfänger schätzt diesen Frequenzversatz, so dass er kompensiert werden kann.

Die Zeit- und Frequenzsynchronisation kann simultan durchgeführt werden. In dieser Arbeit kommt das in [BSB97] vorgeschlagene Verfahren hierbei zum Einsatz. Die Wiederholung innerhalb eines OFDM-Symbols, die durch das zyklische Präfix entsteht, wird dabei ausgenutzt, um gleichzeitig eine Schätzung der Zeitverschiebung und des Frequenzversatzes durchzuführen.

Eine Maximum Likelihood (ML) Schätzung ist eine statistische Schätzung der Parameter der gemeinsamen Verteilungsfunktion beobachteter (gemessener) Zufallsvariablen. Die Art der gemeinsamen Verteilung wird als bekannt vorausgesetzt. Seien r_1, r_2, \dots, r_k die beobachteten Werte der Zufallsvariablen R_1, R_2, \dots, R_k . $f(\vec{r})$ sei die gemeinsame Wahrscheinlichkeitsdichte. Die ML Funktion $f(r_1, \dots, r_k | \Delta\tau, \Delta f)$ wird aus den beobachteten Werten r_1, \dots, r_k als Funktion von $\Delta\tau$ und Δf berechnet.

Da die gemeinsame Verteilung der empfangenen Daten annäherungsweise als bekannt vorausgesetzt werden kann, können mit Hilfe der ML Schätzung die Zeitverschiebung $\Delta\tau$ und der Frequenzversatz Δf bestimmt werden. Das empfangene Signal wird approximiert als

$$y(k) = s(k - \Delta\tau)e^{2\pi\Delta f k/K} + n(k) \quad (4.17)$$

mit dem gesendeten Signal $s(k)$ und der Anzahl der Abtastwerte in einem OFDM-Symbol ohne Schutzzeit K . Um die ML Funktion konstruieren zu können, muss die gemeinsame Wahrscheinlichkeitsdichte der beobachteten Abtastwerte bekannt sein. Da die Anzahl der Subträger als groß angenommen wird, kann nach dem zentralen Grenzwertsatz die gemeinsame Verteilung der beobachteten Abtastwerte als komplexer Gauß-Prozess angenommen werden. Durch das zyklische Präfix ist der Gauß-Prozess nicht

weiß in der betrachteten Bandbreite. In [BSB97] ist die ML Funktion hergeleitet zu

$$f(\Delta\tau, \Delta f) = |g(\Delta\tau)| \cos(2\pi\Delta f + \arg(g(\Delta\tau)) - \rho F(\Delta\tau)) \quad (4.18)$$

mit

$$g(i) = \sum_{k=i}^{i+L-1} y(k)y^*(k+K) \quad (4.19)$$

$$F(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=i}^{i+L-1} [|y(k)|^2 + |y(k+K)|^2] \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} \rho &= \left| \frac{\text{E}\{y(k)y^*(k+K)\}}{\sqrt{\text{E}\{|y(k)|^2\} \text{E}\{|y(k+K)|^2\}}} \right| \\ &= \frac{P_S}{P_S + P_N} \end{aligned} \quad (4.21)$$

wobei L die Länge der Schutzzeit ist. Gleichung (4.18) ist die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der empfangenen Abtastwerte $y(k)$ als Funktion der Zeitverschiebung $\Delta\tau$ und des Frequenzversatzes Δf . Die ML Lösung ergibt sich nach [BSB97] zu

$$\Delta\tau = \hat{\Delta\tau}_{ML} = \arg \max_{\Delta\tau} \{|g(\Delta\tau)| - \rho F(\Delta\tau)\} \quad (4.22)$$

und

$$\Delta f = \hat{\Delta f}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \arg\{g(\hat{\Delta\tau}_{ML})\} \quad (4.23)$$

Gleichung (4.18) entspricht einer Korrelation und Gleichung (4.20) beschreibt die mittlere Leistung des empfangenen Signals und eines um L verzögerten Empfangssignals. Die Berechnung wird alle $K + L$ Abtastwerte wiederholt. Die Berechnung des Frequenzversatzes ist nur eindeutig, solange der Frequenzversatz kleiner als die Hälfte des Subträgerabstandes ist.

Durch die zeitliche Synchronisation wird das Integrationsintervall für die FFT festgelegt, d.h. die Schutzzeit wird gleichzeitig entfernt. Der Frequenzversatz kann für jeden Subträger $z(k)$ durch

$$z_{\text{Korr}}(k) = z(k)e^{-\frac{j2\pi k \Delta f}{N_c}} \quad k \in [0, N_c - 1] \quad (4.24)$$

kompensiert werden.

Eine kohärente OFDM-Demodulation wird dann durch die schnelle Fouriertransformation (FFT) erreicht, die die Daten-, Pilot- und Nullsymbole für jeden Subträger gewinnt. Die Nullsymbole werden nach der FFT entfernt.

Die Daten- und Pilotsymbole enthalten noch Amplituden- und Phasenfehler, die durch die Übertragung im Funkkanal entstanden sind. Für die Korrektur ist die Kenntnis dieser Verschiebungen notwendig, die durch eine Kanalschätzung gewonnen wird.

4.5.2 Kanalschätzung

Sendeseitig wurden an bestimmten Positionen in jedem OFDM-Symbol, den Piloten, dem Empfänger bekannte Daten eingefügt. Mit Hilfe dieser bekannten Daten kann eine Schätzung der Kanalübertragungsfunktion an den Frequenzpunkten, an denen sich die Piloten befinden, durchgeführt werden.

Modul zur Kanalschätzung

Eingangsgröße eines Moduls zur Kanalschätzung ist ein OFDM-Symbol. Der Kanalübertragungskoeffizient an den Stellen der Piloten wird aus dem empfangenen Symbol und dem gesendeten (dem Empfänger bekannten) Pilotsymbol bestimmt. Der Kanalübertragungskoeffizient für die Datensubträger, die zwischen zwei Piloten liegen, wird durch lineare Interpolation gewonnen. Im Modul werden die folgenden Berechnungsschritte durchgeführt:

$$\hat{H}(p) = \frac{y_p}{c_p} \quad (4.25)$$

$$\hat{H}(k) = aH(p_i) + (1 - a)H(p_j) \quad (4.26)$$

$$\text{mit } a = \frac{p_j - k}{p_j - p_i}$$

wobei p eine Pilotposition ist, y_p das Empfangssymbol an der Stelle p und c_p das Pilotsymbol, das mit Hilfe eines Schieberegisters wie am Sender gemäß Gleichung (4.2) erzeugt wird. k ist der Index eines Datensubträgers und p_i und p_j sind die Indizes der beiden Piloten, zwischen denen der Datensubträger k liegt.

Ausgangsgrößen des Moduls sind das OFDM-Symbol und die dazugehörige geschätzte Kanalübertragungsfunktion. Die Kanalschätzung wird für jedes OFDM-Symbol unabhängig von vorherigen OFDM-Symbolen und Kanalschätz-Ergebnissen durchgeführt. Dieses pilotenbasierte Kanalschätzverfahren ist weniger aufwändig als Entzerrer im Zeitbereich, wie sie in breitbandigen Einträgersystemen zum Einsatz kommen [NP00, Kapitel 2.7].

Das Modul zur Kanalschätzung kommt in einem SISO-System in dieser Form direkt nach der OFDM-Demodulation zum Einsatz.

Einsatz des Moduls in Mehrantennensystemen

In Systemen mit M Sende- und N Empfangsantennen wird der Funkkanal durch die Kanalmatrix \mathbf{H} nach Gleichung (2.1) beschrieben. Die Kanalmatrix hat die Dimension $N \times M$, es werden folglich $M \cdot N$ Kanalschätzmodule benötigt, um die Kanalübertragungsfunktionen zwischen allen Sende- und Empfangsantennen zu bestimmen. Die Anordnung der Kanalschätzmodule hängt von dem eingesetzten MIMO-Verfahren ab. Für die hier speziell betrachteten Verfahren werden die Kanalschätzmodule wie folgt angeordnet:

Ein **Maximum Ratio Combining**-System hat nur eine Sende- und N Empfangsantennen. Es befindet sich im Empfangszweig jeder Empfangsantenne hinter der OFDM-Demodulation ein Kanalschätzmodul, das die Kanalübertragungsfunktion zwischen der Sendeantenne und dieser Empfangsantenne schätzt.

Beim **2×1 Space-Time Coding**-System mit zwei Sende- und einer Empfangsantenne müssen zwei Kanalübertragungsfunktionen geschätzt werden: H_1 und H_2 . Hier wird die blockweise Codierung ausgenutzt, das heißt, zwei aufeinanderfolgende OFDM-Symbole y_1 und y_2 werden gemeinsam genutzt, um H_1 und H_2 zu schätzen. Für die beiden Empfangssymbole gilt der in Gleichung (2.10) dargestellte Zusammenhang, der hier nochmals dargestellt wird:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

Für die Kanalschätzung werden in diesem System sendeseitig jeweils für

einen Block aus zwei OFDM-Symbolen dieselben Piloten verwendet (s. Abschnitt 4.1.3), so dass gilt:

$$s_1(k) = s_2(k) \quad k \in \{\text{Pilotposition}\} \quad (4.28)$$

Daraus folgt für die Empfangssymbole an der Stelle der Piloten

$$y_1 = (H_1 + H_2)s_1 + n_1 \quad (4.29)$$

$$y_2^* = (-H_1 + H_2)^*s_1 + n_2^* \quad (4.30)$$

Die beiden Kanalschätzmodule werden daher verwendet, um aus y_1 und y_2 die beiden Summen $(H_1 + H_2)$ und $(-H_1 + H_2)$ zu schätzen. H_1 und H_2 lassen sich dann mittels einfacher Linearkombinationen ermitteln:

$$H_1 = \frac{1}{2}((H_1 + H_2) - (-H_1 + H_2)) \quad (4.31)$$

$$H_2 = \frac{1}{2}((H_1 + H_2) + (-H_1 + H_2)) \quad (4.32)$$

Ausgangsgrößen der beiden Kanalschätzmodule sind die beiden OFDM-Symbole y_1 und y_2 eines Blocks sowie die beiden Kanalübertragungsfunktionen H_1 und H_2 .

Für das 2×2 **Space-Time Coding**-System müssen die vier Elemente der Kanalmatrix (2.13) mit Hilfe von vier Kanalschätzmodulen ermittelt werden, zwei Module pro Empfangsantenne. Die Anordnung ist für jede Empfangsantenne wie im gerade behandelten 2×1 -System, vgl. Gleichung (2.14) und (2.15). Mit den Modulen hinter Empfangsantenne 1 werden $(H_{11} + H_{12})$ und $(-H_{11} + H_{12})$ geschätzt, hinter Empfangsantenne 2 $(H_{21} + H_{22})$ und $(-H_{21} + H_{22})$. Mittels Linearkombination erhält man alle vier Elemente der Kanalmatrix für jeden Subträger am Ausgang der Kanalschätzmodule. Gleichzeitig stehen die beiden OFDM-Symbole eines Blocks für jede Empfangsantenne zur weiteren MIMO-Verarbeitung zur Verfügung.

4.5.3 Matched Filter (SISO)

Nachdem die Kanalübertragungskoeffizienten für alle Subträger in der Kanalschätzung ermittelt wurden, können die durch den Kanal bedingten

Amplituden- und Phasenfehler des empfangenen OFDM-Symbols korrigiert werden. Dies wird im SISO-Fall mit einem Matched Filter erreicht.

$$\tilde{s}(k) = \frac{1}{|H(k)|^2} H^*(k) y(k) \quad k \in [0, N_c] \quad (4.33)$$

Das OFDM-Symbol enthält neben den Datensymbolen auch noch die Pilotdaten, die jedoch mit Hilfe des in Abschnitt 4.1.2 beschriebenen Schemas zur Bestimmung der Pilotpositionen aus dem OFDM-Symbol entfernt werden können. Übrig bleiben die einzelnen QPSK-Empfangssymbole, die von parallel nach seriell zu wandeln sind.

4.5.4 Matched Filter (MRC)

Im Falle eines reinen Empfangsdiversity-Systems werden gemäß der Maximum-Ratio Combining-Regel (Gleichung (2.4)) die empfangenen OFDM-Symbole in einem Matched Filter kombiniert. Bei zwei Empfangsantennen bedeutet dies:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(k) &= \frac{1}{\mathcal{H}} (H_1^*(k) y_1(k) + H_2^*(k) y_2(k)) \\ \text{mit } \mathcal{H} &= |H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2 \end{aligned} \quad (4.34)$$

Wie im SISO-Fall müssen die Pilotdaten aus dem OFDM-Symbol entfernt werden. Durch eine Wandlung von parallel nach seriell erhält man die QPSK-Empfangssymbole.

4.5.5 MIMO-Nachverarbeitung

Im Modul zur MIMO-Nachverarbeitung wird der in Abschnitt 2.2.2 beschriebene Alamouti-Combiner realisiert. Auch hier können die eigentlich für jeden Subträger benötigten N_c Combiner vektorisiert werden, wie in Abschnitt 4.1.3 für die sendeseitige MIMO-Vorverarbeitung beschrieben. Anstelle einzelner Datensymbole verarbeitet der Combiner ganze OFDM-Symbole. Die in den Gleichungen (2.19) verwendeten Kanalübertragungsfaktoren bestehen dann aus den in der Kanalschätzung ermittelten Kanalübertragungsfunktionen für die OFDM-Symbole. Diese Gleichungen sind im Modul der MIMO-Nachverarbeitung implementiert und werden im Folgenden nochmals aufgeführt:

2×1 -System:

$$\tilde{s}_1(k) = \frac{1}{\mathcal{H}} (H_1^*(k)y_1(k) + H_2(k)y_2^*(k)) \quad (4.35)$$

$$\tilde{s}_2(k) = \frac{1}{\mathcal{H}} (H_2^*(k)y_1(k) - H_1(k)y_2^*(k)) \quad (4.36)$$

$$\text{mit } \mathcal{H} = |H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2$$

2×2 -System:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1(k) = \frac{1}{\mathcal{H}} & (H_{11}^*(k)y_{1,\text{ant}1}(k) + H_{12}(k)y_{2,\text{ant}1}^*(k) \\ & + H_{21}^*(k)y_{1,\text{ant}2}(k) + H_{22}(k)y_{2,\text{ant}2}^*(k)) \end{aligned} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_2(k) = \frac{1}{\mathcal{H}} & (H_{12}^*(k)y_{1,\text{ant}1}(k) - H_{11}(k)y_{2,\text{ant}1}^*(k) \\ & + H_{22}^*(k)y_{1,\text{ant}2}(k) - H_{21}(k)y_{2,\text{ant}2}^*(k)) \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\text{mit } \mathcal{H} = |H_{11}(k)|^2 + |H_{12}(k)|^2 + |H_{21}(k)|^2 + |H_{22}(k)|^2$$

Diese beiden empfangenen OFDM-Symbole eines Blocks müssen zeitlich wieder hintereinander sortiert werden. Nach dem Entfernen der Piloten und einer Wandlung von parallel nach seriell entstehen die einzelnen QPSK-Datensymbole.

4.5.6 Demodulator

Aus den einzelnen, komplexen QPSK-Empfangssymbolen werden mit Hilfe von Entscheidungsschwellen die empfangenen Bits gewonnen. Bei QPSK wird die Entscheidung anhand des Quadranten im Signalraumdiagramm getroffen, d.h. die Entscheidungsschwellen entsprechen gerade der I- und der Q-Achse [Kam96]. Mit Hilfe der Gray-Codierung nach Tabelle 4.1 werden die empfangenen Bits bestimmt.

4.6 Bestimmung der Bitfehlerrate

Die Bitfehlerrate (vgl. Abschnitt 3.1.2) wird aus einem Vergleich von empfangenen und gesendeten Bits bestimmt. Sie kann über dem Signal-zu-

Rauschverhältnis pro Bit dargestellt werden, wobei das Signal-zu-Rauschverhältnis mit Hilfe der Rauschleistung variiert werden kann, wie in Abschnitt 4.3.3 erläutert wurde. Um eine hohe Konfidenz der Simulationsergebnisse zu erzielen, ist darauf zu achten, dass die Anzahl der simulierten Bits nach Abschnitt 3.1.2 festgelegt wird.

4.7 Fazit

In diesem Kapitel wurde ein flexibles Systemmodell zur Analyse von MIMO-OFDM Kommunikationssystemen vorgestellt. Das Systemmodell ist modular aufgebaut, und das Prinzip der MIMO-Verfahren erlaubt es, viele Module eines SISO-OFDM-Kommunikationssystems auch im MIMO-Fall einzusetzen. Beispiele hierfür sind die OFDM-Symbolgenerierung, die OFDM-Modulation und -Demodulation, die Synchronisation und die Kanalschätzung. Die Komponenten des analogen Frontends werden für den MIMO-Fall ohne Abwandlung eingesetzt.

Trotzdem sind die übertragenen Signale unterschiedlich, da durch die MIMO-spezifische Vor- und Nachverarbeitung in die Signalstruktur eingegriffen wird. Da sich hieraus neue Störungseinflüsse ergeben können, wird in Kapitel 6 und 7 eine Untersuchung der Komponenten des analogen Hochfrequenzteils durchgeführt. Um zu gewährleisten, dass das Gesamtsystemmodell die wesentlichen Funktionen realitätsnah nachbildet, wird im nächsten Kapitel das Modell mit gemessenen Daten parametrisiert und an pfadbasierte Kanalmodelle angebunden.

5 Parametrisierung des Gesamtsystemmodells

Für quantitative Untersuchungen der Störungseinflüsse ist eine Parametrisierung des Gesamtsystemmodells nötig, die sich an realen Systemen orientiert. MIMO-OFDM könnte in zukünftigen Kommunikationssystemen für zwei unterschiedliche Anwendungen eingesetzt werden: Zum einen bei Ad-Hoc-Netzen wie *Wireless Local Area Networks (WLAN)* und zum anderen bei der als *Long Term Evolution (LTE)* bezeichneten Weiterentwicklung des zellularen Mobilfunks. Da sich diese beiden Anwendungen in mehreren Punkten unterscheiden, werden verschiedene Systemparameter für beide Szenarien abgeleitet. Die Parametrisierung der einzelnen Bauelemente erfolgt entsprechend angepasst auf die Systemparameter beider Szenarien. Jedes Modul des Gesamtsystemmodells kann individuell parametrisiert werden. Für die quantitativen Untersuchungen in Kapitel 6 wurde das Gesamtsystemmodell in die Simulationsumgebung *Advanced Design System (ADS)* [Agi04] implementiert, so dass die Bitfehlerraten-Kurven mit Simulationen bestimmt werden können.

5.1 Systemparameter

Die Kombination von MIMO und OFDM ist derzeit im Gespräch für die Erweiterung von WLAN nach dem IEEE-Standard 802.11n. Daher wird in dieser Arbeit als Frequenz 5,25 GHz gewählt. Die Systemparameter, die für die Anwendung WLAN angenommen werden, sind in Tabelle 5.1 gegeben.

Für die Anwendung LTE wird in Anlehnung an das derzeitige zellulare Mobilfunknetz *UMTS* die Frequenz für die Untersuchungen in dieser Arbeit auf 2,14 GHz festgelegt. Die weiteren Systemparameter sind in Tabelle 5.2 dargestellt.

Systemparameter	Wert
Frequenz	5,25 GHz
Systembandbreite	320 MHz
Subträgerabstand	156,25 kHz
Subträgeranzahl	1705
Anzahl der Datensubträger	1512
Anzahl der Piloten	193
Länge der FFT	2048
Ordnung der FFT	11
Schutzzeit	0,4 μ s
Länge des OFDM-Symbols inkl. Schutzzeit	6,8 μ s

Tabelle 5.1: Systemparameter für WLAN

Systemparameter	Wert
Frequenz	2,14 GHz
Systembandbreite	5,48 MHz
Subträgerabstand	2,68 kHz
Subträgeranzahl	1705
Anzahl der Datensubträger	1512
Anzahl der Piloten	193
Länge der FFT	2048
Ordnung der FFT	11
Schutzzeit	23 μ s
Länge des OFDM-Symbols inkl. Schutzzeit	396,4 μ s

Tabelle 5.2: Systemparameter für LTE

5.2 IQ-Mischer

5.2.1 IQ-Mischer (WLAN) und Messung des DC-Offsets

Für den WLAN-Frequenzbereich wurde der Mischer HMC525LC4 der Firma *Hittite* ausgewählt. Für die Amplituden- und Phasenunsymmetrie wurden die im Datenblatt angegebenen Werte von 0,3 dB und 8° verwendet.

Der DC-Offset wurde messtechnisch bestimmt [Mül06]. In einer Messung wurde der Gleichspannungsanteil bestimmt, der sich ergibt, wenn Signalenergie vom Lokaloszillator in den Anschluss des hochfrequenten Trägersignals koppelt (vgl. Abschnitt 4.4).

Zwei phasengleiche Signalgeneratoren wurden am Lokaloszillator- und am HF-Eingang an den Mischer angeschlossen. Die Signalgeneratoren erzeugen Signale gleicher Frequenz, jedoch unterschiedlicher Amplitude und Phasenlage. Am Zwischenfrequenzgang wurde der Gleichanteil gemessen. Das Ergebnis ist in Bild 5.1 dargestellt. Die Leistung des Lokaloszillatorsignals ist konstant 10 dBm, die Koppelleistung am HF-Eingang wurde zwischen -30 dBm und -10 dBm variiert. Der DC-Offset hängt auch von der Phasendifferenz der Signale ab, wie in Gleichung (4.16) abgeleitet. Daher ist der minimale und der maximale Wert des DC-Offsets gezeigt.

Für die quantitativen Untersuchungen in Kapitel 6 wird $+49$ mV als maximaler DC-Offset angenommen. Um außerdem einen vom Betrag her kleinen DC-Offset zu untersuchen, wird der DC-Offset alternativ zu -15 mV gewählt.

5.2.2 IQ-Mischer (LTE)

Für die Untersuchungen des LTE-Szenarios wurde der IQ-Mischer LT5515 von *Linear Technology* ausgewählt. Die Werte für die Amplituden- und Phasenunsymmetrie sind im Datenblatt angegeben ($0,3$ dB und 1°). Als typischer Wert für den DC-Offset wird $1,12$ mV angenommen.

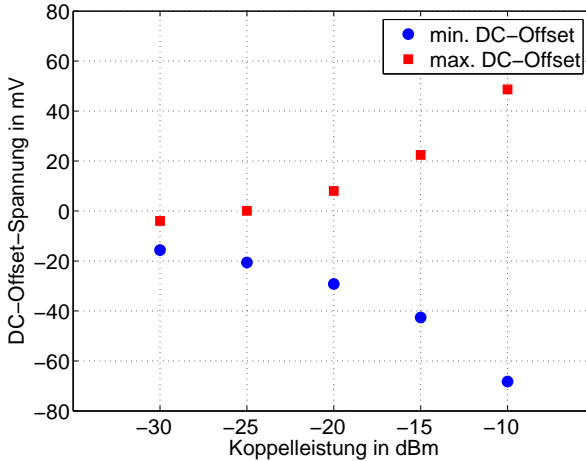


Bild 5.1: Gemessener minimaler und maximaler DC-Offset am Ausgang des IQ-Mischers HMC525LC4 für verschiedene Werte der Koppelleistung am HF-Eingang bei einer LO-Leistung von 10 dBm

5.3 Phasenregelschleife

5.3.1 Phasenregelschleife (WLAN)

Für die Phasenregelschleife wurden folgende Bauteile ausgewählt: der Phasendetektor HMC439QS16G von *Hittite*, zwei $1/8$ -Frequenzteiler HMC434 und der spannungsgesteuerte Oszillator HMC430LP4 ebenfalls von *Hittite* und ein Referenzoszillator TFLD546 der Firma *Connor-Winfield*.

Die Frequenzstabilität des Referenzoszillators ist im Datenblatt zu 4,8 ppm angegeben. Bei einer 64-fachen Frequenzteilung und einer gewünschten Ausgangsfrequenz der PLL von 5,25 GHz ergibt sich die Frequenz des Referenzoszillators zu 82,03125 MHz, so dass eine maximale Frequenzabweichung von 393,75 Hz möglich ist. Für die weiteren Untersuchungen wird für den Frequenzversatz ein Wert von 380 Hz verwendet.

Die Phasenrauschanteile dieser Bauelemente sind in [Mül06] untersucht worden. Für das Gesamtphasenrauschen (siehe Abschnitt 4.2) dieser PLL gelten die in Tabelle 5.3 dargestellten Werte.

Frequenz- abweichung	Phasenrauschen in dBc/Hz		
	WLAN	LTE	LTE (pessim.)
10 Hz	-40	-55	-25
100 Hz	-65	-80	-45
1 kHz	-95	-80	-65
10 kHz	-110	-80	-95
100 kHz	-120	-110	-

Tabelle 5.3: Phasenrauschen der Phasenregelschleifen

5.3.2 Phasenregelschleife (LTE)

In diesem Fall sind verschiedene Realisierungen denkbar. Eine Möglichkeit ist zum Beispiel die phasenrauscharme Komponente TRF3750 von *Texas Instruments*, die laut Datenblatt das in Tabelle 5.3 dargestellte Phasenrauschen erzeugt. Bei Verwendung des hochstabilen Kristallquartz-Oszillators GTXO-560V von *Golledge* ergibt sich eine sehr geringe Frequenzabweichung von 10 Hz.

Alternativ wird in Kapitel 6 auch eine Realisierung der PLL mit schlechterem Phasenrauschen (s. Tabelle 5.3) und höherer Frequenzabweichung (268 Hz) untersucht, um die Systemleistung auch unter pessimistischen Annahmen zu bestimmen.

5.4 Filter

5.4.1 Filter (WLAN)

Bandpass

Für die gewählten WLAN-Systemparameter (Mittenfrequenz 5,25 GHz, Bandbreite 320 MHz) sind kaum Bandpassfilter kommerziell erhältlich. Für die Untersuchungen wurde ein keramisches LC-Bandpassfilter N5257 der Firma *Epcos* ausgewählt, das jedoch eine größere Bandbreite als vorgegeben besitzt. Die S-Parameter sind in Bild 5.2 dargestellt. Mit diesen S-Parametern kann das Modul im Gesamtsystemmodell parametrisiert werden.

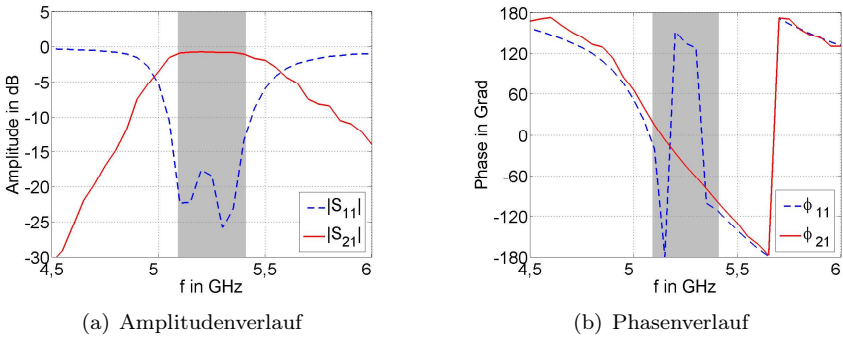


Bild 5.2: Amplituden- und Phasenverlauf des Bandpassfilters für das WLAN-Szenario

Tiefpass

Für das analoge Frontend am Empfänger wurde der LC-Tiefpass LFCN-095 der Firma *Mini-Circuits* ausgewählt. Die S-Parameter, die in Bild 5.3 dargestellt sind, werden für die Parametrisierung des Gesamtsystemmodells verwendet.

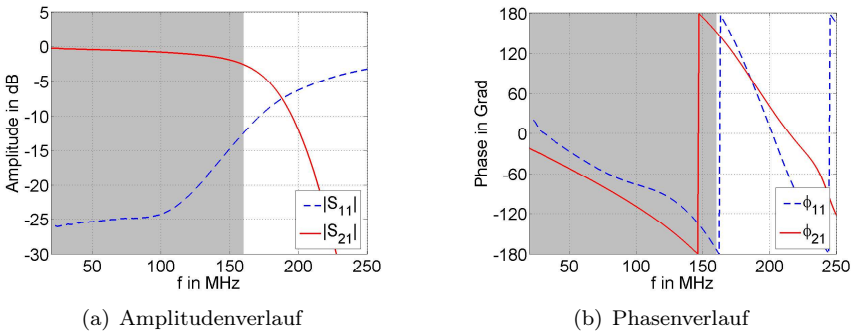


Bild 5.3: Amplituden- und Phasenverlauf des Tiefpassfilters für das WLAN-Szenario

5.4.2 Filter (LTE)

Bandpass

Für das LTE-Frequenzband sind viele verschiedene Filter auf dem Markt erhältlich, wobei darunter auch akustische Oberflächenwellenfilter zu finden sind. Für die Untersuchungen wurde das SAW-Filter B7752 der Firma *Epcos* ausgewählt. Die S-Parameter dieses Filters (s. Bild 5.4) werden für die Parametrisierung des Gesamtsystemmodells eingesetzt.

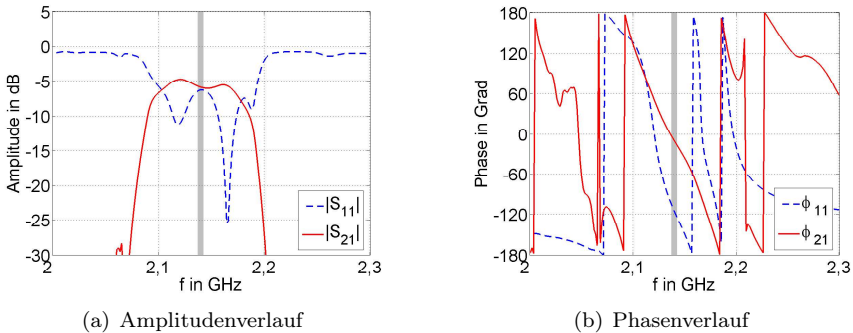


Bild 5.4: Amplituden- und Phasenverlauf des Bandpassfilters für das LTE-Szenario

Tiefpass

Zur Tiefpassfilterung werden die S-Parameter des Filters SLP-5 von *Mini-Circuits* in das Gesamtsystemmodell eingebracht. Die S-Parameter sind in Bild 5.5 dargestellt.

5.5 Verstärker

5.5.1 Einbindung gemessener Verstärkerdaten

Um einen Verstärker zu parametrisieren, kann das auf Messungen der Verstärkerkennlinie sowie einem Zwei-Ton-Test basierende Verfahren, das in [KOW06] vorgestellt wurde, eingesetzt werden. Für die Modellbildung

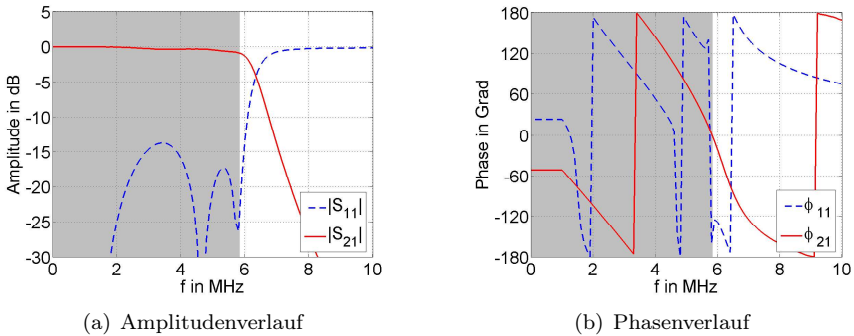


Bild 5.5: Amplituden- und Phasenverlauf des Tiefpassfilters für das LTE-Szenario

ist eine analytische Beschreibung sinnvoll. Die Verstärkerkennlinie wird daher als Polynom approximiert:

$$y = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5 + a_7x^7 + a_9x^9 \quad (5.1)$$

Die Koeffizienten dieses Polynoms hängen von folgenden Kenngrößen des Verstärkers ab [Thu05, Cri99]:

Vorwärtsverstärkung S_{21} : Die Vorwärtsverstärkung entspricht der Steigung der Kennlinie im linearen Bereich. Sie bestimmt den Koeffizienten a_1 .

1 dB Kompressionspunkt $P_{-1\text{dB}}$: Der ausgangsseitige 1 dB Kompressionspunkt entspricht der Ausgangsleistung, bei der im Übergang vom linearen Bereich zum Sättigungsbereich die Verstärkung um 1 dB gegenüber dem ideal linearen Fall abgenommen hat. Dieser Parameter bestimmt den Übergang zwischen linearem Bereich und Sättigungsbereich und geht in die Koeffizienten höherer Ordnung ein.

Sättigungsleistung P_{sat} : Im Bereich vollständiger Sättigung ist die Ausgangsleistung, die sich unabhängig von der Eingangsleistung ergibt, gleich der Sättigungsleistung. Sie charakterisiert den Sättigungsbereich und geht ebenfalls in die Koeffizienten höherer Ordnung ein.

Sättigungskompression G_c : Die Sättigungskompression ist die Differenz zwischen der Ausgangsleistung eines ideal linearen Verstärkers und der Ausgangsleistung des realen Verstärkers an der Stelle, an der der Sättigungsbereich erreicht wird.

Intercept-Punkt dritter Ordnung IP_3 : Der ausgangsseitige (engl. *output*) Intercept-Punkt dritter Ordnung ist die fiktive Ausgangsleistung, bei der sich die lineare Kennlinie mit der Kennlinie des Mischprodukts 3. Ordnung schneidet, d.h. die Ausgangsleistung, bei der ein monofrequenter Träger und ein Mischprodukt zweier Signale ähnlicher Frequenz gleich groß sind. Der Intercept-Punkt dritter Ordnung beschreibt das Intermodulationsverhalten des Verstärkers und bestimmt den Koeffizienten a_3 .

Drei Kennlinien müssen für die Bestimmung der Kenngrößen messtechnisch ermittelt werden [Cri99]:

- die fundamentale Verstärkerkennlinie
- die dritte Harmonische in einem Zwei-Ton-Test mit einem Frequenzabstand Δf und
- die fünfte Harmonische, ebenfalls in einem Zwei-Ton-Test.

Anhand der gemessenen Werte können die Kenngrößen des Verstärkers für das Polynom-Modell bestimmt werden [Nel04]. Das Polynom-Modell ergibt eine realitätsnahe Abbildung der Verstärkereigenschaften und kann in das modulare Systemmodell integriert werden.

5.5.2 Verstärker (WLAN)

Leistungsverstärker

Für den Leistungsverstärker am Sender wurde das Modell HMC406MS8G der Firma *Hittite* ausgewählt.

Für die Einbindung in das Gesamtsystemmodell wird die Verstärkerkennlinie mit einem Polynom 7. Ordnung approximiert. Die Parameter, die die Koeffizienten des Polynoms bestimmen, wurden in diesem Fall aus dem Datenblatt entnommen und sind in Tabelle 5.4 dargestellt.

Kenngröße	Wert aus Datenblatt
$ S_{21} , \phi_{21}$	14,85 dB, -50°
$P_{-1\text{dB}}$	24 dBm
P_{sat}	27 dBm
G_c	5 dB
IP_3	38 dBm

Tabelle 5.4: Parameter des Leistungsverstärkers (WLAN)

Kenngröße	Wert aus Datenblatt
$ S_{21} , \phi_{21}$	10 dB, -134°
$P_{-1\text{dB}}$	2 dBm
IP_3	2 dBm
Rauschzahl	2,5 dB

Tabelle 5.5: Parameter des rauscharmen Verstärkers (WLAN)

Rauscharmer Verstärker

Der rauscharme Verstärker am Empfänger wird mit den Werten aus dem Datenblatt des Modells HMC318MS8G der Firma *Hittite* parametrisiert, wie in Tabelle 5.5 gezeigt ist.

Da der rauscharme Verstärker üblicherweise im linearen Bereich betrieben wird, lässt sich das Polynom-Modell auf ein Polynom 5. Ordnung vereinfachen.

5.5.3 Verstärker (LTE)

Leistungsverstärker

Zur Parametrisierung des Leistungsverstärkers für LTE wurden Messungen gemäß des in Abschnitt 5.5.1 vorgestellten Verfahrens durchgeführt. Das verwendete Bauteil ist der Verstärker HMC375 der Firma *Hittite*.

Gemessen wurden die fundamentale Verstärkerkennlinie bei $f = 2,14$ GHz und die dritte und fünfte Harmonische in einem Zwei-Ton-Test mit einem Frequenzabstand von $\Delta f = 1$ MHz. Die gemessenen Werte sind in Bild 5.6

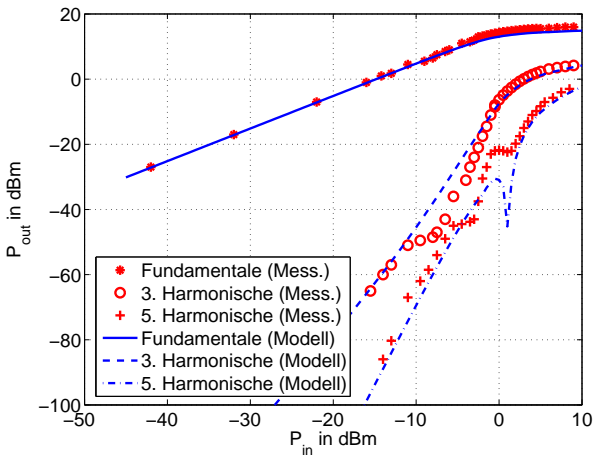


Bild 5.6: Verstärkerkennlinien, gemessen und Polynom-Modell

dargestellt. Aus den Messergebnissen wurden die Parameter des Leistungsverstärkers, wie in Tabelle 5.6 gezeigt, bestimmt. Diese Werte liegen im Rahmen der Angaben im Datenblatt. Bei Verstärkern für andere Frequenzen, Leistungen o.ä. wird daher auf die Angaben in Datenblättern zurückgegriffen. Die Kennlinien des sich daraus ergebenden Polynom-Modells sind in Bild 5.6 gezeigt.

Kenngröße	gemessener Wert
$ S_{21} $	14,85 dB
$P_{-1\text{dB}}$	17 dBm
P_{sat}	19 dBm
G_c	5 dB
IP_3	31,75 dBm

Tabelle 5.6: Parameter des Leistungsverstärkers (LTE)

Kenngröße	Wert aus Datenblatt
$ S_{21} $	15 dB
P_{-1dB}	20 dBm
IP_3	33 dBm
Rauschzahl	0,9 dB

Tabelle 5.7: Parameter des rauscharmen Verstärkers (LTE)

Rauscharmer Verstärker

Der rauscharme Verstärker wird auch hier als Polynom-Modell 5. Ordnung nachgebildet. Die Parameter der Komponente CL2102 der Firma *RFHIC* sind in Tabelle 5.7 dargestellt.

5.6 Antennen und gemessene Antennenparameter

In Gleichung (4.3) gehen die Eigenschaften der Sende- und der Empfangsantennen ein. Für die Parametrisierung des Systemmodells bei 5,25 GHz wurden daher Antennenmessungen für SISO und MIMO durchgeführt. Die gemessenen Richtcharakteristiken gehen in das Systemmodell ein. Diese Integration von Antennen in das Systemmodell ist jedoch allgemein gültig, es können beliebige theoretische, simulierte oder gemessene Richtcharakteristiken verwendet und auf diese Art und Weise in das Systemmodell integriert werden. Bei 2,14 GHz werden simulierte Richtcharakteristiken verwendet.

Für den SISO-Fall ist die klassische Beschreibung der Antennen mit Hilfe von Eingangsanpassung, Richtcharakteristik und Antennengewinn vollkommen ausreichend. Für den MIMO-Fall haben umfangreiche Untersuchungen gezeigt, dass Kopplungen zwischen den Antennen eines MIMO-Arrays berücksichtigt werden müssen [Wal04, Kuh06]. Bei der Mobilstation handelt es sich – je nach Anwendung – meist um kleine, tragbare Geräte, auf denen nur begrenzt Raum zur Anordnung der Antennen zur Verfügung steht, so dass der Antennenabstand in den Bereich einer halben Wellenlänge oder weniger kommt. Daraus folgt, dass benachbarte Anten-

nenelemente in einem MIMO-Array sich gegenseitig beeinflussen, so dass auch die Eigenschaften Eingangsanpassung, Richtcharakteristik und Antennengewinn der Einzelemente beeinflusst werden. Bei den Messungen wird diesem Effekt Rechnung getragen, indem jede Antenne im MIMO-Array vermessen wird, d.h. bei der Messung eines Antennenelements sind die anderen Elemente des MIMO-Arrays präsent, jedoch nur als passive Struktur (mit dem Bezugswellenwiderstand abgeschlossen).

Für die Integration in das Systemmodell werden folgende Antennen betrachtet:

Einzel-Dipol: Der Dipol der Länge $\lambda/2$ dient als Referenz sowie als Antenne für den Einantennen-Sendefall und den Einantennen-Empfangsfall.

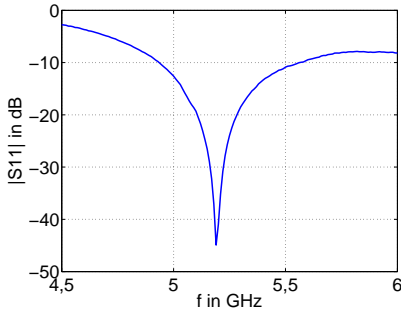
Antennenarray mit zwei parallelen Dipolen: Zwei $\lambda/2$ -Dipole in paralleler Anordnung mit einer halben Wellenlänge Abstand werden für den Zweiantennen-Sendefall und den Zweiantennen-Empfangsfall eingesetzt.

Zur Parametrisierung wurden diese Antennen bzw. Antennenarrays für die Frequenz 2,14 GHz simuliert¹ und für die Frequenz 5,2 GHz realisiert und vermessen. Zur Anpassung an üblicherweise verwendete Leitungen mit $50\ \Omega$ Wellenwiderstand wird ein Anpassnetzwerk verwendet [Gsc01]. Messergebnisse für die Eingangsanpassung und die Kopplung der Elemente in den Arrays sind in den Bildern 5.7(a) und 5.7(b) dargestellt. Die Eingangsanpassung ist für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit ausreichend. Die parallelen Dipole führen zu einer Kopplung.

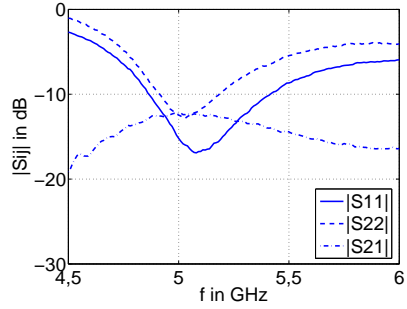
Für die Integration in das Systemmodell werden die dreidimensionalen Richtcharakteristiken verwendet. Die bei der Frequenz 5,2 GHz gemessenen Richtcharakteristiken in der Azimut- und Elevationsebene sind in den Bildern 5.8 und 5.9 dargestellt.

Es ergeben sich Störungen durch das Anpassnetzwerk, die jedoch die Untersuchungen nicht behindern, da bei der Umsetzung in reale Systeme ebenfalls Störungen der Antennen durch Schaltungen, Gehäuse etc. zu erwarten sind. Die Kopplung zwischen den parallelen Dipolen führt zu einer Verformung der Richtcharakteristiken.

¹Für die Antennensimulationen wird FEKO verwendet, eine auf der Momentenmethode basierende Feldberechnungs-Software [EMS06].

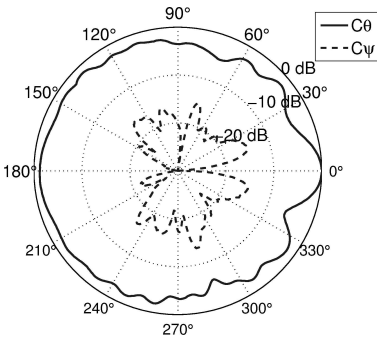


(a) Gemessene Eingangsanpassung des Einzeldipols

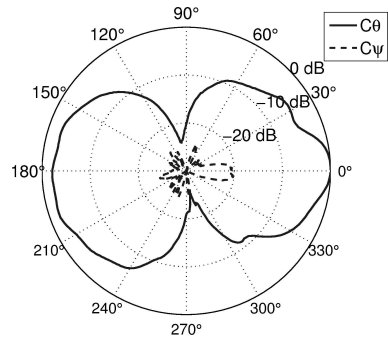


(b) Gemessene Eingangsanpassung und Kopplung des Dipolarrays

Bild 5.7: Gemessene S-Parameter der Dipolantennen



(a) Azimutdiagramm



(b) Elevationsdiagramm

Bild 5.8: Gemessene Antennendiagramme des Einzeldipols

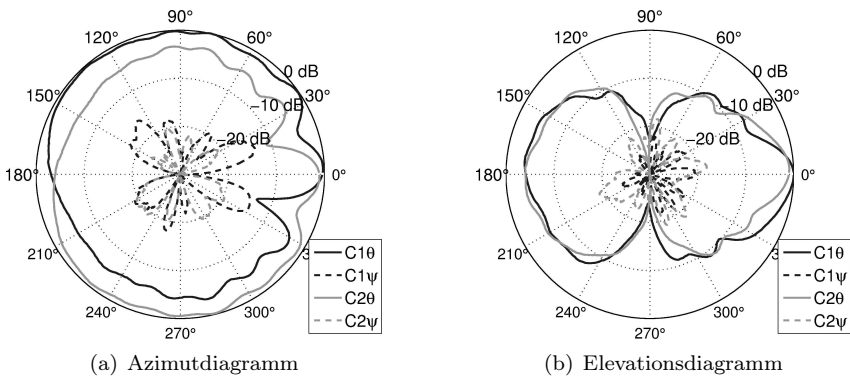


Bild 5.9: Gemessene Antennendiagramme der parallelen Dipole

5.7 Kanalmodell

Die Wellenausbreitung innerhalb eines Gebäudes wird in dieser Arbeit mit dem in der Dissertation [Zwi00] vorgestellten, pfadbasierten Kanalmodell simuliert. Das beidseitig richtungsaufgelöste, dreidimensionale Kanalmodell ermittelt die zwischen Sender und Empfänger vorhandenen Pfade stochastisch, wobei die statistischen Verteilungsfunktionen der Kanalparameter anhand von Ray-Tracing Verfahren und Messungen für die beiden Frequenzen 2 GHz und 5,25 GHz ermittelt wurden. Das Kanalmodell beschreibt die Wellenausbreitung im Gebäude des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe und ist ein Indoor-Modell. Für eine ausreichende Statistik werden zufällig 2000 verschiedene Positionen für Sender und Empfänger bestimmt und jeweils die relevanten Ausbreitungspfade ermittelt.

6 Effekte bei der Realisierung von MIMO-OFDM Systemen

Mit Hilfe des in Kapitel 4 vorgestellten Gesamtsystemmodells werden nun die Einflüsse der nichtidealen Realisierung einzelner Komponenten untersucht. Zunächst werden die Auswirkungen jeweils einer Nichtidealität betrachtet; die übrigen Bauelemente werden dabei als ideal angenommen.

Für die beiden Szenarien LTE und WLAN, die im vorigen Kapitel eingeführt wurden, wird der Einfluss einzelner Effekte anhand von Bitfehlerraten-Kurven gezeigt. In Abschnitt 6.1 wird zunächst das Verhalten bei idealer Realisierung aller Komponenten des Frontends betrachtet. Die dort vorgestellten Bitfehlerraten-Kurven werden bei der Untersuchung der einzelnen Effekte in den weiteren Abschnitten als Referenz verwendet, um den Implementierungsverlust (bei einer Bitfehlerrate von 10^{-2}) anzugeben. In Abschnitt 6.5 werden die Ergebnisse für die einzelnen Effekte anhand des Implementierungsverlustes zusammengefasst.

In Abschnitt 6.6 wird daraufhin das Gesamtsystem untersucht, wobei alle Nichtidealitäten gemeinsam betrachtet wurden. Dabei entstehen Wechselwirkungen, die bei den Untersuchungen berücksichtigt werden. Abschließend werden in Abschnitt 6.7 Schlussfolgerungen für das Systemdesign abgeleitet.

6.1 Systemverhalten bei idealer Realisierung

Zur Bestimmung der Referenzkurven wurden alle Bauelemente des analogen Frontends am Sender und am Empfänger als ideal angenommen. Der Ausbreitungskanal wird mit dem in Abschnitt 5.7 dargestellten Indoor-Kanalmodell beschrieben. Es handelt sich um einen frequenzselektiven Fadingkanal, d.h. die Signale erreichen den Empfänger über verschiedene Mehrwegepfade.

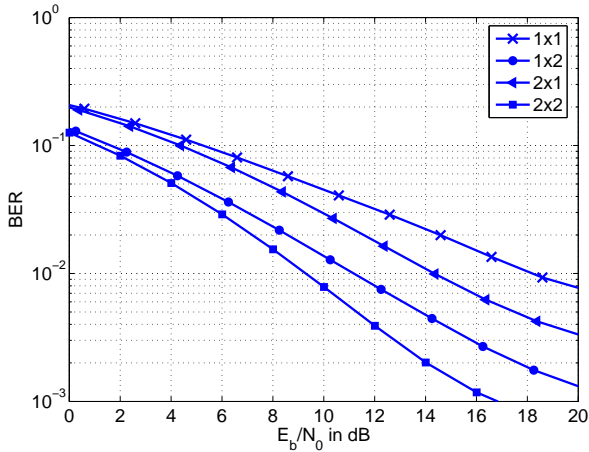


Bild 6.1: Bitfehlerrate bei idealer Realisierung der Bauelemente für das WLAN-Szenario und einem Indoorkanal. Diese Kurven werden im Folgenden als Referenzkurven für das WLAN-Szenario verwendet.

Die Bitfehlerraten-Kurven, die sich bei idealer Realisierung der Bauelemente ergeben, sind in Bild 6.1 für das WLAN-Szenario und in Bild 6.2 für das LTE-Szenario dargestellt.

Die Kurven zeigen den Diversitätsgewinn, der sich mit steigender Anzahl an Sende- und Empfangsantennen im Vergleich zum SISO-System erzielen lässt. Dieser Diversitätsgewinn entspricht den in [Ala98] gegebenen Werten. Die Bitfehlerraten-Kurven unterscheiden sich von den in [Ala98] gegebenen Kurven für das LTE-Szenario um etwa 3 dB und für das WLAN-Szenario um etwa 5 dB, wobei diese Differenz durch den unterschiedlichen Ausbreitungskanal entsteht. Bei Alamouti ist das Kanalmodell ein frequenzflacher Rayleigh-Fadingkanal.

Beim Vergleich dieser Kurven mit der Literatur ist zu beachten, dass es sich hier um den uncodierten Fall handelt, d.h. es wurde keine Kanalcodierung und kein Interleaving eingesetzt. Durch diese Verfahren ließe sich die Leistungsfähigkeit deutlich steigern, jedoch wären die in den folgenden Abschnitten gezogenen Schlussfolgerungen nicht mehr allgemein

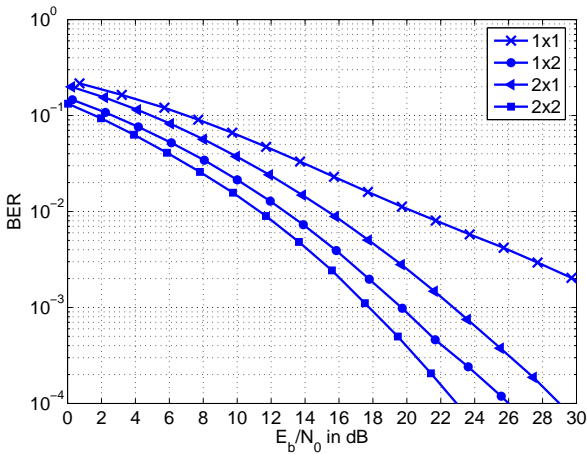


Bild 6.2: Bitfehlerrate bei idealer Realisierung der Bauelemente für das LTE-Szenario und einem Indoorkanal. Diese Kurven werden im Folgenden als Referenzkurven für das LTE-Szenario verwendet.

gültig, sondern nur für den Spezialfall einer bestimmten Kanalcodierung und eines bestimmten Interleaving-Verfahrens.

6.2 Einfluss der Phasenregelschleife

Die Phasenregelschleife verursacht aufgrund von Alterung einen Frequenzversatz sowie aufgrund kurzzeitiger Frequenzschwankungen ein Phasenrauschen (s. Abschnitt 4.2).

Effekte für WLAN

Für das WLAN-Szenario ergibt sich bei einem Frequenzversatz von 380 Hz am Sender keine Auswirkung auf die Bitfehlerraten-Kurve. Der Implementierungsverlust beträgt für alle vier Systeme 0 dB. Grund hierfür ist zum einen der große Subträgerabstand – der Frequenzversatz beträgt relativ dazu nur 0,24%. Darüber hinaus wird am Empfänger der Frequenzversatz geschätzt und, wie in Abschnitt 4.5.1 beschrieben, kompensiert. Wenn der

Frequenzversatz am Empfänger auftritt, ergibt sich aus den gleichen Gründen für alle vier Systeme kein Implementierungsverlust.

Wenn die Phasenregelschleife am Sender und am Empfänger nach Abschnitt 5.3 phasenrauschbehaftet ist, zeigen die Untersuchungen, dass in allen Systemen ebenfalls kein Implementierungsverlust auftritt. Auch hier ist der Subträgerabstand ausreichend groß, um zufällige Frequenzabweichungen durch Phasenrauschen, die größer als die Hälfte des Subträgerabstandes sind, zu verhindern.

Effekte für LTE

Wenn eine phasenrauscharme Phasenregelschleife mit einem stabilen Referenzoszillator zum Einsatz kommt, tritt in allen Systemen kein Implementierungsverlust auf. Wenn jedoch der Frequenzversatz größer wird, zeigt sich ein Implementierungsverlust. In Bild 6.3 ist die Bitfehlerrate bei einem Frequenzversatz von 268 Hz am Empfänger (entspricht 10% des Subträgerabstandes) gezeigt. Hier wurde keine Frequenzsynchronisation am Empfänger durchgeführt. Durch die Frequenzsynchronisation kann der Implementierungsverlust jedoch kompensiert werden (s. Bild 6.4).

Durch einen kleineren Subträgerabstand hat der Frequenzversatz einen größeren Einfluss auf die Systemleistung, da die Orthogonalität der Subträger verloren geht [SA05]. Insbesondere wenn der Frequenzversatz die Hälfte des Subträgerabstandes überschreitet, kann die Frequenzsynchronisation im Digitalteil des Empfängers den Fehler nicht mehr kompensieren [KW06]. Ob das Lokaloszillatorsignal am Sender oder am Empfänger von der idealen Frequenz abweicht, ergibt keinen Unterschied.

Das Phasenrauschen hat keinen Einfluss auf die Systemleistung, selbst wenn die PLL stärkeres Phasenrauschen erzeugt als die hier ausgewählte Komponente (vgl. Abschnitt 5.3). Ursache hierfür ist das verwendete Frequenzsynchronisationsverfahren.

6.3 Einfluss der IQ-Mischer

Wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, können bei IQ-Mischern mehrere Effekte auftreten. Falls Signalenergie vom Lokaloszillator in den Anschluss für das hochfrequente Trägersignal koppelt, ergibt sich ein Gleichspannungsanteil (DC-Offset), der am Empfänger dem Nutzsignal im Basisband überlagert

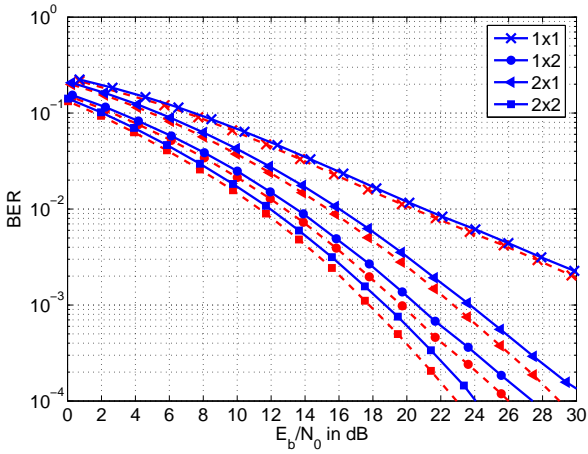


Bild 6.3: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei einem Frequenzversatz von 268 Hz am Empfänger, keine Frequenzsynchronisation. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

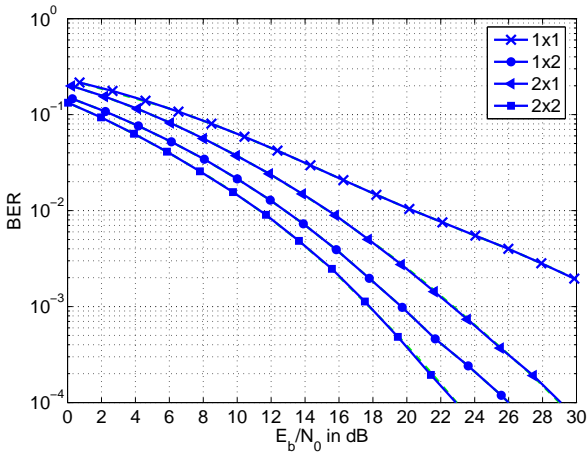


Bild 6.4: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei einem Frequenzversatz von 268 Hz am Empfänger mit Frequenzsynchronisation.

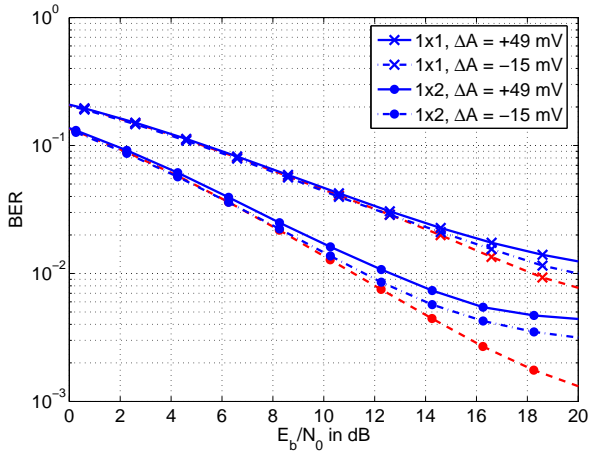


Bild 6.5: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate für das 1×1 - und das 1×2 -System bei einem DC-Offset von $+49$ mV bzw. -15 mV am Empfänger. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

ist. Bei der Untersuchung von Systemen mit mehreren Empfangsantennen wird im Folgenden angenommen, dass in jedem Empfangszweig ein DC-Offset auftritt. Durch ungleiche Verstärkung und nichtidealen Phasenversatz im I- und Q-Zweig ergibt sich eine IQ-Unsymmetrie. Nach der Mischung werden die Signale gefiltert, am Sender mittels eines Bandpassfilters und am Empfänger mittels eines Tiefpassfilters. Wenn das Übertragungsverhalten der Filter nicht ideal ist, ergeben sich Störungen der Signale.

Effekte für WLAN

Die Bitfehlerraten-Kurven bei einem DC-Offset von $+49$ mV und -15 mV sind in den Bildern 6.5 und 6.6 dargestellt. Bei allen Systemen zeigt sich, dass der Implementierungsverlust mit dem Betrag des DC-Offsets ansteigt. Beim Vergleich der Systeme untereinander wird deutlich, dass der DC-Offset einen größeren Implementierungsverlust erzeugt, wenn es mehr Empfangsantennen gibt. Systeme mit Empfangsdiversität, bei denen

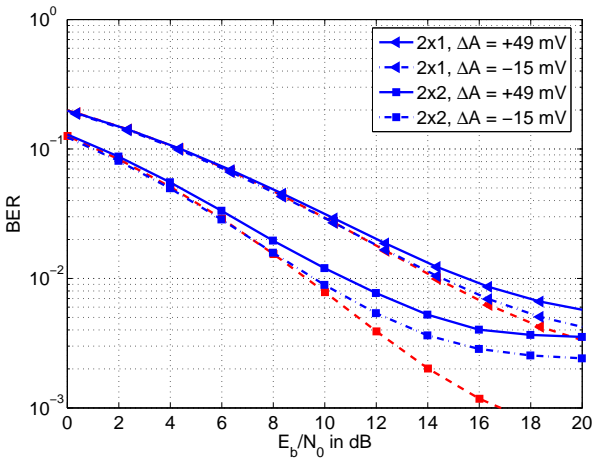


Bild 6.6: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate für das 2×1 - und das 2×2 -System bei einem DC-Offset von $+49$ mV bzw. -15 mV am Empfänger. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

Direct-Conversion Empfänger eingesetzt werden, zeigen sich hier sensibler gegenüber DC-Offsets als Systeme mit einer einzelnen Empfangsantenne.

Der Einfluss der IQ-Unsymmetrie ist in Bild 6.7 gezeigt. Mehrantennensysteme sind weniger empfindlich gegenüber IQ-Unsymmetrie als Einantennensysteme; die Unterschiede sind jedoch gering.

Weiterhin wird untersucht, welchen Einfluss die Filter nach dem Mischprozess bei nichtidealer Realisierung haben. Am Sender wird vom Basisband direkt auf die Trägerfrequenz gemischt, so dass nach dem IQ-Mischer für den I- und den Q-Zweig jeweils ein Bandpassfilter eingesetzt wird. Am Empfänger wird direkt ins Basisband gemischt, wo für den I- und den Q-Zweig jeweils ein Tiefpassfilter folgt. Die Bitfehlerraten-Kurven sind in Bild 6.8 zu sehen. Der Implementierungsverlust ist insbesondere beim Einantennensystem groß. Obwohl im MIMO-System insgesamt mehr Filter eingesetzt werden, ist der Implementierungsverlust hier geringer, da die Steigung der Bitfehlerkurve größer ist.

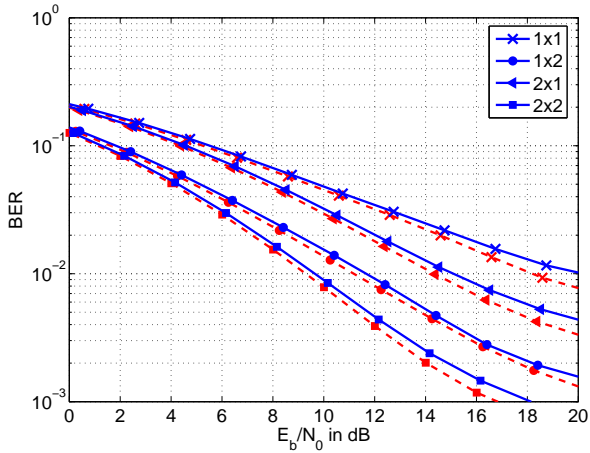


Bild 6.7: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate bei Unsymmetrien im IQ-Mischprozess. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

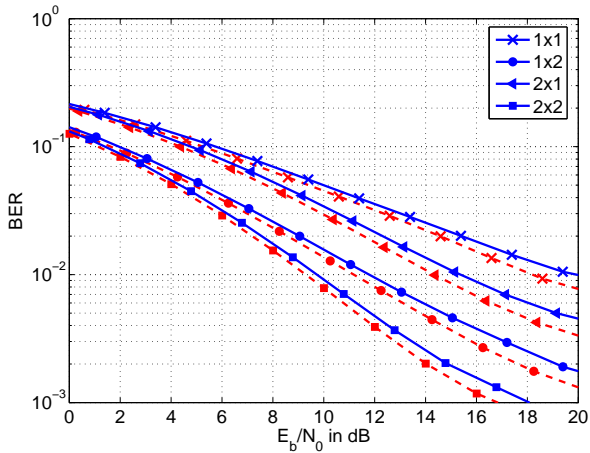


Bild 6.8: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate bei realen Filtern (Bandpass nach IQ-Mischung am Sender, Tiefpass nach IQ-Mischung am Empfänger). Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

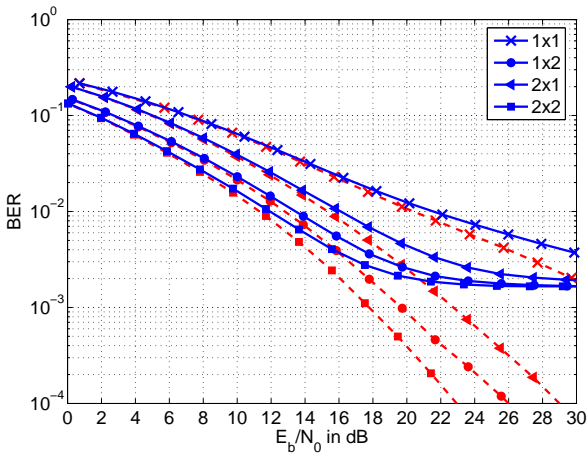


Bild 6.9: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei einem DC-Offset von +1,12 mV am Empfänger. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

Effekte für LTE

Ein DC-Offset ist auch in diesem Szenario sehr kritisch, wie die Ergebnisse in Bild 6.9 zeigen. Es ergibt sich für große Signal-zu-Rauschverhältnisse, dass der Mehrantennengewinn verloren geht. Dieser Effekt wird erst bei großem E_b/N_0 sichtbar. Alle Bitfehlerkurven streben gegen eine konstante Bitfehlerrate, die durch den Ausfall eines oder mehrerer Subträger entsteht. Auf diesen Subträgern wird konstant die Phase des DC-Offsets anstelle der Phase der PSK-modulierten Signale detektiert, so dass bei QPSK auf diesen Subträgern eine Bitfehlerrate von $\frac{3}{4}$ entsteht. In diesem Beispiel fallen 4 der 1512 Datensubträger aus, da die BER gegen $2 \cdot 10^{-3}$ strebt:

$$\text{BER} = 2 \cdot 10^{-3} = \frac{3}{4} \cdot \frac{4}{1512}$$

Das Ergebnis für eine IQ-Amplituden- und Phasenunsymmetrie ist in Bild 6.10 dargestellt. Für die IQ-Unsymmetrie zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie im WLAN-Szenario. Die Unterschiede zwischen den einzelnen Systemen sind auch hier gering.

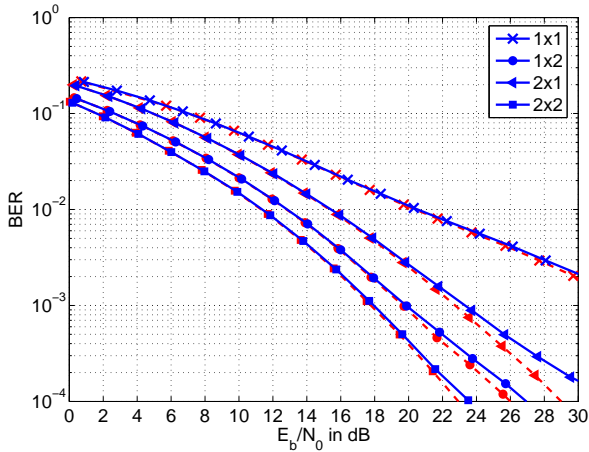


Bild 6.10: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei Unsymmetrien im IQ-Mischprozess. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

Die Filterung nach dem Mischprozess verursacht bei Verwendung der in Abschnitt 5.4 vorgestellten Bandpass- bzw. Tiefpassfilter im LTE-Szenario keinen Implementierungsverlust. Insbesondere die Charakteristik des SAW-Bandpassfilters entspricht einer idealen Charakteristik.

6.4 Einfluss der Verstärker

Der Leistungsverstärker am Sender ist in OFDM-Systemen ein kritisches Bauelement, da die Spitzenleistung bei OFDM-Signalen weit über der mittleren Leistung liegt [NP00]. Die Schwierigkeit beim Systemdesign besteht darin, den Arbeitspunkt des Leistungsverstärkers so festzulegen, dass der Verstärker effizient betrieben wird, aber die Signale möglichst wenig durch einen Betrieb im Sättigungsbereich verfälscht werden. Wie sich die Anforderungen an Leistungsverstärker bei Verwendung von Mehrantennensystemen in Kombination mit OFDM verändern, wird in diesem Abschnitt untersucht. Eine Betrachtung von Leistungsverstärkern in schmalbandigen MIMO-Systemen ohne OFDM wurde in [SI05] durchgeführt.

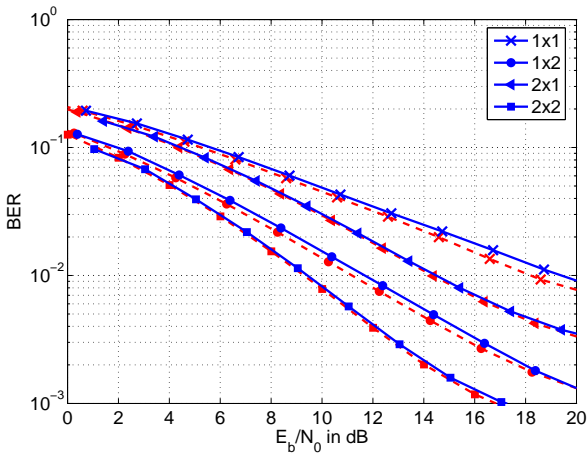


Bild 6.11: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate bei Betrieb des Leistungsverstärkers bei einer Eingangsleistung von 12 dBm (1×1 , 1×2) bzw. 9 dBm (2×1 , 2×2). Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

Durch die Kombination von MIMO mit OFDM verschärfen sich die Anforderungen.

Weiterhin ist der Leistungsverstärker am Sender gefolgt von einem Bandpassfilter. Im Empfangszweig ist ebenfalls ein Bandpassfilter, um direkt vor dem rauscharmen Verstärker den relevanten Bereich zu selektieren.

Effekte für WLAN

Für das WLAN-Szenario wird der Leistungsverstärker am Sender bei einer Eingangsleistung von 12 dBm betrieben. Der Arbeitspunkt befindet sich dann im Übergang zwischen linearem Bereich und Sättigungsbereich. Bei den Systemen mit zwei Sendeantennen wird die gesamte Sendeleistung gleichmäßig auf beide Sendeantennen aufgeteilt. Die beiden Leistungsverstärker werden folglich mit einer Eingangsleistung von 9 dBm betrieben. Die sich ergebenden Bitfehlerraten-Kurven (s. Bild 6.11) zeigen, dass der Leistungsverstärker bei Mehrantennensystemen einen geringeren Einfluss auf die Systemleistung hat, da er dort nicht im Grenzbereich betrieben

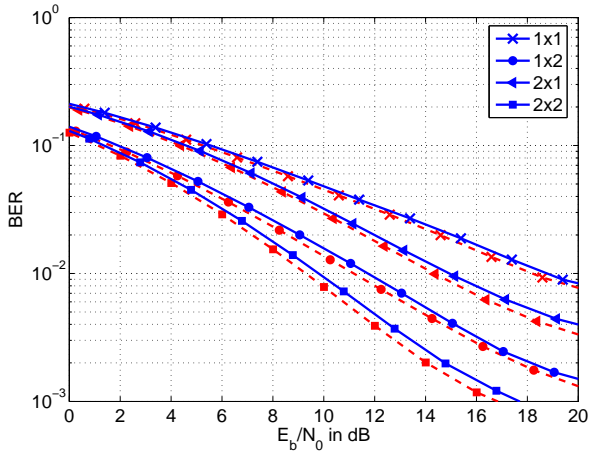


Bild 6.12: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate bei nichtidealer Charakteristik der Bandpassfilter nach dem Leistungsverstärker im Sendezweig und vor dem rauscharmen Verstärker im Empfangszweig. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

wird. Die Anforderungen an die Linearität des Leistungsverstärkers sind folglich bei Mehrantennensystemen geringer, falls die Gesamtsendeleistung auf die einzelnen Antennen aufgeteilt wird.

Bei Berücksichtigung der Bandpassfilter im Sende- und im Empfangszweig ergeben sich die in Bild 6.12 gezeigten Bitfehlerraten-Kurven. Der Einfluss ist in allen vier Systemen gleich. Verantwortlich für den Implementierungsverlust ist, dass kein den Bandbreiteanforderungen entsprechendes Bauteil existiert.

Effekte für LTE

Wenn der Leistungsverstärker im Übergang zwischen dem linearen und dem Sättigungsbereich betrieben wird, zeigt sich auch hier ein Implementierungsverlust (s. Bild 6.13), der jedoch kleiner ausfällt als im WLAN-Szenario. Da die Aussteuerung des Leistungsverstärkers bei den Systemen mit mehreren Sendeantennen geringer ist, zeigt sich hier kein Implementierungsverlust.

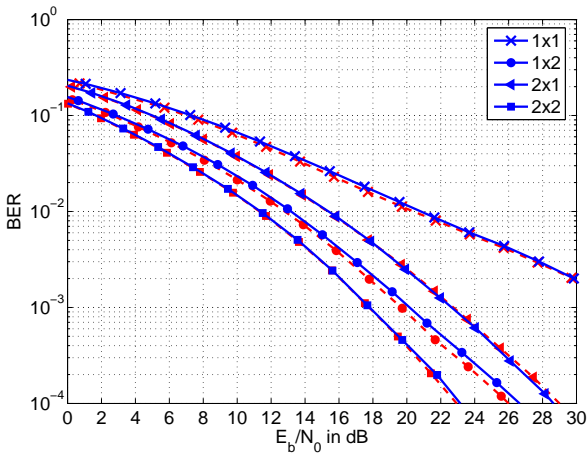


Bild 6.13: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei Betrieb des Leistungsverstärkers bei einer Eingangsleistung von 5 dBm (1×1 , 1×2) bzw. 2 dBm (2×1 , 2×2). Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

Da für den Frequenzbereich sehr gute SAW-Filter gefunden werden konnten, führt die Berücksichtigung der realen Filtercharakteristik für das Bandpassfilter nach dem Leistungsverstärker im Sendezweig und vor dem rauscharmen Verstärker im Empfangszweig zu keinem Implementierungsverlust.

6.5 Bilanz der einzelnen Effekte

Bisher wurden einzelne Effekte und ihr Einfluss auf die Systemleistung analysiert. Für die quantitative Betrachtung erfolgte die Parametrisierung mit realistischen Werten. Zusammenfassend ist der Implementierungsverlust, der sich bei der Betrachtung einzelner Effekte ergibt, in den Tabellen 6.1 und 6.2 dargestellt. Für die beiden Anwendungsszenarien WLAN und LTE lassen sich folgende Aussagen zusammenfassen:

WLAN-Szenario	Implementierungsverlust in dB			
System	1×1	1×2	2×1	2×2
Frequenzversatz am Sender ($\Delta f = 380$ Hz)	0,0	0,0	0,0	0,0
Frequenzversatz am Empfänger ($\Delta f = 380$ Hz)	0,0	0,0	0,0	0,0
Phasenrauschen	0,0	0,0	0,0	0,0
DC-Offset ($\Delta A = -15$ mV)	2,0	0,5	0,2	0,3
IQ-Unsymmetrie ($\Delta A = 0,3$ dB, $\Delta \phi = 8^\circ$)	2,0	0,6	0,7	0,4
Bandpass/Tiefpass nach Mischern	1,7	1,0	1,0	0,8
Leistungsverstärker	0,9	0,5	0,2	0,2
Bandpass vor/nach Verstärker	0,4	0,4	0,4	0,4

Tabelle 6.1: WLAN-Szenario: Implementierungsverlust bei $\text{BER} = 10^{-2}$ für einzelne Effekte

WLAN: Frequenzabweichungen durch Phasenrauschen oder Alterungsprozesse der Phasenregelschleife wirken sich nicht auf die Systemleistung aus, da der Subträgerabstand groß gegenüber den betrachteten Frequenzabweichungen ist.

Deutliche Auswirkungen haben dagegen die Effekte, die bei der Realisierung der IQ-Mischer entstehen. Sowohl eine IQ-Unsymmetrie als auch ein DC-Offset führen zu den größten Werten für den Implementierungsverlust.

Der Leistungsverstärker sollte in Einantennensystemen nicht voll angesteuert werden, bei Mehrantennensystemen mit der gleichen Gesamtleistung sind die Anforderungen jedoch entschärft. Obwohl in Mehrantennensystemen die Anzahl der analogen Bauelemente größer ist, wirken sich die einzelnen Effekte nicht stärker aus als in bisherigen Systemen. Da die Steigung der Bitfehler-Kurven in Mehrantennensystemen größer ist, zeigen sie bei einer konstanten Bitfehlerrate einen geringeren Implementierungsverlust als das SISO-System.

LTE-Szenario	Implementierungsverlust in dB			
	1×1	1×2	2×1	2×2
Frequenzversatz am Empfänger ($\Delta f = 268$ Hz), ohne Kompensation	0,7	0,7	0,7	0,6
Frequenzversatz am Empfänger ($\Delta f = 268$ Hz), mit Kompensation	0,0	0,0	0,0	0,0
Phasenrauschen	0,0	0,0	0,0	0,0
DC-Offset ($\Delta A = +1,12$ mV)	1,2	0,6	0,8	0,6
IQ-Unsymmetrie ($\Delta A = 0,3$ dB, $\Delta \phi = 1^\circ$)	0,1	0,0	0,1	0,1
Bandpass/Tiefpass nach Mischern	0,0	0,0	0,0	0,0
Leistungsverstärker	0,4	0,4	0,0	0,0
Bandpass vor/nach Verstärker	0,0	0,0	0,0	0,0

Tabelle 6.2: LTE-Szenario: Implementierungsverlust bei $\text{BER} = 10^{-2}$ für einzelne Effekte

LTE: Ein DC-Offset, der bei der IQ-Mischung am Empfänger entstehen kann, ist hier der kritischste Effekt. Im Bereich hoher Signal-zu-Rausch-verhältnisse führt der DC-Offset für alle Systeme zu einer konstanten Bit-fehlerrate.

Frequenzabweichungen haben, da der Subträgerabstand klein ist, in diesem Szenario eine größere relative Abweichung und müssen kompensiert werden. Bei der Spezifikation sollte daher ein ausreichender Abstand der OFDM-Subträger vorgesehen werden.

Bei der gleichen Gesamtsendeleistung werden die Leistungsverstärker bei MIMO-Systemen auch für LTE weniger angesteuert, so dass sich kein Implementierungsverlust ergibt.

Allgemein ist der Unterschied zwischen Ein- und Mehrantennensystemen bei allen anderen Effekten gering. Der Implementierungsverlust ist jedoch durch die größere Diversitätsordnung in Mehrantennensystemen kleiner.

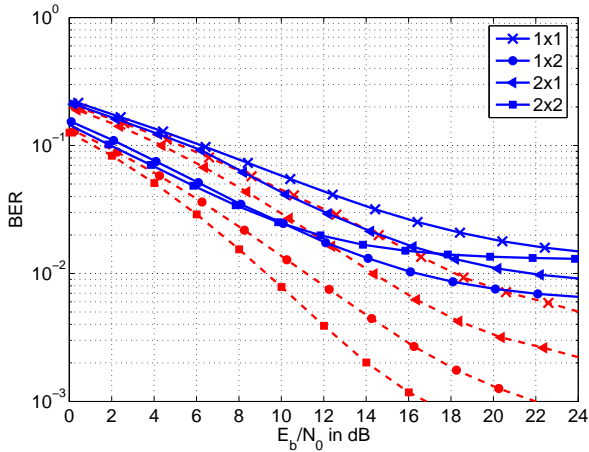


Bild 6.14: WLAN-Szenario: Bitfehlerrate bei Kombination aller Effekte. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

6.6 Gesamtsystembetrachtung

Bisher wurden die einzelnen Effekte getrennt voneinander untersucht. Bei der Realisierung von MIMO-OFDM Systemen treten jedoch alle Effekte gleichzeitig auf. Hierbei können Wechselwirkungen zwischen den Systemteilen bewirken, dass sich die Effekte beeinflussen. Mit Hilfe des MIMO-OFDM Gesamtsystemmodells wird daher die Kombination aller Effekte untersucht. Bei der Gesamtsystembetrachtung wird jede Komponente nicht mehr als ideal angenommen, um zu untersuchen, wie sich Wechselwirkungen auf die Systemleistung auswirken. Eine Untersuchung solcher Wechselwirkungen findet sich auch in [WLK⁺05]; jedoch wird hier nur das sendeseitige Frontend betrachtet.

Für das Anwendungsszenario WLAN wurden die einzelnen Bauelemente (Filter, Verstärker, Mischer, Phasenregelschleife) wie in Kapitel 5 angegeben parametrisiert. Für den DC-Offset wurde $\Delta A = -15$ mV angenommen. Am Empfänger existiert ein Frequenzversatz von $\Delta f = 380$ Hz. Die Bitfehlerraten-Kurven, die sich bei der Kombination aller Effekte ergeben, sind in Bild 6.14 gezeigt.

Es zeigt sich bei allen vier Antennenkonfigurationen, dass sich die System-

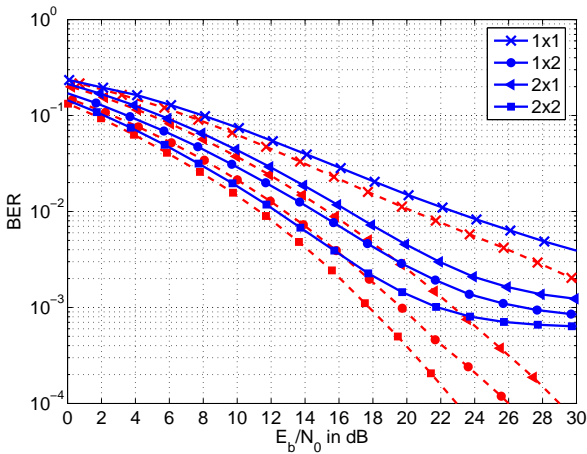


Bild 6.15: LTE-Szenario: Bitfehlerrate bei Kombination aller Effekte. Die Referenzkurven (--) sind im Hintergrund gezeigt.

leistung verschlechtert. Es entsteht ein *Error Floor*, also eine Bitfehlerrate, die sich trotz Erhöhung der Bitenergie nicht verbessern lässt. Das 2×2 -System hat den größten Implementierungsverlust.

Wenn man diese Ergebnisse mit den Werten für den Implementierungsverlust einzelner Effekte (s. Tabelle 6.1) vergleicht, wird deutlich, dass Wechselwirkungen auftreten, denn die Effekte für sich betrachtet liefern keinen so hohen Implementierungsverlust bzw. Error Floor. Daher müssen alle Effekte gemeinsam betrachtet werden, um die Systemleistung zu beurteilen.

Für die Untersuchung des Anwendungsszenarios LTE wurden die einzelnen Bauelemente ebenfalls wie in Kapitel 5 angegeben parametrisiert, wobei ein Frequenzversatz am Empfänger von $\Delta f = 268$ Hz angenommen und keine Frequenzsynchronisation durchgeführt wurde. Die Bitfehlerrate, die sich ergibt, wenn alle Effekte gemeinsam betrachtet werden, ist in Bild 6.15 dargestellt.

Es zeigt sich auch für dieses Szenario, dass Wechselwirkungen auftreten und sich die Systemleistung verschlechtert. Dieser Effekt ist für das 1×1 - und das 1×2 -System jedoch weniger gravierend als für das 2×1 - und das

2×2-System. Insbesondere beim Einsatz von Space-Time Codes als MIMO-Verfahren muss die Kombination aller Effekte berücksichtigt werden, um Aussagen über die Systemleistung treffen zu können.

6.7 Schlussfolgerungen für das Systemdesign

Die Untersuchungen zeigen, dass die Frontend-Komponenten einen wesentlichen Einfluss auf die Systemleistung haben, der in MIMO-OFDM Systemen noch größer als in konventionellen OFDM-Systemen ist. Bei der Verwendung von Space-Time-Codes als MIMO-Verfahren zeigt sich, dass die Systemleistung anhand einer kombinierten Untersuchung aller Frontend-Effekte beurteilt werden muss, da eine Betrachtung einzelner Effekte nicht zu einer Gesamtaussage superponiert werden kann.

Für das Design von MIMO-OFDM Systemen für verschiedene Anwendungsszenarien (z.B. LTE oder WLAN) ergeben sich daher folgende Konsequenzen:

1. Bei der Festlegung der Systemparameter muss die Realisierbarkeit der einzelnen Komponenten des analogen Frontends berücksichtigt werden. Für die Systemspezifikation und das Design der Komponenten ergeben sich folgende Anhaltspunkte:
 - Durch Vorgabe eines ausreichenden Subträgerabstandes können die Anforderungen an die Phasenregelschleife bezüglich Langzeitstabilität und Phasenrauschen verringert werden. Für große Bandbreiten sind jedoch Bandpassfilter bisher nicht auf dem Markt verfügbar.
 - Der IQ-Mischprozess führt bei nichtidealer Realisierung zu den größten Störungen. Die IQ-Unsymmetrie und der DC-Offset sollten vermieden werden.
 - Solange die Gesamtsendeleistung konstant ist, führt die reduzierte Aussteuerung der Leistungsverstärker zu einer Entschärfung des OFDM-spezifischen Problems der nichtlinearen Verzerrungen.
2. Bei der Realisierung der analogen Frontends sollte zur Spezifikation der Bauteile eine Gesamtsystembetrachtung durchgeführt werden, da Wechselwirkungen zwischen den Effekten entstehen, die die

Systemleistung beeinflussen. Der Implementierungsverlust des Gesamtsystems kann nicht aus einer getrennten Betrachtung aller Einzeleffekte vorhergesagt werden.

3. Beim Entwurf digitaler Algorithmen können die Effekte in den analogen Frontends berücksichtigt werden, so dass eine digitale Fehlerkompensation ermöglicht wird. Bei der Umsetzung von MIMO-OFDM in Anwendungen wie WLAN oder LTE fordert die Realisierung des Analog- und des Digitalteils einen Kompromiss: Auf der einen Seite entstehen im Analogteil Fehler durch nichtideale Bauelemente, die durch eine aufwändige Optimierung der Bauelemente minimiert werden können [CSG05]. Auf der anderen Seite können bei einfacher Realisierung der Bauelemente die entstehenden Fehler durch Algorithmen im Digitalteil teilweise kompensiert werden [FLP⁺05, LBC⁺04, WWV⁺04].

Für die Entwicklung digitaler Kompensationsverfahren wird im nächsten Kapitel ein allgemeiner Ansatz angegeben, der auf einer Gesamtsystembetrachtung basiert.

7 Ansatz zur Entwicklung von Fehlerkompensationsverfahren

Die Untersuchungen des Gesamtsystems zeigen, dass Verfahren in der digitalen Signalverarbeitung zur Kompensation der im analogen Frontend entstehenden Fehler je nach Systemkonzept benötigt werden. Derzeit verfolgen wesentliche Forschungsaktivitäten diese digitale Fehlerkompensation [FLP⁺05]. Die Grundidee für Kompensationsalgorithmen stammt von Costa [Cos83]. Bisher konzentrieren sich die Verfahren auf die Kompensation einzelner Effekte, zum Beispiel das Phasenrauschen [SM03] oder die IQ-Unsymmetrie [TS05]. Um Kompensationsverfahren zu entwickeln, ist eine genaue theoretische Kenntnis der Effekte notwendig, die im analogen Frontend die Signale beeinflussen. Modelle für einzelne Effekte wurden in [STS⁺05] und [KBB⁺05, Kapitel 32] vorgestellt.

Im Folgenden wird ein neuer Ansatz gezeigt, mit dem Kompensationsverfahren entwickelt werden können. Mit dem hier vorgestellten Modell ist es möglich, alle Effekte einheitlich zu beschreiben. Mögliche Nichtlinearitäten der Verstärkerkennlinie werden im Folgenden nicht berücksichtigt, da die hierdurch verursachten Signalverzerrungen nicht so einfach kompensiert werden können, wie sich die Aussteuerung des Verstärkers optimieren lässt. Jede nichtideale Komponente wird dabei als Serienschaltung der idealen Komponenten und der Nichtidealität dargestellt. Durch die Verkettung der Modelle für einzelne Komponenten und Effekte wird darauf aufbauend ein Modell für das Gesamtsystem abgeleitet. Nicht nur alle Effekte und Komponenten können mit derselben Darstellung beschrieben werden, sondern auch das Gesamtsystem. Durch diesen Ansatz wird erreicht, dass nur ein Kompensationsverfahren benötigt wird, das alle Effekte der sende- und empfangsseitigen analogen Frontends gleichzeitig kompensiert.

Der hier vorgestellte Ansatz basiert auf folgender Strategie:

1. Im ersten Schritt wird ein allgemeingültiges Modell eingeführt, mit dem jede Systemkomponente und jeder Einzeleffekt nachgebildet

werden kann. Besonderheit des Modells ist, dass auch die MIMO- und OFDM-spezifischen Komponenten, wie z.B. die MIMO-Vorverarbeitung und die FFT, mit dieser Darstellung beschrieben werden können.

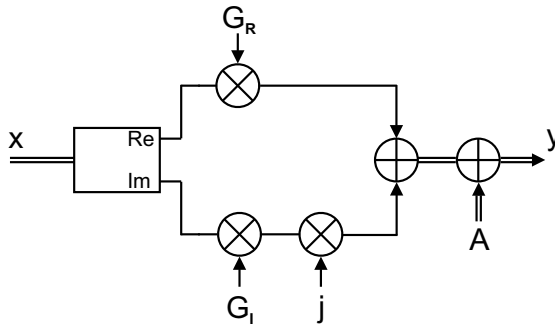
2. Im zweiten Schritt wird gezeigt, wie sich die einzelnen Modelle der Komponenten und Effekte zu einem Modell des Gesamtsystems kombinieren lassen.
3. Im dritten Schritt wird gezeigt, wie Algorithmen, die die inverse Darstellung des Gesamtmodells realisieren, alle Effekte gleichzeitig kompensieren können. Ein einziges Kompensationsverfahren reicht für das gesamte System aus.

7.1 Allgemeine Darstellung von Nichtidealitäten

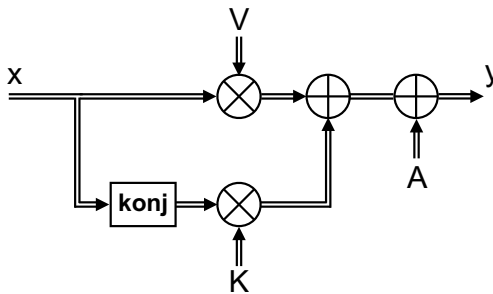
Die einfachste Möglichkeit, den Einfluss eines Effekts auf ein Signal zu beschreiben, ist die Multiplikation des Signals mit einem Faktor, der den Effekt beschreibt. Ein Frequenzversatz Δf kann zum Beispiel modelliert werden, indem das ideale Signal mit $e^{j2\pi\Delta f t}$ multipliziert wird.

Leider lassen sich nicht alle Effekte durch eine einfache Multiplikation darstellen. Eine IQ-Unsymmetrie wirkt sich zum Beispiel unterschiedlich auf den Real- und den Imaginärteil des Signals aus und kann daher nicht als Multiplikation des Signals mit einem komplexen Faktor beschrieben werden. Dieser Fall kann jedoch nachgebildet werden, wenn eine mit komplexen Faktoren gewichtete Summe aus dem Signal und dem konjugiert komplexen Signal zugelassen wird. Additive Störungen, wie zum Beispiel der DC-Offset, werden durch einen zusätzlichen additiven Anteil berücksichtigt.

Ein Signal werde im Realteil mit dem Faktor G_R und im Imaginärteil mit dem Faktor G_I gewichtet, wie in Bild 7.1(a) gezeigt. Diese ungleiche Gewichtung des Signals im Real- und Imaginärteil kann mit der in Bild 7.1(b) gezeigten Ersatzdarstellung beschrieben werden. Diese Ersatzdarstellung wird *VKA-Darstellung* genannt. V ist dabei der Gewichtungsfaktor des Originalsignals, K der Gewichtungsfaktor des konjugiert komplexen Signals und A der zusätzliche, additiv überlagerte Anteil.



(a) Unterschiedliche Gewichtung in Real- und Imaginärteil

(b) Ersatzdarstellung mit V , K und A Bild 7.1: Definition der VKA -Darstellung als allgemeines Modell für nicht-ideale Effekte

Es gilt für den Zusammenhang zwischen G_R , G_I , V , K und A :

$$\begin{aligned}
 y &= G_R \operatorname{Re}\{x\} + j G_I \operatorname{Im}\{x\} + A \\
 &= \frac{G_R + G_I}{2} x + \frac{G_R - G_I}{2} x^* + A \\
 &= V x + K x^* + A
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Ein allgemeines Modell für eine Nichtidealität kann mit den drei Größen V , K und A angegeben werden. Das Modell, also die VKA -Darstellung, einer Nichtidealität ist folglich definiert durch den Vektor $(V \ K \ A)$.

Die Beschreibung mit einer VKA -Darstellung gilt ebenso für vektorielle

Signale. \mathbf{V} und \mathbf{K} sind dann Matrizen, \mathbf{A} ein Vektor. Eine VKA -Darstellung ist dann gegeben durch die Blockmatrix $(\mathbf{V} \ \mathbf{K} \ \mathbf{A})$.

Für jeden Effekt wird im Folgenden ein Modell in Form einer VKA -Darstellung hergeleitet, so dass der Effekt durch die Hintereinanderschaltung der idealen Komponente mit der VKA -Darstellung modelliert werden kann. Auch die Systemkomponenten für MIMO und OFDM können als VKA -Darstellung modelliert werden, so dass das Gesamtsystem als Verkettung verschiedener VKA -Darstellungen beschrieben werden kann.

7.2 Modellierung der Systemkomponenten

VKA -Darstellung der IQ-Unsymmetrie

Falls die Phasenverschiebung zwischen dem LO-Signal von I- und Q-Zweig nicht exakt 90° beträgt, sondern mit einem Orthogonalitätsfehler von θ_E behaftet ist, ergibt sich das Ausgangssignal des Mischers bei der Abwärtsmischung zu

$$y_\theta(t) = \operatorname{Re}\{y_{\text{ideal}}\}e^{j\theta_E} + j \operatorname{Im}\{y_{\text{ideal}}\}e^{-j\theta_E} \quad (7.2)$$

Dies kann durch eine dem idealen Abwärtsmischer nachgeschaltete VKA -Darstellung mit

$$\begin{aligned} V_{\theta,E} &= \cos(\theta_E) \\ K_{\theta,E} &= j \sin(\theta_E) \\ A_{\theta,E} &= 0 \end{aligned} \quad (7.3)$$

modelliert werden. Für den Aufwärtsmischer am Sender ergibt sich entsprechend

$$\begin{aligned} V_{\theta,S} &= \cos(\theta_S) \\ K_{\theta,S} &= j \sin(\theta_S) \\ A_{\theta,S} &= 0 \end{aligned} \quad (7.4)$$

Falls der I- und der Q-Zweig unterschiedliche Verstärkungen bzw. Fre-

quenzgänge mit den Impulsantworten¹ I_{IQ} und Q_{IQ} aufweisen, so lautet die *VKA*-Darstellung hierfür

$$\begin{aligned} V_{IQ} &= \frac{1}{2}(I_{IQ} + Q_{IQ}) \\ K_{IQ} &= \frac{1}{2}(I_{IQ} - Q_{IQ}) \\ A_{IQ} &= 0 \end{aligned} \quad (7.5)$$

Durch K_{IQ} wird der Anteil des Spiegelspektrums im Ausgangssignal bestimmt. In [FLP⁺05] wird die IQ-Unsymmetrie auf eine ähnliche Art und Weise dargestellt. Die entsprechende Matrix mit den Elementen V_{IQ} und K_{IQ} wird dort als „Mixing Matrix“ bezeichnet und ein Kompensationsverfahren basierend auf der inversen Matrix angegeben.

***VKA*-Darstellung des DC-Offsets**

Ein DC-Offset entsteht bei der Abwärtsmischung, wenn ein Anteil des LO-Signals in den Hochfrequenzzweig koppelt. Dieser Anteil wird dargestellt durch

$$2A \cos(2\pi f_{LO}t + \phi)$$

Dann ergibt sich das Ausgangssignal nach Abwärtsmischung und anschließender Tiefpassfilterung mit Hilfe von Gleichung (4.16) zu

$$y(t) = y_{ideal}(t) + Ae^{j\phi} \quad (7.6)$$

Ein Abwärtsmischer, bei dem ein DC-Offset auftritt, kann folglich dargestellt werden durch die Hintereinanderschaltung eines idealen Abwärtsmischer und der *VKA*-Darstellung des DC-Offsets.

$$\begin{aligned} V_{DCO} &= 1 \\ K_{DCO} &= 0 \\ A_{DCO} &= Ae^{j\phi} \end{aligned} \quad (7.7)$$

¹Im frequenzselektiven Fall ist die Verknüpfung zwischen Impulsantwort und Eingangssignal eine Faltung.

VKA-Darstellung des Phasenrauschens und Frequenzversatzes

Ein Frequenzversatz $\Delta f(t)$ des durch die Phasenregelschleife generierten Lokoszillatorsignals kann durch Alterungsprozesse oder Phasenrauschen entstehen (s. Abschnitt 4.2). Dieser Effekt wird modelliert als Hintereinanderschaltung eines idealen Abwärtsmischers und einer Phasenverschiebung $\phi_E(t) = 2\pi\Delta f(t)t$, die in *VKA*-Darstellung geschrieben werden kann als

$$\begin{aligned} V_{\phi,E} &= e^{-j\phi_E(t)} \\ K_{\phi,E} &= 0 \\ A_{\phi,E} &= 0 \end{aligned} \tag{7.8}$$

Sendeseitig wird entsprechend dem idealen Aufwärtsmischer folgende *VKA*-Darstellung vorgeschaltet:

$$\begin{aligned} V_{\phi,S} &= e^{j\phi_S(t)} \\ K_{\phi,S} &= 0 \\ A_{\phi,S} &= 0 \end{aligned} \tag{7.9}$$

VKA-Darstellung von Kopplungen im Sender und Empfänger

Übersprechen zwischen den Signalzweigen eines MIMO-Systems wird, wie in Abschnitt 3.5 eingeführt, mit Hilfe der Kopplungsmatrizen \mathbf{C}_S am Sender und \mathbf{C}_E am Empfänger modelliert. Diese Matrizen entsprechen dann der *V*-Matrix.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{K,S} &= \mathbf{C}_S \\ \mathbf{K}_{K,S} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{K,S} &= \vec{0} \end{aligned} \tag{7.10}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{K,E} &= \mathbf{C}_E \\ \mathbf{K}_{K,E} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{K,E} &= \vec{0} \end{aligned} \tag{7.11}$$

VKA-Darstellung des Funkkanals

Auch der Funkkanal kann mit einer *VKA*-Darstellung modelliert werden. Das hat den Vorteil, dass die Effekte im sende- und empfangsseitigen analogen Frontend mit dem Funkkanal zu einem Modell des gesamten analogen

Kanals zusammengefasst werden können. Der durch die Kanalmatrix \mathbf{H} gegebene Funkkanal ist beschrieben durch

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_{\text{Kanal}} &= \mathbf{H} \\ \mathbf{K}_{\text{Kanal}} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{\text{Kanal}} &= \vec{0}\end{aligned}\quad (7.12)$$

VKA-Darstellung des MIMO Vor- und Nachverarbeitungsblocks

Auch das in dieser Arbeit verwendete MIMO-Verfahren kann in VKA-Darstellung beschrieben werden, was eine wesentliche Grundlage dafür ist, dass später alle Komponenten zu einem Modell für das Gesamtsystem zusammengefasst werden können.

Der sendeseitige Encoder ordnet die Eingangssymbole zu zwei aufeinanderfolgenden Zeitpunkten i und $i+1$ nach der in (2.17) angegebenen Regel den beiden Sendeantennen zu. In Matrixdarstellung bedeutet diese Regel

$$\begin{pmatrix} s_1(i) \\ s_1(i+1) \\ s_2(i) \\ s_2(i+1) \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{V}_{\text{MIMO,S}}} \begin{pmatrix} s(i) \\ s(i+1) \end{pmatrix} + \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{K}_{\text{MIMO,S}}} \begin{pmatrix} s(i) \\ s(i+1) \end{pmatrix}^*$$

aus der sich direkt die VKA-Darstellung des MIMO-Encoders ablesen lässt.

Die hier auftauchenden Matrizen lassen sich mit dem Kronecker-Produkt aus elementaren Matrizen bilden. Das Kronecker-Produkt einer beliebigen $M \times N$ -Matrix \mathbf{A} und einer beliebigen $P \times Q$ -Matrix \mathbf{B} ist eine $MP \times NQ$ -Matrix, gegeben durch

$$\mathbf{A} \odot \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \cdots & a_{1N}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1}\mathbf{B} & \cdots & a_{MN}\mathbf{B} \end{pmatrix}\quad (7.13)$$

Mit den elementaren Matrizen bzw. Vektoren

$$\mathbf{E}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \vec{e}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \vec{e}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\text{MIMO,S}} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1) \\ \mathbf{K}_{\text{MIMO,S}} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{L} \odot \vec{e}_2) \\ \mathbf{A}_{\text{MIMO,S}} &= \vec{0} \end{aligned} \quad (7.14)$$

Empfangsseitig fügt der MIMO-Combiner die Empfangssymbole nach der in (2.19) angegebenen Regel wieder zusammen. In Matrixdarstellung ausgedrückt lautet die Combiner-Regel wie folgt:

$$\begin{pmatrix} \tilde{s}(i) \\ \tilde{s}(i+1) \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \mathbf{H}^\dagger \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{V}_{\text{MIMO,E}}} \begin{pmatrix} y_1(i) \\ y_1(i+1) \\ y_2(i) \\ y_2(i+1) \end{pmatrix} + \underbrace{\frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{H}^T \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{K}_{\text{MIMO,E}}} \begin{pmatrix} y_1(i) \\ y_1(i+1) \\ y_2(i) \\ y_2(i+1) \end{pmatrix}^*$$

Daraus ergibt sich die *VKA*-Darstellung für den MIMO-Combiner.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\text{MIMO,E}} &= \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \mathbf{H}^\dagger (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1^T) \\ \mathbf{K}_{\text{MIMO,E}} &= \frac{\sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \mathbf{L}^T \mathbf{H}^T (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_2^T) \\ \mathbf{A}_{\text{MIMO,E}} &= \vec{0} \end{aligned} \quad (7.15)$$

VKA-Darstellung des OFDM-Modulators und -Demodulators

Ein großer Vorteil des Modellierungsansatzes ist, dass sich auch der OFDM-Modulator und der OFDM-Demodulator einheitlich durch die Beschreibung mit *VKA*-Darstellungen in die Modellierung einfügen. Der OFDM-Modulator moduliert N_c Subträger mit Datensymbolen mittels einer inversen Fouriertransformation und fügt anschließend das zyklische Präfix der Länge N_g an. Ein Block mit N_c komplexen Symbolen wird durch Multiplikation mit der inversen Fouriermatrix $\mathbf{F}_{N_c}^{-1}$ transformiert. Die Fouriermatrix ist gegeben durch

$$\mathbf{F}_{N_c} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-\frac{j2\pi}{N_c}} & e^{-\frac{j4\pi}{N_c}} & \cdots & e^{-\frac{j2(N_c-1)\pi}{N_c}} \\ 1 & e^{-\frac{j4\pi}{N_c}} & e^{-\frac{j8\pi}{N_c}} & \cdots & e^{-\frac{j4(N_c-1)\pi}{N_c}} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-\frac{j2(N_c-1)\pi}{N_c}} & e^{-\frac{j4(N_c-1)\pi}{N_c}} & \cdots & e^{-\frac{j2(N_c-1)^2\pi}{N_c}} \end{pmatrix} \quad (7.16)$$

Die Fouriermatrix ist unitär, d.h. $\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^\dagger$. Das Hinzufügen des zyklischen Präfixes kann ebenfalls durch eine Matrixmultiplikation dargestellt werden. Die Matrix \mathbf{G}_+ hat folgende Gestalt:

$$\mathbf{G}_+ = \left(\begin{array}{c|c} \mathbf{0} & \mathbf{E}_{N_g} \\ \hline & \mathbf{E}_{N_c} \end{array} \right) \quad (7.17)$$

Der OFDM-Modulator wird folglich durch die *VKA*-Darstellung

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\text{OFDM}} &= \mathbf{G}_+ \mathbf{F}^\dagger \\ \mathbf{K}_{\text{OFDM}} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{\text{OFDM}} &= \vec{0} \end{aligned} \quad (7.18)$$

beschrieben.

Am OFDM-Demodulator wird zunächst das zyklische Präfix wieder entfernt, indem das Empfangssignal mit der Matrix

$$\mathbf{G}_- = \left(\begin{array}{c|c} & \mathbf{E}_{N_c} \\ \hline \mathbf{0}_{N_c \times N_g} & \end{array} \right) \quad (7.19)$$

multipliziert wird. Die Fouriertransformation kann durch die Multiplikation mit der Fouriermatrix \mathbf{F}_{N_c} dargestellt werden. Die VKA -Darstellung des OFDM-Demodulators lautet

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_{\text{IOFDM}} &= \mathbf{F}\mathbf{G}_- \\ \mathbf{K}_{\text{IOFDM}} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{\text{IOFDM}} &= 0\end{aligned}\tag{7.20}$$

7.3 Modellierung des Gesamtsystems

Der hier vorgestellte Modellierungsansatz ist allgemeingültig, so dass ein Modell des Gesamtsystems aus den Modellen für die einzelnen Komponenten und Effekte ermittelt werden kann. Das Modell für das Gesamtsystem ergibt sich aus der Hintereinanderschaltung der einzelnen VKA -Darstellungen.

Zwei VKA -Darstellungen können, wie in Bild 7.2(a) gezeigt, in Reihe geschaltet werden. Werden zwei VKA -Darstellungen $(\mathbf{V}_1 \mathbf{K}_1 \mathbf{A}_1)$ und $(\mathbf{V}_2 \mathbf{K}_2 \mathbf{A}_2)$ hintereinander geschaltet, so ergibt sich wieder eine VKA -Darstellung (s. Bild 7.2). Für die gesamte VKA -Darstellung $(\mathbf{V}_\Sigma \mathbf{K}_\Sigma \mathbf{A}_\Sigma)$ gilt:

$$\begin{aligned}\vec{y} &= \mathbf{V}_1 \vec{x} + \mathbf{K}_1 \vec{x}^* + \mathbf{A}_1 \\ \vec{z} &= \mathbf{V}_2 \vec{y} + \mathbf{K}_2 \vec{y}^* + \mathbf{A}_2 \\ &= \underbrace{(\mathbf{V}_2 \mathbf{V}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_1^*)}_{\mathbf{V}_\Sigma} \vec{x} + \underbrace{(\mathbf{V}_2 \mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{V}_1^*)}_{\mathbf{K}_\Sigma} \vec{x}^* + \underbrace{\mathbf{V}_2 \mathbf{A}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{A}_1^* + \mathbf{A}_2}_{\mathbf{A}_\Sigma}\end{aligned}\tag{7.21}$$

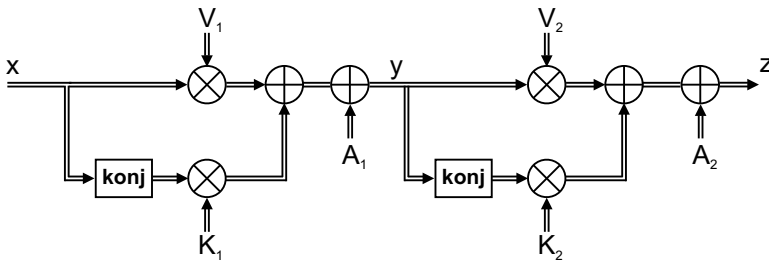
Abkürzend wird hierzu im Folgenden

$$(\mathbf{V}_\Sigma \mathbf{K}_\Sigma \mathbf{A}_\Sigma) = (\mathbf{V}_2 \mathbf{K}_2 \mathbf{A}_2) \circ (\mathbf{V}_1 \mathbf{K}_1 \mathbf{A}_1)\tag{7.22}$$

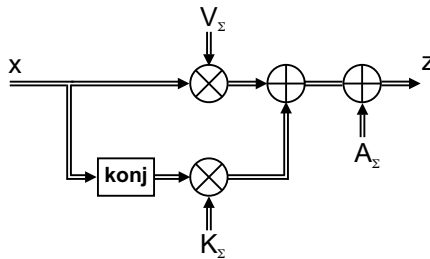
geschrieben. Das Symbol \circ steht also für die Serienschaltung bzw. Verkettung von zwei VKA -Darstellungen. Das Signal durchläuft hier erst $(\mathbf{V}_1 \mathbf{K}_1 \mathbf{A}_1)$ und dann $(\mathbf{V}_2 \mathbf{K}_2 \mathbf{A}_2)$, wie in Bild 7.2 zu sehen ist.

7.3.1 Erweiterung auf vektorielle Symbole

Aufgrund der OFDM-Modulation werden bei der Betrachtung des Gesamtsystems vektorielle Symbole der Länge N_c (ohne das zyklische Präfix)



(a) Serienschaltung



(b) Ersatzdarstellung

Bild 7.2: Serienschaltung zweier VKA -Darstellungen

bzw. $N_c + N_g = \overline{N}_c$ (mit dem zyklischen Präfix) verwendet. Da das hier eingesetzte MIMO-Verfahren die Symbole zu zwei aufeinanderfolgenden Zeitpunkten verarbeitet, werden zwei OFDM-Symbolvektoren zu einem doppelt so langen Vektor zusammengefasst. In jedem MIMO-Zweig werden daher Symbolvektoren der Länge $2N_c$ bzw. $2(N_c + N_g) = 2\overline{N}_c$ betrachtet. Alle bisher eingeführten VKA -Darstellungen müssen daher so umgeschrieben werden, dass Ein- und Ausgangssignale x und y jeweils vektoriell sind und die entsprechende Dimension haben. A ist dann ebenfalls ein Vektor mit der gleichen Dimension wie y . V und K werden durch Matrizen dargestellt. Die sich ergebenden VKA -Darstellungen für alle Komponenten bzw. Effekte sind in Tabelle 7.1 gezeigt.

Sendeseitig sind hier die VKA -Darstellungen für Phasenrauschen, Frequenzversatz und IQ-Unsymmetrie zu einer VKA -Darstellung für alle Effekte, die am Aufwärtsmischer entstehen, mit Hilfe von (7.21) zusammengefasst worden. Analog wurden empfangsseitig die VKA -Darstellungen für

Phasenrauschen, Frequenzversatz, IQ-Unsymmetrie und den DC-Offset zu einer VKA -Darstellung für die Effekte am Abwärtsmischer zusammengefasst. Die detaillierte Berechnung des jeweiligen \mathbf{V} , \mathbf{K} und \mathbf{A} ist im Anhang A.3 dargestellt.

7.3.2 VKA -Darstellung des Gesamtsystems

Die VKA -Darstellung des Gesamtsystems kann aus der Hintereinanderschaltung aller in Tabelle 7.1 dargestellten VKA -Darstellungen bestimmt werden.

Zu Bestimmen ist

$$\begin{aligned}
 (\mathbf{V}_G \mathbf{K}_G \mathbf{A}_G) &= \text{MIMO-Combiner} \circ \text{OFDM-Demodulator} \circ \text{Mischer}_E \\
 &\quad \circ \text{Kopplung}_E \circ \text{Kanal} \circ \text{Kopplung}_S \\
 &\quad \circ \text{Mischer}_S \circ \text{OFDM-Modulator} \circ \text{MIMO-Encoder}
 \end{aligned} \tag{7.23}$$

Zunächst werden die VKA -Darstellungen von Mischer und Kopplung für die Sendeseite und für die Empfangsseite zusammengefasst. Es ergeben sich die VKA -Darstellungen für die Frontends am Sender und am Empfänger:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{F,S} &= (\mathbf{C}_{S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{V}_{\phi,S} (\mathbf{V}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \\
 \mathbf{K}_{F,S} &= (\mathbf{C}_{S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{V}_{\phi,S} (\mathbf{K}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \\
 \mathbf{A}_{F,S} &= 0
 \end{aligned} \tag{7.24}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{F,E} &= (\mathbf{V}_{IQ,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{V}_{\phi,E} (\mathbf{C}_{E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \\
 \mathbf{K}_{F,E} &= (\mathbf{K}_{IQ,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{V}_{\phi,E}^* (\mathbf{C}_{E0}^* \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \\
 \mathbf{A}_{F,E} &= (\mathbf{V}_{E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{A}_{DCO} + (\mathbf{K}_{E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N_c}}) \mathbf{A}_{DCO}^*
 \end{aligned} \tag{7.25}$$

Im nächsten Schritt können die sende- und empfangsseitigen Effekte in den Frontends mit dem Funkkanal zu einem Gesamtkanal verkettet werden.

Komponente	V	K	A
MIMO-Encoder	$\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{E}_2 \odot \tilde{\mathbf{e}}_1 \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{L} \odot \tilde{\mathbf{e}}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\vec{0}$
OFDM-Modulator	$\mathbf{E}_M \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{G}_+ \mathbf{F}^\dagger$	$\mathbf{0}$	$\vec{0}$
Mischereffekte (Sender)	$\mathbf{V}_{\phi,s}(\mathbf{V}_{\text{IQ},s,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\mathbf{V}_{\phi,s}(\mathbf{K}_{\text{IQ},s,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\vec{0}$
Kopplungen (Sender)	$\mathbf{C}_{S,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c+N_g}$	$\mathbf{0}$	$\vec{0}$
Funkkanal	\mathbf{H}	$\mathbf{0}$	$\vec{0}$
Kopplungen (Empf.)	$\mathbf{C}_{E,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}$	$\mathbf{0}$	$\vec{0}$
Mischereffekte (Empf.)	$(\mathbf{V}_{\text{IQ},E,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{V}_{\phi,E}$	$(\mathbf{K}_{\text{IQ},E,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{V}_{\phi,E}^*$	$(\mathbf{V}_{E,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{A}_{\text{DCO}}$ $+ (\mathbf{K}_{E,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{A}_{\text{DCO}}^*$
OFDM-Demodulator	$\mathbf{E}_N \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{F} \mathbf{G}_-$	$\mathbf{0}$	$\vec{0}$
MIMO-Combiner	$\frac{N_c \sqrt{2}}{\ \mathbf{H}\ _F} \mathbf{H}^\dagger (\mathbf{E}_2 \odot \tilde{\mathbf{e}}_1^T \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\frac{N_c \sqrt{2}}{\ \mathbf{H}\ _F} (\mathbf{L}^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \cdot \mathbf{H}^T (\mathbf{E}_2 \odot \tilde{\mathbf{e}}_2^T \odot \mathbf{E}_{N_c})$	$\vec{0}$

Tabelle 7.1: Übersicht über die VKA-Darstellungen aller Komponenten des Gesamtsystems

Daraufhin werden OFDM-Modulator, Gesamtkanal und OFDM-Demodulator zusammengefasst. Es ergibt sich

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_D &= (\mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{F}\mathbf{G}_-)(\mathbf{V}_{F,E}\mathbf{H}(l)\mathbf{V}_{F,S} + \mathbf{K}_{F,E}\mathbf{H}^*(l)\mathbf{K}_{F,S}^*) \\ &\hspace{15em}(\mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{G}_+\mathbf{F}^\dagger) \\ \mathbf{K}_D &= (\mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{F}\mathbf{G}_-)(\mathbf{V}_{F,E}\mathbf{H}(l)\mathbf{K}_{F,S} + \mathbf{K}_{F,E}\mathbf{H}^*(l)\mathbf{V}_{F,S}^*) \\ &\hspace{15em}(\mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{G}_+\mathbf{F}) \\ \mathbf{A}_D &= (\mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{F}\mathbf{G}_-)\mathbf{A}_{F,E}\end{aligned}$$

Nun kann die Hintereinanderschaltung für das Gesamtsystem bestimmt werden, indem sendeseitig der MIMO-Encoder und empfangsseitig der MIMO-Combiner hinzugefügt wird. Die sich ergebende VKA -Darstellung für das Gesamtsystem lautet

$$\begin{aligned}\mathbf{V}_G &= \frac{N_c}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \left(\mathbf{H}^\dagger (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) (\mathbf{V}_D (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \right. \\ &\hspace{10em} \left. + \mathbf{K}_D (\mathbf{L} \odot \vec{e}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c})) \right. \\ &\quad \left. + (\mathbf{L}^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{H}^T (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_2^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \right. \\ &\hspace{10em} \left. (\mathbf{V}_D^* (\mathbf{L} \odot \vec{e}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) + \mathbf{K}_D^* (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1 \odot \mathbf{E}_{N_c})) \right)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{K}_G &= \frac{N_c}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \left(\mathbf{H}^\dagger (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) (\mathbf{V}_D (\mathbf{L} \odot \vec{e}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c}) \right. \\ &\hspace{10em} \left. + \mathbf{K}_D (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1 \odot \mathbf{E}_{N_c})) \right. \\ &\quad \left. + (\mathbf{L}^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{H}^T (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_2^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \right. \\ &\hspace{10em} \left. (\mathbf{V}_D^* (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1 \odot \mathbf{E}_{N_c}) + \mathbf{K}_D^* (\mathbf{L} \odot \vec{e}_2 \odot \mathbf{E}_{N_c})) \right)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_G &= \frac{N_c \sqrt{2}}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \left(\mathbf{H}^\dagger (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_1^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{A}_D \right. \\ &\quad \left. + (\mathbf{L}^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{H}^T (\mathbf{E}_2 \odot \vec{e}_2^T \odot \mathbf{E}_{N_c}) \mathbf{A}_D^* \right)\end{aligned}$$

7.4 Fehlerkompensation

Durch die Berücksichtigung der Effekte im analogen Frontend beim Algorithmen-Design der digitalen Signalverarbeitung wird eine Fehlerkompensation ermöglicht. Die Umkehrung einer VKA -Darstellung kann zur digitalen Kompensation der von den nichtidealen Effekten verursachten Abweichungen vom idealen System eingesetzt werden. Dafür müssen diese Abweichungen bekannt sein. Wenn also das Modell einer Nichtidealität als VKA -Darstellung bekannt ist, muss eine hierzu inverse VKA -Darstellung gefunden werden.

Hier zeigt sich der große Vorteil dieses Ansatzes zur Fehlerkompensation: Wie im vorigen Abschnitt gezeigt, können die Modelle aller Effekte zu einer einzigen VKA -Darstellung kombiniert werden. Dann können alle Effekte auf einmal mit nur einem Kompensationsverfahren kompensiert werden. Es wird also nur eine einzige inverse VKA -Darstellung benötigt.

Die inverse VKA -Darstellung, die die Kompensation leisten soll, soll das ursprüngliche Eingangssignal wieder herstellen. Es ist eine VKA -Darstellung $(\mathbf{V}_2 \ \mathbf{K}_2 \ \mathbf{A}_2)$ gesucht, die mit der VKA -Darstellung einer Nichtidealität $(\mathbf{V}_1 \ \mathbf{K}_1 \ \mathbf{A}_1)$ bzw. der VKA -Darstellung des Gesamtsystems in Reihe geschaltet werden kann und dadurch das ursprüngliche Eingangssignal wieder herstellt. Das Eingangssignal wird durch diese Hintereinanderschaltung $(\mathbf{V}_\Sigma \ \mathbf{K}_\Sigma \ \mathbf{A}_\Sigma)$ nach Gleichung (7.21) nicht beeinflusst, wenn gilt:

$$\mathbf{V}_\Sigma \stackrel{!}{=} \mathbf{E} \qquad \mathbf{K}_\Sigma \stackrel{!}{=} \mathbf{0} \qquad \mathbf{A}_\Sigma \stackrel{!}{=} \vec{0}$$

Aus Gleichung (7.21) folgt:

$$\mathbf{E} \stackrel{!}{=} \mathbf{V}_\Sigma = \mathbf{V}_2 \mathbf{V}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_1^* \qquad (7.26)$$

$$\mathbf{0} \stackrel{!}{=} \mathbf{K}_\Sigma = \mathbf{V}_2 \mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{V}_1^* \qquad (7.27)$$

$$\vec{0} \stackrel{!}{=} \mathbf{A}_\Sigma = \mathbf{V}_2 \mathbf{A}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{A}_1^* + \mathbf{A}_2 \qquad (7.28)$$

Um dieses Gleichungssystem zu lösen, d.h. eine inverse VKA -Darstellung $(\mathbf{V}_2 \ \mathbf{K}_2 \ \mathbf{A}_2)$ zu finden, muss das System invertierbar sein. Die Lösung für

die inverse VKA -Darstellung ergibt sich zu

$$(\mathbf{V}_2 \quad \mathbf{K}_2 \quad \mathbf{A}_2) = (\mathbf{E} \quad \mathbf{0} \quad \vec{0}) \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 & \mathbf{K}_1 & \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{K}_1^* & \mathbf{V}_1^* & \mathbf{A}_1^* \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\text{Systemmatrix}}^{-1} \quad (7.29)$$

Diese Lösung existiert, falls die Systemmatrix invertierbar ist, was mit Hilfe der Determinante überprüft werden kann:

$$\det \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 & \mathbf{K}_1 & \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{K}_1^* & \mathbf{V}_1^* & \mathbf{A}_1^* \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \det \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 & \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_1^* & \mathbf{V}_1^* \end{pmatrix} \neq 0$$

Wenn die Determinante nach der dritten Zeile entwickelt wird, verbleibt die Determinante einer 2×2 -Blockmatrix, wofür aber nur in einigen Spezialfällen eine Berechnungsvorschrift angegeben werden kann [Sil00]. Eine allgemeine Feststellung, wann eine inverse VKA -Darstellung zur Kompensation von Nichtidealitäten existiert, kann daher noch nicht erbracht werden.

Falls die VKA -Darstellung invertierbar ist und $(\mathbf{V}_1^*)^{-1}$ existiert, lässt sich die inverse VKA -Darstellung berechnen.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_2 &= \mathbf{V}_1 - \mathbf{K}_1(\mathbf{V}_1^*)^{-1}\mathbf{K}_1^* \\ \mathbf{K}_2 &= -(\mathbf{V}_1 - \mathbf{K}_1(\mathbf{V}_1^*)^{-1}\mathbf{K}_1^*)\mathbf{K}_1(\mathbf{V}_1^*)^{-1} \\ \mathbf{A}_2 &= -(\mathbf{V}_1 - \mathbf{K}_1(\mathbf{V}_1^*)^{-1}\mathbf{K}_1^*)(\mathbf{A}_1 - \mathbf{K}_1(\mathbf{V}_1^*)^{-1}\mathbf{A}_1^*) \end{aligned} \quad (7.30)$$

Im Digitalteil kann eine Fehlerkompensation durchgeführt werden, indem das Signal selbst mit \mathbf{V}_2 gewichtet, das Signal nach komplexer Konjugation mit \mathbf{K}_2 gewichtet und zur Summe dieser gewichteten Signale noch \mathbf{A}_2 hinzuaddiert wird. Das Ergebnis dieser Fehlerkompensation ist, dass das ursprüngliche Signal, das durch die Effekte in den analogen Frontends verfälscht wurde, im Digitalteil ideal wiederhergestellt wird.

Ein Kompensationsalgorithmus muss nun diese inverse VKA -Darstellung realisieren. Eine einfache Möglichkeit besteht darin, aus $(\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{K}_1 \quad \mathbf{A}_1)$ direkt nach Gleichung (7.30) die gesuchten Matrizen \mathbf{V}_2 , \mathbf{K}_2 und \mathbf{A}_2 zu berechnen. Hier besteht jedoch Potenzial, optimale Algorithmen zu finden und zu realisieren.

7.5 Fazit

In diesem Kapitel wurde ein Modell gezeigt, mit dem nicht nur jeder einzelne Effekt dargestellt werden kann, sondern auch eine Zusammenfassung aller Effekte am Sender und am Empfänger durchgeführt werden kann. Für die Entwicklung von Kompensationsverfahren wurde ein Weg aufgezeigt, mit dem allgemeingültige Algorithmen entwickelt werden können. Mit dem hier vorgestellten Ansatz ist es möglich, alle Effekte in den analogen Sende- und Empfangs-Frontends gemeinsam mit einem einzigen Verfahren zu kompensieren.

8 Zusammenfassung

Mehrantennensysteme werden eine wichtige Innovation bei zukünftigen mobilen Kommunikationssystemen darstellen. Sowohl für Ad-Hoc-Netze als auch für zellulare Systeme können MIMO-Verfahren eingesetzt werden, um die Zuverlässigkeit sowie die Datenrate zu erhöhen, ohne eine höhere Sendeleistung aufwenden zu müssen. Aufgrund der vielen Vorteile, die die MIMO-Technik bietet, hat sich die Forschung in den letzten Jahren darauf konzentriert, die theoretischen Grenzen zu ermitteln, MIMO-Verfahren zu entwickeln und zu optimieren, ein Verständnis der räumlichen Wellenausbreitungseffekte zu gewinnen und Antennenanforderungen herauszufinden. Hierdurch ist ein Weg geöffnet worden, MIMO in konkrete Applikationen einzubringen.

Die bisherigen Untersuchungen konzentrierten sich auf einzelne Systemteile. Wie diese Arbeit zeigt, können bei der Realisierung von MIMO-Systemen Wechselwirkungen zwischen den Effekten in einzelnen Systemteilen auftreten. Für die Umsetzung von MIMO in die Realität ist es daher notwendig, eine ganzheitliche Systembetrachtung durchzuführen. Hierfür leistet diese Arbeit einen wichtigen Beitrag. Erstmals wird eine Systembetrachtung durchgeführt, bei der alle Systemteile realitätsnah modelliert werden und die Komponenten des analogen Frontends mit ihren Nichtidealitäten berücksichtigt werden. Insbesondere durch die Kombination mit OFDM ist die Übertragung empfindlich gegenüber Störungen in den analogen Frontends.

In dieser Arbeit wird erstmalig im vollen Systemzusammenhang gezeigt,

- wie eine ganzheitliche Systembetrachtung von MIMO-Systemen in Kombination mit OFDM durchgeführt werden kann, wobei besonderer Wert auf eine realitätsnahe Betrachtung gelegt wird,
- dass eine ganzheitliche Systembetrachtung notwendig ist, da Wechselwirkungen zwischen den Systemteilen existieren,

- dass die Realisierbarkeit der Frontends bereits beim Systemdesign berücksichtigt werden muss. Insbesondere muss ein Komplexitätsabtausch durchgeführt werden, welche Anforderungen an die Komponenten der analogen Frontends gestellt werden und welche Effekte in der digitalen Prozessierung kompensiert werden können.

Die Umsetzung von MIMO-OFDM Systemen in Applikationen wie Wireless LAN stellt neue Anforderungen an die analogen Frontends sowie an digitale Kompensationsverfahren. Für die zukünftige Optimierung bildet diese Arbeit die wesentliche Grundlage.

Eine Einführung in MIMO-Kommunikationssysteme wird in Kapitel 2 gegeben. Dabei wird der wesentliche Unterschied zu konventionellen Einantennen-Kommunikationssystemen besonders beleuchtet: MIMO-Systeme erfordern eine sendeseitige Vorprozessierung sowie eine Nachverarbeitung der Signale am Empfänger. Nach einer kurzen Einführung in OFDM wird gezeigt, wie MIMO-Systeme mit OFDM kombiniert werden können.

Darauf aufbauend wird in Kapitel 3 untersucht, was die veränderte Signalverarbeitung in MIMO-Systemen bei nichtidealer Systemrealisierung bewirkt. Es wird erstmalig gezeigt, dass Amplitudenfehler in MIMO-Systemen aufgrund des Space-Time Codes eine Auswirkung auf die Phase der Empfangssymbole haben und Phasenfehler die Amplitude der Empfangssymbole beeinflussen. Durch Kopplungen in den MIMO-Signalzweigen am Sender und am Empfänger verschlechtert sich das Signal-zu-Rauschverhältnis. Darüber hinaus entsteht korreliertes Rauschen. Diese Untersuchungen zeigen systematisch, welche neuen Störungsmechanismen sich in MIMO-Systemen ergeben.

In den Kapiteln 4 und 5 wird ein umfassendes, modulares Gesamtsystemmodell eingeführt, das erstmals die analogen Frontends in die realitätsnahe Modellierung einbezieht. Auch der Funkkanal wird mit Hilfe von simulierten und gemessenen Antennendaten unter Einbeziehung von Kopplungseffekten sowie mit einem pfadbasierten Kanalmodell realistisch nachgebildet. Das Gesamtsystemmodell verbindet die realitätsnahe Modellierung der Hochfrequenz-Übertragungskette mit den MIMO-Algorithmen und der OFDM-Modulation. Die Parametrisierung erfolgt angepasst auf zwei mögliche Einsatzbereiche von MIMO-Systemen: zum einen eine Erweiterung

von Wireless LAN und zum anderen eine als Long Term Evolution (LTE) bezeichnete Weiterentwicklung des zellularen Mobilfunks. Für diese beiden Anwendungsszenarien werden realistische Systemparameter aus realen Komponenten abgeleitet, die als Basis für die quantitativen Untersuchungen dienen.

Einzelne Effekte, die bei der Realisierung von MIMO-Systemen auftreten können, werden in Kapitel 6 auf Basis des Gesamtsystemmodells untersucht. Es zeigt sich, dass bei der Festlegung der Systemparameter auf die Realisierbarkeit der Analogkomponenten geachtet werden muss. Insbesondere der DC-Offset kann die Systemleistung maßgeblich verschlechtern. Eine Gesamtsystembetrachtung unter Berücksichtigung aller Effekte führt zu der Erkenntnis, dass Wechselwirkungen entstehen können, die die Leistungsfähigkeit des Systems verringern. Eine Beurteilung des Systems aufgrund einzelner Effekte reicht nicht aus. Die Systemleistung hängt von der Kombination aller Effekte ab. Es wird gezeigt, dass ein Kompromiss gefunden werden muss, da diese Verschlechterung entweder durch eine aufwändige Optimierung der Analogkomponenten oder durch die Entwicklung digitaler Kompensationsverfahren verringert werden kann.

Für die Entwicklung digitaler Kompensationsverfahren ist eine genaue Kenntnis der Effekte erforderlich. In Kapitel 7 wird ein allgemeingültiges Modell zur Beschreibung von Komponenten und Effekten eingeführt. Hieraus folgt ein neuer Ansatz zur Entwicklung von Kompensationsverfahren. Die Besonderheit dieses Ansatzes ist, dass nur ein Verfahren benötigt wird, das alle Effekte gleichzeitig kompensieren kann.

Die in dieser Arbeit vorgestellte Systembetrachtung liefert die Basis für die Abwägung, welcher Aufwand bei der Realisierung der analogen Komponenten zu betreiben ist und welche Funktionen im digitalen Teil für eine Fehlerkompensation benötigt werden. Hierdurch wird eine wesentliche Grundlage für die Umsetzung von MIMO-Systemen in Anwendungen der zukünftigen mobilen Kommunikation gelegt, die auch auf andere Systeme zum Beispiel in der Radartechnik übertragen werden kann.

A Anhang

A.1 Bestimmung der Dichtefunktion von SNR_C

Gesucht ist die Wahrscheinlichkeitsdichte des SNR_C , das durch die Gleichung (3.52) gegeben ist.

$$\text{SNR}_C = \frac{\|\mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^4}{\|\mathbf{C}_E^\dagger \mathbf{C}_E \mathbf{H}_{\text{ph}} \mathbf{C}_S\|_F^2} K \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} \quad (\text{A.1})$$

Für die weiteren Untersuchungen zeigt sich eine Normierung der Matrizen $\mathbf{C}_S = \alpha_S \mathbf{C}_{S0}$, $\mathbf{C}_E = \alpha_E \mathbf{C}_{E0}$ und $\mathbf{H}_{\text{ph}} = \alpha_H \mathbf{H}_0$ als vorteilhaft, wobei die Normierungsfaktoren α_S , α_E und α_H später geeignet festgelegt werden. Eingesetzt in (A.1) ergibt sich mit $K = \alpha_H^4 \alpha_S^4 K_0$

$$\text{SNR}_C = \frac{\|\mathbf{C}_{E0} \mathbf{H}_0 \mathbf{C}_{S0}\|_F^4}{\|\mathbf{C}_{E0}^\dagger \mathbf{C}_{E0} \mathbf{H}_0 \mathbf{C}_{S0}\|_F^2} K_0 \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} \quad (\text{A.2})$$

$$= \frac{Q_1^2}{Q_2} K_0 \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}} \quad (\text{A.3})$$

mit

$$Q_1 = \|\mathbf{B} \mathbf{H}_0 \mathbf{A}\|_F^2 \quad Q_2 = \|\mathbf{C} \mathbf{H}_0 \mathbf{D}\|_F^2$$

und

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \mathbf{C}_{E0} & \mathbf{A} &= \mathbf{C}_{S0} \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_{E0}^\dagger \mathbf{C}_{E0} & \mathbf{D} &= \mathbf{C}_{S0} \end{aligned}$$

Die Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte erfolgt in zwei Schritten:

1. Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte des Vektors $(Q_1 \ Q_2)^T$
2. Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte von SNR_C

A.1.1 Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte von \vec{Q}

Sowohl Q_1 als auch Q_2 besteht aus dem Frobeniusnorm-Quadrat eines dreifachen Matrizenprodukts. Da für die Frobeniusnorm

$$\|\mathbf{A}\|_F^2 = \text{vec}(\mathbf{A})^\dagger \text{vec}(\mathbf{A})$$

gilt, lässt sich der Ausdruck als quadratische Form schreiben.

$$\begin{aligned} \|\mathbf{B}\mathbf{H}_0\mathbf{A}\|_F^2 &= \text{vec}(\mathbf{H}_0)^\dagger \underbrace{(\mathbf{B}^*\mathbf{B}^T \odot \mathbf{A}^\dagger\mathbf{A})}_{\mathbf{T}} \text{vec}(\mathbf{H}_0) \\ &= \text{vec}(\mathbf{H}_0)^\dagger \mathbf{T} \text{vec}(\mathbf{H}_0) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Angewandt auf Q_1 und Q_2 ergeben sich zwei quadratische Formen, die jeweils $D = MN = 4$ Variablen haben.

$$Q_1 = \|\mathbf{B}\mathbf{H}_0\mathbf{A}\|_F^2 = \text{vec}(\mathbf{H}_0)^\dagger \mathbf{T}_1 \text{vec}(\mathbf{H}_0) \quad (\text{A.5})$$

$$Q_2 = \|\mathbf{C}\mathbf{H}_0\mathbf{D}\|_F^2 = \text{vec}(\mathbf{H}_0)^\dagger \mathbf{T}_2 \text{vec}(\mathbf{H}_0) \quad (\text{A.6})$$

Bei einer Eigenwertzerlegung von \mathbf{T}_1 und \mathbf{T}_2 stellt man fest, dass sie die gleichen Eigenvektoren haben. Die beiden quadratischen Formen sind also simultan diagonalisierbar mit einer gemeinsamen Basis aus Eigenvektoren, die in der Matrix \mathbf{V} zusammengefasst werden.

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{V}\mathbf{T}_1\mathbf{V}^\dagger = \text{diag}(\lambda_{T1,1}, \dots, \lambda_{T1,D}) \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{V}\mathbf{T}_2\mathbf{V}^\dagger = \text{diag}(\lambda_{T2,1}, \dots, \lambda_{T2,D}) \quad (\text{A.8})$$

Die Eigenwerte hängen von den Singulärwerten der Kopplungsmatrizen \mathbf{C}_{S0} und \mathbf{C}_{E0} ab. Hier werden die Normierungsvariablen α_S und α_E nun so gewählt, dass der größte Singulärwert jeweils gleich 1 ist. Die Singulärwerte der Kopplungsmatrizen sind dann

$$\sigma(\mathbf{C}_{E0}) = \{\sigma_{E0}, 1\} \quad \text{mit } 0 \leq \sigma_{E0} \leq 1 \quad (\text{A.9})$$

$$\sigma(\mathbf{C}_{S0}) = \{\sigma_{S0}, 1\} \quad \text{mit } 0 \leq \sigma_{S0} \leq 1 \quad (\text{A.10})$$

Wenn sendeseitig keine Kopplung vorhanden ist ($\mathbf{C}_S = \mathbf{E}$), ist der Singulärwert $\sigma_{S0}^2 = 1$. Ohne empfangsseitige Kopplung ist $\sigma_{E0}^2 = 1$, für den Extremfall vollständiger, symmetrischer Kopplung ist $\sigma_{E0}^2 = 0$.

Die Eigenwerte der Matrizen \mathbf{T}_i mit $i = 1, 2$ ergeben sich daraus zu

$$\lambda(\mathbf{T}_1) = \{\sigma_{E0}^2 \sigma_{S0}^2, \sigma_{E0}^2, \sigma_{S0}^2, 1\} \quad \lambda(\mathbf{T}_2) = \{\sigma_{E0}^4 \sigma_{S0}^2, \sigma_{E0}^4, \sigma_{S0}^2, 1\} \quad (\text{A.11})$$

Die Diagonalisierung der quadratischen Formen Q_i , $i = 1, 2$ ergibt sich, wenn (A.7) und (A.8) in (A.5) und (A.6) eingesetzt wird.

$$Q_i = \text{vec}(\mathbf{H}_0)^\dagger \mathbf{V}^\dagger \mathbf{D}_i \mathbf{V} \text{vec}(\mathbf{H}_0) \quad (\text{A.12})$$

$$= \vec{g}^\dagger \mathbf{D}_i \vec{g} = \sum_{j=1}^D \lambda_{T_i,j} |g_j|^2 \quad \text{mit} \quad \vec{g} = \mathbf{V} \text{vec}(\mathbf{H}_0) \quad (\text{A.13})$$

Die Elemente g_j von \vec{g} sind, wenn die Elemente von \mathbf{H}_0 unabhängig und mit gleicher Varianz komplex normalverteilt¹ sind, ebenfalls unabhängig und komplex normalverteilt, da die Matrix \mathbf{V} der Eigenvektoren unitär ist. Durch eine geeignete Wahl des Normierungsfaktors α_H kann erreicht werden, dass die Elemente von \vec{g} komplex standard-normalverteilt sind.

Die Q_i hängen aufgrund der Diagonalisierung nur von $|g_j|^2$ ab, die unabhängig sind. Diese Eigenschaft vereinfacht die weitere Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichte erheblich. Da jedes g_j komplex standard-normalverteilt ist, ist $|g_j|^2$ exponentialverteilt mit der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_X(x) = e^{-x} \text{sgn}(x) = \begin{cases} e^{-x}, & \text{für } x \geq 0 \\ 0, & \text{für } x < 0 \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Für die gemeinsame Dichte der Betragsquadrate $|g_j|^2 = G_j$ gilt aufgrund der Unabhängigkeit

$$f_{\mathbf{G}}(G_1, G_2, \dots) = \prod_{j=1}^D e^{-G_j} \text{sgn}(G_j) = e^{-\sum_{j=1}^D G_j} \text{sgn}(\mathbf{G}) \quad (\text{A.15})$$

Daraus muss die gemeinsame Dichte des Vektors $(Q_1 \ Q_2)^T$ bestimmt werden.

$$\begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \lambda_{T1,1} & \cdots & \lambda_{T1,D} \\ \lambda_{T2,1} & \cdots & \lambda_{T2,D} \end{pmatrix}}_{\mathbf{K}} \begin{pmatrix} G_1 \\ \vdots \\ G_D \end{pmatrix} \quad (\text{A.16})$$

¹Diese Bedingung ist für den Fall eines Rayleigh-Fadingkanals erfüllt.

Der Vektor $\vec{q} = (Q_1 \ Q_2)^T$ hängt linear von einem Vektor von unabhängigen exponentialverteilten Zufallsvariablen ab, so dass die gemeinsame Dichte von Q_1 und Q_2 mittels einer Transformation bestimmt werden kann. Hierbei ist zu beachten, dass das Transformationsgesetz [Hen95] nur angewendet werden kann, wenn die Anzahl der Zufallsvariablen in den Vektoren gleich ist. Daher werden $D - 2$ zusätzliche Zufallsvariablen auf der linken Seite hinzugefügt und die Matrix \mathbf{K} entsprechend um $D - 2$ Zeilen erweitert in der Form, dass die Matrix invertierbar ist. Nach Bestimmung der gemeinsamen Dichte von Q_1 , Q_2 und den $D - 2$ zusätzlichen Zufallsvariablen wird über diese Hilfsvariablen integriert, um die Randdichte zu erhalten. Diese Randdichte entspricht der gesuchten gemeinsamen Dichte von $\vec{q} = (Q_1 \ Q_2)^T$. Eine vollständige und detaillierte Herleitung ist in [Han06] dargestellt.

Die sich ergebende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für Q_1 und Q_2 ist für $\sigma_{E0}^2 \neq 0, 1$

$$f_{\mathbf{Q}}(\vec{q}) = \frac{1}{\sigma_{E0}^2(1 - \sigma_{E0}^2)} \operatorname{sgn}\left(\begin{pmatrix} \vec{a}^T \vec{q} \\ \vec{b}^T \vec{q} \end{pmatrix}\right) \cdot \begin{cases} \frac{1}{(1 - \sigma_{S0}^2)^2} (e^{-\vec{c}_1^T \vec{q}} - e^{-\vec{c}_2^T \vec{q}} - e^{-\vec{c}_3^T \vec{q}} + e^{-\vec{c}_4^T \vec{q}}) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \\ e^{-\vec{c}_1^T \vec{q}} & \sigma_{S0}^2 = 0 \\ e^{-\vec{c}_1^T \vec{q}} (\vec{a}^T \vec{q}) (\vec{b}^T \vec{q}) & \sigma_{S0}^2 = 1 \end{cases}$$

mit den konstanten Vektoren

$$\begin{aligned} \vec{a} &= \frac{1}{\sigma_{E0}^2(1 - \sigma_{E0}^2)} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} & \vec{b} &= \frac{1}{1 - \sigma_{E0}^2} \begin{pmatrix} \sigma_{E0}^2 \\ -1 \end{pmatrix} \\ \vec{c}_1 &= \frac{1}{\sigma_{E0}^2} \begin{pmatrix} 1 + \sigma_{E0}^2 \\ -1 \end{pmatrix} & \vec{c}_2 &= \frac{1}{\sigma_{S0}^2 \sigma_{E0}^2 (1 - \sigma_{E0}^2)} \begin{pmatrix} \sigma_{S0}^2 - \sigma_{E0}^4 \\ \sigma_{E0}^2 - \sigma_{S0}^2 \end{pmatrix} \\ \vec{c}_3 &= \frac{1}{\sigma_{S0}^2 \sigma_{E0}^2 (1 - \sigma_{E0}^2)} \begin{pmatrix} 1 - \sigma_{S0}^2 \sigma_{E0}^4 \\ \sigma_{E0}^2 \sigma_{S0}^2 - 1 \end{pmatrix} & \vec{c}_4 &= \frac{1}{\sigma_{E0}^2 \sigma_{S0}^2} \begin{pmatrix} 1 + \sigma_{E0}^2 \\ -1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Für $\sigma_{E0}^2 = 0$ ergibt sich die Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_{\mathbf{Q}}(\vec{q}) = \delta(Q_1 - Q_2) \operatorname{sgn}(Q_1) \cdot \begin{cases} \frac{1}{1 - \sigma_{S0}^2} e^{-Q_1} \left(1 - e^{-(1/\sigma_{S0}^2 - 1)Q_1}\right) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \\ e^{-Q_1} & \sigma_{S0}^2 = 0 \\ Q_1 e^{-Q_1} & \sigma_{S0}^2 = 1 \end{cases}$$

und für $\sigma_{E0}^2 = 1$

$$f_{\mathbf{Q}}(\vec{q}) = \delta(Q_1 - Q_2) \operatorname{sgn}(Q_1) \begin{cases} g(Q_1) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \\ Q_1 e^{-Q_1} & \sigma_{S0}^2 = 0 \\ \frac{1}{6} Q_1^3 e^{-Q_1} & \sigma_{S0}^2 = 1 \end{cases}$$

mit

$$g(Q_1) = \frac{1}{(1 - \sigma_{S0}^2)^3} e^{-Q_1} \left(Q_1(1 - \sigma_{S0}^2) - 2\sigma_{S0}^2 + (Q_1(1 - \sigma_{S0}^2) + 2\sigma_{S0}^2) e^{-(1/\sigma_{S0}^2 - 1)Q_1} \right)$$

A.1.2 Bestimmung der Wahrscheinlichkeitsdichte von SNR_C

Das Signal-zu-Rauschverhältnis hängt von den beiden Variablen Q_1 und Q_2 ab, deren gemeinsame Dichte im vorherigen Abschnitt bestimmt wurde.

$$\text{SNR}_C = \frac{Q_1^2}{Q_2} K_0 \overline{\text{SNR}}_{\text{ant}}$$

Auch hier kann eine Transformation durchgeführt werden, um daraus die Dichte von SNR_C zu bestimmen. Wieder stimmt die Anzahl der Zufallsvariablen nicht überein, was jedoch durch Hinzufügen einer Hilfszufallsvariablen umgangen werden kann. Über diese Hilfsvariable wird dann integriert, um die Randdichte zu bestimmen, die genau der Dichte von SNR_C entspricht. Diese Integration ist in [Han06] ausgeführt. Die Dichtefunktion ergibt sich für $\sigma_{E0}^2 \neq 0, 1$ zu

$$f_{\text{SNR}_C}(s) = \begin{cases} \sum_{i=1}^4 S_i(s) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \\ S_1(s) & \sigma_{S0}^2 = 0 \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

mit den Summanden

$$S_i(s) = F_i \left(\sqrt{\frac{s}{\kappa}} \right) - F_i \left(\sigma_{E0}^2 \sqrt{\frac{s}{\kappa}} \right) \quad i = 1, \dots, 4$$

mit

$$\kappa = \frac{\overline{\text{SNR}}_{\text{ant}}}{1 + \sigma_{S0}^2}$$

und der Funktion

$$F_i \left(v \sqrt{\frac{s}{\kappa}} \right) = \chi e^{-s\chi A_i} \cdot (D_i + E_i(1 - 2(A_i + B_i)\chi s)M(-s\chi B_i)) \quad v \in \{1, \sigma_{E0}^2\}$$

mit

$$\chi = \frac{1}{\overline{\text{SNR}}_{\text{ant}}}$$

Die Funktion F_i hängt von den Konstanten

$$\begin{aligned} A_i(v) &= v(vc_{i2} + c_{i1})(1 + \sigma_{S0}^2) \\ B_i(v) &= -\frac{(2vc_{i2} + c_{i1})^2(1 + \sigma_{S0}^2)}{4c_{i2}} \\ D_i(v) &= \frac{(c_{i1} - 2c_{i2}v)(1 + \sigma_{S0}^2)}{4\sigma_{E0}^2(1 - \sigma_{E0}^2)(1 - \sigma_{S0}^2)^2 c_{i2}^2} \\ E_i(v) &= \frac{(1 + \sigma_{S0}^2)(2vc_{i2} + c_{i1})}{4\sigma_{E0}^2(1 - \sigma_{E0}^2)(1 - \sigma_{S0}^2)^2 c_{i2}^2} \end{aligned}$$

und der Funktion

$$M(x) = \frac{\sqrt{\pi} \operatorname{erf}(\sqrt{x})}{2 \sqrt{x} e^{-x}}$$

ab.

Die Wahrscheinlichkeitsdichte von SNR_C ist für $\sigma_{E0}^2 = 0$ gleich

$$f_{\text{SNR}_C}(s) = \begin{cases} \chi e^{-\chi s} & \sigma_{S0}^2 = 0 \\ \frac{s\chi^2}{4} e^{-\chi s/2} & \sigma_{S0}^2 = 1 \\ \frac{(1 + \sigma_{S0}^2)\chi}{(1 - \sigma_{S0}^2)} e^{-\chi s(1 + \sigma_{S0}^2)} \left(1 - e^{-(1/\sigma_{S0}^2 - \sigma_{S0}^2)\chi s} \right) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

und für $\sigma_{E0}^2 = 1$ gleich

$$f_{\text{SNR}_C}(s) = \begin{cases} \chi^2 s e^{-\chi s} & \sigma_{S0}^2 = 0 \\ g(s) & \sigma_{S0}^2 \neq 0, 1 \\ \frac{1}{6} \frac{s^3 \chi^4}{2^4} e^{-\chi s/2} & \sigma_{S0}^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

mit der Funktion

$$g(s) = \frac{(1 + \sigma_{S0}^2)\chi}{(1 - \sigma_{S0}^2)^3} e^{-\chi s(1 + \sigma_{S0}^2)} \cdot \left(\chi s(1 - \sigma_{S0}^4) - 2\sigma_{S0}^2 + (\chi s(1 - \sigma_{S0}^4)) + 2\sigma_{S0}^2 \right) e^{-(1/\sigma_{S0}^2 - \sigma_{S0}^2)\chi s}$$

Aus der Dichtefunktion $f_{\text{SNR}_C}(s)$ des Signal-zu-Rauschverhältnisses nach dem Combiner kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit bestimmt werden.

A.2 Korrelationskoeffizient des Rauschens

Durch eine symmetrische Kopplung am Empfänger, die nach (3.55) durch die Matrix

$$\mathbf{C}_E = \begin{pmatrix} 1 & k_E \\ k_E & 1 \end{pmatrix}$$

beschrieben werden kann, wird das unkorrelierte Rauschen n_1 und n_2 , das an den beiden Empfangsantennen anliegt, in korreliertes Rauschen \tilde{n}_1 und \tilde{n}_2 in den beiden Empfangszweigen transformiert. Der Korrelationskoeffizient ρ_E wird nach [Hen95] wie folgt berechnet:

$$\rho_E = \frac{\mathbb{E}\{(\tilde{n}_1 - \mathbb{E}\{\tilde{n}_1\})(\tilde{n}_2 - \mathbb{E}\{\tilde{n}_2\})^*\}}{\sqrt{\text{Var}\{\tilde{n}_1\} \text{Var}\{\tilde{n}_2\}}} \quad (\text{A.20})$$

Das Rauschen an den beiden Antennen ist unkorreliert ($\mathbb{E}\{n_1 n_2^*\} = 0$), mittelwertfrei ($\mathbb{E}\{n_1\} = \mathbb{E}\{n_2\} = 0$) und hat ferner die gleiche Varianz ($\text{Var}\{n_1\} = \text{Var}\{n_2\} = \sigma^2$).

Daraus folgt, dass das Rauschen in den Empfangszweigen ebenfalls mittelwertfrei ist:

$$\mathbb{E}\{\tilde{n}_1\} = 0 \qquad \mathbb{E}\{\tilde{n}_2\} = 0$$

Für die Varianzen gilt folglich:

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\tilde{n}_1\} &= \mathbb{E}\{|n_1 + k_E n_2|^2\} = \sigma^2(1 + |k_E|^2) \\ \text{Var}\{\tilde{n}_2\} &= \mathbb{E}\{|n_2 + k_E n_1|^2\} = \sigma^2(1 + |k_E|^2) \end{aligned}$$

Eingesetzt in (A.20) ergibt sich der Korrelationskoeffizient:

$$\rho_E = \frac{\mathbb{E}\{\tilde{n}_1 \tilde{n}_2^*\}}{\sigma^2(1 + |k_E|^2)} = \frac{k_E \sigma^2 + k_E^* \sigma^2}{\sigma^2(1 + |k_E|^2)} = \frac{2\text{Re}\{k_E\}}{1 + |k_E|^2}$$

A.3 Kombination aller Mischereffekte

A.3.1 Kombination aller Mischer- und Oszillatoreffekte am Sender

Sendeseitig können beim Mischprozess ein Phasenfehler und eine IQ-Unsymmetrie auftreten. Die VKA -Darstellung bei Phasenfehlern am Sender lautet für Symbolvektoren

$$(\mathbf{V}_{\phi,S} \mathbf{0} \vec{0}) \quad (\text{A.21})$$

mit der Matrix

$$\mathbf{V}_{\phi,S} = \begin{pmatrix} \mathbf{V}_{\phi,S,1}(k) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{V}_{\phi,S,2} \end{pmatrix}$$

Die beiden Untermatrizen $\mathbf{V}_{\phi,S,i}$ sind Diagonalmatrizen und modellieren den Phasenfehler $\phi_{S,i}(t)$ für den Symbolvektor des i -ten MIMO-Zweiges, der durch einen Frequenzversatz oder Phasenrauschen der PLL zum Zeitpunkt t entsteht. Mit Hilfe einer Diskretisierung auf die Symbolrate ($\phi(k) = \phi(kT_S)$) ergeben sich die Untermatrizen zu

$$\mathbf{V}_{\phi,S,i}(k) = \text{diag}(e^{j\phi_{S,i}(k2\bar{N}_c)}, e^{j\phi_{S,i}(k2\bar{N}_c+1)}, \dots, e^{j\phi_{S,i}(k2\bar{N}_c+2\bar{N}_c-1)})$$

Die IQ-Unsymmetrie beinhaltet am Sender eine Nichtorthogonalität des I- und Q-Zweiges, die mit dem Orthogonalitätsfehler θ angegeben wird, sowie eine ungleiche Verstärkung / Filterung im I- und Q-Zweig. Die VKA -Darstellung der sendeseitigen IQ-Unsymmetrie ist für Symbolvektoren gegeben durch

$$(\mathbf{V}_{\text{IQ},S,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\bar{N}_c} \quad \mathbf{K}_{\text{IQ},S,0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\bar{N}_c} \quad \vec{0}) \quad (\text{A.22})$$

Die Matrizen $\mathbf{V}_{\text{IQ},S,0}$ und $\mathbf{K}_{\text{IQ},S,0}$ beschreiben die IQ-Unsymmetrie in den beiden Sendezweigen.

$$\mathbf{V}_{\text{IQ},S,0} = \begin{pmatrix} V_{\text{IQ},S,1} \cos \theta_{S,1} + jK_{\text{IQ},S,1} \sin \theta_{S,1} & 0 \\ 0 & V_{\text{IQ},S,2} \cos \theta_{S,2} + jK_{\text{IQ},S,2} \sin \theta_{S,2} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{\text{IQ},S,0} = \begin{pmatrix} K_{\text{IQ},S,1} \cos \theta_{S,1} + jV_{\text{IQ},S,1}^* \sin \theta_{S,1} & 0 \\ 0 & K_{\text{IQ},S,2} \cos \theta_{S,2} + jV_{\text{IQ},S,2}^* \sin \theta_{S,2} \end{pmatrix}$$

Die VKA -Darstellung der Mischer- und Oszillatoreffekte am Sender ergibt sich aus der Hintereinanderschaltung der Effekte.

$$\begin{aligned}
& (\mathbf{V}_{M,S} \quad \mathbf{K}_{M,S} \quad \mathbf{A}_{M,S}) \\
&= (\mathbf{V}_{\phi,S} \quad \mathbf{0} \quad \vec{0}) \circ (\mathbf{V}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \quad \mathbf{K}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \quad \vec{0}) \\
&= (\mathbf{V}_{\phi,S}(\mathbf{V}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c}) \quad \mathbf{V}_{\phi,S}(\mathbf{K}_{IQ,S0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c}) \quad \vec{0})
\end{aligned} \tag{A.23}$$

A.3.2 Kombination aller Mischer- und Oszillatoreffekte am Empfänger

Empfangsseitig kann bei der Abwärtsmischung zusätzlich ein DC-Offset auftreten. Die VKA -Darstellung bei einem Phasenfehler am Empfänger ergibt sich für Symbolvektoren analog zu (A.21).

$$(\mathbf{V}_{\phi,E} \quad \mathbf{0} \quad \vec{0}) \tag{A.24}$$

Die Matrix $\mathbf{V}_{\phi,E}$ ergibt sich analog zur Matrix $\mathbf{V}_{\phi,S}$.

Die VKA -Darstellung bei einer Nichtorthogonalität des I- und Q-Zweiges ist für Symbolvektoren

$$(\mathbf{V}_{\theta,E} \quad \mathbf{K}_{\theta,E} \quad \vec{0}) = (\mathbf{V}_{\theta,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \quad \mathbf{K}_{\theta,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \quad \vec{0}) \tag{A.25}$$

mit den V - und K -Matrizen

$$\mathbf{V}_{\theta,E0} = \begin{pmatrix} \cos \theta_{E,1} & 0 \\ 0 & \cos \theta_{E,2} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{K}_{\theta,E0} = \begin{pmatrix} j \sin \theta_{E,1} & 0 \\ 0 & j \sin \theta_{E,2} \end{pmatrix}$$

die den Orthogonalitätsfehler in den beiden MIMO-Empfangszweigen beschreiben.

Die VKA -Darstellung des DC-Offsets ist für Symbolvektoren gleich

$$(\mathbf{E}_{4\overline{N}_c} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{A}_{DCO}) \tag{A.26}$$

mit dem A -Vektor

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{DCO} &= (\mathbf{A}_{D,1}(k) \quad \mathbf{A}_{D,2}(k))^T \\
\mathbf{A}_{D,i}(k) &= \begin{pmatrix} A_{D,i}(k2\overline{N}_c) e^{j\phi_i(k2\overline{N}_c)} \\ \vdots \\ A_{D,i}(k2\overline{N}_c + 2\overline{N}_c - 1) e^{j\phi_i(k2\overline{N}_c + 2\overline{N}_c - 1)} \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Für die VKA -Darstellung der ungleichen Verstärkung/Filterung im I- und Q-Zweig gilt

$$(\mathbf{V}_{IQ,E} \mathbf{K}_{IQ,E} \vec{0}) = (\mathbf{V}_{IQ,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \mathbf{K}_{IQ,E0} \odot \mathbf{E}_2 \odot \mathbf{E}_{\overline{N}_c} \vec{0}) \quad (\text{A.27})$$

mit den Untermatrizen

$$\mathbf{V}_{IQ,E0} = \begin{pmatrix} V_{IQ,E,1} & 0 \\ 0 & V_{IQ,E,2} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{IQ,S0} = \begin{pmatrix} K_{IQ,S,1} & 0 \\ 0 & K_{IQ,S,2} \end{pmatrix}$$

die die V - und K -Faktoren für die beiden Empfangszweige enthalten. Die Kombination aller Mischer- und Oszillatoreffekte im Empfänger ergibt sich aus der Hintereinanderschaltung der Effekte.

$$\begin{aligned} (\mathbf{V}_{M,E} \mathbf{K}_{M,E} \mathbf{A}_{M,E}) = \\ (\mathbf{V}_{IQ,E} \mathbf{K}_{IQ,E} \vec{0}) \circ (\mathbf{E}_{4\overline{N}_c} \mathbf{0} \mathbf{A}_{\text{DCO}}) \\ \circ (\mathbf{V}_{\theta,E} \mathbf{K}_{\theta,E} \vec{0}) \circ (\mathbf{V}_{\phi,E} \mathbf{0} \vec{0}) \end{aligned}$$

Die VKA -Darstellung für alle Mischer- und Oszillatoreffekte im Empfänger, dargestellt für Symbolvektoren, ist folglich

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{M,E} &= \mathbf{V}_{IQ,E} \mathbf{V}_{\theta,E} \mathbf{V}_{\phi,E} + \mathbf{K}_{IQ,E} \mathbf{K}_{\theta,E}^* \mathbf{V}_{\phi,E} \\ \mathbf{K}_{M,E} &= \mathbf{V}_{IQ,E} \mathbf{K}_{\theta,E} \mathbf{V}_{\phi,E}^* + \mathbf{K}_{IQ,E} \mathbf{V}_{\theta,E}^* \mathbf{V}_{\phi,E}^* \\ \mathbf{A}_{M,E} &= \mathbf{V}_{IQ,E} \mathbf{A}_{\text{DCO}} + \mathbf{K}_{IQ,E} \mathbf{A}_{\text{DCO}}^* \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Literaturverzeichnis

- [Agi04] Agilent Technologies. *Advanced Design System 2004A*, 2004.
- [Ala98] S.M. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, Oktober 1998.
- [APC⁺04] R.E. Amaya, P.H.R. Popplewell, M. Cloutier und C. Plett. Analysis and Measurements of EM and Substrate Coupling Effects in Common RF Integrated Circuits. *Proceedings IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Orlando, FL, USA*, S. 363–366, Oktober 2004.
- [ATN⁺98] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib und N. Seshadri. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels. *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Ottawa, Ont., Kanada*, 3:2232–2236, Mai 1998.
- [BA00a] J. Bach Andersen. Antenna arrays in mobile communications: gain, diversity, and channel capacity. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 42(2):12–16, April 2000.
- [BA00b] J. Bach Andersen. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 18(11):2172–2178, November 2000.
- [BDK⁺03] L. Brühl, C. Degen, W. Keusgen, B. Rembold und C. Walke. Investigation of Front-End Requirements for MIMO Systems Using Downlink Pre-Distortion. *Proceedings Fifth European Personal Mobile Communications Conference, Glasgow, UK*, April 2003.

- [BHP⁺95] O. Beyer, H. Hackel, V. Pieper und J. Tiedge. *Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik*. Teubner, Stuttgart/Leipzig, 7. Ausg., 1995.
- [BJ04] H. Boche und E. Jorswieck. On the ergodic capacity as a function of the correlation properties in systems with multiple transmit antennas without CSI at the transmitter. *IEEE Transactions on Communications*, 52(10):1654–1657, Oktober 2004.
- [Bre59] D.G. Brennan. Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IRE*, S. 1075–1102, Juni 1959.
- [BS96] I.N. Bronstein und K.A. Semendjajew. *Taschenbuch der Mathematik*. Teubner, Stuttgart/Leipzig, 1996.
- [BSB97] J.-J. v. d. Beek, M. Sandell und P.O. Börjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(7):1800–1805, Juli 1997.
- [Cor06] L.M. Correia(Hrsg.). *Mobile Broadband Multimedia Networks – Techniques, Models and Tools for 4G*. Elsevier, Oxford, 1. Ausg., 2006.
- [Cos83] M.H.M. Costa. Writing on Dirty Paper. *IEEE Transactions on Information Theory*, 29(3):439–441, Mai 1983.
- [Cri99] S.C. Cripps. *RF power amplifiers for wireless communications*. Artech House, Boston/London, 1999.
- [CSG05] W.-J. Choi, Q. Sun und J.M. Gilbert. Circuit Implications of MIMO Technology for Advanced Wireless Local Area Networks. *Proceedings IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Long Beach, CA, USA*, S. 185–188, Juni 2005.
- [DKK⁺05] C. Degen, O. Koch, W. Keusgen und B. Rembold. Evaluation of MIMO Systems with Respect to Front-End Imperfections. *Proceedings 11th European Wireless Conference, Nicosia, Zypern*, April 2005.

- [EMS06] EMSS – EM Software and Systems, Stellenbosch, South Africa. *FEKO*, 2006. <http://www.feko.info>.
- [ETS04] ETSI. *Digital Video Broadcasting (DVB) – Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, Technical Report ETSI EN 300 744, v1.5.1, November 2004.
- [FG98] G.J. Foschini und M.J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 6(3):311–335, März 1998.
- [FLP⁺05] G. Fettweis, M. Löhning, D. Petrovic et al. Dirty RF: A New Paradigm. *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Berlin*, September 2005.
- [GJJ⁺03] A. Goldsmith, S.A. Jafar, N. Jindal und S. Vishwanath. Capacity Limits of MIMO Channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 21(5):684–702, Juni 2003.
- [Gsc01] E. Gschwendtner. Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge. *Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe(TH)*, Band 28, 2001.
- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer, Heidelberg, 1998.
- [Han05] A. Hangauer. Untersuchung von Verstärkerübersprechen in MIMO-Systemen. *Studienarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe(TH)*, 2005.
- [Han06] A. Hangauer. Theoretische und simulative Analyse nichtidealer Bauelemente in MIMO-OFDM-Systemen. *Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe(TH)*, 2006.

- [Hen95] N. Henze. *Stochastik I. Vorlesungsskriptum, Universität Karlsruhe(TH)*, 1995.
- [HL01] W. Hoeg und T. Lauterbach(Hrsg.). *Digital Audio Broadcasting – Principles and Applications*. John Wiley and Sons Ltd., New York, 2001.
- [IEE00] IEEE. *Supplement to standard for telecommunications and information exchange between systems – LAN/MAN specific requirements – Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: high speed physical layer in the 5 GHz band, ISO/IEC 8802-11:1999, 1999/Amd 1:2000(E)*, 2000.
- [Jan04] M. Jankiraman. *Space-Time Codes and MIMO Systems*. Artech House, Boston/London, 2004.
- [Jon01] F. Jondral. *Nachrichtensysteme: Grundlagen – Verfahren – Anwendungen*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2001.
- [JW04a] M.A. Jensen und J.W. Wallace. A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52(11):2810–2824, November 2004.
- [JW04b] M.A. Jensen und J.W. Wallace. RF and Algorithmic Considerations for Practical MIMO Wireless Implementation. *Proceedings IEEE Radio and Wireless Conference*, S. 147–150, September 2004.
- [Kam96] K.D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Teubner, Stuttgart/Leipzig, 2. Ausg., 1996.
- [KBB⁺05] T. Kaiser, A. Bourdoux, H. Boche, J.R. Fonollosa, J. Bach Andersen und W. Utschick(Hrsg.). *Smart Antennas – State of the Art*. EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, Band 3. Hindawi Publishing Corporation, New York, 2005.
- [Kie98] U. Kiencke. *Signale und Systeme*. Oldenbourg, München/Wien, 1998.

- [KMW06] C. Kuhnert, D.J. Müller und W. Wiesbeck. Comprehensive Analysis of Front-End Impairments in MIMO-OFDM Communication Systems. *Proceedings European Microwave Week, Manchester, UK*, September 2006. Zur Veröffentlichung angenommen.
- [KOW06] C. Kuhnert, A. Ossowska und W. Wiesbeck. Measurement and Modelling of a High Power Amplifier for the Integration in MIMO-OFDM System Simulations. *Proceedings German Microwave Conference, Karlsruhe*, März 2006.
- [KR01] W. Keusgen und B. Rembold. Konzepte zur Realisierung von MIMO-Frontends. *Frequenz*, 55(11-12):301–309, November 2001.
- [KSH⁺06] C. Kuhnert, S. Schulteis, A. Hangauer und W. Wiesbeck. Impact of receiver inter-chain coupling on BER performance of space-time block coded MIMO systems. *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Melbourne, Australien*, Mai 2006.
- [KSP⁺02] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K. Pedersen, P.E. Mogensen und F. Frederiksen. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 20(6):1211–1226, August 2002.
- [KSW⁺05a] C. Kuhnert, G. Saala, C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. Amplitude and Phase Distortions in MIMO and Diversity Systems. *Proceedings 14th IST Mobile and Wireless Communications Summit, Dresden*, Juni 2005.
- [KSW⁺05b] C. Kuhnert, S. Schulteis, C. Waldschmidt und W. Wiesbeck. Front-End requirements for MIMO communication systems. *Proceedings of the European Microwave Association*, 1(2):140–148, Juli 2005.
- [Kuh06] C. Kuhnert. MIMO Antenna Configurations. In L.M. Correia, Hrsg., *Mobile Broadband Multimedia Networks – Techniques, Models and Tools for 4G*. Elsevier, Oxford, 1. Ausg., 2006.

- [KW06] C. Kuhnert und W. Wiesbeck. A Hybrid Framework for Incorporating Analog Front-End Effects in MIMO OFDM Design. *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Montreal, Quebec, Kanada*, September 2006. Zur Veröffentlichung angenommen.
- [LBC⁺04] J. Liu, A. Bourdoux, J. Craninckx, B. Come und P. Wambacq. Impact of Front-End Effects on the Performance of Downlink OFDM-MIMO Transmission. *Proceedings IEEE Radio and Wireless Conference, Atlanta, GA, USA*, S. 159–162, September 2004.
- [Mau05] J. Maurer. Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation. *Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe(TH)*, Band 43, 2005.
- [MJ04] M.L. Morris und M.A. Jensen. Rigorous Modeling of Antenna and Circuit Coupling in MIMO Systems: Application to Handheld Devices. *Proceedings IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society, Monterey, CA, USA*, 2:1255–1258, Juni 2004.
- [MJ05a] M.L. Morris und M.A. Jensen. Impact of Receive Amplifier Signal Coupling on MIMO System Performance. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(5):1678–1683, September 2005.
- [MJ05b] M.L. Morris und M.A. Jensen. Network model for MIMO systems with coupled antennas and noisy amplifiers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1):545–552, Januar 2005.
- [Mül06] D.J. Müller. Untersuchung und Auswirkungen von nichtidealen analogen Bauelementen in einem MIMO-OFDM Kommunikationssystem. *Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe(TH)*, 2006.
- [Mol04] A.F. Molisch. A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(1):61–71, Januar 2004.

- [Moo94] P.H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communications*, 42(10):2908–2914, Oktober 1994.
- [NC98] R. Negi und J. Cioffi. Pilot Tone Selection for Channel Estimation in a Mobile OFDM System. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 44(3):1122–1128, August 1998.
- [Nel04] C.A. Nel. The creation of nonlinear behavioral-level models for system level receiver simulation. *Master's thesis, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, University of Stellenbosch, South Africa*, 2004.
- [NP00] R. van Nee und R. Prasad. *OFDM for Mobile Multimedia Communications*. Artech House, Boston/London, 2000.
- [OS89] A.V. Oppenheim und R.W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [PGN⁺04] A.J. Paulraj, D.A. Gore, R.U. Nabar und H. Bölcskei. An Overview of MIMO Communications – A Key to Gigabit Wireless. *Proceedings of the IEEE*, 92(2):198–218, Februar 2004.
- [PNG03] A. Paulraj, R. Nabar und D. Gore. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, 2003.
- [Pro01] J.G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill Book Company, New York, 4. Ausg., 2001.
- [PSY⁺04] S. Parker, M. Sandell, M.S. Yee, M. Ismail, P. Strauch und J. McGeehan. Space-Time Codes for Future WLANs: Principles, Practice, and Performance. *IEEE Communications Magazine*, 42(12):96–103, Dezember 2004.
- [Raz98] B. Razavi. *RF Microelectronics*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1998.
- [RC98] G.G. Raleigh und J.M. Cioffi. Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication. *IEEE Transactions on Communications*, 46(3):357–366, März 1998.

- [SA05] H.A. Suraweera und J. Armstrong. Analysis of Carrier Frequency Offset in Alamouti Space-Time Frequency Coded OFDM Systems. *Proceedings IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Berlin*, September 2005.
- [SBK03] R. Seeger, L. Brötje und K.-D. Kammeyer. A MIMO Hardware Demonstrator: Application of Space-Time Block Codes. *Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, Darmstadt*, S. 98–101, Dezember 2003.
- [SHA01] A. Schuchert, R. Hasholzner und P. Antoine. A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 47:313–318, August 2001.
- [SHP01] S. Sandhu, R. Heath und A. Paulraj. Space-Time Block Codes versus Space-Time Trellis Codes. *Proceedings IEEE International Conference on Communications, Helsinki, Finnland*, 4:1132–1136, Juni 2001.
- [SI05] A.I. Sulyman und M. Ibnkahla. Space Time Coding over MIMO Channels Equipped with Nonlinear Amplifiers. *Proceedings 11th European Wireless Conference, Nicosia, Zypern*, April 2005.
- [Sil00] J.R. Silvester. Determinants of Block Matrices. *Maths Gazette*, 84:460–467, September 2000.
- [SM03] T.C.W. Schenk und P. Mattheijssen. Analysis of the Influence of Phase Noise in MIMO OFDM based WLAN systems. *Proceedings IEEE Benelux Chapter Symposium on Communications and Vehicular Technology, Eindhoven, NL*, November 2003.
- [Ste01] W. Stehle. *Digitale Netze – Grundlagen, Protokolle, Anwendungen*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2001.
- [Ste02] M. Stege. Analyse zur Leistungsfähigkeit von Mehrantennensystemen für die mobile Datenkommunikation. *Dissertation, Technische Universität Dresden*, 2002.

- [STS⁺05] T.C.W. Schenk, X.-J. Tao, P.F.M. Smulders und E.R. Fledderus. A two-step modeling approach for the influence of radio-system impairments in multicarrier MIMO systems. *Proceedings IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Berlin*, September 2005.
- [Tel95] I.E. Telatar. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. *Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies*, 10:585–595, Oktober 1995. Danach (1996) veröffentlicht in *European Transactions on Telecommunications*.
- [Thu05] M. Thumm. Hoch- und Höchstfrequenz-Halbleiterschaltungen. *Vorlesungsskriptum, Universität Karlsruhe (TH)*, 2005.
- [TJC99a] V. Tarokh, H. Jafarkhani und A.R. Calderbank. Space Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, 45(5):1456–1467, Juli 1999.
- [TJC99b] V. Tarokh, H. Jafarkhani und A.R. Calderbank. Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3):451–460, März 1999.
- [TS05] A. Tarighat und A.H. Sayed. MIMO OFDM Receivers for Systems with IQ Imbalances. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(9):3583–3596, September 2005.
- [TSC98] V. Tarokh, N. Seshadri und A.R. Calderbank. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, März 1998.
- [TWK98] M. Thumm, W. Wiesbeck und S. Kern. *Hochfrequenzmeßtechnik – Verfahren und Meßsysteme*. Teubner, Stuttgart/Leipzig, 2. Ausg., 1998.
- [VBA87] R.G. Vaughan und J. Bach Andersen. Antenna Diversity in Mobile Communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-36(4):149–172, November 1987.

- [VTCB⁺97] J. Ventura-Travest, G. Caire, E. Biglieri und G. Taricco. Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation – Part I: Coherent detection. *IEEE Transactions on Communications*, 45(5):676–686, Mai 1997.
- [Wal04] C. Waldschmidt. Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays. *Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe(TH)*, Band 41, 2004.
- [WE71] S.B. Weinstein und P.M. Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(5):628–634, Oktober 1971.
- [WF04] M. Windisch und G. Fettweis. Standard-Independent I/Q Imbalance Compensation in OFDM Direct-Conversion Receivers. *Proceedings 9th International OFDM Workshop, Hamburg*, S. 57–61, September 2004.
- [Win87] J. H. Winters. On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5):871–877, Juni 1987.
- [WJ04] J.W. Wallace und M.A. Jensen. Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(4):1317–1325, Juli 2004.
- [WLK⁺05] S. Woo, D. Lee, K. Kim, Y. Hur, C.-H. Lee und J. Laskar. Combined Effects of RF Impairments in the Future IEEE 802.11n WLAN Systems. *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Stockholm, Schweden*, Mai 2005.
- [WWV⁺04] M. Wouters, P. van Wesemael, R. Vandebriel, A. Dewilde und M. Libois. Real Time Prototyping of Broadband Wireless LAN Systems. *Proceedings IEEE International Workshop on*

- Rapid System Prototyping, Genf, Schweiz*, S. 226–231, Juni 2004.
- [Xia05] Y. Xiao. IEEE 802.11n: Enhancements for Higher Throughput in Wireless LANs. *IEEE Wireless Communications*, 12(6):82–91, Dezember 2005.
- [Zel00] A. van Zelst. Space division multiplexing algorithms. *Proceedings 10th Mediterran Electrotechnical Conference, Zypern*, 3:1218–1221, Mai 2000.
- [ZS04] A van Zelst und T.C.W. Schenk. Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(2):483–494, Februar 2004.
- [ZT03] L. Zheng und D.N.C. Tse. Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple Antenna Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(5), Mai 2003.
- [Zwi00] T. Zwick. Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse. *Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe(TH)*, Band 23, 2000.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Christiane Kuhnert
Geburtsdatum: 18. Juli 1978
Geburtsort: Heidelberg
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: ledig

Schulausbildung

1988 – 1997 Wilhelmi-Gymnasium, Sinsheim
Allgemeine Hochschulreife

Studium und Berufsweg

1997 – 2002 Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der
Universität Karlsruhe (TH)
Schwerpunkte Hochfrequenz- und Nachrichtentechnik

2001 – 2002 Fachpraktikum bei der LS telcom AG, Lichtenau

2002 Diplom in Elektrotechnik und Informationstechnik
Thema der Diplomarbeit: Polarisationsdiversity in MIMO-
Systemen

seit 11/2002 Wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Höchstfre-
quenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH)
Mitarbeit in Forschung und Lehre
Forschungsschwerpunkte: Mehrantennensysteme (MIMO),
Systemmodellierung und -simulation

seit 04/2004 Stipendiatin der Deutsche Telekom Stiftung

07/2006 Promotion an der Fakultät für Elektrotechnik und Informa-
tionstechnik, Universität Karlsruhe (TH)
Thema: Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)

