

# LTE Downlink-Implementierung mit Matlab

Paschalis Mikias

Ruhr-Universität

Lehrstuhl für Digitale Kommunikationssysteme

Bochum, Deutschland

Email: paschalis.mikias@rub.de

**Zusammenfassung**—Dieses Paper beschreibt die Implementierung einer Übertragungsstrecke im äquivalenten Basisband, realisiert durch OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Ein besonderer Fokus soll hier die Beeinflussung des Rauschens auf die empfangenen Symbole und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit darstellen. Diese Merkmale werden jeweils für eine QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) und 64QAM graphisch visualisiert und qualitativ verglichen. Der Empfänger beinhaltet einen MLD (Maximum Likelihood Decoder), dessen Funktionsweise mathematisch beschrieben und in Form von Graphiken erläutert wird.

**Schlüsselwörter**—Long Term Evolution, Orthogonal Frequency Division Multiple Access, Single Input Single Output, Cyclic Prefix, Maximum Likelihood Decoder

## I. EINFÜHRUNG

Abbildung 1 zeigt ein OFDM-System, welches aus einem *Sender*, einem *Kanal* und einem *Empfänger* besteht. Die Quelle wirft Bits  $b_i$  aus, die die Nachricht darstellen, die über einen Kanal zu einer Senke übermittelt werden soll. Dazu werden die seriell ausgegebenen Bits zunächst parallelisiert und gemappt. Die daraus entstehenden komplexen Sendesymbole  $\xi_0$  bis  $\xi_{N-1}$  werden zusammen nach der IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) mit IFFT-Größe<sup>1</sup> (Inverse Fast Fourier Transform)  $N$  rücktransformiert. Das parallel ausgegebene Ergebnis wird mit einem P/S (Parallel-to-Serial converter) seriell mit zyklischem Präfix ausgegeben. Das hier entstandene Sendesignal  $x(k) \in \mathbb{C}$  wird nun über den Kanal  $h(k) \in \mathbb{C}$  übermittelt, der eine additive weiße Rauschquelle  $w(k) \in \mathbb{C}$  enthält. Folglich entsteht das verrauschte Empfangssignal  $y(k) \in \mathbb{C}$ , aus welchem die ursprünglich gesendeten Bits zurückgewonnen werden sollen. Dafür wird der zyklische Präfix entfernt und das Signal parallelisiert. Anschließend entscheidet der MLD (Maximum Likelihood Decoder), nach der DFT (Discrete Fourier Transform) mit FFT-Größe  $N$ , welche Sendesymbole gesendet wurden, die als  $\bar{\xi}_0$  bis  $\bar{\xi}_{N-1}$  bezeichnet werden. Der Grund für diese Nomenklatur liegt in der Unsicherheit des MLD begründet, der zwar den Kanal mit entsprechendem Aufwand schätzen kann, jedoch für das Rauschen z.B. eine Normalverteilung  $w(k) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_k^2)$  annehmen muss. Sogar wenn angenommen wird, dass der Kanal perfekt geschätzt wurde, werden aufgrund der statistischen Unabhängigkeit zwischen Kanal

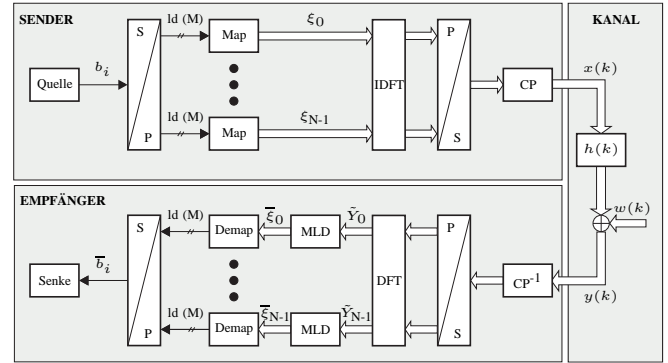


Abb. 1. Äquivalentes Basisbandmodell einer OFDM Übertragungsstrecke.

und Rauschquelle immer Rauschwolken um das vermutete Sendesymbol entstehen, welche in Kapitel V diskutiert werden. Zum Schluss gibt jeder Demapper jeweils  $\text{ld}(M)$  Bits aus, die durch einen P/S converter seriell ausgegeben werden. Ziel ist, dass der daraus resultierende Bitstrom  $\bar{b}_i$  am Empfänger identisch zum Bitstrom  $b_i$  des Senders ist.

## II. SENDER

Damit gleichwahrscheinliche Bits  $b_i$  mit  $P\{b_i=0\} = 0.5$  und  $P\{b_i=1\} = 0.5$  generiert werden, werden die Matlabfunktionen *round* und *rand* verwendet. Die Funktion *rand* erzeugt eine standardnormalverteilte Zufallsvariable  $\sim \mathcal{N}(0, 1)$ , wobei *round* lediglich rundet. Es entstehen, abhängig von  $N$  und der Wertigkeit  $M$  der QAM des Mappers (s. z.B. [2] oder [1]), die Sendebits

$$b_i, \quad i \in \{0, 1, \dots, N \cdot \text{ld}(M) - 1\} \quad (1)$$

Diese seriell ausgegebenen Bits der Quelle werden parallelisiert und Blockweise mit jeweils  $\text{ld}(M)$  gemappt. Es entstehen die Sendesymbole

$$\xi_n, \quad n \in \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (2)$$

Alle Sendesymbole  $\xi_n$  bilden den Eingang der IFFT. Das Ergebnis, ebenfalls der Länge  $N$ , soll mit einem Faktor<sup>2</sup>  $a_s$  derart multipliziert werden, dass die mittlere Leistung des Sendalphabetes  $P_\xi$  entspricht. Da man verschiedenwertige Modulationsverfahren nur vergleichen kann, wenn sie auf die

<sup>1</sup>Die IDFT wird in Matlab mit der Funktion IFFT implementiert.

<sup>2</sup>Symbolamplitude zur Leistungsnormierung einer QAM

gleiche Leistung bezogen sind, ist diese Leistungsnormierung unumgänglich. Dieser Faktor ist bei einer M-QAM

$$a_s = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \cdot P_\xi \quad (3)$$

und wird im Folgenden hergeleitet.

### Herleitung der Symbolamplitude

Für die In-Phase-Komponente einer M-QAM gilt

$$\xi_I \in a_s \cdot \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)\},$$

wobei die mittlere Leistung gleichverteilter Sendesymbole

$$\begin{aligned} P_{\xi,I} &= \sigma_{\xi,I}^2 = a_s^2 \cdot \frac{2}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{m=0}^{\sqrt{M}/2-1} (2m+1)^2 \\ &= a_s^2 \cdot \frac{M-1}{3} \end{aligned}$$

beträgt. Da das Konstellationsdiagramm einer QAM achsensymmetrisch ist (s. Abbildung 2), ergibt sich die Gesamtleistung zu

$$\begin{aligned} P_\xi &= \sigma_\xi^2 = \sigma_{\xi,I}^2 + \sigma_{\xi,Q}^2 = 2 \cdot \sigma_{\xi,I}^2 \\ &= \frac{2}{3}(M-1) \cdot a_s^2. \end{aligned}$$

Zum Schluss wird nach  $P_\xi$  umgestellt

$$a_s = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \cdot P_\xi$$

und man erhält Gleichung (3). ■

Jetzt kann der seriell-parallel converter die  $N$  komplexen Werte seriell ausgeben. Die letzten  $CP$  (Cyclic Prefix) Werte dieser Folge werden an den Anfang kopiert, sodass sich das Sendesignal  $x(k)$  um

$$x(k), \quad k \in \{0, 1, \dots, N + CP - 1\} \quad (4)$$

erweitert. Da hier eine Betrachtung im Basisband erfolgt und folglich das Sendesignal nicht auf eine Trägerfrequenz hochmoduliert wird, wird  $x(k)$  ohne weitere Veränderungen über den Kanal  $h(k)$  abgeschickt.

### III. KANAL

Wir nehmen an, dass  $h(k) \in \mathbb{C}$  mit der diskreten Kanallänge  $L$  dotiert wurde und komplex-standard-gaußverteilt ist. Dies ist gerechtfertigt, da der Kanal, wie in Kapitel II beschrieben, mit den zwei Matlabfunktionen *round* und *rand* erzeugt worden ist. Bei der Betrachtung, getrennt nach Real- und Imaginärteil, und der Ergänzung einer Kanalamplitude<sup>3</sup>  $a_h$ , ergibt sich

$$\begin{aligned} h(k) &= a_h h_I(k) + j a_h h_Q(k), \quad k \in \{0, 1, \dots, L-1\}, \quad (5) \\ h(k) &\sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_h^2). \end{aligned}$$

<sup>3</sup>zum Einstellen des Signal-zu-Geräuschverhältnisses

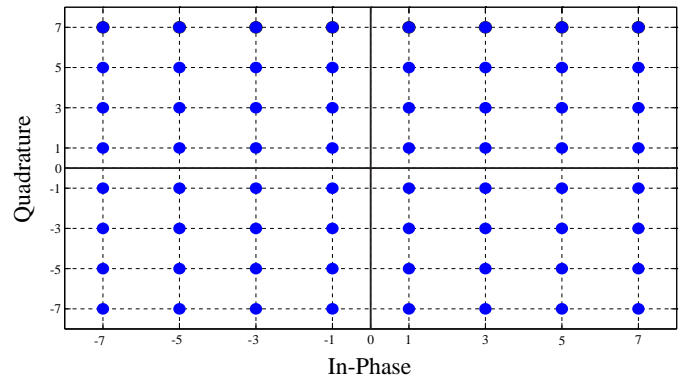


Abb. 2. Konstellationsdiagramm einer 64QAM. Es sind die In-Phase- und Quadratur-Komponenten der Sendesymbole aufgetragen.

Gleiches gilt für das Rauschen  $w(k)$ , wobei seine Länge durch die FFT-Länge  $N$  fest vorgegeben ist; es folgt

$$\begin{aligned} w(k) &= a_w w_I(k) + j a_w w_Q(k), \quad k \in \{0, 1, \dots, N-1\}, \quad (6) \\ w(k) &\sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_w^2). \end{aligned}$$

Das Empfangssignal  $y(k)$  kann nun im Zeitbereich in Abhängigkeit von dem Kanal und dem Rauschen mit

$$y(k) = x(k) * h(k) + w(k) \quad (7)$$

und im Frequenzbereich mit der Beziehung

$$Y(n) = X(n) \cdot H(n) + W(n), \quad (8)$$

berechnet werden. Man sieht, dass die Faltung im Zeitbereich eine Multiplikation im Frequenzbereich darstellt. Ziel ist jetzt, den Kanal so zu normieren, dass seine mittlere Leistung  $H(n)$  im Frequenzbereich Eins beträgt. Daraus folgt, dass  $H(n)$  in Gleichung (8), im Mittel, keinen Beitrag zur Leistung liefert und diese daher nur von  $W(n)$  und  $X(n)$  abhängig ist.  $x(k)$  wurde bereits nach (3) im Zeitbereich auf Eins normiert und ist nach (14) im Frequenzbereich genau definiert. So bleibt nur noch  $W(n)$  als bleibender Parameter, um das Signal-zu-Geräuschverhältnis des Eingangs zu justieren. In Kapitel V werden Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für einen SNR (Signal to Noise Ratio) Bereich von -5dB bis 25dB ausgewertet. Das SNR ist definiert als das Verhältnis von mittlerer Symbolleistung  $P_\xi$  zu Rauschleistung  $P_w$ .

$$\text{SNR} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_\xi}{P_w} \right) \text{ dB} \quad (9)$$

Daraus ergibt sich der Kanalamplitudenfaktor  $a_h$  zu

$$a_h = \frac{1}{\sqrt{2L}} \quad (10)$$

und der Rauschamplitudenfaktor  $a_w$  für gewünschtes SNR zu

$$a_w = \sqrt{\frac{P_\xi}{2}} \cdot 10 \exp \left( -\frac{\text{SNR/dB}}{20} \right), \quad (11)$$

was nun hergeleitet wird.

### Herleitung der Kanalampplitude

Nach (5) beträgt die mittlere Leistung<sup>4</sup> von  $h(k)$ , bei einer Länge von  $L$ ,  $2\sigma_h^2$ . In Matlab wird sowohl  $H(n)$  als auch  $\xi_n$  als Vektor definiert. Da sie in Gleichung (18) miteinander multipliziert werden, muss  $H(n)$  auf die Länge von  $\xi_n$  erweitert werden. Dies wird durch *zero-padding* realisiert, wodurch eine neue Impulsantwort  $\tilde{h}(k)$  definiert werden muss

$$\tilde{h}(k) = \begin{cases} h(k) & \text{für } 0 \leq k \leq L-1; \\ 0 & \text{für } L \leq k \leq N-1, \end{cases} \quad (12)$$

dessen Energie identisch zu  $h(k)$  ist, da nur  $N-L$  Nullen addiert werden. Jedoch verringert sich die mittlere Leistung um den Faktor  $L/N$  da das DFT Intervall um  $N-L$  vergrößert wurde.

Die mittlere Kanalleistung<sup>5</sup>  $P_h$  beträgt

$$\begin{aligned} P_h &= \mathcal{E}\{|h(k)|^2\} \\ &= \mathcal{E}\{|a_h h_I(k) + j a_h h_Q(k)|^2\} \\ &= \mathcal{E}\{(a_h h_I(k))^2 + (a_h h_Q(k))^2\} \\ &= a_h^2 \cdot \mathcal{E}\{\underbrace{h_I^2(k)}_{\sim \mathcal{N}(0, \sigma_h^2)}\} + a_h^2 \cdot \mathcal{E}\{\underbrace{h_Q^2(k)}_{\sim \mathcal{N}(0, \sigma_h^2)}\} \\ &= 2a_h^2 \sigma_h^2 \\ &\stackrel{\text{SN}}{=} 2a_h^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Anhand der Parseval'sche Beziehung

$$\|\tilde{h}\|_2^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{h}(k)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |H(n)|^2 = \frac{1}{N} \|H\|_2^2 \quad (14)$$

erkennt man, dass die mittlere Leistung im Frequenzbereich um den Faktor  $N$  größer ist als im Zeitbereich. Daher ergibt sich für die Kanalleistung im Frequenzbereich

$$P_H = N \cdot P_h.$$

Da die Leistung direkt proportional zur Varianz ist, muss diese auch mit dem gleichen Faktor multipliziert werden. Es folgt für die Verteilung nach (5)

$$H(n) \sim \mathcal{CN}(0, 2N\sigma_h^2).$$

Mit (12) ergibt sich

$$H(n) \sim \mathcal{CN}(0, 2La_h^2).$$

Damit die Varianz und damit die mittlere Leistung im Frequenzbereich Eins wird, muss gelten

$$\begin{aligned} 2La_h^2 &\stackrel{!}{=} 1 \\ a_h &= \frac{1}{\sqrt{2L}}, \end{aligned}$$

was genau in (10) steht. ■

<sup>4</sup>Da der Mittelwert Null ist, entspricht der Varianz der mittleren Leistung

<sup>5</sup>SN: standardnormalverteilt

### Herleitung der Rauschamplitude

Die mittlere Rauschleistung ist

$$\begin{aligned} P_w &= \mathcal{E}\{|w(k)|^2\} \\ &= \mathcal{E}\{|a_w w_I(k) + j a_w w_Q(k)|^2\} \\ &= \mathcal{E}\{(a_w w_I(k))^2 + (a_w w_Q(k))^2\} \\ &= a_w^2 \cdot \mathcal{E}\{\underbrace{w_I^2(k)}_{\sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)}\} + a_w^2 \cdot \mathcal{E}\{\underbrace{w_Q^2(k)}_{\sim \mathcal{N}(0, \sigma_w^2)}\} \\ &= 2a_w^2 \sigma_w^2 \\ &\stackrel{\text{SN}}{=} 2a_w^2. \end{aligned} \quad (15)$$

Setzt man  $P_w$  in (9) ein, erhält man

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_\xi}{2a_w^2} \right) \text{ dB} \\ 10 \exp \left( \frac{\text{SNR/dB}}{10} \right) &= \frac{P_\xi}{2a_w^2} \\ a_w^2 &= \frac{P_\xi}{2} \cdot 10 \exp \left( -\frac{\text{SNR/dB}}{10} \right) \\ a_w &= \sqrt{\frac{P_\xi}{2}} \cdot 10 \exp \left( -\frac{\text{SNR/dB}}{20} \right), \end{aligned}$$

dessen Ergebnis identisch ist zu (11). ■

Für das Empfangssignal  $y(k)$  gilt schließlich

$$y(k), \quad k \in \{0, 1, \dots, N + CP + L - 2\}, \quad (16)$$

welches am Empfänger ankommt.

## IV. EMPFÄNGER

Aus dem empfangenen Signal  $y(k) \in \mathbb{C}$  aus (16), wird zunächst der zyklische Präfix entfernt, indem die ersten  $CP$  und die letzten  $L-1$  komplexen Werte nicht berücksichtigt werden. Folglich entsteht ein Signal, welches identische FFT-Länge  $N$  zum Sendesignal aufweist. Das entstandene Signal wird mit einem S/P (Serial-to-Parallel converter) parallelisiert und bildet den Eingang der DFT. Als Ausgang wird daher ein Ergebnis gleicher Länge  $N$  wie am Eingang erwartet, welches als

$$\tilde{Y}_n, \quad n \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (17)$$

bezeichnet wird. Jeder dieser komplexen Werte wird einem ML decoder zugewiesen, der versucht die ursprünglich gesendeten Symbole  $\xi_n$  zu eruieren.

Annahme: Der Kanal wurde mithilfe einer Kanalschätzung perfekt geschätzt (s. [1] Kapitel 14), sodass  $H(n)$  dem Empfänger bekannt ist.

Demnach bildet nur das Rauschen  $w(k)$  die einzige Unsicherheit, da man die Verzerrung des Sendesignals durch den Kanal exakt kompensieren kann. Deshalb ist ein Kriterium zu suchen, dass unabhängig von dieser Rauschgröße implementiert werden kann. Mit (7) und Berücksichtigung

des Korrelationsfilters- und empfangers, ergibt sich nach [1] das Entscheidungskriterium zu

$$\bar{\xi}_n = \underset{\lambda}{\operatorname{argmin}} \left\{ \|\tilde{Y}_n - H(n) \cdot \xi_\lambda \cdot a_s\|^2 \right\}, \quad (18)$$

$$\lambda \in \{0, 1, \dots, M-1\},$$

$$\xi_\lambda \in \mathcal{A}_\xi.$$

So entspricht das geschätzte Symbol  $\bar{\xi}_n$  der *minimalen euklidischen Distanz* zwischen dem empfangenen Wert  $\tilde{Y}_n$  und allen bekannten Sendesymbolen  $\xi_\lambda$  der Ereignismenge  $\mathcal{A}_\xi$ . Eine Visualisierung des Verfahrens in Gleichung (18) ist in Kapitel V zu finden.

Als letztes folgt lediglich das Demapping, wo jedes Symbol zu seinen repräsentierenden  $\log_2(M)$  Bits umgeformt wird. Da die Anordnung in Abbildung 1 aus  $N$  Demappern besteht, kann der P/S converter alle  $N \cdot \log_2(M)$  Bits  $\bar{b}_i$  seriell ausgeben.

## V. SIMULATIONSERGEBNISSE

Dieses Kapitel stellt den *Maximum Likelihood Decoder* dar und erklärt das Erstellen von Bitfehlerdiagrammen durch eine MCS (Monte Carlo Simulation). Folgende Werte wurden dafür zur Veranschaulichung verwendet

$$\left. \begin{array}{l} M = 16 \\ L = 20 \\ CP = 36 \\ P_\xi = 1 \\ N \\ \text{SNR} \end{array} \right\} : \text{s. Abbildungsunterschrift}$$

### A. Maximum Likelihood Decoder

Mit (3) und  $N = 512$  ergibt sich für eine 16QAM eine Amplitude von

$$a'_s = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \cdot N \quad (19)$$

$$= \sqrt{51,2}$$

$$\approx 7,16$$

welchen Wert man im Signalraumdiagramm in Abbildung 5 wiedererkennt. Wenn der komplexe Kanal  $H(n)$  mit der Länge  $N$  zu allen  $M$  Symbolen multipliziert wird, erfahren diese jeweils die gleiche Phasendrehung und Amplitudenänderung. Dieses Phänomen ist in Abbildung 4 gezeigt. Man erkennt, dass der Kanal, abhängig von dem komplexen Wert, die Sendesymbole und damit das Sendesignal durchaus signifikant verzerren kann. Daher ist der Aufwand einer Kanalschätzung und Entzerrung für ein funktionierendes System unumgänglich. Wenn jedoch der Kanal perfekt geschätzt wurde, kann man die Amplituden- und Phasenänderung leicht durch eine Division durch den gleichen komplexen Wert rückgängig machen. Dadurch kann sich der ML decoder auf Abbildung 3 beziehen, was im

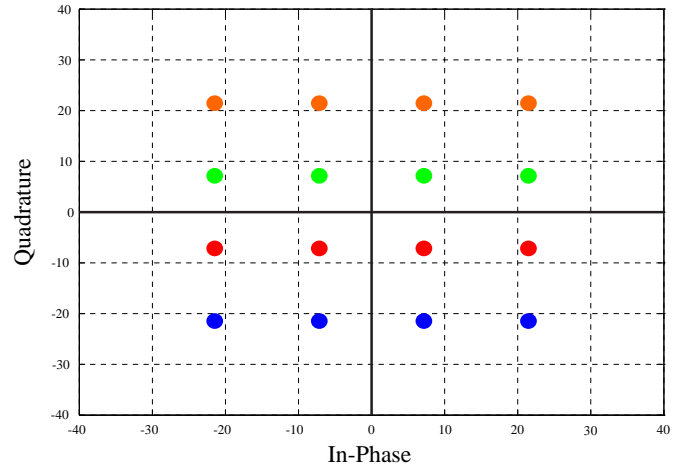


Abb. 3. Leistungsnormiertes Konstellationsdiagramm einer 16QAM. Es sind die In-Phase- und Quadratur-Komponenten der Sendesymbole für  $N = 512$  aufgetragen.

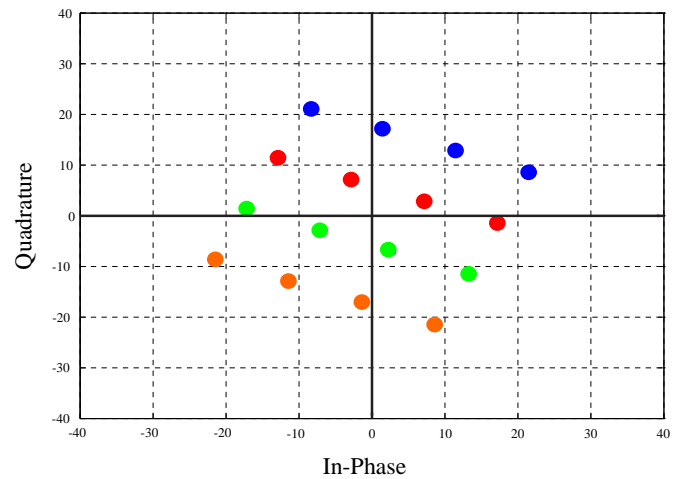


Abb. 4. Verschiebung des leistungsnormierten Konstellationsdiagrammes einer 16QAM mit  $N = 512$  nach Multiplikation mit dem komplexen Kanalwert  $H = -0,7 + j0,3$ .

Folgenden gezeigt wird.

Es soll die *minimale euklidische Distanz*, die in Abbildung 5 veranschaulicht ist, zwischen dem empfangenen verrauschten Symbol (schwarzer Punkt) und allen möglichen Sendesymbolen  $\xi_\lambda$  bestimmt werden. Daraus resultieren orthogonale Grenzen der Entscheidungsbereiche, die in Abbildung 6 farblich hervorgehoben sind. In diesem Szenario ist das empfangene Symbol Teilmenge des orangenen Bereiches. Somit wird es auf das dafür deklarierte orangefarbene Symbol  $\bar{\xi} = 16 + j16$  abgebildet.

Wenn man jetzt das standard-gaußverteilte Rauschen  $w(k)$  berücksichtigt, ergeben sich, abhängig von dem  $\text{SNR}^6$ , Rauschwolken um die Sendesymbole, da  $w(k)$  additiv ist.

<sup>6</sup>Erinnerung: Das SNR ist durch (11) einstellbar.

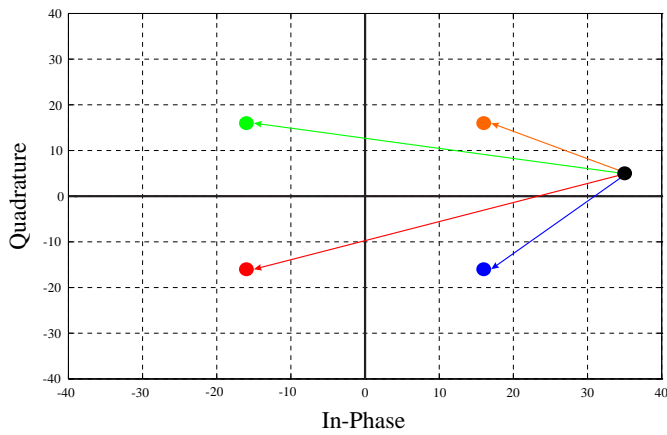


Abb. 5. Leistungsnormiertes Signalraumdiagramm einer QPSK mit euklidischen Distanzvektoren des ML decoders.

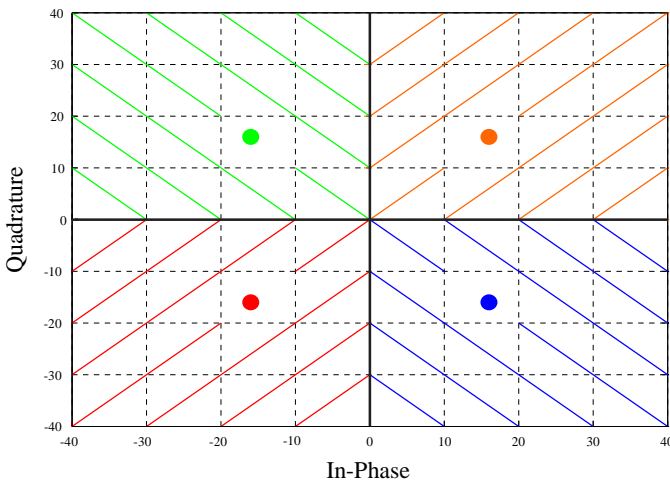


Abb. 6. Leistungsnormiertes Signalraumdiagramm einer QPSK mit Entscheidungsbereichen des ML decoders.

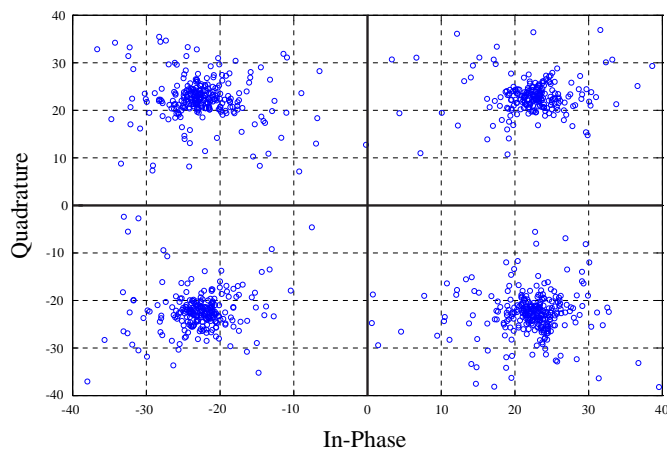


Abb. 7. Empfangene Symbole einer leistungsnormierten QPSK bei einem Signal-zu-Geräuschverhältnis von 20dB und einer FFT-Länge  $N$  von 512.

Abbildung 7, 8 und 9 verdeutlichen diese Rauschwolken bei verschiedenen SNR Werten.

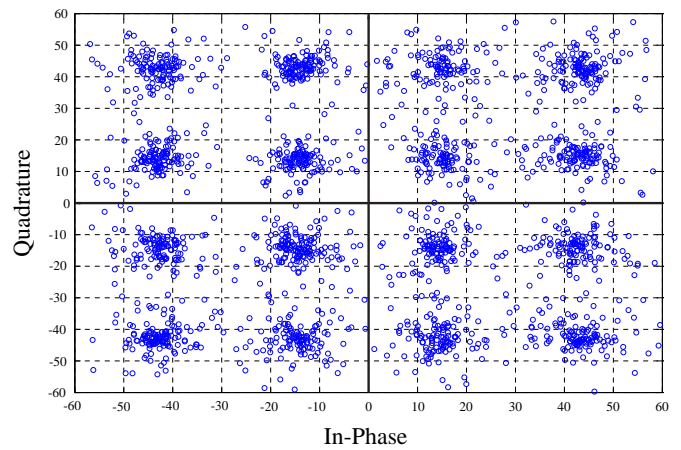


Abb. 8. Empfangene Symbole einer leistungsnormierten 16QAM bei einem Signal-zu-Geräuschverhältnis von 20dB und einer FFT-Länge  $N$  von 2048.

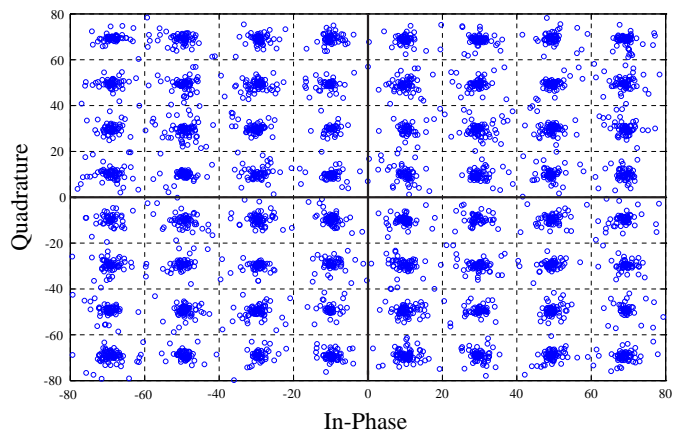


Abb. 9. Empfangene Symbole einer leistungsnormierten 64QAM bei einem Signal-zu-Geräuschverhältnis von 30dB und einer FFT-Länge  $N$  von 4096.

### B. Bit Error Rate

Ein adäquates Gütekriterium um Übertragungssysteme zu bewerten, ist die durchschnittliche Bitfehlerrate, genannt BER (Bit Error Rate) bei gegebenem SNR. Um diese exakt angeben zu können, müsste man unendlich oft simulieren. Daher bietet die MC Simulation ein Verfahren, welches mit dem *Gesetz der großen Zahlen*, numerisch das richtige Ergebnis hinreichend genau schätzt. Das Ergebnis ist in Abbildung 10 geplottet. Fundamentale Aussagen können aus diesem Diagramm gewonnen werden:

- 1) Mit steigendem SNR sinkt die BER.
- 2) Wird  $M$  vergrößert, steigt die BER.
- 3) Für  $BER=10^{-1}$ : 11dB Gewinn beim Wechsel von einer 64QAM auf eine QPSK.
- 4) Für  $SNR=20dB$ : BER Gewinn von 0,015 beim Wechsel von einer 64QAM auf eine QPSK.

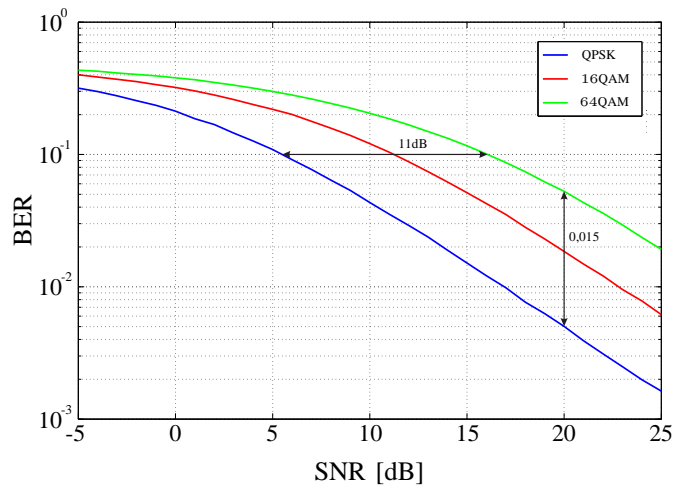


Abb. 10. Bit error rate für eine QPSK, 16QAM und 64QAM

Zu 1: Bei Vergrößerung des Signal-zu-Geräuschverhältnisses verkleinern sich die Rauschwolken (s. Abb. 7). Demnach fallen weniger Empfangssymbole  $\tilde{Y}_n$  irrtümlicherweise aus dem farbigen Bereich der Abbildung 6.

Zu 2: Mit Erhöhung der Ordnung  $M$  des QAM-Modulators werden die Sendesymbole  $\xi_n$  in den Konstellationsdiagrammen näher zusammengedrückt (s. Abb. 3). Folglich müssen die Rauschwolken sich verkleinern, was man durch Erhöhung des SNRs erreicht, um die gleiche Anzahl an Bitfehlern zu erhalten.

Zu 3: Ist man an einer oberen Schranke der BER z.B. von  $10^{-1}$  (jedes zehnte Bit falsch) interessiert und verwendet statt einer 64QAM eine QPSK, erreicht man dies bereits, wenn man 11dB weniger Sendeleistung spendiert.

Zu 4: Bei konstanten SNR von 20dB verkleinert sich die BER um 0,015, wenn man statt einer 64QAM eine QPSK in Erwägung zieht. Das heißt, dass im Durchschnitt nicht jedes 60te, sondern nur jedes 600te Bit falsch von dem MC decoder erkannt wird.

#### LITERATUR

- [1] K. D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, 4. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden 2008.
- [2] K. H. Ochs, *Monographie zur Vorlesung Übertragung digitaler Signale*, 0.3 Auflage, Ruhr-Universität Bochum, 2006.
- [3] K. D. Kammeyer und K. Kroschel, *Digitale Signalverarbeitung*, 7. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden 2009.
- [4] H. Kopka and P. W. Daly, *A Guide to L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X*, 3rd ed., Harlow, England: Addison-Wesley, 1999.