

Analytische Berechnung von Kenngrößen des EXIT-Charts und Optimierung von QAM-Signalpunkten

Dipl.-Ing. Nabil Sven Muhammad
 Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart
 Institut für Nachrichtenübertragung
 Tel.: +49 711 685 7947, Fax: +49 711 685 7929
 Email: muhammad@inue.uni-stuttgart.de

Zusammenfassung: Bei der Bit-Interleaved Coded Modulation mit iterativem Demapping (BICM-ID) ist die Wahl der Zuordnungsvorschrift von besonderem Interesse. Die EXIT-Diagramme erlauben hierzu einen tieferen Einblick in den iterativen Prozess. Üblicherweise werden diese Diagramme durch relativ aufwendige Monte-Carlo-Simulationen ermittelt. Es wird nun eine Formel für die Transinformation zwischen gesendeten (kodierten) Bits und den entsprechenden extrinsischen L -Werten des Demappers bei perfektem a priori Wissen hergeleitet. Zusätzlich wird eine Näherung für die Berechnung der Bitfehlerhäufigkeit bei unkodierter Übertragung angegeben, für den Fall, dass kein a priori Wissen zur Verfügung steht. Mit diesen beiden Formeln können nun verschiedene Mappings miteinander verglichen und optimiert werden. Diese Arbeit beschränkt sich auf die Übertragung einer 16-stufigen QAM über einen AWGN-Kanal (additive white Gaussian noise), wobei die Signalpunkte beliebig angeordnet sein dürfen, jedoch einer Energienormierung unterliegen.

1 Einleitung

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild einer Bit-Interleaved Coded Modulation Übertragungstrecke mit iterativem Demapping (BICM-ID):

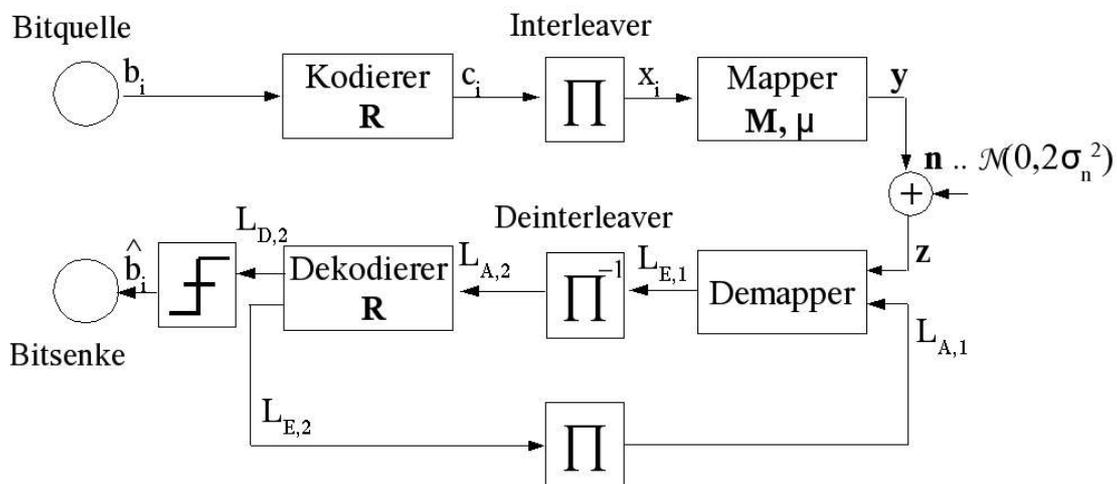


Bild 1: BICM-ID Blockschaltbild

Nähere Informationen zu den Themen BICM, iteratives Demapping und den EXIT-Diagrammen findet man unter [1-5].

Die Informationsbits b_i durchlaufen einen Kodierer der Koderate R und bilden die Folge c_i . In dieser Arbeit wird ein systematischer Code der Rate $R=1/2$ verwendet, der $v=2$ Speicherelemente und in oktaler Schreibweise die Generatorpolynome $(G_r, G) = (04, 07)$ besitzt. Nach der bitweisen Verwürfelung (Interleaving) werden je M Bits über die Zuordnungsvorschrift μ einem komplexwertigen Symbol y zugewiesen:

$$(x_0, x_1, \dots, x_k, \dots, x_{M-1})^T =: \mathbf{x} \xrightarrow{\mu} \mathbf{y} = \text{map}(\mathbf{x}) = y_R + j \cdot y_I \quad (1)$$

(\cdot)^T bezeichnet den transponierten Vektor. Auf dem Kanal überlagert sich additiv ein komplexwertiges, gaußverteiltes, weißes Rauschen:

$$\mathbf{z} = z_R + j \cdot z_I = \mathbf{y} + \mathbf{n} = (y_R + n_R) + j \cdot (y_I + n_I) \quad (2)$$

wobei beide Dimensionen mittelwertfrei sind und je die Varianz σ_n^2 besitzen. Der Soft-in/Soft-Out (SISO)-Demapper berechnet aus den Kanalbeobachtungen \mathbf{z} und den rückgekoppelten a priori L-Werten $L_{A,1}$ die extrinsischen L-Werte $L_E'(x_k, \mathbf{z})$ für alle Bits $x_k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ eines Symbols:

$$L_E'(\hat{x}_k, \mathbf{z}) = \ln \left(\frac{\sum_{\hat{\mathbf{x}} \in \mathfrak{N}_{k,1}} p(\mathbf{z} | \text{map}(\hat{\mathbf{x}})) \cdot \exp\left(\frac{1}{2} \hat{\mathbf{x}}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]}\right)}{\sum_{\hat{\mathbf{x}} \in \mathfrak{N}_{k,0}} p(\mathbf{z} | \text{map}(\hat{\mathbf{x}})) \cdot \exp\left(\frac{1}{2} \hat{\mathbf{x}}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]}\right)} \right) \quad (3)$$

Der Index „1“, der die Größen des Demappers beschreibt, wurde weggelassen. Der Vektor \mathbf{L}_A umfasst die a priori L-Werte des betrachteten Symbols: $L_A = [L_A(x_0), L_A(x_1), \dots, L_A(x_{M-1})]^T$. $\hat{\mathbf{x}}_{[k]}^T \cdot \mathbf{L}_{A,[k]}$ ist das Skalarprodukt der beiden Vektoren, bei denen der k -te Eintrag gestrichen wurde und $\mathfrak{N}_{k,b}$ ist die Menge derjenigen Hypothesenvektoren $\hat{\mathbf{x}}$, bei welchen $\hat{x}_k = b$ mit ($b=0,1$) gilt.

In einem EXIT (extrinsic information transfer) Diagramm wird für beide Dekodierblöcke je eine Übertragungscharakteristik T_n ($n=1,2$) eingezeichnet. Die Eingangsvariable der Übertragungscharakteristik T_n ist der gemeinsame Informationsgehalt (Transinformation) $I_{A,n}$ zwischen den Zufallsvariablen X_n und $L_{A,n}$. Für den inneren Dekoder ($n=1$), der in dieser Betrachtung der SISO Demapper sei, ist X_1 die Zufallsvariable der verwürfelten Sendebits x_i und $L_{A,1}$ die Zufallsvariable der entsprechenden a priori L-Werte $L_{A,1}$. Bei dem äußeren Dekoder ($n=2$) beschreibt X_2 die kodierten Sendebits c_i und $L_{A,2}$ die a priori L-Werte $L_{A,2}$. Als Ausgangsgröße von T_n dient die Transinformation $I_{E,n}$ zwischen der eben erwähnten Zufallsvariablen X_n und $L_{E,n}$, wobei $L_{E,n}$ die jeweils berechneten extrinsischen L-Werte $L_{E,n}$ beschreibt. T_n ist somit die Übertragungsfunktion $I_{E,n} = T_n(I_{A,n})$. Da der innere Dekoder neben den a priori L-Werten auch die Information \mathbf{z} vom Kanal erhält, wird bei der Übertragungscharakteristik T_1 als Parameter noch das Bitenergie-zu-Rausch Verhältnis (Störabstand) E_b / N_0 (in dB) angegeben:

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \cdot \lg \frac{E_s}{R \cdot M \cdot 2 \sigma_n^2} \quad (4)$$

E_s ist die mittlere Symbolenergie des Mappings und werde im Folgenden auf den Wert 1 normiert.

Üblicherweise wird zur Ermittlung der beiden Übertragungscharakteristika jeweils eine bestimmte Verteilung der a priori L-Werte angenommen, welche einen gewünschten Wert $I_{A,n}$ besitzt, und dann durch Monte Carlo Simulation der entsprechende Ausgangswert $I_{E,n}$ gemessen.

In Bild 2 ist das EXIT-Diagramm für eine 16-QAM mit dem oben erwähnten Faltungskode zu sehen. Die Zuordnungsvorschrift für das Mapping ist aus dem Signalzustandsdiagramm (Bild 3) ersichtlich, wobei der Anschaulichkeit halber $E_s=10$ gewählt wurde. Die Übertragungscharakteristik T_1 des Demappers wurde für die Störabstände 3 dB und 4 dB ermittelt. Man beachte, dass für die Übertragungscharakteristik T_2 des äußeren Dekoders die Achsen vertauscht wurden, d.h. $I_{A,2}$ wird auf der Ordinate und $I_{E,2}$

auf der Abszisse aufgetragen. So ist es nun möglich, den iterativen Dekodierablauf durch eine Trajektorie zu veranschaulichen, welche zick-zack-förmig zwischen den beiden Kurven $T_{1,2}$ verläuft. In Bild 2 erkennt man, dass die Trajektorie bei einem Störabstand von 4 dB durch beide Kurven „durchtunneln“ und somit zu geringen Bitfehlerhäufigkeiten konvergieren kann. Dem Idealpunkt $(I_{A2}, I_{E2}) = (1,1)$ entspricht eine Bitfehlerhäufigkeit (BER) von 0.

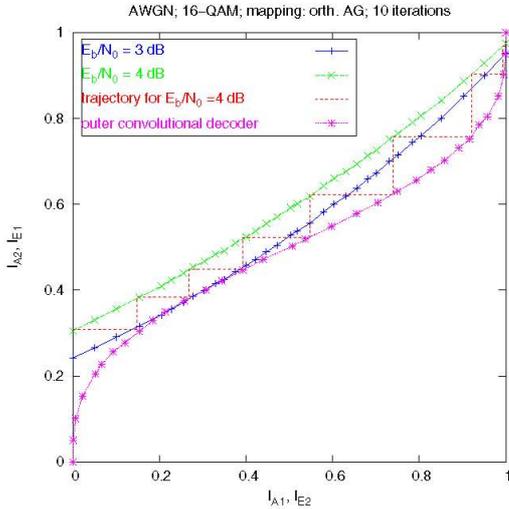


Bild 2: EXIT-Diagramm für Mapping aus Bild 3

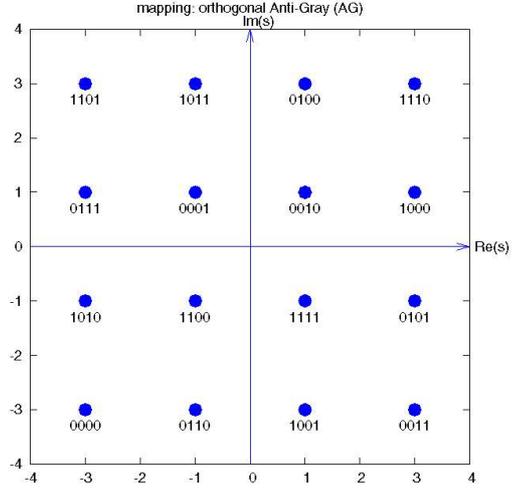


Bild 3: orthogonales Anti-Gray Mapping

2 Berechnung der Transformation bei perfektem a priori Wissen

Im Folgenden ist der Punkt I_{E1} bei perfektem a priori Wissen, d.h. $I_{A1}=1$, von besonderem Interesse. Aus Bild 2 erkennt man, dass ein hoher Wert für $I_{E1}(I_{A1}=1)$ einen späten Schnittpunkt (also nahe bei $(I_{A2}, I_{E2}) = (1,1)$) der beiden Funktionen $T_{1,2}$ zur Folge hat, und ein derartiges Mapping somit eine geringe Bitfehlerhäufigkeit aufweist.

Es kann nun gezeigt werden, dass sich $I_{E1}(1)$ aus dem Störabstand und aus $M \cdot 2^{M-1}$ Euklidischen Abständen $d_{j,k}$ im Signalzustands-Diagramm berechnen lässt, wobei $d_{j,k}$ wie folgt definiert ist:

$$d_{j,k} = |y_{j,k} - \overline{y_{j,k}}| = |\text{map}(x_{j,k}) - \text{map}(x_{j,k} - 2^k)| \quad \begin{matrix} \forall j=0, \dots, 2^M - 1 \\ \forall k=0, \dots, M \end{matrix} \quad (5)$$

Hierbei ist $y_{j,k}$ ein Symbol, bei dem die zugeordnete Bitfolge $x_{j,k}$ eine 1 an der k -ten Stelle besitzt ($x_{j,k}=1$) und $\overline{y_{j,k}}$ ist jenes Symbol, bei welchem die k -te Stelle der Bitfolge $x_{j,k}$ durch eine 0 ersetzt wurde ($x_{j,k}$ als Dezimalzahl interpretiert ergibt nach Subtraktion mit 2^k die gesuchte Bitfolge).

Für die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(L_{E1}|X=1)$, d.h. unter der Bedingung, dass das gesendete Bit eine 1 war ($x_i=1$), erhält man das arithmetische Mittel aus $M \cdot 2^{M-1}$ Gaußverteilungen mit Mittelwert $\mu_{(L)j,k}$ und Varianz $\sigma_{(L)j,k}^2$, wobei

$$\mu_{(L)j,k} = \alpha \cdot d_{j,k}^2 \quad (6)$$

$$\sigma_{(L)j,k}^2 = 2 \cdot \mu_{(L)j,k} \quad (7)$$

gilt. α bezeichnet das Signal-zu-Rauschverhältnis: $\alpha = E_s / N_0 = E_s / 2\sigma_n^2$. Vereinfacht ausgedrückt ergibt sich also

$$p(L_{E1}|X=1) = \frac{1}{M \cdot 2^{M-1}} \sum_{j,k} A(\mu_{(L)j,k}, \sigma_{(L)j,k}^2) \quad (8)$$

In Bild 4 wurde bei einem Störabstand von 4 dB neben der nach (8) berechneten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion auch die tatsächlich gemessene Verteilung für perfektes a priori Wissen aufgetragen. Das Mapping wurde gemäß Bild 3 gewählt.

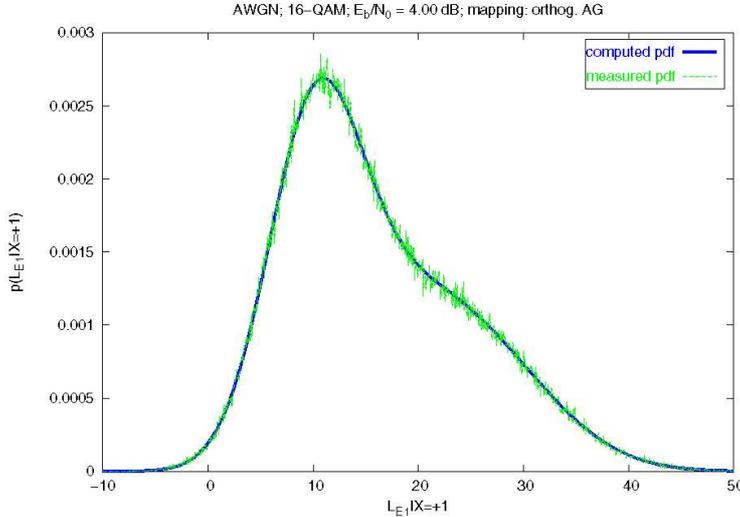


Bild 4: $p(L_{E1}|X=1)$ für Mapping nach Bild 3

Aus Symmetriegründen gilt:

$$p(L_{E1}|X=0) = p(-L_{E1}|X=1) \quad (9)$$

Damit kommt die Berechnung der Transinformation I_{E1} bei perfektem a priori Wissen mit einer der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen aus:

$$I_{E1}(I_{A1}=1) = 1 - \int_{\mathbb{R}} p(\zeta|X=1) \cdot \text{ld} \left(1 + \frac{p(-\zeta|X=1)}{p(\zeta|X=1)} \right) d\zeta \quad (10)$$

mit $p(\zeta=L_{E1}|X=1)$ nach (8).

In Falle des oben erwähnten orthogonalen Anti-Gray Mappings ergibt die Berechnung bei 4 dB Störabstand nach (10) $I_{E1}(1) = 0.9738$ und die Simulation liefert $I_{E1}(1) = 0.9740$ (die Einheit bit wird hier weggelassen).

3 Optimierte Mappings für äquidistante Signalpunkte

Beschränkt man sich auf Mappings, deren Symbole äquidistant in einem orthogonalen Raster liegen, kann man mit Hilfe des (iterativen) Binary Switching Algorithmus [6] (BSA) diejenige Zuordnungsvorschrift unter den $16!$ möglichen Anordnungen finden, welche $I_{E1}(1)$ nach (10) optimiert.

Bei jeder Iteration werden zunächst die Symbole durch eine bestimmte Gütefunktion bewertet. Das ungünstigste Symbol (kleinste Gütefunktion) wird der Reihe nach mit allen übrigen Symbolen vertauscht und der neue Wert für $I_{E1}(1)$ wird jeweils berechnet. Derjenige Tausch, welcher den größten Gewinn für $I_{E1}(1)$ ergibt, wird tatsächlich durchgeführt. Ist kein gewinnbringender Tausch möglich, wird die Prozedur mit dem nächstungünstigsten Symbol wiederholt. Das Verfahren konvergiert in ein lokales Optimum, wenn sich überhaupt kein gewinnbringender Tausch mehr finden lässt. Durch zufällig gewählte Anfangsanordnungen kann sichergestellt werden, dass man das glo-

bale Optimum findet.

Nach (5) kommt jedes der 2^M Symbole bei der Berechnung von je M Euklidischen Abständen $d_{j,k}$ vor. Die Summe der quadratischen Abstände dient hier als Gütefunktion:

$$D_j = \sum_{k=0}^{M-1} d_{j,k}^2 \quad (11)$$

Obwohl Gl. (10) abhängig vom Störabstand ist, ergab der BSA für alle untersuchten Störabstände das gleiche globale Optimum, dessen Zuordnungsvorschrift in Bild 3 zu sehen ist. Durch einen ähnlichen Ansatz wurde dieses Mapping bereits in [7] gefunden.

4 Optimierte Mappings für beliebige, nicht-äquidistante, Signalpunkte

4.1 Maximierung von $I_{E1}(1)$

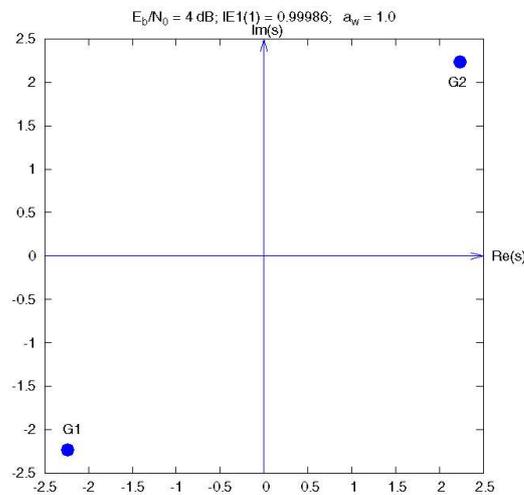
Die 2^M Symbole werden nun in einem Vektor \mathbf{S} zusammengefasst. Nach (10) ist $I_{E1}(1)$ eine Funktion von \mathbf{S} . Das (iterative) Gradientenverfahren zur Optimierung von $I_{E1}(1)$ bildet den Gradient bezüglich dieses Symbolvektors $\text{grad}_{\mathbf{S}} I_{E1}(1)$ [8,9]. Für die nachfolgende Iteration wird dieser Vektor mit einer bestimmten Schrittweite δ , ausgehend von \mathbf{S} , „entlanggelaufen“:

$$\tilde{\mathbf{S}}_{n+1} = \mathbf{S}_n + \delta \cdot \text{grad}_{\mathbf{S}} I_{E1}(1) \quad (12)$$

Nun muss der neue Symbolvektor wieder auf die Energie $E_S=1$ normiert werden:

$$\mathbf{S}_{n+1} = \frac{\tilde{\mathbf{S}}_{n+1}}{\|\tilde{\mathbf{S}}_{n+1}\|} \quad (13)$$

Bei dem Gradientenverfahren löst man sich von der Beschränkung auf ein orthogonales äquidistantes Raster und erlaubt alle Anordnungen. In Bild 5 ist jene Anordnung zu erkennen, welche $I_{E1}(1)$ maximiert. Wie bei allen hier gezeigten Signalzustands-Diagrammen wurde auch hier $E_S=10$ gewählt.



Man erkennt, dass sich zwei Gruppen aus je 2^{M-1} Symbolen, die beliebig nahe beieinander liegen, bilden und diese an den Punkten $\pm\sqrt{E_s}/2 \pm j \cdot \sqrt{E_s}/2$ angeordnet sind. Die Symbole der Gruppe G2 besitzen ein geradzahliges Hamming-Gewicht (z.B. 0000, 0110), während Symbole aus G1 ein ungerades Hamming-Gewicht aufweisen (z.B. 0001, 1110). Dies bedeutet, dass sich die Symbole innerhalb einer Gruppe um mindestens zwei Bits unterscheiden. Bei perfektem a priori Wissen sind die übrigen $M-1$ Bits zu 100% bekannt, wodurch die zwei in Frage kommenden Symbole entweder in G1 oder G2 liegen.

Bild 5: Mapping mit maximalem $I_{E1}(1)$

Ein derartiges Mapping ist in der Praxis nicht einsetzbar, erlaubt aber folgende Schlussfolgerung: unabhängig von der Modulationsstufe M lassen sich immer zwei Gruppen G1 und G2 bilden, die sich im Abstand $2\sqrt{E_s}$ (bzw. 2, falls E_s auf 1 normiert wurde) befinden. Über die Gleichungen (6) bis (8) erhält man $p(L_{E1}|X=1) = A(4\alpha, 8\alpha)$. Mit der in [4] definierten J-Funktion lässt sich nun die entsprechende Transinformation angeben, welche als Obergrenze aufgefasst werden kann:

$$I_{E1}(1) \leq I_{E1}(1)|_{\text{upper bound}} = J(2\sqrt{2\alpha}) \quad (14)$$

Man erkennt, dass diese Grenze nur von dem Signal-zu-Rauschverhältnis α abhängt.

4.2 Maximierung von $I_{E1}(1)$ und Minimierung von P_b

Aus der vorherigen Betrachtung folgt, dass man ein weiteres Kriterium hinzuziehen muss, um realisierbare Mappings zu optimieren. Eine Möglichkeit besteht darin, $I_{E1}(0)$ ebenso zu maximieren bzw. einen Kompromiss zwischen diesen beiden Grenzwerten der Demapper-Übertragungscharakteristik zu finden. Der Einfachheit halber werden hierzu einige Näherungen getroffen:

Nach [4] lässt sich jedem Punkt des EXIT-Diagramms näherungsweise eine Bitfehlerhäufigkeit P_b zuordnen. Dazu wurde die Annahme getroffen, dass die L-Werte gaußverteilt sind. Für den Punkt $(I_{A1}=0, I_{E1}(0))$ ergibt sich:

$$P_b \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{J^{-1}(I_{E1}(0))}{2\sqrt{2}} \right) .$$

(15) Hierbei bezeichnet $\operatorname{erfc}(\cdot)$ die komplementäre Fehlerfunktion. Aus Monotoniebetrachtungen ergibt sich, dass eine Minimierung von P_b eine Maximierung von $I_{E1}(0)$ liefert. Um P_b zu berechnen, werden als weitere Näherung die Entscheidungsgebiete, die zu einem Symbolfehler führen, durch Halbebenen ersetzt, welche ab dem halben Abstand zweier betrachteter Symbole beginnen. Diese Näherung ist berechtigt für große Störabstände und wurde auch in [10] benutzt. Somit erhält man:

$$P_b \approx \frac{1}{2^M} \sum_{n=0}^{2^M-1} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{2^M-1} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|y_n - y_i|}{2\sqrt{2} \cdot \sigma_n} \right) \cdot \frac{1}{M} \cdot d_H(\operatorname{map}^{-1}(y_n), \operatorname{map}^{-1}(y_i)) , \quad (16)$$

wobei $d_H(\cdot, \cdot)$ den Hamming Abstand der beiden Bitfolgen beschreibt. Anstelle P_b zu minimieren, kann man auch die Wahrscheinlichkeit $(1-P_b)$, dass ein Bit richtig entschieden wird, maximieren. Mit dem Gewichtungsfaktor $a_w \in [0,1]$ lässt sich nun eine Funktion für einen geeigneten Kompromiss definieren:

$$\operatorname{optsum}(\mathcal{S}) = a_w \cdot I_{E1}(1) + (1-a_w) \cdot (1-P_b) \quad (17)$$

Für $a_w=1$ wird nur $I_{E1}(1)$ maximiert, für $a_w=0$ nur P_b minimiert und für jeden anderen Wert wird ein entsprechender Kompromiss gefunden. Das Gradientenverfahren wird (nach geeigneter Normierung der beiden Gradienten auf eine feste Schrittweite) wie folgt erweitert:

$$\tilde{\mathcal{S}}_{n+1} = \mathcal{S}_n + a_w \cdot \operatorname{grad}_{\mathcal{S}} I_{E1}(1) + (1-a_w) \cdot \operatorname{grad}_{\mathcal{S}} (1-P_b) \quad (18)$$

Anschließend wird die Normierung entsprechend (13) durchgeführt. Wie auch der BSA konvergiert das Gradientenverfahren in der Regel in ein lokales Extremum, so dass durch viele zufällig gewürfelte Anfangsanordnungen das globale Extremum gefunden werden kann.

Die Bilder 6 bis 8 zeigen optimierte Mappings für $a_w = 0, 0.5$ und 0.95 sowie die Werte für $I_{E1}(1)$, P_b und $\operatorname{optsum}(\mathcal{S})$ für 6 dB Störabstand. Für $a_w = 0$ erkennt man die zu erwartende Gray-Zuordnungsvorschrift, jedoch liegen die Symbole nicht in einem orthogonalen Raster. Bei $a_w = 0.5$ liegen die Symbole der Gruppen G1 und G2 bereits in disjunkten Gebieten, und die Gruppen entfernen sich mit zunehmendem a_w . Bei nahezu allen optimierten Mappings ergaben sich viermal jeweils vier Punkte mit dem selben Betrag und den Winkeln $\pm\varphi \pm\pi$. Sofern sich bei dem anfangs gewürfelten Mapping die Gruppen G1 und G2 nicht in verschiedenen Gebieten befanden, konvergierte das Gradientenverfahren für $a_w \geq 0.6$ stets in ein lokales Optimum, bei dem sich die Symbole der Gruppe G2 auf einer inneren Ellipse anordneten, während die Gruppe G1 eine äußere Ellipse bildete. Bild 9 zeigt ein derartiges Suboptimum für $a_w = 0.8$, bei dem die Ellipsen zu Kreisen entartet sind und die Signalkonstellation eine PSK mit zwei Amplitudenstufen darstellt.

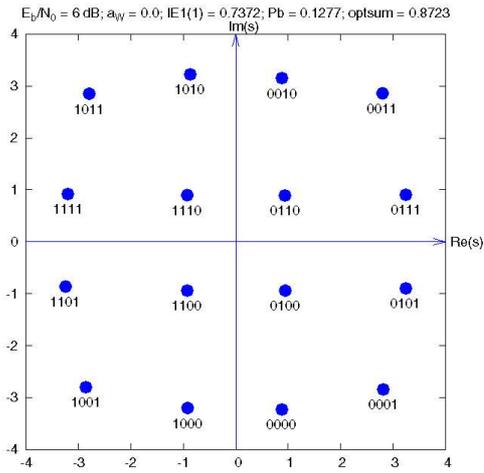


Bild 6: Mapping mit $a_W = 0$

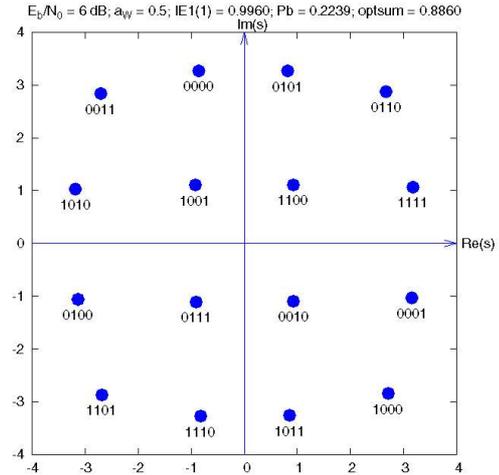


Bild 7: Mapping mit $a_W = 0.5$

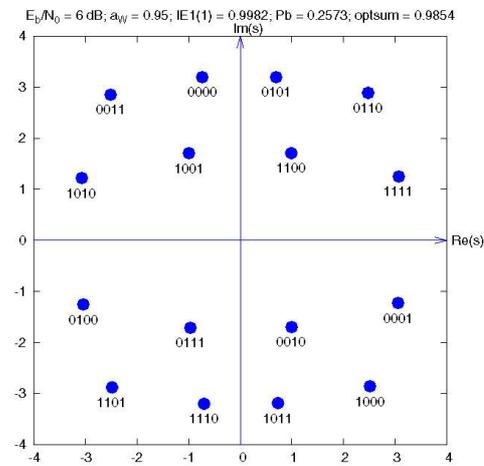


Bild 8: Mapping mit $a_W = 0.95$

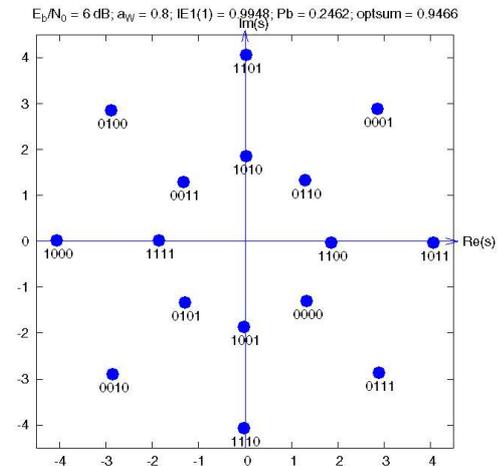


Bild 9: Mapping mit $a_W = 0.8$ (subop.)

Bild 10 zeigt das EXIT-Diagramm für die Mappings aus den Bildern 6 bis 8 bei 4 dB Störabstand. Zum Vergleich wurde auch das beste orthogonale Mapping aus Bild 3 eingezeichnet.

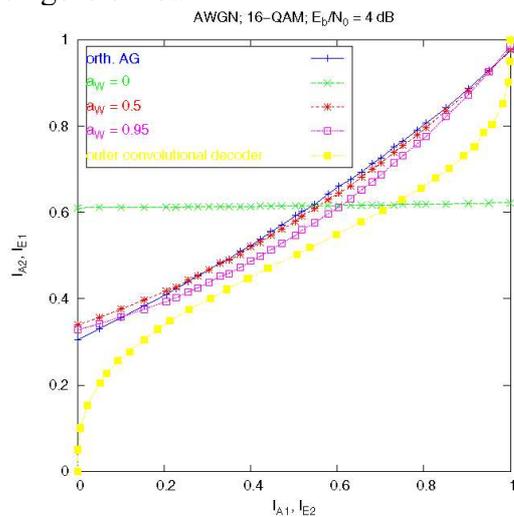


Bild 10: EXIT-Diagramm für $a_W = 0, 0.5, 0.95$ und für orth. AG

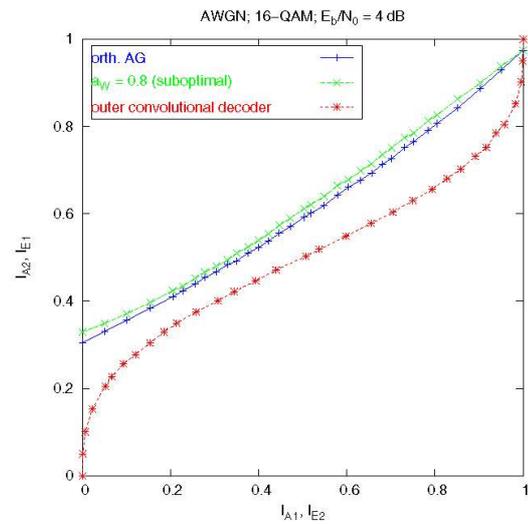


Bild 11: EXIT-Diagramm für $a_W = 0.8$ (suboptimal) und orth. AG

Die Übertragungscharakteristik für $a_w = 0$ ist nahezu eine horizontale Gerade und liegt minimal über der eines orthogonalen Gray-Mappings. Die Kurve für $a_w = 0.5$ besitzt größere Werte $I_{E1}(0)$ und $I_{E1}(1)$ als das orthogonale Anti-Gray Mapping, hängt allerdings in der Mitte des Diagramms stärker durch. Erhöht man a_w weiter, so verbessert sich $I_{E1}(1)$ auf Kosten der Werte für geringes a priori Wissen. Es ist also ein später Turbo-Cliff mit einem geringen Error-Floor zu erwarten. Die suboptimale Anordnung für $a_w = 0.8$ maximiert die Grenzwerte $I_{E1}(0)$ und $I_{E1}(1)$ zwar schwächer als das entsprechende globale Optimum, besitzt aber eine Übertragungscharakteristik, welche für alle I_{A1} über der des orthogonalen Anti-Gray Mappings liegt.

Bild 12 fasst die Ergebnisse in einem Diagramm (BER über Störabstand) zusammen.

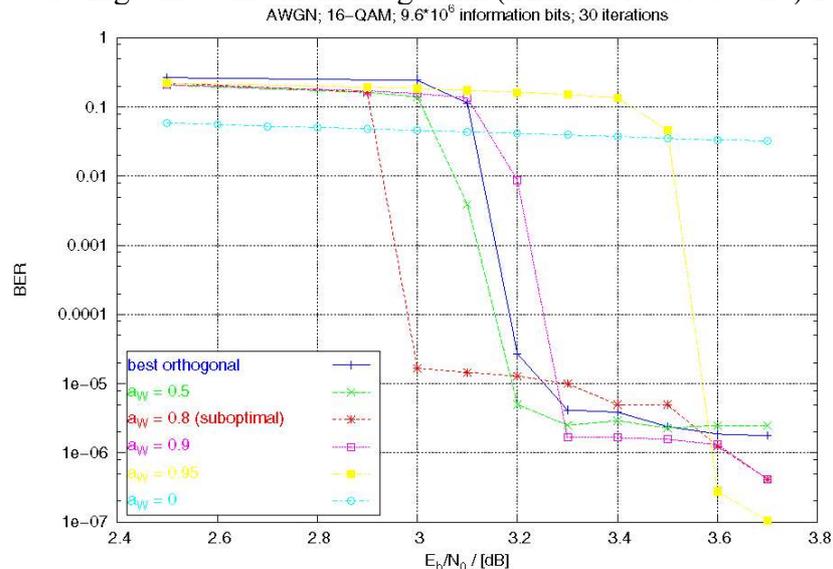


Bild 12: Bitfehlerhäufigkeit über Störabstand für verschiedene 16-QAM Mappings

Wie zu erwarten, verschiebt sich der Turbo-Cliff mit steigendem a_w zu höheren Störabständen, jedoch weisen diese Mappings einen geringeren Error-Floor auf. Das suboptimale Mapping für $a_w = 0.8$, sowie das Mapping für $a_w = 0.5$ erlauben einen guten Kompromiss zwischen den unterschiedlichen Anforderungen.

5 Literatur

- [1] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, „Bit-interleaved coded modulation,“ *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 927-945, May. 1998.
- [2] J. Hagemauer, E. Offer, and L. Papke, „Iterative decoding of binary block and convolutional codes,“ *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, pp. 429-445, Mar. 1996.
- [3] J. Hagenauer, „The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art,“ *International Symposium on Turbo Codes*, ENST de Bretagne, France, pp. 1-11, Sept. 1997.
- [4] S. ten Brink, „Designing iterative decoding schemes with the extrinsic information transfer chart,“ *AEÜ International Journal of Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 389-398, Nov. 2000.
- [5] J. Speidel, S. ten Brink, and R. Yan, „Iterative demapping and decoding for multi-level modulation,“ *Proc. IEEE Globecom Conf.*, Sydney, Australia, Nov. 1998.
- [6] K. Zeger and A. Gersho, „Pseudo-Gray coding,“ *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, pp. 2147-2158, Dec. 1990.

- [7] F. Schreckenbach, N. Görtz, J. Hagenauer, and G. Bauch, „Optimization of Symbol Mappings for Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding,“ *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 12, pp. 593-595, Dec. 2003.
- [8] L. Pun, „Abriß der Optimierungspraxis,“ *R. Oldenbourg Verlag München Wien*, 1974.
- [9] D. G. Lueneberger, „Optimization by Vector Space Methods,“ *Wiley*, New York, 1969.
- [10] G. J. Foschini, R. D. Gitlin and S. Weinstein, „Optimization of two-dimensional signal constellations in the presence of Gaussian noise,“ *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 1, pp. 28-38, Dec. 1974.