



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 14 849 T2 2006.04.20**

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 313 247 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 14 849.5**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 127 244.0**

(96) Europäischer Anmeldetag: **16.11.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **21.05.2003**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **09.11.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **20.04.2006**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **H04L 1/18 (2006.01)**

(73) Patentinhaber:

**Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Kadoma,  
Osaka, JP**

(74) Vertreter:

**Grünecker, Kinkeldey, Stockmair &  
Schwanhäusser, 80538 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,  
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(72) Erfinder:

**Golitschek, Alexander, 63225 Langen, DE; Seidel,  
Eiko, 64285 Darmstadt, DE; Wengerter, Christian,  
63225 Langen, DE**

(54) Bezeichnung: **ARQ Sendewiederholung mit Anforderungswiederholungs-Schema das mehrere Redundanz-Versionen verwendet und Empfänger/Sender dafür**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung**

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft ein ARQ-Sendewiederholungsverfahren in einem Kommunikationssystem gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1. Ferner betrifft die vorliegende Erfindung einen jeweiligen Sender und Empfänger, die ausgelegt sind, um das Verfahren der Erfindung durchzuführen.

**[0002]** Eine übliche Technik in einem Kommunikationssystem mit unzuverlässigen und zeitvarianten Kanalbedingungen ist, die Fehler basierend auf automatischen ARQ-Schemata (Automatic Repeat Request schemes) zusammen mit einer Vormärtsfehlerkorrektur-Technik (FEC-Technik), als hybrides ARQ (HARQ) bezeichnet, zu korrigieren. Wenn durch eine gemeinsam verwendete zyklische Redundanz-Prüfung (CRC) ein Fehler festgestellt wird, fordert der Empfänger eines Kommunikationssystems von dem Sender das Senden zusätzlicher Informationen (data packets retransmission) ab, um die Wahrscheinlichkeit der richtigen Decodierung des fehlerhaften Datenpaketes zu verbessern.

**[0003]** Vor dem Senden wird ein Paket mit FEC codiert. Abhängig von dem Inhalt des erneut gesendeten Paketes und der Art und Weise in der die Bits mit zuvor gesendeten Informationen kombiniert werden, definieren S. Kallel in Analysis of a type II hybrid ARQ scheme with code combining, IEEE Transactions on Communications, Band 38, Nr. 8, August 1990 und S. Kallel, R. Link, S. Bakhitiyari in Throughput performance of Memory ARQ schemes, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Band 48, 3. Mai 1999 drei verschiedene Typen von ARQ-Schemata:

Typ I: Die fehlerhaft empfangenen Pakete werden verworfen und eine neue Kopie desselben Paketes wird erneut gesendet und separat decodiert. Die früher und später empfangene Versionen dieses Paketes werden nicht kombiniert.

Typ II: Die fehlerhaft empfangenen Pakete werden nicht verworfen, sondern mit zusätzlichen erneut gesendeten für die anschließende Decodierung kombiniert. Die erneut gesendeten Pakete haben manchmal höhere Codieraten (Codiergewinn) und werden auf der Empfängerseite mit den gespeicherten weichen Daten aus früheren Übertragungen kombiniert.

Typ III: Ist derselbe Typ wie Typ I, mit der Einschränkung, dass jedes erneut gesendete Paket jetzt selbst dekodierbar ist. Das impliziert, dass das gesendete Paket dekodierbar ist, ohne mit zuvor gesendeten Paketen kombiniert zu werden.

Dies ist dienlich, wenn einige Pakete derartig beschädigt sind, dass nahezu keine Information wiederverwendbar ist. Wenn alle Sendevorgänge identifizierte Daten übertragen, kann dies als ein Sonderfall, der als HARQ-Typ III mit einer einfachen Redundanz-Version bezeichnet wird, betrachtet werden.

**[0004]** Die Schemata des HARQ-Typs II und III sind offensichtlich intelligenter und weisen gegenüber Typ I eine Leistungssteigerung auf, weil sie Informationen aus zuvor empfangenen fehlerhaften Paketen erneut verwenden können. Grundsätzlich gibt es drei Schemata der Wiederverwendung der Redundanz von zuvor gesendeten Paketen:

- Soft-Kombination
- Code-Kombination
- Kombination von Soft-Kombination und Code-Kombination

## Soft-Kombination

**[0005]** Beim Anwenden der Soft-Kombination tragen die erneut gesendeten Pakete Information, die mit der zuvor empfangenen Information identisch ist. In diesem Fall werden die mehrfach empfangenen Pakete entweder auf einer Symbol-für-Symbol-Basis oder Bit-für-Bit-Basis kombiniert, wie in D. Chase Code combining: A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets, IEEE Trans. Commun., Band COM-33, S. 385–393, Mai 1985 oder B. A. Harvey und S. Wicker, Packet Combining Systems based on the Viterbi Decoder, IEEE Transactions on Communications, Band 42, Nr. 2/3/4, April 1994.

**[0006]** Im Fall des Anwendens der Kombination auf Symbolebene müssen die neu gesendeten Pakete Modulationssymbole tragen, die mit denen der zuvor gesendeten, fehlerhaften Paketen identisch sind. In diesem Fall werden die mehrfach empfangenen Pakete auf der Modulationssymbolebene kombiniert. Eine übliche Technik ist das MRC (Maximum Ratio Combining), auch als ADC (Average Diversity Combining) bezeichnet, der mehrfach empfangenen Symbole, wobei nach n Sendevorgängen die Summe/das Mittel der übereinstimmenden Symbole zwischengespeichert wird.

**[0007]** Im Fall der Anwendung der Kombination auf Bitebene müssen die erneut gesendeten Pakete Bits tragen, die mit denen der zuvor gesendeten fehlerhaften Pakete identisch sind. Hierbei werden die mehrfach

empfangenen Pakete nach der Demodulation auf der Bitebene kombiniert. Die Bits können entweder in der gleichen Art und Weise wie bei vorherigen Übertragungen desselben Paketes auf den Modulationssymbolen abgebildet werden oder können verschieden abgebildet werden. In dem Fall, indem die Abbildung dieselbe wie in vorherigen Übertragungen ist, kann ebenso die Kombination auf Symbolebene angewendet werden. Eine übliche Kombinationstechnik ist die Kombination von berechneten LLRs (log-likelihood ratios), insbesondere, wenn so genannte Turbo-Codes verwendet werden, wie bekannt aus Beispielen von C. Berrou, A. Glavieux und P. Thitimajshima Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes, Proc. ICC, 93, Genf, Schweiz, S. 1064–1070, Mai 1993, S. Le Goff, A. Glavieux, C. Berrou Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation, IEEE SUPER-COMM/ICC '94, Band 2, S. 645–649 und A. Burr Modulation and Coding for Wireless Communications, Person Education, Prentice Hall, ISBN-0-201-38857-5, 2001. Hierbei wird die Summe der LLRs der übereinstimmenden Bits nach  $n$  Übertragungen zwischengespeichert.

### Code-Kombination

**[0008]** Die Code-Kombination verkettet die empfangenen Pakete, um ein neues Codewort zu erzeugen (erhöhte Coderate mit verringerter Anzahl von Sendewiederholungen). Infolgedessen muss der Decodierer, um ein richtiges Decodieren auszuführen, unterrichtet sein, wie die Sendevorgänge im Moment jeder Sendewiederholung zu kombinieren sind (Codierrate ist von den Sendewiederholungen abhängig). Gegenüber der Soft-Kombination bietet die Code-Kombination eine höhere Flexibilität, da die Länge der erneut gesendeten Pakete geändert werden kann, um an den Kanalzustand angepasst zu sein. Jedoch erfordert dies gegenüber der Soft-Kombination, dass mehr Signalisierungsdaten gesendet werden.

### Kombination von Soft- und Code-Kombination

**[0009]** Im Fall, dass die erneut gesendeten Pakete einige Symbole/Bits tragen, die mit den zuvor gesendeten Symbolen/Bits identisch sind und einige Codesymbole/Codebits von diesen verschieden sind, werden die identischen Codesymbole/Codebits unter Verwendung der Soft-Kombination kombiniert, wie in dem Abschnitt mit dem Titel „Soft-Kombination“ beschrieben, während die restlichen Codesymbole/Codebits unter Verwendung der Code-Kombination kombiniert werden.

**[0010]** In M. P. Schmitt Hybrid ARQ Scheme employing TCM and Packet Combining, Electronics Letter, Band 34, Nr. 18, September 1998 wurde gezeigt, dass die HARQ-Leistung für trellis-codierte Modulation (TCM) durch das Umordnen der Symbolkonstellation für die Sendewiederholung verbessert werden kann. Hierbei resultiert die Leistungssteigerung aus der Maximierung des Euklidischen Abstands zwischen den abgebildeten Symbolen aus den Sendewiederholungen, weil das Umordnen auf einer Symbolbasis durchgeführt wurde. Unter Berücksichtigung höherwertiger Modulationsschemata (in denen Modulationssymbole mehr als zwei Bits tragen) weisen die Kombinationsverfahren, die Soft-Kombination anwenden, einen Hauptnachteil auf: Die Bit-Zuverlässigkeiten innerhalb der soft-kombinierten Symbole werden durchgängig durch alle Sendewiederholungen in einem konstanten Verhältnis sein, d. h., Bits aus vorhergehend empfangenen Übertragungen, die weniger zuverlässig waren, werden nach dem Empfang weiterer Übertragungen fortgesetzt weniger zuverlässig sein und analog dazu werden Bits aus vorhergehenden Übertragungen, die zuverlässiger waren, nach dem Empfangen weiterer Übertragungen noch immer zuverlässiger sein. Generell berücksichtigen die HARQ-Schemata die Schwankungen der Bit-Zuverlässigkeiten nicht. Diese Schwankungen verringern die Leistung des Decodierers signifikant. Diese Schwankungen entstehen hauptsächlich aus zwei Gründen.

**[0011]** Erstens entstehen die schwankenden Bit-Zuverlässigkeiten aus der Beschränkung des zweidimensionalen Konstellations-Mapping, wo Modulationsschemata, die mehr als 2 Bits pro Symbol tragen, unter der Voraussetzung, dass alle Symbole gleichwahrscheinlich gesendet werden, nicht dieselbe mittlere Zuverlässigkeit für alle Bits haben. Der Ausdruck mittlere Zuverlässigkeit ist folglich als die Zuverlässigkeit eines bestimmten Bits aus allen Symbolen einer Signalkonstellation zu verstehen.

**[0012]** Die Anwendung einer Signalkonstellation für ein 16-QAM-Modulationsschema gemäß der [Fig. 1](#) zeigt eine gray-codierte Signalkonstellation mit einer gegebenen Bit-Mapping-Reihenfolge von  $i_1, q_1, i_2, q_2$ , in der sich die auf die Symbole abgebildeten Bits bei der ersten Übertragung des Paketes in der mittleren Zuverlässigkeit signifikant voneinander unterscheiden. Genauer gesagt, weisen die Bits  $i_1$  und  $q_1$  eine hohe mittlere Zuverlässigkeit auf, da diese Bits, mit der Folge, dass ihre Zuverlässigkeit unabhängig von der Tatsache ist, ob das Bit eine Eins oder eine Null sendet, auf die Halbräume des Signalkonstellationsdiagramms abgebildet sind.

**[0013]** Im Gegensatz dazu weisen die Bits  $i_2$  und  $q_2$  eine niedrige mittlere Zuverlässigkeit auf, da ihre Zuverlässigkeit von der Tatsache, ob sie eine Eins oder eine Null senden, abhängig ist. Beispielsweise sind für das

Bit  $i_2$  die Einsen auf die äußeren Spalten abgebildete, während die Nullen auf die inneren Spalten abgebildet sind. Gleichermaßen sind für Bit  $q_2$  die Einsen auf die äußeren Reihen abgebildet, während die Nullen auf die inneren Reihen abgebildet sind.

**[0014]** Für die zweite und jede weitere Sendewiederholung werden die Bit-Zuverlässigkeiten in einem konstanten Verhältnis zueinander bleiben. Dieses Verhältnis ist durch die Signalkonstellation, die beim ersten Übertragen angewendet wird, definiert, d. h. die Bits  $i_1$  und  $q_1$  werden nach jeder Anzahl von Sendewiederholungen immer eine höhere mittlere Zuverlässigkeit als die Bits  $i_2$  und  $q_2$  aufweisen.

**[0015]** Zweitens wird bei Anwendung von teilweiser Soft-Kombination vorausgesetzt, dass alle Bits nach dem ersten Übertragen eine identische Zuverlässigkeit aufweisen würden. Selbst dann würden über Sendewiederholungen Schwankungen der Bit-Zuverlässigkeit eingeführt werden, weil sich die Zuverlässigkeit für jene Bits, die erneut gesendet werden (und weich kombiniert werden), erhöhen würde, wohingegen die Zuverlässigkeit der nicht erneut gesendeten Bits unverändert bleiben würde. Darüber hinaus würden Bits, die bei der ersten Übertragung nicht gesendet werden und anschließend gesendet werden (Senden zusätzlicher Redundanz), diesen Effekt verstärken.

**[0016]** In der Veröffentlichung WO 2 (6749) und in Enhanced HARQ Method with Signal Constellation Rearrangement, 27. 02. 2001 bis 02. 03. 2001, Las Vegas, USA, 27. Februar 2001, Seiten 1–11 wurde ein Verfahren vorgeschlagen, gemäß dem es, um die Leistung des Decodierers zu verbessern, sehr vorteilhaft wäre, nach jeder empfangenen Übertragung eines Paketes gleiche oder nahezu gleiche mittlere Bit-Zuverlässigkeiten zu haben. Folglich werden die Bit-Zuverlässigkeiten aus den Sendewiederholungen in einer Art und Weise abgestimmt, dass die Bit-Zuverlässigkeiten ausgemittelt werden. Dies wird durch das Auswählen einer vorgegebenen ersten und wenigstens zweiten Signalkonstellation für das Übertragen erreicht, so dass die kombinierten mittleren Bitzuverlässigkeiten für die jeweiligen Bits aller Übertragungen nahezu gleich sind, d. h., Bits, die beim ersten Senden hochzuverlässig waren, werden in einer solchen Art und Weise abgebildet, dass sie beim zweiten Senden weniger zuverlässig werden und umgekehrt.

**[0017]** Infolgedessen resultiert das Umordnen der Signalkonstellation in einem geänderten Bit-Mapping, wobei der Euklidische Abstand zwischen den Modulationssymbolen von Sendewiederholung zu Sendewiederholung auf Grund der Bewegung der Konstellationspunkte geändert werden kann. Im Ergebnis können die mittleren Bit-Zuverlässigkeiten in einer erwünschten Art und Weise manipuliert und ausgemittelt werden, um die Leistung des FEC-Decodierers auf der Empfängerseite zu erhöhen.

**[0018]** Bei der oben vorgeschlagenen Lösung werden die Vorteile der Umordnung der Konstellation für das Konzept HARQ-Typ II/III einfacher Redundanz-Versionsschemata realisiert.

**[0019]** Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ein ARQ-Sendewiederholungsverfahren und einen Sender bereitzustellen, die die durch die Schwankungen der Bit-Zuverlässigkeiten verursachte Verschlechterung der Decodierer-Leistung effektiv verhindern. Es ist außerdem eine Aufgabe der Erfindung einen Empfänger und einen Sender bereitzustellen, die ausgelegt sind, um das erfindungsgemäße Verfahren durchzuführen.

**[0020]** Die erstgenannte Aufgabe wird durch ein Verfahren wie in Anspruch 1 dargestellt gelöst. Die zweite Aufgabe wird durch einen Sender und einen Empfänger wie jeweils in den Ansprüchen 14 und 16 dargestellt gelöst.

**[0021]** Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, dass die konventionellen Schemata den speziellen Inhalt (Bitset) jeder Übertragung beim erneuten Anfordern der Bits nicht berücksichtigen. Infolgedessen muss das erneute Anfordern, um eine Leistungssteigerung zu erhalten, in Abhängigkeit von dem Inhalt jeder gesendeten Redundanz-Version vorgenommen werden. Deshalb kann die Erfindung als ein ARQ-Schema II/III bereitstellend, das mehrere Redundanzversionen unter Berücksichtigung des Inhalts der gesendeten Redundanz-Versionen verwendet, betrachtet werden. Daraus ergibt sich eine signifikante Steigerung der Leistung des Decodierers.

**[0022]** Zum besseren Verständnis der Erfindung werden im Folgenden unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung beschrieben, wobei in den Zeichnungen

**[0023]** **Fig. 1** eine beispielhafte Konstellation zeigt, die ein 16-QAM-Modulationsschema mit gray-codierten Bitsymbolen darstellt,

- [0024] **Fig. 2** zwei Beispiele für Signalkonstellationen für ein 16-QAM-Modulationsschema mit gray-codierten Bitsymbolen zeigt,
- [0025] **Fig. 3** eine generierte Bitsequenz von einem 1/3-Rate-FEC-Codierer zeigt,
- [0026] **Fig. 4** eine aus der in **Fig. 3** gezeigten Sequenz erzeugte ausgewählte Sequenz für ein 1/2-Rate-Sendesystem mit einer Anzeige der Bit-Zuverlässigkeiten zeigt,
- [0027] **Fig. 5** eine Bitsequenz für die zweite Übertragung, in der die die Bits um zwei nach rechts verschoben werden, zeigt,
- [0028] **Fig. 6** eine Bitsequenz für die zweite Übertragung, in der die Bitpositionen unter Verwendung verschiedener Mapper gewechselt werden, zeigt,
- [0029] **Fig. 7** eine Bitsequenz für die erste Übertragung für eine Redundanz-Version 1 und ein erstes Paar von Mappern/Verschachtelern zeigt,
- [0030] **Fig. 8** eine Bitsequenz für die zweite Übertragung für eine Redundanz-Version 2 mit denselben Mappern/Verschachtelern wie für die erste Übertragung zeigt,
- [0031] **Fig. 9** eine Bitsequenz für die zweite Übertragung eine Redundanz-Version 2 mit von der ersten Übertragung verschiedenen Mappern/Verschachtelern zeigt,
- [0032] **Fig. 10** die sich aus möglichen Kombinationen der Redundanz-Versionen und der Mapper/Verschachteler ergebende Bitsequenz zeigt,
- [0033] **Fig. 11** ein erstes Ausführungsbeispiel eines Kommunikationssystems ist, in dem das Verfahren der vorliegenden Erfindung ausgeführt wird,
- [0034] **Fig. 12** ein zweites Ausführungsbeispiel eines Kommunikationssystems ist, in dem die vorliegenden Erfindung ausgeführt wird, und
- [0035] **Fig. 13** ein Diagramm zum Anzeigen der Leistung verschiedener konventioneller Strategien im Vergleich mit der Strategie des erfindungsgemäßen Verfahrens ist.

#### Einzelübertragung

[0036] Das mittlere LLR des i-ten Bits  $b_n^i$  hat, unter der Bedingung, dass das Symbol  $s_n$  zur Übertragung über einen Kanal mit additivem weißem Gaußischem Rauschen (AWGN) und gleichwahrscheinlichen Symbolen gesendet wird,

$$LLR_{b_n^i | r_n}(r_n) = \log \left[ \sum_{(m | h'_m = h'_n)} e^{\frac{E_s}{N_0} \cdot d_{n,m}^2} \right] - \log \left[ \sum_{(m | h'_m \neq h'_n)} e^{\frac{E_s}{N_0} \cdot d_{n,m}^2} \right] \quad (1)$$

zum Resultat, wobei  $r_n = s_n$  das mittlere empfangene Symbol, unter der Bedingung, dass das Symbol  $s_n$  gesendet wurde (AWGN-Fall), bezeichnet,  $d_{n,m}^2$  das Quadrat des Euklidischen Abstands zwischen dem empfangenen Symbol  $r_n$  und dem Symbol  $s_m$  bezeichnet und  $E_s/N_0$  den gemessenen Störabstand bezeichnet.

[0037] Der Gleichung (1) kann entnommen werden, dass das LLR von dem Störabstand  $E_s/N_0$  und den Euklidischen Abständen  $d_{n,m}$  zwischen den Signalkonstellationspunkten abhängig ist.

#### Mehrfachübertragung

[0038] Bei Mehrfachübertragung resultiert das mittlere LLR, nach der k-ten Übertragung des i-ten Bits  $b_n^i$ , unter der Bedingung, dass die Symbole  $S_n^{(k)}$  über unabhängige AWGN-Kanäle mit gleichwahrscheinlichen Symbolen gesendet wurden, in

$$LLR_{h_n^i | \prod_{j=1}^k r_n^{(j)}}(r_n^{(1)}, r_n^{(2)}, \dots, r_n^{(k)}) = \log \left[ \sum_{(m | h_m = h_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{(j)} (d_{n,m}^{(j)})^2} \right] - \log \left[ \sum_{(m | h_m \neq h_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{(j)} (d_{n,m}^{(j)})^2} \right] \quad (2)$$

wobei j die j-te Übertragung ((j - 1)-te Sendewiederholung) bezeichnet. Analog zum Einzelübertragungsfall hängen die mittlere LLRs von den Störabständen und den Euklidischen Abständen bei jeder Übertragungszeit ab.

**[0039]** Für einen Fachmann in dieser Technik ist klar, dass eine Approximation der LLRs durch eine gegen über den oben dargelegten Gleichungen vereinfachte Berechnung erhalten werden kann.

**[0040]** Im Folgenden wird der Fall eines 16-QAM-Systems exemplarisch betrachtet, der in 2 hochzuverlässigen Bits und 2 gering zuverlässigen Bits resultiert, wobei die Zuverlässigkeit bei den gering zuverlässigen Bits von dem Senden einer Eins und einer Null abhängig ist (siehe [Fig. 1](#)). Infolgedessen sind zwei Zuverlässigkeitsniveaus vorhanden, wobei das zweite Niveau weiter unterteilt werden kann.

**[0041]** Niveau 1 (Hohe Zuverlässigkeit, 2 Bits): Bit-Mapping für Einsen (Nullen) separat in den positiven (negativen) realen Halbraum für die i-Bits und den imaginären Halbraum für die der q-Bits. Hierbei gibt es keinen Unterschied, ob die Einsen in den positiven oder negativen Halbraum abgebildet werden.

**[0042]** Niveau 2 (geringe Zuverlässigkeit, 2 Bits): Einsen (Nullen) werden in den inneren (äußeren) Spalten für die i-Bits oder in die inneren (äußeren) Zeilen für die q-Bits abgebildet. Da für das LLR abhängig von dem Mapping in die inneren (äußeren) Spalten und Zeilen ein Unterschied besteht, wird das Niveau 2 weiter unterteilt:

**[0043]** Niveau 2a: Mapping von jeweils  $i_n$  in innere Spalten und  $q_n$  in innere Zeilen.

**[0044]** Niveau 2b: Umgekehrtes Mapping von Niveau 2a: Mapping jeweils von  $i_n$  in die äußeren Spalten und von  $q_n$  in die äußeren Zeilen.

**[0045]** Um durchgängig durch die Übertragungen für alle Bits einen optimalen Mittelungsvorgang sicherzustellen, müssen die Zuverlässigkeitsniveaus geändert werden.

**[0046]** Es ist zu beachten, dass die Bit-Mapping-Reihenfolge vor der Anfangsübertragung offen ist, jedoch während Sendewiederholungen aufrechterhalten bleiben muss, d. h., Bit-Mapping für die Anfangsübertragung  $i_1 q_1 i_2 q_2 \rightarrow$  Bit-Mapping aller Sendewiederholungen:  $i_1 q_1 i_2 q_2$ .

**[0047]** Einige Beispiele für mögliche Konstellationen werden in der [Fig. 2](#) gezeigt. Die sich daraus ergebenden Bit-Zuverlässigkeiten gemäß der [Fig. 2](#) werden in der Tabelle 1 angegeben.

Konstellation	Bit $i_1$	Bit $q_1$	Bit $i_2$	Bit $q_2$
<b>1</b>	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2b)	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2b)
<b>2</b>	Geringe Zuverlässigkeit	Geringe Zuverlässigkeit	Hohe Zuverlässigkeit	Hohe Zuverlässigkeit

	(Niveau 2a)	(Niveau 2a)	(Niveau 1)	(Niveau 1)
<b>3</b>	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2b)	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2b)	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)
<b>4</b>	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Niveau 1)	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2a)	Geringe Zuverlässigkeit (Niveau 2a)

Tabelle 1

**[0048]** Im Folgenden wird vorausgesetzt, dass  $m$  den Parameter der Sendewiederholungsanzahl bezeichnet, wobei  $m = 0$  im ARQ-Kontext die erste Übertragung eines Paketes bezeichnet. Des Weiteren soll  $b$  die Anzahl von Bits, die in der Mapping-Einheit ein Symbol bilden, sein. Typischerweise kann  $b$  eine ganze Zahl sein, wobei die für Kommunikationssysteme am häufigsten verwendeten Werte eine ganzzahlige Potenz von 2 sind.

**[0049]** Ohne die Allgemeingültigkeit einzuschränken, kann des Weiteren vorausgesetzt werden, dass die Anzahl von Bits  $n$ , die als Eingabe in den Verschachtelungsprozess verwendet werden, durch  $b$  teilbar ist, d. h., dass  $n$  ein ganzzahliges Vielfaches von  $b$  ist. Der Fachmann in dieser Technik wird anerkennen, dass, wenn dies der Fall ist, die Sequenz von Eingangsbits einfach an Dummy-Bits angehängt werden kann, bis die oben genannte Bedingung eingetreten ist.

**[0050]** Im Folgenden wird ein Beispiel eines einfachen gray-abgebildeten 16-QAM-Übertragungsschemas mit einer 1/2-FEC-Rate ( $S_n$ : systematische Bits –  $P_n$ : Paritäts-Bits), das von einem systematischen Codierer mit 1/3-Rate (siehe [Fig. 3](#)) durch Puncturing erzeugt wird, betrachtet. Für die erste Übertragung (TX) könnte eine Sequenz und Ordnung von Bits wie in der [Fig. 4](#) gezeigt ausgewählt werden. Die [Fig. 4](#) zeigt die erzeugte Sequenz der [Fig. 3](#) mit einer Anzeige der Bit-Zuverlässigkeiten.

**[0051]** Ein einfaches konventionelles HARQ-Schema des Typs III mit einer einfachen Redundanzversion würde in allen angeforderten Sendewiederholungen die identische Sequenz senden (mit dem identischen Mapping  $M_1$  oder der identischen Verschachtelung  $I_1$ ). Die erste Übertragung ist üblicherweise nicht verschachtelt, kann jedoch, obwohl nicht verschachtelt, als einen Verschachtelter mit gleichen Eingangs- und Ausgangsströmen aufweisend betrachtet werden. Daraus ergeben sich nach dem Kombinieren aller empfangenen (und angeforderten) Übertragungen große Schwankungen der Bit-Zuverlässigkeiten. Beispielsweise würden  $S_1$  und  $P_1$  hoch zuverlässig sein (gesendet  $n$ -mal mit hoher Zuverlässigkeit), wohingegen  $S_2$  und  $P_2$  gering zuverlässig wären (gesendet  $n$ -mal mit geringer Zuverlässigkeit). Wie zuvor dargestellt, wird dies die Decodierleistung auf der Empfängerseite verschlechtern.

**[0052]** Die Leistung dieses Grundschemas kann durch das Wechseln der Zuverlässigkeiten für die erforderlichen Übertragungen geändert werden, um die Zuverlässigkeiten für alle gesendeten Bits auszumitteln. Dies kann durch eine Anzahl verschiedener Anwendungen erreicht werden, wobei zwei mögliche Lösungen in der [Fig. 5](#) und in der [Fig. 6](#) jeweils unten abgebildet sind. Diese Technik kann durch Verschachteln der Bits, die verschieden von denen in der ersten Übertragung sind, oder durch das Anwenden verschiedener Mapping-Regeln für die Modulationssymbole implementiert werden. Im Folgenden wird dies als das Verwenden eines zweiten Mappers  $M_2$  oder eines zweiten Verschachtelers  $I_2$  bezeichnet.

**[0053]** Die [Fig. 5](#) zeigt eine Bitsequenz für die zweite Übertragung, wobei, um die Bit-Zuverlässigkeiten auszumitteln, die Bits unter Verwendung verschiedener Verschachteler für die Übertragung um 2 nach rechts verschoben werden.

**[0054]** Die [Fig. 6](#) zeigt eine Bitsequenz für die zweite Übertragung, wobei, um die Bit-Zuverlässigkeit auszumitteln, die Bitpositionen unter Verwendung verschiedener Mapper für die Übertragung gewechselt werden.

**[0055]** In dem Fall der Verwendung von nur zwei verschiedenen Mappern ( $M_n$ ) oder Verschachtelern ( $I_n$ ) werden alle aufeinander folgenden Übertragungen dann derartig abgebildet oder verschachtelt, dass kein Mapper/Verschachteler zweimal mehr als der andere verwendet wird, zum Beispiel:



TX	Strategie 1	Strategie 2
1	$I_1/M_1$	$I_1/M_1$
2	$I_2/M_2$	$I_2/M_2$
3	$I_1/M_1$	$I_2/M_2$
4	$I_2/M_2$	$I_1/M_1$
5	$I_1/M_1$	$I_1/M_1$
6	$I_2/M_2$	$I_2/M_2$
7	$I_1/M_1$	$I_2/M_2$
...	...	...

Tabelle 2

**[0056]** Es sollte zur Kenntnis genommen werden, dass die Verwendung von vier verschiedenen Mappern für 16-QAM eine bessere Leistung bereitstellen könnte und dass die Verwendung von nur zwei Mappern eine halboptimale Lösung bereitstellt. Zwei Mapper werden verwendet, um das Beispiel einfach zu halten.

**[0057]** Der Tabelle oben kann entnommen werden, dass die Leistungen der Strategie 1 und der Strategie 2 gleich oder ähnlich sind, infolgedessen macht es keinen Unterschied, ob ein Mapper/Verschachteler  $M_1/I_1$  oder  $M_2/I_2$  für die dritte TX (Übertragung) verwendet wird. Bei der vierten TX muss jedoch darauf geachtet werden, dass in Bezug auf die dritte TX der komplementäre Mapper/Verschachteler gewählt wird.

**[0058]** Ein einfaches HARQ-Schema des Typs III mit mehreren Redundanz-Versionen nach dem Stand der Technik würde die systematischen Bits in der zweiten TX und zusätzlich die zusätzlichen Paritäts-Bits, die in der ersten TX nicht gesendet wurden, erneut senden. Aus Gründen der Vereinfachung wird das Beispiel so gewählt, dass die Anzahl der Bits pro Übertragung konstant gehalten wird und genau zwei Übertragungen alle codierten Bits (systematische Bits und Paritäts-Bits) transportieren können. Um Sendewiederholungen, die selbst decodierbar sind, zu garantieren, werden alle systematischen Bits erneut gesendet. Der Fachmann in dieser Technik wird jedoch anerkennen, dass ebenso Sendewiederholungen, die selbst nicht decodierbar sind, verwendet werden können, um die Erfindung auszuführen.

**[0059]** Für konventionelle Schemata mit mehrfachen Redundanz-Versionen – die die Abweichungen in den Bit-Zuverlässigkeiten nicht einbeziehen, d. h., die einen einzelnen Mapper/Verschachteler haben, wie in der Bitsequenz für die Sequenz für die zweite Übertragung  $RV_2$  und  $M_1^2/I_1^2$  in der [Fig. 8](#) gezeigt – entsteht ein ähnliches Problem wie für Schemata mit einer einfach Redundanz-Version. Gering zuverlässige systematische Bits aus der ersten TX werden in der zweiten TX gering zuverlässig sein.

**[0060]** Unter Verwendung von zwei Mappern/Verschachtelern (siehe [Fig. 9](#)) wird die Mittelung für die systematischen Bits durchgeführt. Jedoch ist die Mittelung der Zuverlässigkeiten nach zwei Übertragungen nur für die Bits, die bis dahin zweimal übertragen wurden, möglich (in diesem Beispiel die systematischen Bits). Bei der dritten TX besteht die freie Wahl, welche Redundanz-Version,  $RV_1$  oder  $RV_2$ , zu übertragen ist (die Leistung sollte für beide Möglichkeiten sehr ähnlich sein).

**[0061]** Das oben beschriebene Beispiel mit zwei Redundanz-Versionen ( $RV_1$  und  $RV_2$ ) bietet im Grunde vier Kombinationen von Redundanz-Versionen und von Mappern/Verschachtelern (siehe [Tabelle 3](#) und [Fig. 10](#)).



Mögliche Kombinationen
$RV_1$ u. $I_1^1/M_1^1$
$RV_1$ u. $I_2^1/M_2^1$
$RV_2$ u. $I_1^1/M_1^2$
$RV_2$ u. $I_2^2/M_2^2$

Tabelle 3

[0062] Im Folgenden wird die Gruppe von Bits, die in der ersten TX gesendet wird, mit  $RV_1$  gekennzeichnet und die Gruppe von Bits, die in der zweiten TX gesendet wird, wird mit  $RV_2$  gekennzeichnet. Außerdem werden die Mapper/Verschachteler durch einen oberen Index mit den Redundanz-Versionen verknüpft.

[0063] Gemäß der vorliegenden Erfindung muss der Mapper/Verschachteler gemäß der gewählten Redundanz-Version gewählt werden, um die Zuverlässigkeiten der systematischen Bits und der Paritäts-Bits auszumitteln. Dies steht im Gegensatz zu dem Fall der einfachen Redundanz-Version, in dem die dritte Übertragung jeden Mapper/Verschachteler wählen kann.

[0064] Im Folgenden wird eine Strategie zum Auswählen des Mappers/Verschachtelers in Abhängigkeit von den gesendeten Redundanz-Versionen, um alle Bit-Zuverlässigkeiten auszumitteln, vorgeschlagen.

Erste TX

[0065] Es sei vorausgesetzt, dass für die erste TX die Kombinationen  $RV_1$  u.  $I_1^2/M_1^1$  gewählt ist, wobei für die erste TX jede andere Kombination gewählt werden könnte (gleiche/ähnliche Leistung in Bezug auf eine Einzelübertragung vorausgesetzt).

Zweite TX

[0066] In der zweiten TX sollte die verbleibende Redundanz-Version gesendet werden (in diesem Fall  $RV_2$ ), wo die Zuverlässigkeiten für alle Bits, die bereits in der ersten TX gesendet wurden (in diesem Fall alle systematischen Bits), auszumitteln sind, d. h. systematische Bits mit geringer Zuverlässigkeit müssen nun hoch zuverlässig sein. Dies wird durch das Senden von  $RV_2$  mit  $I_2^2/M_2^2$  erreicht.

Dritte TX

[0067] Für die dritte TX steht es frei, welche Redundanz-Version zu senden ist, jedoch muss sie mit einem Mapper/Verschachteler kombiniert werden, der bisher noch nicht für diese Redundanz-Version gewählt wurde, beispielsweise  $RV_1$  u.  $I_2^1/M_2^1$  in Strategie 1 und  $RV_2$  u.  $I_1^2/M_1^2$  in Strategie zwei. Diese stellt die Mittelung der Paritäts-Bits, die in der aktuellen Bitgruppe übertragen werden, sicher.

Vierte TX

[0068] Für die vierte TX muss die Kombination, die verbleibt, gewählt werden. Dies garantiert die Mittelung der verbleibenden Gruppe von Paritäts-Bits und stellt sicher, dass die Gruppe von Paritäts-Bits gesendet wird, die bis dahin einmal gesendet wurde.

Fünfte und weitere TX

[0069] Nach der vierten TX ist der Mittelungsprozess abgeschlossen. Infolgedessen besteht die freie Wahl der Redundanz-Version und der Kombination von Mappern/Verschachtelern.

TX	Strategie 1	Strategie 2
1	$RV_1$ u. $I_1^1/M_1^1$	$RV_1$ u. $I_1^2/M_1^1$

2	$RV_2$ u. $I_2^2/M_2^2$	$RV_2$ u. $I_2^2/M_2^2$
3	$RV_1$ u. $I_2^1/M_2^1$	$RV_2$ u. $I_1^2/M_1^2$
4	$RV_2$ u. $I_1^2/M_1^2$	$RV_1$ u. $I_2^1/M_2^1$
5	...	...

Tabelle 4

[0070] In dem bereitgestellten Beispiel sind die Positionen der systematischen Bits für beide Redundanz-Versionen  $RV_1$  und  $RV_2$  (denselben Mapper/verschachteler berücksichtigend) gleich (siehe Fig. 10). Dies ist generell der Fall (insbesondere bei verschiedenen Codieraten) und ist eindeutig eine Vereinfachung. Das gezeigte Beispiel ist vorgesehen, um das allgemeine Verfahren zu zeigen, das einfach auf generellere Fälle, die unten erwähnt werden, ausgedehnt werden kann.

[0071] Das vorgeschlagene Verfahren ist nicht auf zwei Redundanz-Versionen begrenzt. Stattdessen kann es auf jede Anzahl  $n$  von Redundanz-Versionen erweitert werden, die gewählt werden, um aufeinander folgend gesendet und nach  $n$  Übertragungen wiederholt zu werden, wie in einem allgemeinen HARQ-Schema des Typs III mit  $n$  Redundanz-Versionen.

[0072] Unter der Voraussetzung, dass  $m$  die aktuelle Mapper-/Verschachteler-Version bezeichnet ( $m = 1 \dots M$ ), kann die Anzahl von Mappern/Verschachtelern pro Redundanz-Version jede ganze Zahl  $M$  sein (meisten ergeben sich daraus  $N \cdot M$  verschiedene Mapper/Verschachteler, wobei  $N$  die Gesamtanzahl der Redundanz-Versionen bezeichnet und  $M$  die Anzahl der Mapper/Verschachteler pro Redundanz-Version bezeichnet), wobei die Mapping-Regeln oder die Verschachtelungsmuster nicht notwendigerweise ausgelegt sind, um eine perfekte Mittlung der Zuverlässigkeiten durchzuführen. Gemäß dem Beispiel in der Tabelle 4 wird das generelle Verfahren in der Tabelle 5 gezeigt, in der (wie bereits erwähnt) alle  $I_m^n/M_m^n$  verschiedene Mapping-Regeln oder Verschachtelungsmuster haben.

TX	Kombination
1	$RV_1$ u. $I_1^1/M_1^1$
2	$RV_2 + I_1^2/M_1^2$
3	$RV_3$ u. $I_1^3/M_1^3$
...	...
N	$RV_N$ u. $I_1^N/M_1^N$
N + 1	$RV_1$ u. $I_2^1/M_2^1$
...	...
2N	$RV_N$ u. $I_2^N/M_2^N$
...	...
$N \cdot (M-1) + 1$	$RV_1$ u. $I_M^1/M_M^1$
...	...
$N \cdot M$	$RV_1$ u. $I_M^N/M_M^N$
...	...

Tabelle 5

[0073] Wie in dem Beispiel gezeigt, könnten die Mapper/Verschachteler  $I_m^n/M_m^n$  für alle Redundanz-Versionen

n dieselben sein, d. h., die Mapper/Verschachteler sind unabhängig von  $n$ :  $I_m/M_m$  (insgesamt  $M$  verschiedene Mapper/Verschachteler). Die Mapping-Regeln oder Verschachtelungsmuster können so ausgewählt werden, dass der Mittelungsprozess für sowohl die systematischen Bits als auch die Paritäts-Bits so gut wie möglich ist. Jedes Paar von Mappern/Verschachtelern  $I_m^n/M_m^n$  /  $I_k^j/M_k^j$  kann dieselbe Mapping-Regel oder dasselbe Verschachtelungsmuster haben.

**[0074]** Bevorzugt kann die Anzahl  $M$  der Mapper/Verschachteler gemäß der Anzahl der Bit-Zuverlässigkeitsniveaus, die durch das Modulationsschema verursacht werden, gewählt werden. Alternativ kann die Anzahl  $M$  der Mapper/Verschachteler gemäß der doppelten Anzahl der durch das Modulationsschema verursachten Bit-Zuverlässigkeitsniveaus gewählt werden.

**[0075]** Die [Fig. 11](#) zeigt ein beispielhaftes erstes Ausführungsbeispiel eines Kommunikationssystems, in dem das der Erfindung zugrundeliegende Verfahren angewendet wird.

**[0076]** Auf der Senderseite **100** wird von einem Vorwärtsfehlerkorrektur-Codierer (FEC-Codierer) (nicht gezeigt) eine Bitsequenz erhalten und anschließend in einen Verschachteler **110** und einen logischen Bit-Inverter **120** eingegeben. Der Verschachteler **110** und der logische Bit-Inverter **120** sind jeweils Funktionen der Redundanz-Version und/oder der Mapper-/Verschachtelungs-Funktion  $m$  und modifizieren die Eingabe-Bitsequenz. Anschließend wird die Bitsequenz in den Mapper/Modulator **130**, der die Mapping-Einrichtung ist, eingegeben. Der Mapper verwendet typischerweise eine der Signalkonstellationen, die in der [Fig. 2](#) gezeigt werden, und bildet die Bits auf ein Symbol, das über den Kommunikationskanal **200** gesendet wird, ab. Der Kommunikationskanal **200** ist typischerweise ein Funk-Kommunikationskanal der unzuverlässigen und zeitvarianten Kanalbedingungen ausgesetzt ist.

**[0077]** Die durch die Mapper, Verschachteler und Inverter verwendeten Muster werden entweder sowohl auf der Senderseite als auch auf der Empfängerseite gespeichert oder auf der Senderseite gespeichert und dann zu der Empfängerseite signalisiert.

**[0078]** Auf der Empfängerseite **300** werden die komplexen Symbole zuerst in einen De-Mapper/Demodulator **330** eingegeben, der die empfangenen Symbole in eine entsprechende Bit-Bereichsequenz (beispielsweise eine Sequenz von LLRs) demoduliert. Diese Sequenz wird anschließend in einen logischen Inverter **320** eingegeben und im Anschluss daran in einen Entschachteler **310** eingegeben, von dem die erhaltene Bit-Bereichssequenz ausgegeben wird.

**[0079]** Der Verschachteler und der Entschachteler arbeiten gemäß der wohlbekanntem Technik der Verschachtelung/Entschachtelung durch das Anwenden einer vorgegebenen Pseudozufalls- oder Zufallspermutation auf das Eingabebit oder die Symbolsequenz, d. h., Änderung der Positionen der Bits oder der Symbole innerhalb einer Sequenz. In dem oben beschriebenen Ausführungsbeispiel sind der Verschachteler (und der Entschachteler) ein Intra-Symbol-Bit-Verschachteler (-Entschachteler), der die Positionen von Bits, die in dem Mapper/De-Mapper ein Symbol bilden, ändert.

**[0080]** Der logische Bit-Inverter arbeitet gemäß der wohlbekanntem Technik des Invertierens des logischen Wertes einer Bits, d. h., er kehrt einen logischen LOW-Wert in einen logischen HIGH-Wert um und umgekehrt. Bei einer praktischen Umsetzung eines Empfängers, der mit LLRs arbeitet, ist dieser Invertierungsvorgang einer Zeichenumkehr des LLRs äquivalent.

**[0081]** Wenn durch eine von einem Fehler-Detektor (nicht gezeigt) ausgegebene automatische Wiederholungsanforderung eine Sendewiederholung, mit dem Ergebnis, dass ein weiteres Datenpaket von dem Sender **100** gesendet wird, in Gang gesetzt ist, werden in dem De-Mapper/Demodulator **330** die vorhergehend empfangenen, fehlerhaften Datenpakete mit den erneut empfangenen Datenpaketen kombiniert. Wegen der Modifikationen der Bitsequenz durch den Verschachteler und den logischen Bit-Inverter werden die mittleren Bit-Zuverlässigkeiten ausgemittelt und führen zu einer verbesserten Leistung auf der Empfangsseite.

**[0082]** Als ein alternativer Ansatz wird in dem in der [Fig. 12](#) gezeigten zweitem Ausführungsbeispiel die Bitsequenz, bevor diese zu dem Mapper gesendet wird, konstant gelassen, d. h. sie ändert sich nicht als eine Funktion der Redundanz-Version  $n$ . Stattdessen werden die Regeln des Abbildens der Bits auf ein Symbol geändert, was dem entspricht, dass die Eingabe-Bitsequenzen in den Mapper nur von der Redundanz-Version  $n$  abhängig sind und einfach die Bit-zu-Symbol-Mapping-Regeln geändert werden.

**[0083]** In einer weiteren Variante, die nicht explizit in den Figuren gezeigt wird, kann eine Kombination der

zwei oben gezeigten Ansätze verwendet werden, d. h., dass der Mapper/Verschachteler und der Inverter von der Redundanz-Version  $n$  abhängig sind und der Mapper/Verschachteler von der Version  $m$ .

[0084] Die [Fig. 13](#) zeigt das Ergebnis einer Simulation, die die Rahmenfehlerrate für ein 16-QAM-Modulationsschema, das eine Codiertrate 1/2 verwendet, für zwei konventionelle HARQ-Verfahren und für eine mögliche Anwendung des Verfahrens gemäß der Erfindung misst. Für dieses Beispiel wurde die Strategie 2 in der Tabelle 6 unten mit zwei konventionellen Strategien verglichen. Aus der [Fig. 13](#) ist ersichtlich, dass das erfindungsgemäße Verfahren die konventionellen Verfahren übertrifft.

Schema Übertragung	Konventionell 1 (unter Verwendung identischen Mappings für alle Übertragungen)	Konventionell 2 (Wechseln zwischen Mappings, ungeachtet der Redundanz- Version)	Strategie 2 (gemäß Tabelle 3)
1.TX	RV <sub>1</sub> u. Mapping 1	RV <sub>1</sub> u. M <sup>1</sup>	RV <sub>1</sub> u. M <sup>1</sup>
	(M <sub>1</sub> )		
2.TX	RV <sub>2</sub> u. M <sup>1</sup>	RV <sub>2</sub> u. M <sup>2</sup>	RV <sub>2</sub> u. M <sup>2</sup>
3.TX	RV <sub>1</sub> u. M <sup>1</sup>	RV <sub>1</sub> u. M <sup>1</sup>	RV <sub>1</sub> u. M <sup>2</sup>
4.TX	RV <sub>2</sub> u. M <sup>1</sup>	RV <sub>2</sub> u. M <sup>2</sup>	RV <sub>2</sub> u. M <sup>1</sup>

Tabelle 6

[0085] In der Tabelle sind die verwendeten Redundanz-Versionen (RV<sub>N</sub>) und Mappings (M<sup>n</sup>) für die simulierten Verfahren aufgelistet, wobei die Mappings M<sub>1</sub><sup>1</sup> = M<sub>2</sub><sup>2</sup> = M<sup>1</sup> und M<sub>1</sub><sup>2</sup> = M<sub>2</sub><sup>1</sup> = M<sup>2</sup> gemäß der Tabelle 4 sind (d. h., dass für beide Redundanz-Versionen identische Mappings verwendet wurden). M<sup>1</sup> entspricht der Konstellation 1 und M<sup>2</sup> entspricht der Konstellation 2 in [Fig. 2](#).

[0086] Obwohl das Verfahren unter Verwendung von gray-codierten Signalen und einem QAM-Modulationsschema beschrieben wurde, ist es für einen Fachmann in dieser Technik klar, dass andere geeignete Codierungsverfahren und Modulationsschemata, beispielsweise PSK-Modulation, gleichermaßen verwendet werden können, um den Nutzen der Erfindung zu erhalten.

### Patentansprüche

1. Datensendeverfahren für ein hybrides ARQ (automatic repeat request)-Kommunikationssystem, bei dem ein Modulationsschema höherer Ordnung eingesetzt wird, das mehr als zwei Bits pro Datensymbol aufweist, wobei das Verfahren umfasst:

Abbilden von Datenbits auf ein Datensymbol entsprechend einer einer Vielzahl von Signalkonstellations-Versionen des Modulationsschemas und einer einer Vielzahl von Redundanz-Versionen, wobei die Redundanz-Versionen durch eine spezifische Kombination von systematischen und Paritäts-Bits definiert werden, die von einem Codierer erzeugt werden, und jedes abgebildete Datenbit eines Symbols ein individuelles Bit-Zuverlässigkeitsniveau hat, das durch das Modulationsschema definiert wird;

Senden

– in einem ersten Sendevorgang erste Datenbits, die unter Verwendung einer ersten Kombination aus einer Redundanz-Version und einer Signalkonstellations-Version auf ein erstes Datensymbol abgebildet werden, und

– in einem erneuten Sendevorgang alle oder ein Teil der ersten Datenbits, die unter Verwendung einer zweiten Kombination aus Redundanz-Version und Signalkonstellations-Version auf ein zweites Datensymbol abgebildet werden, wobei sich die zweite Kombination von der ersten Kombination so unterscheidet, dass die Differenzen in den Bit-Zuverlässigkeitsniveaus für die jeweiligen ersten Datenbits über den ersten Sendevorgang und den erneuten Sendevorgang ausgemittelt werden, und

wobei individuelle Signalkonstellations-Versionen der Vielzahl von Konstellations-Versionen der Vielzahl von

Redundanz-Versionen jeweils unabhängig zugewiesen werden.

2. Sendeverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Vielzahl von Signalkonstellations-Versionen erzeugt werden, indem die Datenbits des gesendeten Symbols verschachtelt und/oder invertiert werden, bevor sie unter Verwendung eines einzelnen Signalkonstellations-Musters in eine Abbildungseinheit eingegeben werden.

3. Sendeverfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzahl von Signalkonstellations-Versionen der Anzahl oder dem Doppelten der Anzahl von Bit-Zuverlässigkeitsniveaus entspricht, die durch die Signalkonstellations-Muster verursacht werden, die als Modulationsschema verwendet wird.

4. Sendeverfahren nach einem der Ansprüche 1–3, dadurch gekennzeichnet, dass die Datenbits der Datensymbole gray-codiert werden.

5. Sendeverfahren nach einem der Ansprüche 1–4, dadurch gekennzeichnet, dass das verwendete Modulationsschema 16-Quadraturamplitudenmodulation ist und dass während der Modulation eines von zwei Niveaus der Bit-Zuverlässigkeit jedem der vier Datenbits eines Symbols zugewiesen wird.

6. Sendeverfahren nach einem der Ansprüche 1–4, dadurch gekennzeichnet, dass das verwendete Modulationsschema 64-Quadraturamplitudenmodulation ist und dass während der Modulation eines von drei Niveaus der Bit-Zuverlässigkeit jedem der sechs Datenbits eines Symbols zugewiesen wird.

7. Sendeverfahren nach einem der Ansprüche 1–6, dadurch gekennzeichnet, dass eine mittlere Bit-Zuverlässigkeit für ein auf dem ersten Symbol und dem zweiten Symbol abgebildetes Bit der Daten durch Wiederholung ausgemittelt wird, die durch das erneute Senden ermöglicht wird.

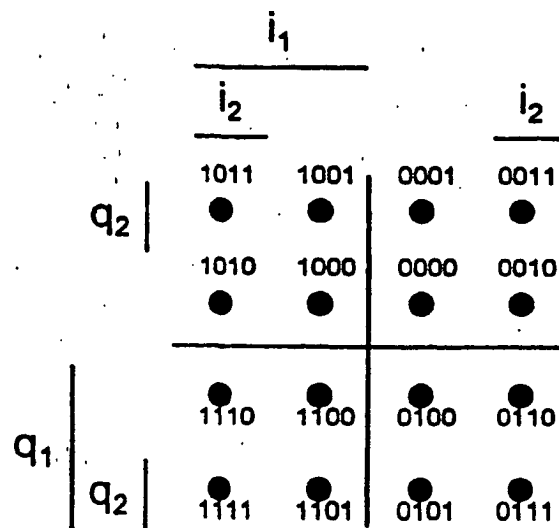
8. Sendeverfahren nach einem der Ansprüche 1–6, dadurch gekennzeichnet, dass die gesendeten Bits systematische und Paritäts-Bits umfassen und dass die systematischen Bits in jeder Redundanz-Version enthalten sind.

9. Verfahren zum erneuten Senden nach einem der Ansprüche 1–8, dadurch gekennzeichnet, dass die gesendeten Bits systematische und Paritäts-Bits umfassen und dass die Paritäts-Bits in jeder Redundanz-Version enthalten sind.

10. Verfahren zum erneuten Senden nach einem der Ansprüche 1–9, dadurch gekennzeichnet, dass die Bit-Zuverlässigkeit für die systematischen Bits höher ist als die der Paritäts-Bits.

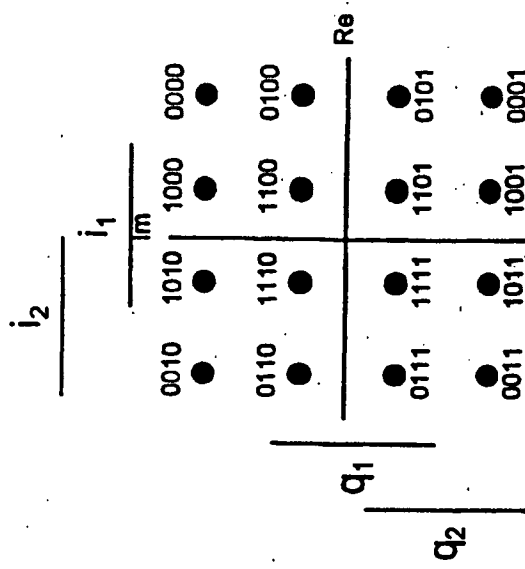
Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



Figur 1

Konstellation 2



Konstellation 1

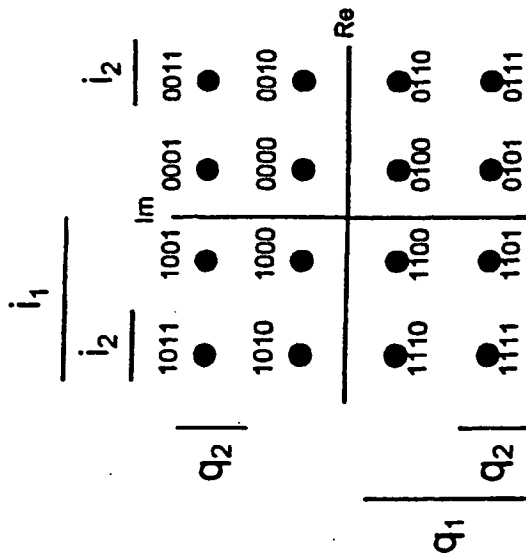
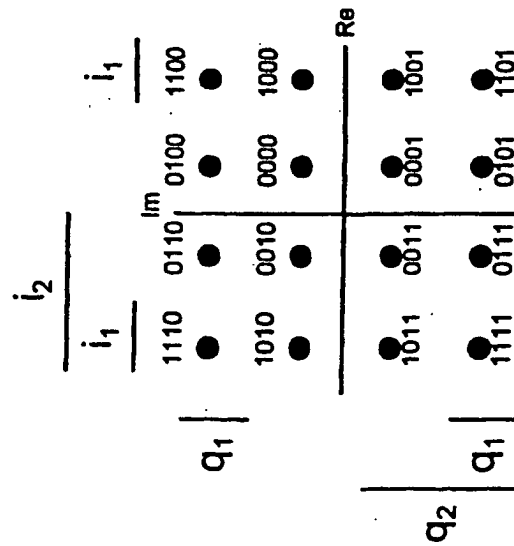


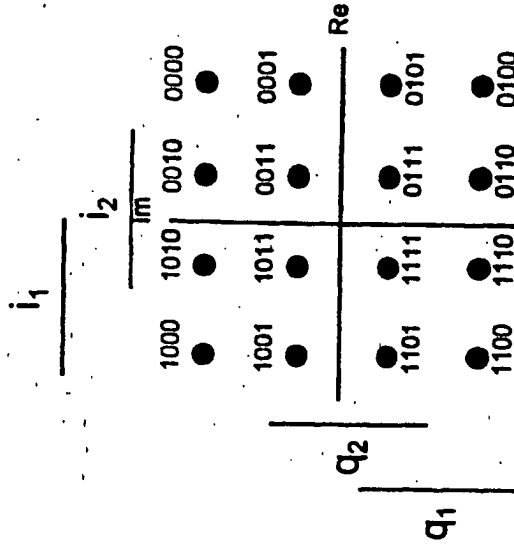
Figure 2a



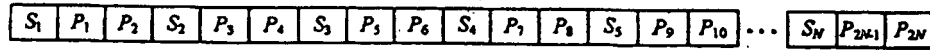
Konstellation 3



Konstellation 4

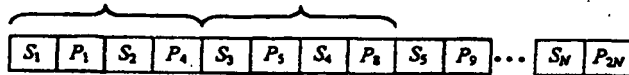


Figur 2b



Figur 3

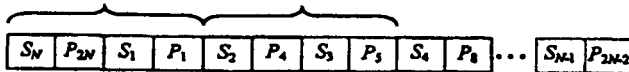
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



- Hohe Zuverlässigkeit
- Geringe Zuverlässigkeit

Figur 4

1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 5

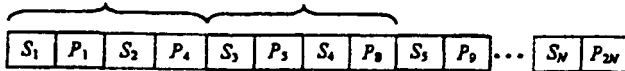
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 6

$RV_1$  &  $M_1^{-1} \Lambda_1^{-1}$

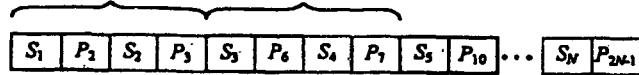
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 7

$$RV_2 \& M_1^2 / I_1^2$$

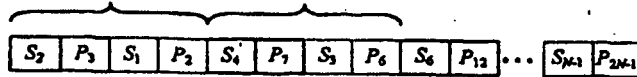
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 8

$$RV_2 \& M_2^2 / I_2^2$$

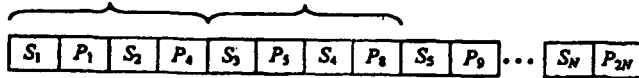
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 9

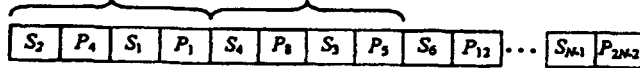
$$RV_1 \& M_1^1 / I_1^1$$

1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



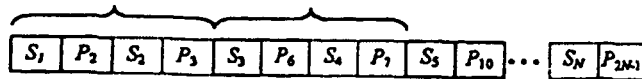
$$RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$$

1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



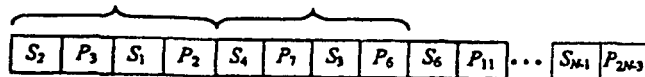
$$RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$$

1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol

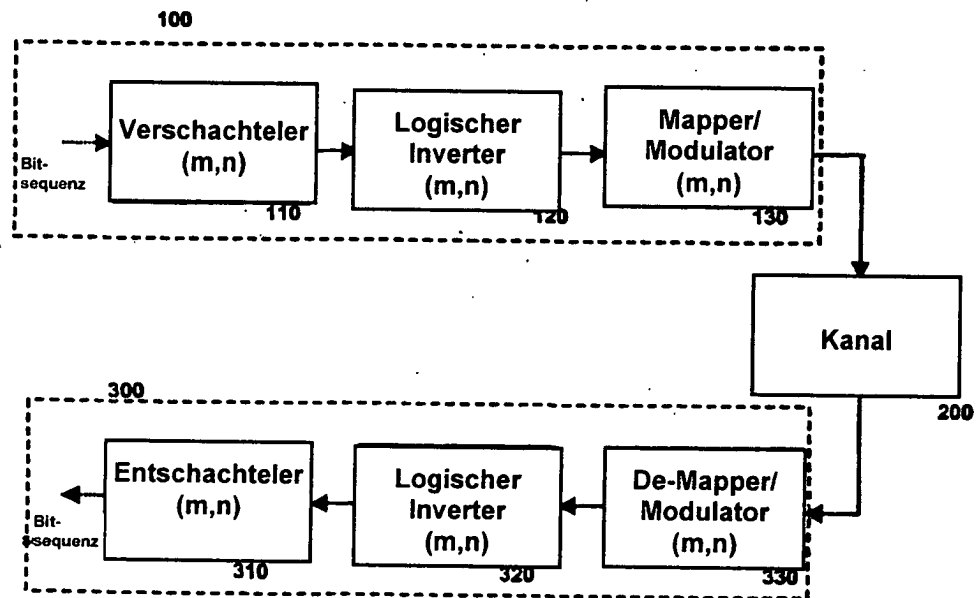


$$RV_2 \& I_2^2 / M_2^2$$

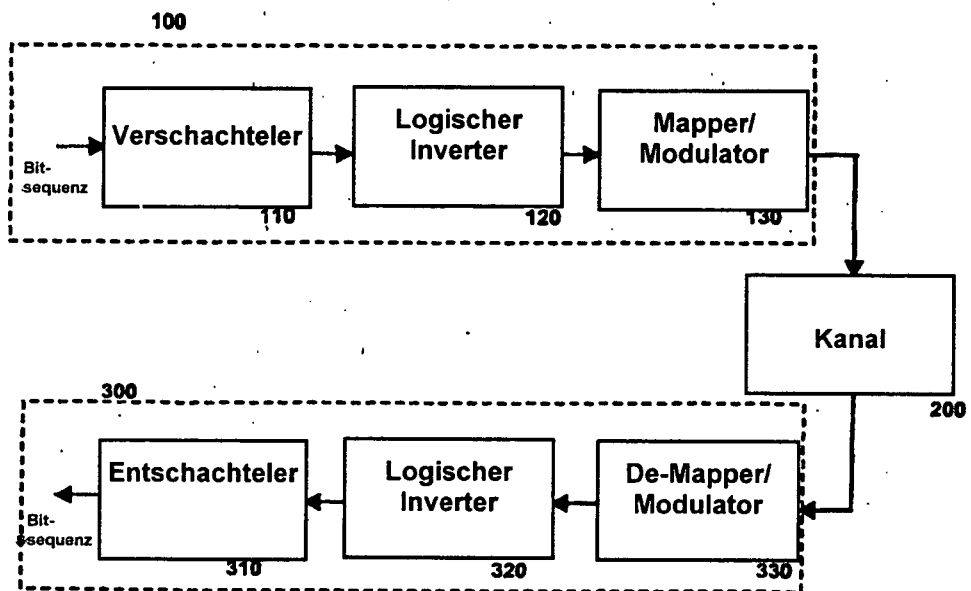
1tes 16-QAM-Symbol 2tes 16-QAM-Symbol



Figur 10

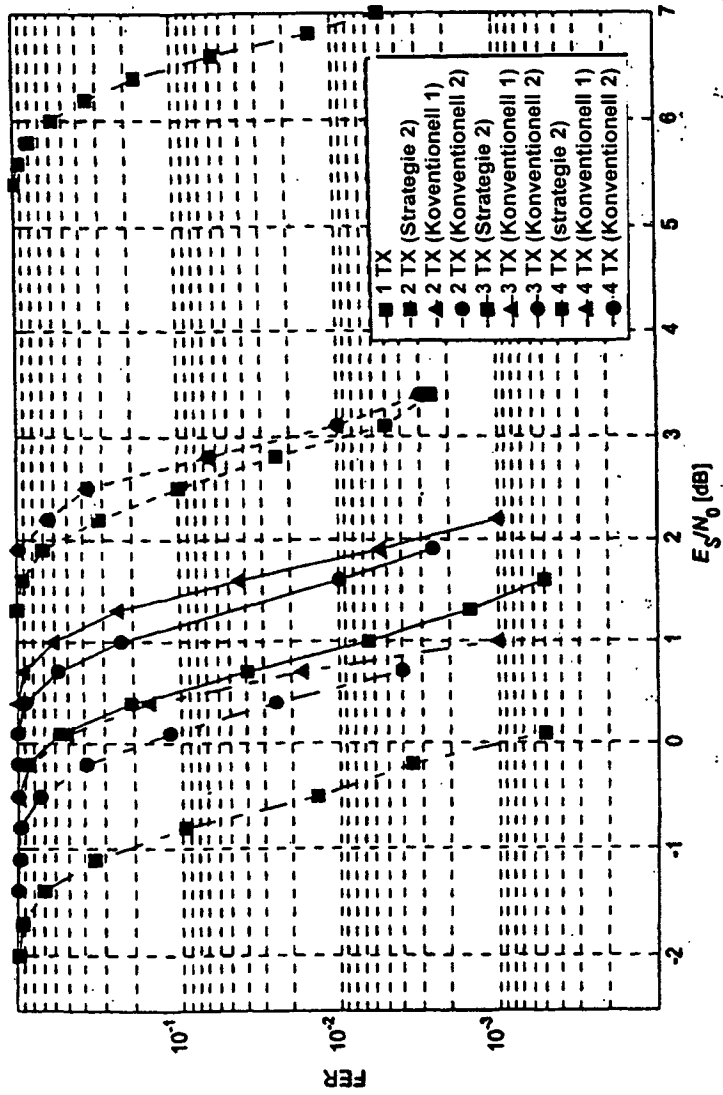


Figur 11



Figur 12

Übertragungen 1-4 AWGN (1QAM, CR = 12)



Figur 13