



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 13 128 T2** 2006.03.02

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 313 248 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 13 128.2**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 127 245.7**

(96) Europäischer Anmeldetag: **16.11.2001**

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

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **31.08.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **02.03.2006**

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

(73) Patentinhaber:

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

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(74) Vertreter:

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

(72) Erfinder:

**Golitschek Edler von Elbwart, Alexander, 63225  
Langen, DE; Seidel, Eiko, 64285 Darnstadt, DE;  
Wengerter, Christian, 63225 Langen, DE**

(54) Bezeichnung: **Hybrides ARQ Verfahren zur Datenpaketübertragung**

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 Verfahren zum Modifizieren einer Bit-Sequenz in einem hybriden ARQ-Sendewiederholungsvorgang in einem Kommunikationssystem gemäß dem Oberbegriff-Teil von Anspruch 1. Des Weiteren betrifft die Erfindung eine Empfangsvorrichtung und eine Sendevorrichtung, die ausgeführt sind, um das Verfahren der Erfindung durchzuführen.

**[0002]** Eine allgemeine Technik in Kommunikationssystemen mit unzuverlässigen und zeitvariablen Kanalbedingungen besteht darin, Fehler auf der Basis von automatischen Wiederholanforderungs- (ARQ) Verfahren zusammen mit einer Vorwärtsfehlerkorrektur- (FEC) Technik zu korrigieren, die als hybride ARQ (HARQ) bezeichnet wird. Wenn ein Fehler durch eine allgemein verwendete zyklische Blockprüfung (CRC) erfasst wird, fordert die Empfangsvorrichtung des Kommunikationssystems die Sendevorrichtung auf, die fehlerhaft empfangenen Datenpakete erneut zu senden.

**[0003]** S. Kallel, Analysis of a type II hybrid ARQ scheme with code combining, IEEE Transactions on Communications, Bd. 38, Nr. 8, August 1990, und S. Kallel, Z. Link, S. Bakhtiyar, Throughput performance of Memory ARQ schemes, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 48, Nr. 3, Mai 1999, definieren drei verschiedene Typen von ARQ-Verfahren:

- Typ I: Die fehlerhaft empfangenen Pakete werden verworfen, und eine neue Kopie des gleichen Pakets wird erneut gesendet und getrennt decodiert. Es gibt kein Kombinieren von vorher und später empfangenen Versionen des Pakets.
- Typ II: Die fehlerhaft empfangenen Pakete werden nicht verworfen, sondern mit zusätzlichen wiederholten Sendevorgängen zum anschließenden Decodieren kombiniert. Wiederholt gesendete Pakete weisen manchmal höhere Codierungs-Raten (Codierungsgewinne) auf und werden an der Empfangsvorrichtung mit den gespeicherten Soft-Informationen aus vorherigen Sendevorgängen kombiniert.
- Typ III: Ist derselbe wie Typ II mit der Einschränkung, dass jedes wiederholt gesendete Paket jetzt selbst-decodierbar ist. Dies impliziert, dass das gesendete Paket ohne die Kombination mit vorherigen Paketen decodierbar ist. Dies ist nützlich, wenn einige Pakete so beschädigt sind, dass fast keine Informationen wiederverwendbar sind. Wenn alle Sendevorgänge identifizierte Daten führen, kann dies als ein spezieller Fall, der als HARQ-Typ III bezeichnet wird, mit einer einzelnen Redundanzversion betrachtet werden.

**[0004]** Die Verfahren des Typs II und III sind offensichtlich intelligenter und weisen in Bezug auf Typ I einen Leistungsgewinn auf, weil sie die Fähigkeit bereitstellen, Informationen aus vorher empfangenen fehlerhaften Paketen wiederzuverwenden. Grundsätzlich gibt es drei Verfahren zum Wiederverwenden der Redundanz von vorher gesendeten Paketen:

- Soft-Kombinieren
- Code-Kombinieren
- Kombination aus Soft- und Code-Kombinieren

### Soft-Kombinieren

**[0005]** Unter Verwendung des Soft-Kombinierens führen die Pakete von wiederholten Sendevorgängen identische Informationen im Vergleich mit den vorher empfangenen Informationen. In diesem Fall werden die mehreren empfangenen Pakete entweder auf einer symbolweisen oder bitweisen Basis kombiniert, wie beispielsweise offenbart in D. Chase, Code combining: A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets, IEEE Trans. Commun., Bd. 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, Bd. 42, Nr. 2/3/4, April 1994. Durch Kombinieren dieser Soft-Decision-Werte aus allen empfangenen Paketen erhöhen sich die Zuverlässigkeiten der gesendeten Bits linear mit der Anzahl und Leistung von empfangenen Paketen. Von einem Decoder-Standpunkt aus wird das gleiche FEC-Verfahren (mit konstanter Code-Rate) über alle Sendevorgänge verwendet. Daher muss der Decoder nicht wissen, wie viele wiederholte Sendevorgänge durchgeführt worden sind, weil er nur die kombinierten Soft-Decision-Werte sieht. In diesem Verfahren müssen alle gesendeten Pakete die gleiche Anzahl von Symbolen führen.

### Code-Kombinieren

**[0006]** Code-Kombinieren verkettet die empfangenen Pakete, um ein neues Code-Wort zu generieren (abnehmende Code-Rate bei zunehmender Anzahl von Sendevorgängen). Daher muss der Decoder das FEC-Verfahren kennen, das auf jeden wiederholten Sendevorgangsmoment anzuwenden ist. Code-Kombinieren bietet in Bezug auf Soft-Kombinieren eine höhere Flexibilität, da die Länge der wiederholt gesendeten Pa-

kete geändert werden kann, um an Kanalbedingungen angepasst zu werden. Allerdings erfordert dies, dass in Bezug auf das Soft-Kombinieren mehr Signalisierungsdaten gesendet werden müssen.

#### Kombination aus Soft- und Code-Kombinieren

**[0007]** In dem Fall, dass die wiederholt gesendeten Pakete einige Symbole, die mit vorher gesendeten Symbolen identisch sind, und einige von diesen verschiedene Code-Symbole führen, werden die identischen Code-Symbole unter Verwendung des Soft-Kombinierens kombiniert, wie in dem Abschnitt mit der Überschrift "Soft-Kombinieren" beschrieben, während die restlichen Code-Symbole unter Verwendung des Code-Kombinierens kombiniert werden. Hier sind die Signalisierungsanforderungen ähnlich wie beim Code-Kombinieren.

**[0008]** Wie in M.P. Schmitt, Hybrid ARQ Scheme employing TCM and Packet Combining, Electronics Letters Bd. 34, Nr. 18, September 1998 gezeigt worden ist, kann HARQ-Leistung für trelliscodierte Modulation (TCM) durch Neuordnung der Symbolkonstellation für die wiederholten Sendevorgänge verbessert werden. Dabei ergibt sich der Leistungsgewinn aus der Maximierung der euklidischen Entfernungen zwischen den über die wiederholten Sendevorgänge abgebildeten Symbole, weil die Neuordnung auf einer Symbolbasis durchgeführt worden ist.

**[0009]** Unter Berücksichtigung von Modulationsverfahren höherer Ordnung (mit Modulationssymbolen, die mehr als zwei Bits führen), weisen die Kombinationsverfahren unter Verwendung des Soft-Kombinierens einen bedeutenden Nachteil auf: Die Bit-Zuverlässigkeiten innerhalb von soft-kombinierten Symbolen stehen über alle wiederholten Sendevorgänge in einem konstanten Verhältnis, d.h. Bits, die aus vorher empfangenen Sendevorgängen weniger zuverlässig gewesen sind, werden noch weniger zuverlässig sein, nachdem weitere Sendevorgänge empfangen worden sind, und analog werden Bits, die aus vorher empfangenen Sendevorgängen zuverlässiger gewesen sind, noch zuverlässiger sein, nachdem weitere Sendevorgänge empfangen worden sind.

**[0010]** Die variablen Bit-Zuverlässigkeiten entwickeln sich aus der Einschränkung von zweidimensionalem Abbilden der Signalkonstellation, wobei Modulationsverfahren, die mehr als 2 Bits pro Symbol führen, nicht die gleichen mittleren Zuverlässigkeiten für alle Bits aufweisen können unter der Annahme, dass alle Symbole gleich wahrscheinlich (equally likely) gesendet werden. Der Begriff mittlere Zuverlässigkeiten ist demzufolge gemeint als die Zuverlässigkeit eines bestimmten Bits über alle Symbole einer Signalkonstellation.

**[0011]** Unter Verwendung einer Signalkonstellation für ein 16-QAM-Modulationsverfahren gemäß [Fig. 1](#), die eine Gray-codierte Signalkonstellation mit einer vorgegebenen Bit-Abbildungsordnung  $i_1 q_1 i_2 q_2$  zeigt, unterscheiden sich die auf die Symbole abgebildeten Bits voneinander in der mittleren Zuverlässigkeit in dem ersten Sendevorgang des Pakets. In größerem Detail weisen die Bits  $i_1$  und  $q_1$  eine hohe mittlere Zuverlässigkeit auf, da diese Bits auf halbe Räume des Signalkonstellations-Diagramms abgebildet werden mit den Auswirkungen, dass ihre Zuverlässigkeit unabhängig von der Tatsache ist, ob das Bit eine Eins oder eine Null überträgt.

**[0012]** Im Gegensatz dazu weisen die Bits  $i_2$  und  $q_2$  eine niedrige mittlere Zuverlässigkeit auf, da ihre Zuverlässigkeit von der Tatsache abhängt, ob sie eine Eins oder eine Null übertragen. Beispielsweise werden für Bit  $i_2$  Einsen auf äußere Spalten abgebildet, während Nullen auf innere Spalten abgebildet werden. In ähnlicher Weise werden für Bit  $q_2$  Einsen auf äußere Zeilen abgebildet, während Nullen auf innere Zeilen abgebildet werden. Für den zweiten und alle weiteren wiederholten Sendevorgänge bleiben die Bit-Zuverlässigkeiten in einem konstanten Verhältnis zueinander, das durch die Signalkonstellation definiert wird, die in dem ersten Sendevorgang verwendet wurde, d.h. die Bits  $i_1$  und  $q_1$  weisen nach beliebiger Anzahl von wiederholten Sendevorgängen immer eine höhere mittlere Zuverlässigkeit als die Bits  $i_2$  und  $q_2$  auf.

**[0013]** In der gleichzeitig anhängigen PCT/EP01/01982 und "Enhanced HARQ Method with Signal Constellation Rearrangement" TSG-RAN WORKING GROUP 1 MEETING 19, LAS VEGAS, USA, 27. Februar 2001, Seite 1 – 11, wurde ein Verfahren vorgeschlagen, dass es zum Verbessern der Decoder-Leistung recht vorteilhaft wäre, gleiche oder nahezu gleiche mittlere Bit-Zuverlässigkeiten nach jeder empfangenen Übertragung eines Pakets zu haben. Deshalb werden die Bit-Zuverlässigkeiten über die wiederholten Sendevorgänge so zugeschnitten, dass die mittleren Bit-Zuverlässigkeiten ausgemittelt werden. Dies wird erreicht, indem eine vorgegebene erste und wenigstens zweite Signalkonstellation für die Sendevorgänge so ausgewählt wird, dass die kombinierten mittleren Bit-Zuverlässigkeiten für die jeweiligen Bits aller Sendevorgänge nahezu gleich sind.

**[0014]** Daher führt die Signalkonstellations-Neuanordnung zu einer geänderten Bit-Abbildung, wobei die euklidischen Entfernungen zwischen den Modulationssymbolen von wiederholtem Sendevorgang zu wiederhol-

tem Sendevorgang auf Grund der Bewegung der Konstellationspunkte verändert werden können. Demzufolge können die mittleren Bit-Zuverlässigkeiten in einer gewünschten Weise manipuliert und ausgemittelt werden, um die Leistung des FEC-Decoders an der Empfangsvorrichtung zu erhöhen.

**[0015]** In der oben vorgeschlagenen Lösung werden die Vorteile der Konstellations-Neuanordnung durch eine parametrisierte Bit-zu-Symbol-Mapping-Entity erzielt. Aus Gründen der Komplexität oder einer effizienten Implementierung kann es für ein Kommunikationssystem vorteilhaft sein, eine nicht-parametrisierte standardmäßige Mapping-Entity zu besitzen.

**[0016]** Demzufolge besteht die Aufgabe der vorliegenden Erfindung in der Bereitstellung eines hybriden ARQ-Sendewiederholungsvorgangs mit einer verbesserten Fehlerkorrekturleistung ohne eine parametrisierte Bit-zu-Symbol-Mapping-Entity.

**[0017]** Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren gelöst, das die in Anspruch 1 definierten Schritte umfasst. Der Gedanke, welcher der vorliegenden Erfindung zu Grunde liegt, besteht dann, die Eingabe-Bit-Sequenz vor der Eingabe derselben in die Mapping-Entity zu modifizieren. Diese Modifizierung kann erreicht werden, indem ein Interleaver und ein logischer Bit-Inverter verwendet werden, die Muster verwenden, die für den ersten Sendevorgang und den wiederholten Sendevorgang unterschiedlich sind. Daher werden die vorteilhaften Auswirkungen einer Konstellations-Neuanordnung erreicht, ohne dass eine parametrisierte Bit-zu-Symbol-Mapping-Entity erforderlich ist. Demzufolge ist die Sequenz, die nach der Verarbeitung durch den Interleaver, den logischen Bit-Inverter und eine nicht-parametrisierte standardmäßige Mapping-Entity ausgegeben wird, von der Ausgabe einer parametrisierten Bit-zu-Symbol-Mapping-Entity nicht unterscheidbar, die verschiedene Konstellations-Neuanordnungsverfahren verwendet.

**[0018]** Des Weiteren betrifft die Erfindung eine entsprechende Empfangsvorrichtung und Sendevorrichtung, die ausgeführt sind, um das Verfahren der Erfindung durchzuführen und einen geeigneten (De)-Interleaver und logischen Bit-Inverter umfassen.

**[0019]** Zum besseren Verständnis der Erfindung werden bevorzugte Ausführungsformen im Folgenden unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen beschrieben.

**[0020]** [Fig. 1](#) ist eine beispielhafte Signalkonstellation zur Veranschaulichung eines 16-QAM-Modulationsverfahrens mit Gray-codierten Bit-Symbolen,

**[0021]** [Fig. 2](#) zeigt vier Beispiele für Signalkonstellationen für ein 16-QAM-Modulationsverfahren mit Gray-codierten Bit-Symbolen, und

**[0022]** [Fig. 3](#) ist eine beispielhafte Ausführungsform eines Kommunikationssystems, in dem das der Erfindung zu Grunde liegende Verfahren verwendet wird.

**[0023]** Im Folgenden wird das Konzept eines Log-Likelihood-Ratio (LLR) als eine Maßzahl für die Bit-Zuverlässigkeiten beschrieben. Zunächst wird die direkte Berechnung der Bit-LLRs innerhalb der abgebildeten Symbole für einen einzelnen Sendevorgang gezeigt. Dann wird die LLR-Berechnung auf den Fall von mehreren Sendevorgängen erweitert.

#### Einzelner Sendevorgang

**[0024]** Das mittlere LLR des i-ten Bits  $b_n^i$  ergibt unter der Einschränkung, dass das Symbol  $s_n$  für einen Sendevorgang über einen Kanal mit zusätzlichem Gaußschem weißen Rauschen (AWGN) und gleich wahrscheinlichen Symbolen übertragen wurde,

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

wobei  $r_n = s_n$  das mittlere empfangene Symbol unter der Einschränkung bezeichnet, dass das Symbol  $s_n$  gesendet worden ist (AWGN-Fall),  $d_{n,m}^2$  das Quadrat der euklidischen Entfernung zwischen dem empfangenen Symbol  $r_n$  und dem Symbol  $s_m$  bezeichnet, und  $E_s/N_0$  das beobachtete Signal-Rausch-Verhältnis bezeichnet.

**[0025]** Aus der Gleichung (1) ist ersichtlich, dass das LLR von dem Signal-Rausch-Verhältnis  $E_s/N_0$  und den

euklidischen Entfernungen  $d_{n,m}$  zwischen den Signalkonstellationspunkten abhängt.

### Mehrere Sendevorgänge

**[0026]** Unter Berücksichtigung von mehreren Sendevorgängen ergibt das mittlere LLR nach der  $k$ -ten Übertragung des  $i$ -ten Bits  $b_n^i$  unter der Einschränkung, dass die Symbole  $s_n^{(j)}$  über unabhängige AWGN-Kanäle und gleich wahrscheinlichen Symbolen übertragen wurden,

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

wobei  $j$  den  $j$ -ten Sendevorgang ( $(j-1)$ -ten wiederholten Sendevorgang) bezeichnet. Analog zu dem einzelnen Sendevorgang hängen die mittleren LLRs von den Signal-Rausch-Verhältnissen und den euklidischen Entfernungen zu jedem Übertragungszeitpunkt ab.

**[0027]** Wenn keine Konstellations-Neuanordnung durchgeführt wird, sind die euklidischen Entfernungen  $d_{n,m}^{(j)} = d_{n,m}^{(1)}$  für alle Sendevorgänge konstant, und daher werden die Bit-Zuverlässigkeiten (LLRs) nach  $k$  Sendevorgängen durch das beobachtete Signal-Rausch-Verhältnis zu jedem Übertragungszeitpunkt und die Signalkonstellationspunkte aus dem ersten Sendevorgang definiert. Für Modulationsverfahren einer höheren Ebene (mehr als 2 Bits pro Symbol) führt dies zu variablen mittleren LLRs für die Bits, was wiederum zu unterschiedlichen mittleren Bit-Zuverlässigkeiten führt. Die Unterschiede in mittleren Zuverlässigkeiten sind über alle Sendevorgänge noch vorhanden und führen zu einer Verschlechterung der Decoder-Leistung.

**[0028]** Im Folgenden wird beispielhaft der Fall eines 16-QAM-Systems betrachtet, das zu zwei hohen zuverlässigen und zwei niedrigen zuverlässigen Bits führt, wobei für die niedrigen zuverlässigen Bits die Zuverlässigkeit vom Senden einer Eins oder einer Null (siehe [Fig. 1](#)) abhängt. Daher sind insgesamt 2 Pegel von mittleren Zuverlässigkeiten vorhanden, wobei der zweite weiter unterteilt ist.

**[0029]** Pegel 1 (Hohe Zuverlässigkeit, 2 Bits): Bit-Abbildung für Einsen (Nullen) getrennt in den positiven (negativen) realen halben Raum für die  $i$ -Bits und den imaginären halben Raum der  $q$ -Bits. Hier besteht kein Unterschied, ob die Einsen auf den positiven oder den negativen halben Raum abgebildet werden.

**[0030]** Pegel 2 (Niedrige Zuverlässigkeit, 2 Bits): Einsen (Nullen) werden auf innere (äußere) Spalten für die  $i$ -Bits oder innere (äußere) Zeilen für die  $q$ -Bits abgebildet. Da ein Unterschied für das LLR abhängig von der Abbildung auf die inneren (äußeren) Spalten und Zeilen besteht, wird der Pegel 2 weiter klassifiziert:

Pegel 2a: Jeweils Abbildung von  $i_n$  auf innere Spalten und von  $q_n$  auf innere Zeilen.

Pegel 2b: Invertierte Abbildung von Pegel 2a: Jeweils Abbildung von  $i_n$  auf äußere Spalten und von  $q_n$  auf äußere Zeilen.

**[0031]** Um einen optimalen Mittelwertbildungsprozess über die Sendevorgänge für alle Bits sicherzustellen, müssen die Zuverlässigkeitspegel geändert werden.

**[0032]** Es muss berücksichtigt werden, dass die Bit-Abbildungsordnung vor dem ersten Sendevorgang offen ist, aber durch wiederholte Sendevorgänge hindurch noch vorhanden sein muss, z.B. Bit-Abbildung für ersten Sendevorgang:  $i_1 q_1 i_2 q_2 \Rightarrow$  Bit-Abbildung aller wiederholten Sendevorgänge:  $i_1 q_1 i_2 q_2$ .

**[0033]** Einige Beispiele für mögliche Konstellationen werden in **Fig. 2** gezeigt. Die sich daraus ergebenden Bit-Zuverlässigkeiten gemäß **Fig. 2** sind in Tabelle 1 angegeben.

Konstellation	Bit $i_1$	Bit $q_1$	Bit $i_2$	Bit $q_2$
1	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2b)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2b)
2	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2a)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2a)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)
3	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2b)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2b)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)
4	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Hohe Zuverlässigkeit (Pegel 1)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2a)	Niedrige Zuverlässigkeit (Pegel 2a)

Tabelle 1

**[0034]** Im Folgenden wird angenommen, dass  $m$  den Sendewiederholungsanzahl-Parameter bezeichnet, wobei  $m = 0$  den ersten Sendevorgang eines Pakets in dem ARQ-Kontext bezeichnet. Des Weiteren soll  $b$  die Anzahl von Bits bezeichnen, die ein Symbol in der Mapping-Entity bilden. Typischerweise kann  $b$  jede ganze Zahl sein, wobei die am häufigsten verwendeten Werte für Kommunikationssysteme eine ganzzahlige Potenz von 2 sind.

**[0035]** Ohne Verlust an Allgemeingültigkeit kann des Weiteren angenommen werden, dass die Anzahl von Bits  $n$ , die als Eingabe in den Interleaving-Prozess verwendet werden, durch  $b$  teilbar ist, d.h.  $n$  ist ein ganzzahliges Vielfaches von  $b$ . Der Fachmann wird erkennen, dass, wenn dies nicht der Fall sein sollte, Dummy-Bits leicht an die Sequenz von Eingabe-Bits angehängt werden können, bis die oben genannte Bedingung erfüllt ist.

**[0036]** Wie oben beschrieben, können für eine vorgegebene Modulation mehrere Zuverlässigkeitspegel identifiziert werden. Der Interleaving-Prozess sollte damit die Zuverlässigkeiten von den  $b$  Bits über die wiederholten Sendevorgänge so ausmitteln, dass alle  $b$  Bits im Durchschnitt gleich zuverlässig sind. Dies bedeutet, dass der Interleaver die Positionen der  $b$  Bits innerhalb eines Symbols so ändern muss, dass jedes der ursprünglichen Bits so oft auf alle Zuverlässigkeitspegel abgebildet wird wie jedes andere der  $b$  Bits. Dies bedeutet, dass das Interleaving ein Intra-Symbol-Bit-Interleaving-Prozess ist.

**[0037]** Zusätzlich kann es mehrere Bit-Positionen geben, für welche die Zuverlässigkeiten von dem logischen Bit-Wert (niedrig oder hoch) abhängen. Wenn ein Bit nicht zum ersten Mal auf einer derartigen Position abgebildet wird, sollte dieses Bit auch logisch invertiert werden.

**[0038]** Mit diesen Regeln können Muster konstruiert werden, die den Interleaver- und Inverter-Prozess für eine Sendewiederholungsanzahl  $m$  bestimmen.

**[0039]** Theoretisch wäre eine perfekte Ausmittlung der Zuverlässigkeit nur nach einer unendlichen oder sehr hohen Anzahl von wiederholten Sendevorgängen möglich. In diesen Fällen könnte es daher mehrere Alternativen geben, die sich in der Sequenz von Interleaver- oder Inverter-Mustern unterscheiden. Welche dieser Alternativen gewählt wird, bleibt der Wahl des Systemplaners überlassen, da sie keinen Unterschied in der Leistung bedeuten.

**[0040]** Wenn die Signalkonstellation wie in [Fig. 1](#) beibehalten werden soll, müssen, um aus Konstellation 1 die Konstellation 2 in [Fig. 2](#) zu erhalten, die folgenden Prozesse ausgeführt werden, wobei die Reihenfolge irrelevant ist:

- Positionen der ursprünglichen Bits  $i_1$  und  $i_2$  austauschen
- Positionen der ursprünglichen Bits  $q_1$  und  $q_2$  austauschen
- logische Bit-Inversion der ursprünglichen Bits  $i_1$  und  $q_1$  austauschen

**[0041]** Alternativ können diejenigen Bits, die in den Positionen 1 und 2 enden, auch invertiert werden.

**[0042]** Ein Beispiel, das von der Sendevorgangs-Anzahl abhängt, wird in der folgenden Tabelle angegeben, wobei sich die Bits immer auf den ersten Sendevorgang beziehen, und ein langer Überstrich über einem Zeichen die logische Bit-Invertierung dieses Bits bezeichnet:

Konstellations-Nummer	Interleaver- und Inverter-Funktionalität
1	$i_1 q_1 i_2 q_2$
2	$i_2 q_2 \bar{i}_1 \bar{q}_1$ oder $\bar{i}_2 \bar{q}_2 \bar{i}_1 \bar{q}_1$
3	$\bar{i}_2 \bar{q}_2 i_1 q_1$ oder $i_2 q_2 i_1 q_1$
4	$i_1 q_1 \bar{i}_2 \bar{q}_2$ oder $\bar{i}_1 \bar{q}_1 \bar{i}_2 \bar{q}_2$

Tabelle 2

**[0043]** Die ersten angegebenen Beispiele in jeder Zeile von Tabelle 2 entsprechen den in **Fig. 2** angegebenen Konstellationen.

**[0044]** Daraus kann zwischen unterschiedlichen Strategien für (nicht-erschöpfende) Sendevorgangs-Anzahlen gewählt werden:

Sendevorgangs-Anzahl	Konstellations-Nummer	Konstellations-Nummer	Konstellations-Nummer	Konstellations-Nummer	Konstellations-Nummer	Konstellations-Nummer
1	1	1	1	1	1	1
2	2	2	3	4	4	4
3	3	4	2	2	3	4
4	4	3	4	3	2	2

Tabelle 3

**[0045]** **Fig. 3** zeigt eine beispielhafte Ausführungsform eines Kommunikationssystems, in dem das der Erfindung zu Grunde liegende Verfahren verwendet wird.

**[0046]** An der Sendevorrichtung **100** wird eine Bit-Sequenz von einem (nicht gezeigten) Fehlerfortwärtsskorrektur- (FEC) Codierer erhalten und anschließend in einen Interleaver **110** und einen logischen Bit-Inverter **120** eingegeben. Der Interleaver **110** und der logische Bit-Inverter sind jeweils abhängig von dem Sendewiederholungsanzahl-Parameter  $m$  und modifizieren die Eingabe-Bit-Sequenz. Anschließend wird die Bit-Sequenz in den Mapper/Modulator **130** eingegeben, der eine nicht-parametrisierte standardmäßige Mapping-Entity ist. Der Mapper verwendet typischerweise eine der Signalkonstellationen, die in **Fig. 2** gezeigt sind, und bildet die  $b$  Bits auf ein Symbol ab, das über den Kommunikationskanal **200** gesendet wird. Der Kommunikationskanal ist typischerweise ein Funkkommunikationskanal, der unzuverlässigen und zeitvariablen Bedingungen unterliegt.

**[0047]** Die Interleaving/Invertierungs-Muster werden entweder an der Sendevorrichtung und der Empfangsvorrichtung gespeichert, oder an der Sendevorrichtung gespeichert und an die Empfangsvorrichtung signalisiert.

**[0048]** An der Empfangsvorrichtung **300** werden die komplexen Symbole zuerst in einen Demapper/Demodulator **330** eingegeben, der die empfangenen Symbole in eine entsprechende Bitbereich-Sequenz (z.B. eine Sequenz von LLRs) demoduliert. Diese Sequenz wird dann in einen logischen Inverter **320** und anschließend in einen De-Interleaver **310** eingegeben, von dem aus die erhaltene Bitbereich-Sequenz ausgegeben wird.



**[0049]** Der Interleaver und De-Interleaver arbeiten in Übereinstimmung mit der bekannten Interleaving-/De-Interleaving-Technik durch Anwenden einer bestimmten, pseudo-zufälligen oder zufälligen Permutation der eingegebenen Bit- oder Symbol-Sequenzen, d.h. sie ändern die Positionen der Bits oder Symbole innerhalb einer Sequenz. In der oben beschriebenen Ausführungsform ist der Interleaver ein Intra-Symbol-Bit-Interleaver, der die Position der Bits ändert, die ein Symbol in der Mapping Entity bilden.

**[0050]** Der logische Bit-Inverter arbeitet in Übereinstimmung mit einer bekannten Technik zum Invertieren des logischen Werts eines Bits, d.h. er wandelt einen logischen niedrigen in einen logischen hohen Wert um und umgekehrt. In einer praktischen Ausführung für eine Empfangsvorrichtung, die mit Log-Likelihood-Ratios arbeitet, ist dieser Invertierungsvorgang gleichbedeutend mit einer Vorzeichen-Invertierung des Log-Likelihood-Verhältnisses.

**[0051]** Wenn ein wiederholter Sendevorgang durch eine automatische Wiederholanforderung gestartet wird, die durch einen (nicht gezeigten) Fehlerdetektor ausgegeben wird, mit dem Ergebnis, dass ein identisches Datenpaket von der Sendevorrichtung **100** gesendet wird, werden die vorher empfangenen fehlerhaften Datenpakete in dem Demapper/Demodulator **330** mit den wiederholt gesendeten Datenpaketen soft-kombiniert. Auf Grund der Modifizierung der Bit-Sequenz durch den Interleaver und den logischen Bit-Inverter werden die mittleren Bit-Zuverlässigkeiten ausgemittelt, was zu einer erhöhten Leistung in der Empfangsvorrichtung führt.

**[0052]** Obwohl das oben beschriebene Verfahren unter Verwendung von Gray-codierten Signalen und eines QAM-Modulationsverfahrens beschrieben wurde, ist es für einen Fachmann klar, dass andere geeignete Codier- und Modulationsverfahren ebenfalls zum Erzielen der Vorteile der Erfindung verwendet werden können.

### Patentansprüche

1. Hybrides ARQ-Sendewiederholungsverfahren, das ein Quadraturamplitudenmodulations-Verfahren höherer Ordnung mit mehr als 2 Bits pro Symbol einsetzt, und das die folgenden Schritte umfasst:

Codieren von Datenpaketen, die aus Symbolen bestehen;

Senden der Datenpakete in einem ersten Sendevorgang;

wiederholtes Senden der Datenpakete auf Basis einer ARQ in wenigstens einem wiederholten Sendevorgang, wobei sie mit den Paketen des ersten Sendevorgangs kombiniert werden;

Modulieren der Symbole der Datenpakete durch eine Mapping-Entity, die eine vorgegebene Signalkonstellation verwendet, wobei jedes Symbol-Bit einen individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegel hat; gekennzeichnet durch

Modifizieren der Bit-Sequenz vor Eingeben derselben in die Signalkonstellation der Mapping-Entity durch Austauschen der Bit-Positionen innerhalb eines Symbols und logische Bit-Inversion auf Basis eines Musters, das den Bit-Austausch-und-Invertierprozess des wenigstens einen wiederholten Sendevorgangs bestimmt, wobei das Muster aus einer Vielzahl von Mustern so ausgewählt wird, dass das für den ersten Sendevorgang ausgewählte Muster sich von dem für den wenigstens einen wiederholten Sendevorgang ausgewählten Muster unterscheidet, so dass die Unterschiede zwischen den individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegeln für die entsprechenden Bits über den ersten Sendevorgang und den wenigstens einen wiederholten Sendevorgang ausgemittelt werden.

2. Sendewiederholungsverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Schritt des Modifizierens der Eingabe-Bit-Sequenz den Schritt des Ändern der Positionen der Bits innerhalb eines Symbols umfasst, so dass jedes der Bits so häufig wie jedes andere der Symbol-Bits auf allen Zuverlässigkeitspegeln abgebildet wird.

3. Übertragungswiederholungsverfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Bit-Sequenz, deren Bit-Positionen ausgetauscht und invertiert werden, über die wiederholten Sendevorgänge identisch ist.

4. Übertragungswiederholungsverfahren nach einem der Ansprüche 1-3, dadurch gekennzeichnet, dass, wenn ein Bit nicht zum ersten Mal auf einer Bit-Position abgebildet wird, für die die Zuverlässigkeit von dem logischen Bit-Wert abhängt, dieses Bit logisch invertiert wird.

5. Übertragungswiederholungsverfahren nach einem der Ansprüche 1-4, dadurch gekennzeichnet, dass die Symbol-Bits der Datenpakete Gray-codiert werden.

6. Übertragungswiederholungsverfahren nach einem der Ansprüche 1-5, dadurch gekennzeichnet, dass



das Modulations-Verfahren, das durch die Mapping-Entity eingesetzt wird, 16-Quadraturamplitudenmodulation ist, und dass während der Modulation einer von zwei Pegeln der Bit-Zuverlässigkeit jedem der vier Symbol-Bits zugewiesen wird.

7. Übertragungswiederholungsverfahren nach einem der Ansprüche 1-5, dadurch gekennzeichnet, dass das Modulations-Verfahren, das von der Mapping-Entity verwendet wird, 64-Quadraturamplitudenmodulation ist, und dass während der Modulation einer von drei Pegeln der Bit-Zuverlässigkeit jedem der sechs Symbol-Bits zugewiesen ist.

8. Übertragungswiederholungsverfahren nach einem der Ansprüche 1-7, dadurch gekennzeichnet, dass das Muster, das den Bit-Positionsaustausch-und-Invertiervorgang bestimmt, an dem Empfänger und dem Sender des Kommunikationssystems gespeichert ist.

9. Sender zum Einsatz in einem hybriden ARQ-Kommunikationssystem, wobei der Sender umfasst:  
eine Einrichtung (**100**) zum Senden von Datenpaketen in einem ersten Sendevorgang,  
eine Einrichtung (**100**) zum wiederholten Senden der Datenpakete auf Basis einer ARQ in wenigstens einem wiederholten Sendevorgang;  
einen Modulator (**130**), der die Symbole der Datenpakete unter Verwendung eines Quadraturamplitudenmodulations-Verfahrens höherer Ordnung moduliert, das mehr als zwei Bits pro Symbol mit einer vorgegebenen Signalkonstellation hat, wobei jedes Symbol-Bit einen individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegel hat, gekennzeichnet durch:  
einen Interleaver (**110**) und einen logischen Bit-Inverter (**120**), die so eingerichtet sind, dass sie die Bit-Sequenz vor dem Eingeben derselben in die Signalkonstellation des Modulators (**130**) auf Basis eines Musters, das aus einer Vielzahl von Mustern so ausgewählt wird, dass sich das für den ersten Sendevorgang ausgewählte Muster von dem für den wenigstens einen wiederholten Sendevorgang ausgewählten Muster unterscheidet, modifizieren, so dass die Differenzen zwischen den individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegeln für die jeweiligen Bits über den ersten Sendevorgang und den wenigstens einen wiederholten Sendevorgang ausgemittelt werden.

10. Sender nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass der Interleaver (**110**) ein Intra-Symbol-Interleaver ist.

11. Empfänger zum Einsatz in einem hybriden ARQ-Kommunikationssystem, wobei der Empfänger umfasst:  
eine Einrichtung (**300**) zum Empfangen von Datenpaketen in einem ersten Sendevorgang;  
eine Einrichtung zum Empfangen von Datenpaketen auf Basis einer ARQ in wenigstens einem wiederholten Sendevorgang;  
eine Einrichtung zum anschließenden Kombinieren wiederholt gesendeter Datenpakete mit zuvor empfangenen Datenpaketen;  
einen Demodulator (**300**), der die Symbole der Datenpakete unter Verwendung eines Quadraturamplitudenmodulations-Verfahrens höherer Ordnung demoduliert, das mehr als zwei Bits pro Symbol mit einer vorgegebenen Signalkonstellation hat, wobei jedes Symbol-Bit einen individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegel hat, gekennzeichnet durch:  
einen De-Interleaver (**310**) und einen logischen Bit-Inverter (**320**), die so eingerichtet sind, dass sie die ausgegebene Softbit-Sequenz der Signalkonstellation des Modulators (**330**) auf Basis eines Musters, das aus einer Vielzahl von Mustern so ausgewählt wird, dass sich das für den ersten empfangenen Sendevorgang ausgewählte Muster von dem für den wenigstens einen empfangenen wiederholten Sendevorgang ausgewählten Muster unterscheidet, modifizieren, so dass die Differenzen zwischen den individuellen Bit-Zuverlässigkeitspegeln für die jeweiligen Bits über den ersten empfangenen Sendevorgang und den wenigstens einen empfangenen wiederholten Sendevorgang ausgemittelt werden.

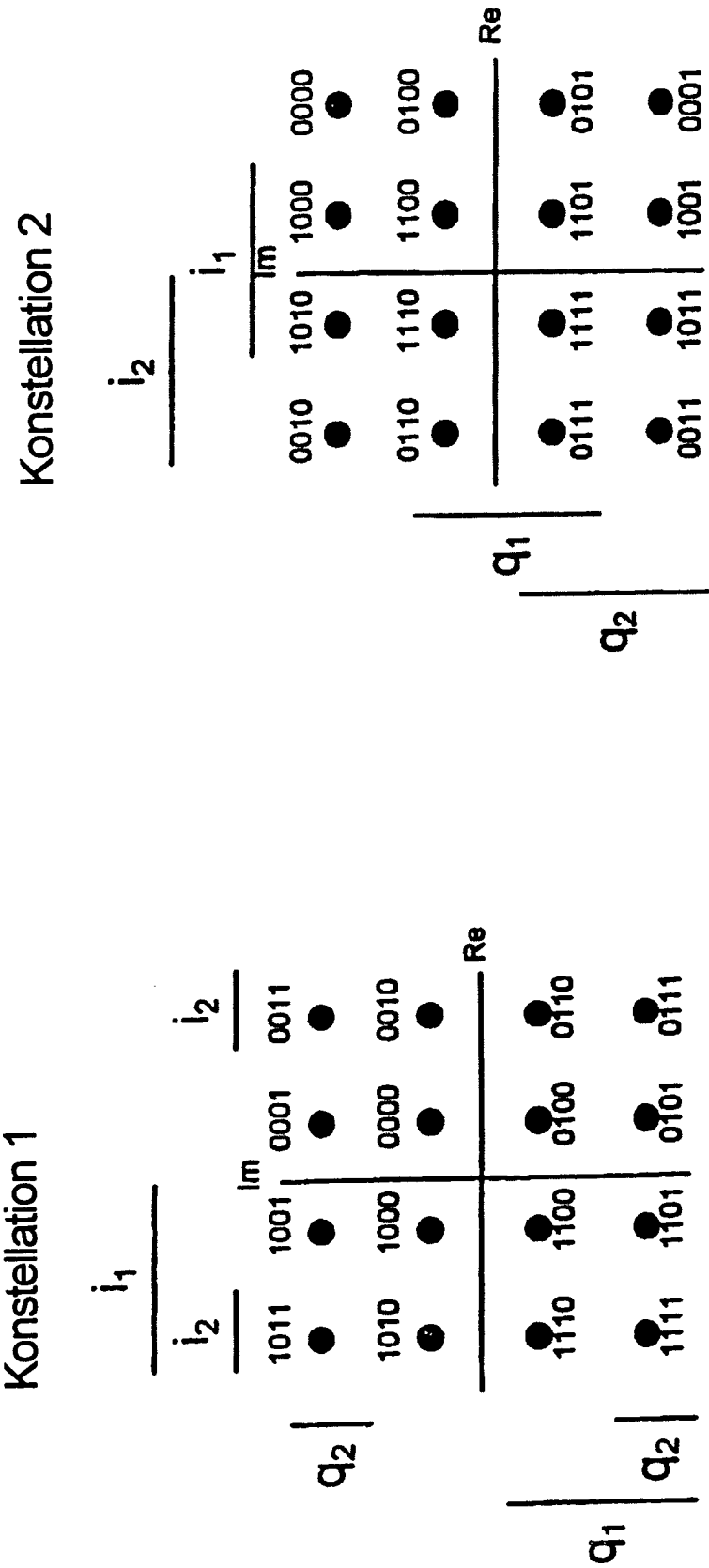
12. Empfänger nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass der De-Interleaver (**310**) ein Intra-Symbol-De-Interleaver ist.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

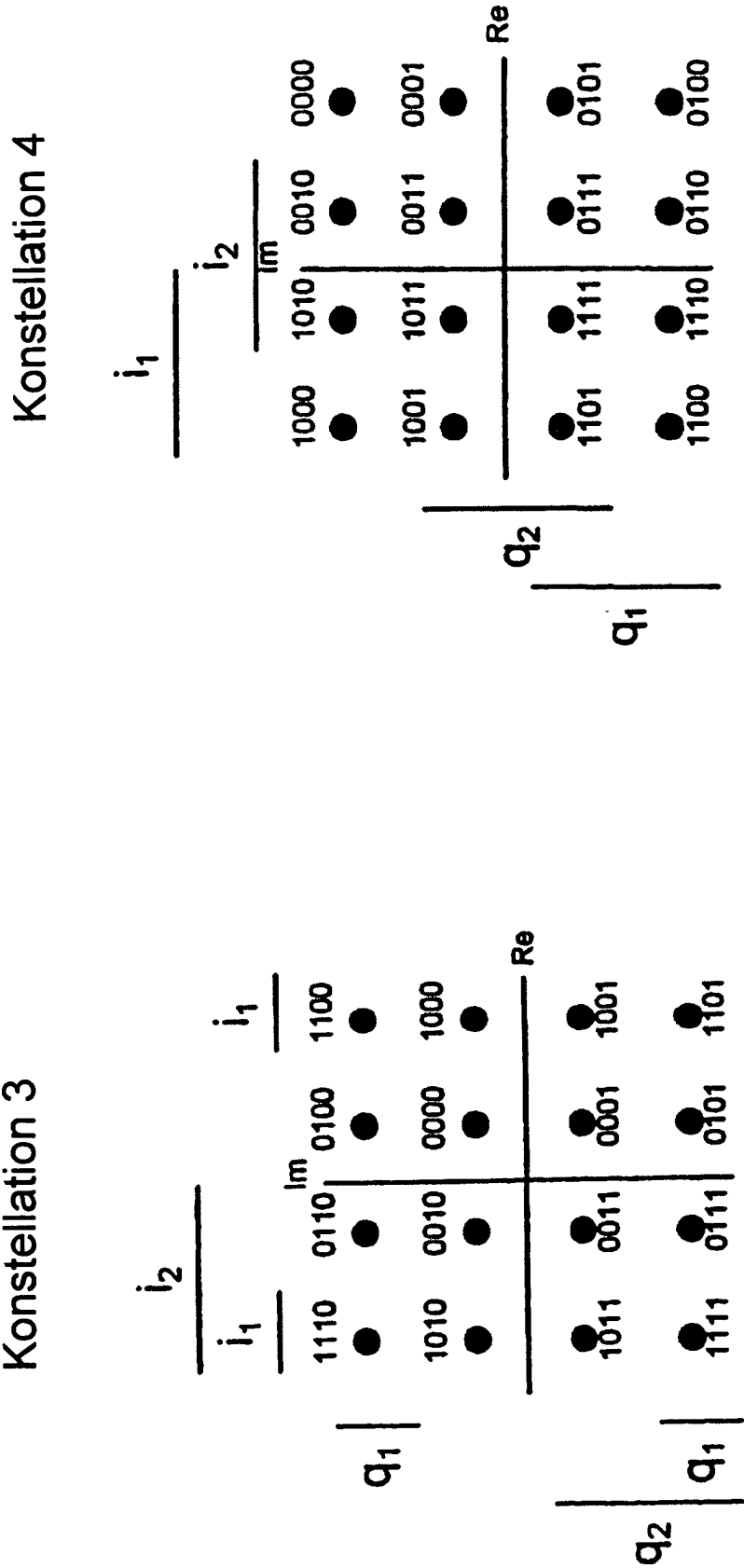
## Anhängende Zeichnungen

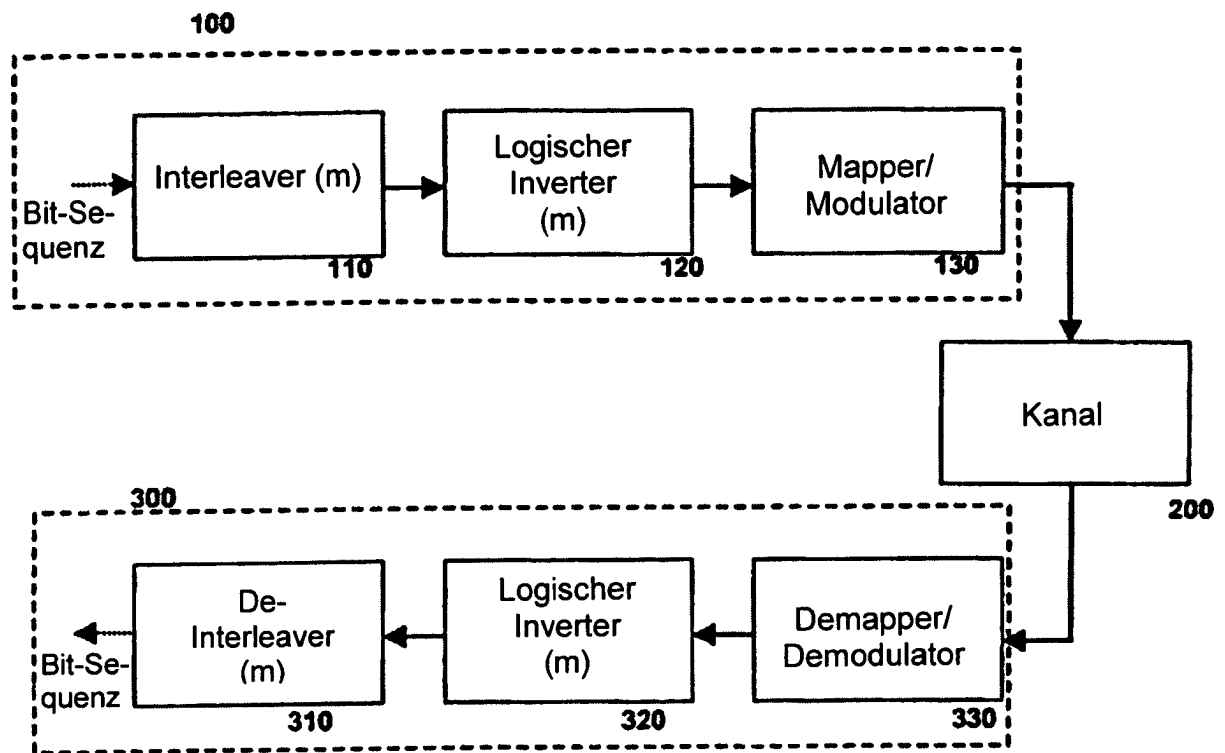
		$i_1$			
		$i_2$		$i_2$	
$q_2$		1011	1001	0001	0011
		●	●	●	●
		1010	1000	0000	0010
		●	●	●	●
$q_1$		1110	1100	0100	0110
		●	●	●	●
		1111	1101	0101	0111
		●	●	●	●

Figur 1



Figur 2a





Figur 3