



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 18 896 T2** 2006.12.14

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 264 415 B1**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 1/707** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 18 896.9**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US01/05576**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 911 077.4**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/069801**

(86) PCT-Anmeldetag: **21.02.2001**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **20.09.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **11.12.2002**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **19.04.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **14.12.2006**

(30) Unionspriorität:

189680 P	15.03.2000	US
207700 P	26.05.2000	US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

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

(73) Patentinhaber:

**InterDigital Technology Corp., Wilmington, Del.,
US**

(72) Erfinder:

**MISRA, Mani, Raj, Brooklyn, NY 11215, US; PAN,
Jung-Lin, Selden, NY 11784, US; ZEIRA, Ariela,
Huntington, NY 11743, US**

(74) Vertreter:

Vossius & Partner, 81675 München

(54) Bezeichnung: **MEHRBENUTZERDETEKTION UNTER VERWENDUNG EINER ADAPTIVEN KOMBINATION VON
GLEICHZEITIGER ERFASSUNG UND SEQUENTIELER INTERFERENZUNTERDRÜCKUNG**

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] Diese Anmeldung beansprucht Priorität der am 15. März 2000 eingereichten vorläufigen US-Patentanmeldung 60/189 680 und der am 26. Mai 2000 eingereichten vorläufigen US-Patentanmeldung 60/207 700.

Hintergrund

[0002] Die Erfindung betrifft allgemein drahtlose Kommunikationssysteme. Insbesondere betrifft die Erfindung die gemeinsame Detektion mehrerer Benutzersignale in einem drahtlosen Kommunikationssystem.

[0003] [Fig. 1](#) ist eine Darstellung eines drahtlosen Kommunikationssystems **10**. Das Kommunikationssystem **10** hat Basisstationen **12₁** bis **12_s**, die mit Benutzergeräten (UEs) **14₁** bis **14_s** kommunizieren. Jede Basisstation **12₁** hat einen zugehörigen Betriebsbereich, wo sie mit UEs **14₁** bis **14_s** in ihrem Betriebsbereich kommuniziert.

[0004] In manchen Kommunikationssystemen, wie etwa bei Codemultiplex-Vielfachzugriff (CDMA) und Zeitmultiplexduplex unter Verwendung von Codemultiplex-Vielfachzugriff (TDD/CDMA), werden mehrere Kommunikationen über das gleiche Frequenzspektrum gesendet. Diese Kommunikationen werden typischerweise durch ihre Chipcodefolgen unterschieden. Um das Frequenzspektrum effizienter zu nutzen, verwenden TDD/CDMA-Kommunikationssysteme sich wiederholende Rahmen, die in Zeitschlitze unterteilt sind, für die Kommunikation. Eine in einem derartigen System gesendete Kommunikation hat einen oder mehr zugewiesene Chipcodes und Zeitschlitze, die ihr basierend auf der Bandbreite der Kommunikation zugewiesen werden.

[0005] Da in dem gleichen Frequenzspektrum und zur gleichen Zeit mehrere Kommunikationen gesendet werden können, muß ein Empfänger in einem derartigen System zwischen mehreren Kommunikationen unterscheiden. Ein Ansatz für die Detektion derartiger Signale ist abgestimmtes Filtern. Beim abgestimmten Filtern wird eine mit einem einzelnen Code gesendete Kommunikation erkannt. Andere Kommunikationen werden als Interferenz behandelt. Um mehrere Codes zu detektieren, wird eine jeweilige Anzahl abgestimmter Filter verwendet. Ein anderer Ansatz ist die aufeinanderfolgende Interferenzunterdrückung (SIC). Bei SIC wird eine Kommunikation detektiert, und der Beitrag dieser Kommunikation wird von dem empfangenen Signal für die Verwendung beim Detektieren der nächsten Kommunikation subtrahiert.

[0006] In manchen Situationen ist es wünschenswert, in der Lage zu sein, mehrere Kommunikationen gleichzeitig zu detektieren, um die Leistung zu verbessern. Auf die gleichzeitige Detektion mehrerer Kommunikationen wird als gemeinsame Detektion Bezug genommen. Einige gemeinsame Detektoren verwenden die Cholesky-Zerlegung, um eine Detektion mit minimalem mittlerem Quadratfehler (MMSE) durchzuführen und Blockentzerrer mit erzwungenen Nullen (ZF-BLEs). Diese Detektoren haben eine hohe Komplexität, was umfangreiche Empfängerressourcen erfordert.

[0007] US-A-5 933 423 offenbart einen Empfänger. Der Empfänger teilt die empfangenen Signale in mehrere Gruppen mit mindestens zwei Signalen. Signale in jeder Gruppe werden gleichzeitig detektiert. Die detektierten Signale einer ersten Gruppe werden vor der Detektion von Daten aus anderen Gruppen von den empfangenen Signalen subtrahiert.

[0008] DE 19616828 A1 offenbart einen Empfänger mit einer Signaltrenneinrichtung. Signale werden nach Empfangsleistung gruppiert. Eine erste Gruppe von Signalen wird gemeinsam detektiert. Die detektierten Signale der ersten Gruppe werden von den empfangenen Signalen subtrahiert. Die Restsignale werden aus dem subtrahierten Signal detektiert.

[0009] "Adaptive Blind Interference Cancellation in CDMA Systems" von Tsatsanis und Xu offenbart die Interferenzunterdrückung für Empfänger unter Verwendung von Implementierungen mit kleinsten mittleren Quadrat- und minimalen mittleren Quadratfehlern.

[0010] Entsprechend ist es wünschenswert, alternative Ansätze für die Mehrbenutzerdetektion zu haben.

Zusammenfassung

[0011] Ein Verfahren für die Verwendung in einem Empfänger für die Einstellung eines Kompromisses zwischen der Komplexität und der Leistungsfähigkeit bei der Detektion von Daten aus Datensignalen, die über ein gemeinsam genutztes Spektrum in einem Zeitschlitz in einem Zeitmultiplex-Duplexkommunikationssystem, das Codemultiplex-Vielfachzugriff verwendet, wie in Patentanspruch 1 angeführt.

Kurze Beschreibung der Zeichnung(en)

- [0012] [Fig. 1](#) ist ein drahtloses Kommunikationssystem.
- [0013] [Fig. 2](#) ist ein vereinfachter Sender und ein Empfänger, die die gemeinsame Detektion verwenden.
- [0014] [Fig. 3](#) ist eine Darstellung eines Kommunikationsburst.
- [0015] [Fig. 4](#) ist ein Flußdiagramm der adaptiven Kombination der gemeinsamen Detektion und der nachfolgenden Interferenzunterdrückungsvorrichtung.
- [0016] [Fig. 5](#) ist eine Darstellung einer adaptiven Kombination der gemeinsamen Detektions- und der nachfolgenden Interferenzunterdrückungsvorrichtung.
- [0017] [Fig. 6–Fig. 12](#) sind Diagramme, welche die Leistung der adaptiven Kombination der gemeinsamen Detektion und nachfolgender Interferenzunterdrückung, der vollständigen gemeinsamen Detektion und eines RAKE-Empfängers vergleichen.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsform(en)

- [0018] [Fig. 2](#) stellt einen vereinfachten Sender **26** und Empfänger **28** dar, die eine adaptive Kombination der gemeinsamen Detektion (JD) und nachfolgender Interferenzunterdrückung (SIC), "SIC-JD", in einem TDD/CD-MA-Kommunikationssystem verwenden. In einem typischen System ist in jedem UE **14**₁ bis **14**₃ ein Sender **26**, und in jeder Basisstation **12**₁ bis **12**₅ sind mehrere Sendeschaltungen **26**, die mehrere Kommunikationen senden. Eine Basisstation **12**₁ benötigt typischerweise mindestens eine Sendeschaltung **26** für jedes aktiv kommunizierende UE **14**₁ bis **14**₃. Der SIC-JD-Empfänger **28** kann an einer Basisstation **12**₁, den UEs **14**₁ bis **14**₃, oder beiden sein.
- [0019] Der SIC-JD-Empfänger **28** empfängt Kommunikationen von mehreren Sendern **26** oder Sendeschaltungen **26**.
- [0020] Jeder Sender **26** sendet Daten über einen drahtlosen Funkkanal **30**. Ein Datengenerator **32** in dem Sender **26** erzeugt Daten, die über einen Referenzkanal an einen Empfänger **28** kommuniziert werden sollen. Den Referenzdaten werden basierend auf den Bandbreitenanforderungen der Kommunikationen ein oder mehrere Codes und/oder Zeitschlitze zugewiesen. Eine Modulations- und Spreizvorrichtung **34** spreizt die Referenzdaten und sorgt dafür, daß die gespreizten Referenzdaten mit einer Trainingssequenz in die richtigen zugewiesenen Zeitschlitze und Codes zeitmultiplext werden. Auf die sich ergebende Folge wird als ein Kommunikationsburst Bezug genommen. Der Kommunikationsburst wird durch einen Modulator **36** auf die Funkfrequenz moduliert. Eine Antenne **38** strahlt das HF-Signal durch den drahtlosen Funkkanal **30** an eine Antenne **40** des Empfängers **28** ab. Die Art der für die gesendete Kommunikation verwendeten Modulation kann jede sein, die Fachleuten auf dem Gebiet bekannt ist, wie etwa direkte Phasenumtastung (DPSK) oder Quadraturphasenumtastung (QPSK).
- [0021] Ein typischer Kommunikationsburst **16** hat, wie in [Fig. 3](#) gezeigt, eine Midamble **20**, eine Schutzzeit **18** und zwei Datenbursts **22**, **24**. Die Midamble **20** trennt die zwei Datenbursts **22**, **24**, und die Schutzzeit **18** trennt die Kommunikationsbursts, um die Differenz der Ankunftszeiten von Bursts, die von verschiedenen Sendern gesendet werden, zu berücksichtigen. Die zwei Datenbursts **22**, **24** enthalten die Burstdaten der Kommunikation und haben typischerweise die gleiche Symbollänge. Die Midamble enthält eine Trainingssequenz.
- [0022] Die Antenne **40** des Empfängers **28** empfängt verschiedene Funkfrequenzsignale. Die empfangenen Signale werden von einem Demodulator **42** demoduliert, um ein Basisbandsignal zu erzeugen. Das Basisbandsignal wird zum Beispiel von einer Kanalschätzvorrichtung **44** und einer SIC-JD-Vorrichtung **46** in den Zeitschlitzen verarbeitet, wobei den Kommunikationsbursts der entsprechenden Sender **26** die richtigen Codes zugewiesen sind. Die Kanalschätzvorrichtung **44** verwendet die Trainingssequenzkomponente in dem Basisbandsignal, um Kanalinformationen, wie etwa Kanalimpulsantworten, bereitzustellen. Die Kanalinformationen werden von der SIC-JD-Vorrichtung **46** verwendet, um die übertragenen Daten der empfangenen Kommunikationsbursts als harte Symbole zu schätzen.
- [0023] Die SIC-JD-Vorrichtung **46** verwendet die von der Kanalschätzvorrichtung **44** bereitgestellten Kanalinformationen und die von den Sendern **26** verwendeten bekannten Spreizcodes, um die Daten der verschiede-

nen empfangenen Kommunikationsbursts zu schätzen. Obwohl SIC-JD in Verbindung mit einem TDD/CDMA-Kommunikationssystem beschrieben wird, ist der gleiche Ansatz auf andere Kommunikationssysteme, wie etwa CDMA, anwendbar.

[0024] Ein Ansatz für SIC-JD in einem bestimmten Zeitschlitz in einem TDD/CDMA-Kommunikationssystem ist in [Fig. 4](#) dargestellt. Eine Anzahl von Kommunikationsbursts, wie etwa K Kommunikationsbursts, werden einander in dem bestimmten Zeitschlitz überlagert. Die K Bursts können von K verschiedenen Sendern sein. Wenn gewisse Sender in dem bestimmten Zeitschlitz mehrere Codes verwenden, können die K Bursts von weniger als K Sendern sein.

[0025] Jeder Datenburst **22**, **24** des Kommunikationsburst **16** hat eine vordefinierte Anzahl gesendeter Symbole, wie etwa N_s . Jedes Symbol wird unter Verwendung einer vorbestimmten Anzahl von Chips des Spreizcodes, welche der Spreizfaktor (SF) ist, gesendet. In einem typischen TDD-Kommunikationssystem hat jede Basisstation **12**₁ bis **12**_s einen zugewiesenen Scramblingcode, der mit ihren Kommunikationsdaten vermischt ist. Der Scramblingcode unterscheidet die Basisstationen voneinander. Typischerweise beeinflusst der Scramblingfaktor den Spreizfaktor nicht. Obwohl hier im weiteren die Begriffe Spreizcode und Faktor verwendet werden, ist der Spreizcode für Systeme, die Scramblingcodes verwenden, im folgenden der kombinierte Scrambling- und Spreizcode. Als ein Ergebnis hat jeder Datenburst **22**, **24** $N_s \times SF$ Chips. Nach Durchlaufen eines Kanals mit einer Impulsantwort von W Chips hat jeder empfangene Burst eine Länge von $SF \times N_s + W - 1$, die auch als N_c Chips dargestellt wird. Der Code für einen k -ten Burst der K Bursts wird durch $C^{(k)}$ dargestellt.

[0026] Jeder k -te Burst wird an dem Empfänger empfangen und kann durch Gleichung 1 dargestellt werden.

$$\underline{r}^{(k)} = A^{(k)} \underline{d}^{(k)}, k = 1 \dots K \quad \text{Gleichung 1}$$

$\underline{r}^{(k)}$ ist der empfangene Beitrag des k -ten Burst. $A^{(k)}$ ist die kombinierte Kanalantwort, die eine $N_c \times N_s$ -Matrix ist. Jede j -te Spalte in $A^{(k)}$ ist eine mit Nullen aufgefüllte Version der Symbolantwort $s^{(k)}$ des j -ten Elements von $\underline{d}^{(k)}$.

[0027] Die Symbolantwort $s^{(k)}$ ist die Faltung der geschätzten Antwort $\underline{h}^{(k)}$ und des Spreizcodes $C^{(k)}$ für den Burst. $\underline{d}^{(k)}$ sind die in dem Burst gesendeten unbekanntes Datensymbole. Die geschätzte Antwort für jeden k -ten Burst $\underline{h}^{(k)}$ hat eine Länge von W Chips und kann durch Gleichung 2 dargestellt werden.

$$\underline{h}^{(k)} = \gamma^{(k)} \cdot \tilde{\underline{h}}^{(k)} \quad \text{Gleichung 2}$$

$\gamma^{(k)}$ spiegelt die Senderverstärkung und/oder die Funkfeldämpfung wieder. $\tilde{\underline{h}}^{(k)}$ stellt die burstspezifische Schwundkanalantwort oder für eine Gruppe von Bursts dar, die einen gleichen Kanal durchlaufen, $\tilde{\underline{h}}^{(g)}$ stellt die gruppenspezifische Kanalantwort dar. Für Kommunikationen auf der Aufwärtsstrecke sind $\underline{h}^{(k)}$ ebenso wie $\gamma^{(k)}$ und $\tilde{\underline{h}}^{(k)}$ jeweils verschieden. Für die Abwärtsstrecke haben alle Bursts das gleiche $\tilde{\underline{h}}^{(k)}$, aber jedes $\gamma^{(k)}$ ist verschieden. Wenn auf der Abwärtsstrecke Sendediversity verwendet wird, sind alle $\gamma^{(k)}$ und $\tilde{\underline{h}}^{(k)}$ verschieden.

[0028] Der Gesamtempfangsvektor von allen über den drahtlosen Kanal gesendeten K Bursts ist gemäß Gleichung 3:

$$\underline{r} = \sum_{i=1}^K \underline{r}^{(i)} + \underline{n} \quad \text{Gleichung 3}$$

\underline{n} ist ein Vektor für mittleres Nullrauschen.

[0029] Durch Kombinieren von $A^{(k)}$ für alle Datenbursts in die Matrix A und alle unbekanntes Daten jedes Burst $\underline{d}^{(k)}$ in die Matrix \underline{d} wird Gleichung 1 zu Gleichung 4.

$$\underline{r} = A \underline{d} + \underline{n} \quad \text{Gleichung 4}$$

[0030] Die SIC-JD bestimmt die Empfangsleistung jedes k -ten Burst. Diese Bestimmung kann auf Wissen, das an dem Empfänger **28** von vornherein vorhanden ist, einer burstspezifischen Kanalschätzung aus einer burstspezifischen Trainingssequenz oder einem Satz abgestimmter Filter basieren. Die K Bursts werden basierend auf der bestimmten Empfangsleistung in abnehmender Reihenfolge angeordnet.

[0031] Bursts, die ungefähr, zum Beispiel innerhalb eines gewissen Schwellwerts, den gleichen Leistungspegel haben, werden zusammen gruppiert und in G Gruppen angeordnet, 48. Die G Gruppen werden nach ihrer

Leistung in abnehmender Reihenfolge angeordnet, wie etwa von Gruppe 1 bis G, wobei die Gruppe 1 die höchste Empfangsleistung hat. [Fig. 5](#) ist eine Darstellung einer SIC-JD-Vorrichtung **46**, die basierend auf den G Gruppen die SIC-JD durchführt.

[0032] Für die Gruppe mit der höchsten Empfangsleistung, die Gruppe 1, wird die Symbolantwortmatrix nur für die Bursts in der Gruppe 1, $A_g^{(1)}$, bestimmt. $A_g^{(1)}$ enthält nur die Symbolantworten für die Bursts in der Gruppe 1. Der Empfangsvektor \underline{r} wird für die Gruppe 1 als $\underline{x}_g^{(1)}$ modelliert. Als ein Ergebnis wird die Gleichung 4 für die Gruppe 1 zu der Gleichung 5.

$$\underline{x}_g^{(1)} = A_g^{(1)} \underline{d}_g^{(1)} + \underline{n} \quad \text{Gleichung}$$

$\underline{d}_g^{(1)}$ sind die Daten in den Bursts der Gruppe 1. Gleichung 2 behandelt sowohl die Auswirkungen der Intersymbolinterferenz (ISI) als auch der Mehrfachzugriffsinterferenz (MAI). Als ein Ergebnis werden die Auswirkungen der anderen Gruppen, der Gruppen 2 bis G, ignoriert.

[0033] Der Empfangsvektor $\underline{x}_g^{(1)}$ wird von einem abgestimmten Filter **66**, das auf die Gruppe 1 abgestimmt ist, wie zum Beispiel gemäß Gleichung 6 auf die Symbolantworten der Bursts in der Gruppe 1 abgestimmt gefiltert, 50.

$$\underline{y}_g^{(1)} = A_g^{(1)H} \underline{x}_g^{(1)} \quad \text{Gleichung 6}$$

$\underline{y}_g^{(1)}$ ist das abgestimmt gefilterte Ergebnis.

[0034] Von einer gemeinsamen Gruppe 1-Detektionsvorrichtung 681 wird eine gemeinsame Detektion für die Gruppe 1 durchgeführt, um unter Verwendung des abgestimmten Filterergebnisses $\underline{y}_g^{(1)}$ eine weiche Entscheidungsschätzung $\hat{\underline{d}}_{g,weich}^{(1)}$ zu erzeugen. Ein JD-Ansatz ist, die kleinsten Quadrate, Nullen erzwingende Lösung von Gleichung 7 zu berechnen.

$$\hat{\underline{d}}_{g,weich}^{(1)} = (A_g^{(1)H} A_g^{(1)})^{-1} \underline{y}_g^{(1)} \quad \text{Gleichung 7}$$

$A_g^{(1)H}$ ist die Hermitesche von $A_g^{(1)}$. Ein anderer JD-Ansatz ist, die minimale mittlere Quadratfehlerlösung (MMSE) gemäß Gleichung 8 zu berechnen.

$$\hat{\underline{d}}_{g,weich}^{(1)} = (A_g^{(1)H} A_g^{(1)} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \underline{y}_g^{(1)} \quad \text{Gleichung 8}$$

\mathbf{I} ist die Einheitsmatrix, und σ^2 ist die Standardabweichung.

[0035] Ein Vorteil der Durchführung der gemeinsamen Detektion für nur eine Gruppe von Bursts ist, daß die Komplexität bei der Analyse einer einzelnen Gruppe gegenüber allen Signalen verringert wird. Da $A_g^{(1)H}$ und $A_g^{(1)}$ Toeplitz-Bandmatrizen sind, ist die Komplexität der Lösung von Gleichung 7 oder 8 verringert. Außerdem kann mit einem vernachlässigbaren Leistungsverlust eine Cholesky-Zerlegung verwendet werden. Die für eine große Anzahl von Bursts durchgeführte Cholesky-Zerlegung ist äußerst komplex. Für eine kleinere Gruppe von Benutzern kann die Cholesky-Zerlegung jedoch mit einer vernünftigeren Komplexität durchgeführt werden.

[0036] Die weichen Entscheidungen $\hat{\underline{d}}_{g,weich}^{(1)}$ werden als die Empfangsdaten für die Gruppe 1 von dem Weich-Hart-Entscheidungsblock **70**, in harte Entscheidungen $\hat{\underline{d}}_{g,hart}^{(1)}$ umgewandelt, 54.

[0037] Um die anderen schwächeren Gruppen zu verarbeiten, wird die von der Gruppe 1 verursachte Mehrfachzugriffsinterferenz für die schwächeren Gruppen unter Verwendung der Gleichung 9 von einem Gruppe 1-Interferenzdarstellungsblock **72**, geschätzt, 56.

$$\hat{\underline{r}}^{(1)} = A_g^{(1)} \hat{\underline{d}}_{g,hart}^{(1)} \quad \text{Gleichung 9}$$

$\hat{\underline{r}}^{(1)}$ ist der geschätzte Beitrag der Gruppe 1 zu \underline{r} .

[0038] Für die nächste Gruppe 2 wird der geschätzte Beitrag der Gruppe 1 zum Beispiel durch einen Subtrahierer **74**, gemäß Gleichung 10 aus dem Empfangsvektor $\underline{x}_g^{(1)}$ entfernt, um $\underline{x}_g^{(2)}$ zu erzeugen, 58.

$$\underline{x}_g^{(2)} = \underline{x}_g^{(1)} - \hat{\underline{r}}_g^{(1)} \quad \text{Gleichung 10}$$

[0039] Als ein Ergebnis wird die Mehrfachzugriffsinterferenz von der Gruppe 1 in dem Empfangssignal wirksam unterdrückt. Die nächst stärkste Gruppe, die Gruppe 2, wird unter Verwendung von $\underline{x}_g^{(2)}$ mit dem auf die Gruppe 2 abgestimmten Filter **66**₂, dem Gruppe 2-JD-Block **68**₂, dem Weich-Hart-Entscheidungsblock **70**₂ und dem Gruppe 2-Interferenzdarstellungsblock **72**₂ ähnlich verarbeitet, 60. Die dargestellte Gruppe 2-Interferenz $\hat{\underline{r}}_g^{(2)}$ wird zum Beispiel durch den Subtrahierer **24**₂ von dem interferenzunterdrückten Signal für die Gruppe 2 subtrahiert

$$\underline{x}_g^{(2)} - \hat{\underline{r}}_g^{(2)} = \underline{x}_g^{(3)}$$

, 62. Unter Verwendung dieses Verfahrens wird jede Gruppe bis zur letzten Gruppe G nacheinander verarbeitet. Da die Gruppe G in der letzten Gruppe ist, braucht die Interferenzdarstellung nicht durchgeführt zu werden. Folglich wird die Gruppe G nur mit dem auf die Gruppe G abgestimmten Filter **66**_G, dem Gruppe G-JD-Block **68**_G, dem Weich-Hart-Entscheidungsblock **70**_G verarbeitet, um die harten Symbole zurückzugewinnen, 64.

[0040] Wenn die SIC-JD an einem UE **14**₁ durchgeführt wird, kann es unnötig sein, alle Gruppen zu verarbeiten. Wenn alle Bursts, die das UE **14**₁ empfangen soll, in der höchsten Empfangsleistungsgruppe oder in höheren Empfangsleistungsgruppen sind, muß das UE **14**₁ nur die Gruppen mit seinen Bursts verarbeiten. Als ein Ergebnis kann die an dem UE **14**₁ erforderliche Verarbeitung weiter verringert werden. Eine verringerte Verarbeitung an dem UE **14**₁ führt zu verringertem Leistungsverbrauch und einer verlängerten Batterielebensdauer.

[0041] SIC-JD ist aufgrund dessen, daß eine $N_c \times K \cdot N_s$ -Matrix durch G JD-Stufen mit der Größe $N_c \times n_i \cdot N_s$ ersetzt wird, wobei $i = 1$ bis G, weniger komplex als eine Einschnitt-JD. n_i ist die Anzahl von Bursts in der i-ten Gruppe. Die Komplexität der JD ist proportional zum Quadrat der dritten Potenz der Anzahl von Bursts die gemeinsam detektiert werden.

[0042] Ein Vorteil dieses Ansatzes ist, daß ein Kompromiß zwischen der Rechenkomplexität und der Leistungsfähigkeit erzielt werden kann. Wenn alle Bursts in einer einzigen Gruppe angeordnet sind, reduziert sich die Lösung auf ein JD-Problem. Die einzige Gruppierung kann entweder erzielt werden, indem alle Bursts in eine Gruppe gezwungen werden oder indem ein umfassender Schwellwert verwendet wird. Wenn die Gruppen im Wechsel dazu nur ein Signal enthalten oder nur ein Signal empfangen wird, reduziert sich die Lösung auf ein SIC-LSE-Problem. Eine derartige Situation könnte sich aus der Verwendung eines schmalen Schwellwerts oder des Zwingens jedes Burst in seine eigene Gruppe, indem die Gruppengröße hart begrenzt wird, ergeben. Durch Auswählen der Schwellwerte kann ein beliebiger Kompromiß zwischen der Leistungsfähigkeit und der Komplexität erzielt werden.

[0043] [Fig. 6](#) bis [Fig. 12](#) sind Simulationsergebnisse, welche die Bitfehlerratenleistung (BER-Leistung) von SIC-JD- mit vollständigen JD- und RAKE-artigen Empfängern unter verschiedenen Mehrwege-Schwundkanalbedingungen vergleichen. Die gewählten Parameter sind die des 3G-UTRA-TDD-CDMA-Systems: SF = 61 und W = 57. Jeder TDD-Burst/Zeitschlitz ist 2560 Chips oder 667 Mikrosekunden lang. Die Bursts befördern zwei Datenfelder mit jeweils N_s QPSK-Symbolen, ein Midamble-Feld und eine Schutzzeit. Jede Simulation wird über 1000 Zeitschlitze ausgeführt. In allen Fällen wird die Anzahl von Bursts K gleich 8 gewählt. Es wird angenommen, daß alle Empfänger die genaue Kenntnis der Kanalantwort jedes Burst haben, welche verwendet wird, um die Bursts perfekt zu klassifizieren und zu gruppieren. Die Kanalantwort wird als über einen Zeitschlitz zeitlich unveränderlich angenommen, aber aufeinanderfolgende Zeitschlitze erfahren unkorrelierte Kanalantworten. In der Simulation wurden keine Kanalcodierung angewendet. Der JD-Algorithmus detektiert alle K Bursts gemeinsam. Der RAKE-artige Empfänger war ein Satz abgestimmter Filter

$$\hat{\underline{d}}^{(i)} = A^{(i)H} \underline{r}^{(i)}$$

für den Code eines i-ten Burst. Die Maximalverhältniskombinatorstufe (MRC-Stufe) ist in diesen Filtern eingeschlossen, da sie auf die gesamte Symbolantwort abgestimmt sind.

[0044] Die Leistung wurde unter Schwundkanälen mit Mehrwegeprofilen simuliert, die durch die ITU-Kanalmodelle, wie etwa die Modelle Innen A (Indoor A), Passant A (Pedestrian A), Fahrzeug A (Vehicular A) und die Modelle der 3GPP-UTRA-TDD-Working Group 4, Fall 1, Fall 2 und Fall 3, definiert sind. In Fahrzeug A- und Fall 2-Kanälen erlitt die SIC-JD im 1%- bis 10%-BER-Bereich eine Verschlechterung von bis zu 1 Dezibel (dB) im Vergleich zu der vollständigen JD. Für alle anderen Kanäle war die SIC-JD-Leistung innerhalb von 0,5 dB der vollständigen JD. Da der Fahrzeug A- und der Fall 2 unter allen untersuchten Fällen den ungünstigsten Fall darstellen, sind nur die Leistungskurven gezeigt. Unter allen simulierten Kanälen haben der Fahrzeug A- und

der Fall 2 die größte Verzögerungsbreite. Das Fahrzeug A ist ein Sechs-Abgriffe-Modell mit relativen Verzögerungen von 0, 310, 710, 1090, 1730 und 2510 Nanosekunden und relativen mittleren Leistungen von 0, -1, -9, -10, -15 und -20 Dezibel (dB). Der Fall 2 ist ein Drei-Abgriffe-Modell mit gleicher mittlerer Leistung und mit relativen Verzögerungen von 0, 976 und 1200 Nanosekunden.

[0045] [Fig. 6](#) und [Fig. 7](#) vergleichen die Bitfehlerrate (BER) gegen das Signal auf Chipebene mit der Störabstandsleistung (SNR-Leistung) des SIC-LSE-Empfängers mit der vollständigen JD und RAKE-artigen Empfängern unter Mehrwege-Schwundkanalbedingungen. Die Gruppengröße wird sowohl am Sender als auch am Empfänger auf 1 gezwungen, um K Gruppen zu bilden. Die theoretischen Binärphasenumtastungs- (BPSK) BER in einem zusätzlichen weißen Gaußschen Rauschkanal (AWGN-Kanal), der eine untere Grenze für die BER liefert, ist ebenfalls gezeigt. Die BER wird über alle Bursts gemittelt. [Fig. 6](#) stellt den eindeutigen Kanalfall dar, in dem vorausgesetzt wird, daß jeder Burst durch einen unabhängigen Schwundkanal läuft, aber alle Kanäle die gleiche mittlere Leistung haben, was zu dem gleichen mittleren SNR führt. Somit sind in diesem Fall $\tilde{h}^{(i)}$, $i = 1 \dots K$, verschieden, während $\gamma^{(i)}$, $i = 1 \dots K$ alle gleich sind. Eine derartige Situation ist auf der Aufwärtsstrecke vorhanden, wo die Leistungsregelung den langfristigen Schwund und/oder die Funkfeldämpfung, aber nicht den kurzfristigen Schwund kompensiert. Bei jedem Zeitschlitz wurden die Bursts basierend auf den zugehörigen $\tilde{h}^{(i)}$, $i = 1 \dots K$, nach Leistung angeordnet. [Fig. 7](#) zeigt ähnliche Kurven für den gemeinsamen Kanalfall. Es wird angenommen, daß alle Bursts durch den gleichen Mehrwegekanal laufen, d. h. $\tilde{h}^{(i)}$, $i = 1 \dots K$ sind alle gleich, aber $\gamma^{(i)}$, $i = 1 \dots K$ sind verschieden. Die $\delta^{(i)}$ werden derart gewählt, daß benachbarte Bursts, wenn sie nach Leistungspegel angeordnet sind, eine Leistungstrennung von 2 dB haben. Eine derartige Leistungsdifferenz kann zum Beispiel auf der Abwärtsstrecke vorhanden sein, wo die Basisstation 12_1 auf Bursts, die auf verschiedene UEs 14_1 bis 14_3 zielen, verschiedene Sendeverstärkungen anwendet. [Fig. 6](#) und [Fig. 7](#) zeigen, daß der SIC-LSE in dem Bereich von 1% bis 10% Bitfehlerrate (BER) im Vergleich zu der JD eine Verschlechterung von weniger als 1 dB erleidet. Dies ist häufig der interessierende Bereich für die uncodierte BER (Roh-BER). Der RAKE-Empfänger zeigt eine erhebliche Verschlechterung, da er die ISI nicht optimal handhabt. Wenn die Leistungsdifferenz zwischen Bursts zunimmt, verbessert sich die Leistung des SIC-LSE. Abhängig von dem Kanal ist eine Leistungstrennung von 1 bis 2 dB ausreichend, um eine Leistung zu erzielen, die der der vollständigen JD vergleichbar ist.

[0046] [Fig. 8](#), [Fig. 9](#), [Fig. 10](#) und [Fig. 11](#) vergleichen die BER gegen die SNR-Leistung des SIC-JD-Empfängers mit der vollständigen JD und RAKE-artigen Empfängern unter zwei Mehrwege-Schwundkanälen. Die 8 Codes werden an dem Sender und dem Empfänger in 4 Gruppen mit jeweils 2 Codes unterteilt. Die BER wird über alle Bursts gemittelt. [Fig. 8](#) und [Fig. 9](#) stellen den unterschiedlichen Kanalfall dar, in dem angenommen wird, daß verschiedene Gruppen durch unabhängige Schwundkanäle laufen. Jedoch führen alle Kanäle mit der gleichen mittleren Leistung zu dem gleichen mittleren SNR. Alle Bursts innerhalb der gleichen Gruppe werden einer identischen Kanalantwort unterworfen. In diesem Fall sind $\tilde{h}_g^{(i)}$, $g = 1 \dots G$, alle verschieden, aber die Kanalantworten $\tilde{h}_g^{(i)}$, $i = 1 \dots n_g$, für jeden Burst in der Gruppe sind gleich. n_g ist die Anzahl der Bursts in der g-ten Gruppe. Dies stellt möglicherweise ein Mehrcode-Szenario auf der Aufwärtsstrecke dar, wobei jedes UE 14_1 zwei Codes sendet. Der SIC-JD-Empfänger 28 gruppiert die einem einzelnen UE 14_1 zugewiesenen Mehrcodes in die gleiche Gruppe, wobei auf diese Weise 4 Gruppen gebildet werden. [Fig. 10](#) und [Fig. 11](#) stellen den gemeinsamen Kanalfall dar. Es wird angenommen, daß alle Gruppen durch den gleichen Mehrwegekanal laufen, d. h. $\tilde{h}_g^{(i)}$, $g = 1 \dots n_g$, sind alle gleich, aber γ_g , $g = 1 \dots G$, sind verschieden. Die γ_g werden derart gewählt, daß benachbarte Gruppen, wenn sie nach der Leistung angeordnet sind, eine Leistungstrennung von 2 dB haben. Dies stellt möglicherweise ein Mehrcode-Szenario auf der Abwärtsstrecke dar, wobei die Basisstation 12_1 zwei Codes pro UE 14_1 sendet. [Fig. 10](#) und [Fig. 11](#) zeigen eine Tendenz, die ähnlich der für den in [Fig. 8](#) und [Fig. 9](#) gezeigten SIC-LSE beobachteten ist. Die SIC-JD hat eine Leistung, die im Bereich von 1% bis 10% BER (innerhalb von 1 dB), welcher der interessierende Arbeitsbereich für die uncodierte BER ist, vergleichbar mit der JD ist. Abhängig von dem Kanal ist eine Leistungstrennung von 1 bis 2 dB ausreichend, um eine Leistung des SIC-LSE zu erzielen, die mit der der vollen JD vergleichbar ist. Wie gezeigt, verbessert sich die Leistung wenn die Trennung zwischen Bursts zunimmt.

[0047] [Fig. 12](#) ist ähnlich zu [Fig. 10](#), abgesehen davon, daß es nur zwei Gruppen mit jeweils 4 Bursts gibt. Wie in [Fig. 12](#) gezeigt, hat die SIC-JD im Bereich von 1% bis 10% BER eine (innerhalb ein dB) mit der JD vergleichbare Leistung.

[0048] Die Komplexität der SIC-JD ist geringer als die der vollständigen JD. Die verringerte Komplexität stammt aus der Ersetzung einer Einschnitt-JD mit der Größe $N_c \times K \cdot N_s$ durch G JD-Stufen mit der Größe $N_c \times n_i \cdot N_s$, $i = 1 \dots G$. Da die JD typischerweise eine Matrixinvertierung umfaßt, deren Komplexität sich mit der dritten Potenz der Anzahl von Bursts ändert, kann die Gesamtkomplexität der Mehrstufen-JD erheblich geringer als die der vollständigen Einstufen-JD sein. Außerdem ändert sich die Komplexität des SIC-Teils nur linear mit der

Anzahl von Bursts, folglich hebt er diesen Komplexitätsvorteil nicht wesentlich auf. Zum Beispiel kann die Komplexität der G-1 Stufen der Interferenzunterdrückung wie folgt abgeleitet werden. Da aufeinanderfolgende Spaltenblöcke $A_g^{(i)}$ verschobene Versionen des ersten Blocks sind und vorausgesetzt, daß Elemente $\hat{d}_{g,hart}^{(i)}$ zu 1 von 4 QPSK-Signalkonstellationspunkten gehören, können die $4 \cdot n_i$ möglichen Vektoren berechnet werden, die zur Berechnung des Produkts $A_g^{(i)} \hat{d}_{g,hart}^{(i)}$ benötigt werden. Dieser Schritt erfordert

$$4\alpha \cdot (SF + W - 1) \cdot \frac{Rate}{10^6} \sum_{i=1}^{G-1} n_i$$

Millionen Operationen pro Sekunde (MROPS). $\alpha = 4$ ist die Anzahl realer Operationen pro komplexer Multiplikation oder Multiplikation-Akkumulation (MAC). Rate ist die Anzahl von Malen, die die SIC-JD pro Sekunde durchgeführt wird. Mit diesen $4 \cdot n_i$ bereits berechneten Vektoren erfordert die Berechnung von $\underline{x}_g^{(i+1)}$

$$\frac{\alpha}{2} \cdot N_s \cdot (SF + W - 1) \cdot \frac{Rate}{10^6} \sum_{i=1}^{G-1} n_i$$

MROPS. Der Faktor von $\alpha/2$ kommt von der Tatsache, daß nur komplexe Additionen beteiligt sind. Folglich sind für jede komplexe Operation nur 2 reale Operationen erforderlich. Es folgt dann, daß die Komplexität von G-1 Stufen der Interferenzunterdrückung durch Gleichung 11 ausgedrückt werden kann.

$$Z = \alpha(SF + W - 1) \cdot \left(4 + \frac{N_s}{2}\right) \cdot \frac{Rate}{10^6} \sum_{i=1}^{G-1} n_i \quad \text{Gleichung 11}$$

[0049] Die Komplexität der Umwandlung von weichen in harte Entscheidungen ist vernachlässigbar.

[0050] Es gibt mehrere wohlbekanntere Verfahren zum Lösen der Matrixinvertierung der JD. Um die Komplexität zu veranschaulichen, wurde ein Ansatz mit im Vergleich zu dem exakten Cholesky-Faktor-Algorithmus vernachlässigbarem Leistungsverlust verwendet, der einen sehr wirksamen genäherten Cholesky-Faktor-Algorithmus verwendet. Der gleiche Algorithmus kann verwendet werden, um die gruppenweise JD zu lösen. Die Komplexität der vollständigen JD und der SIC-JD für das 3GPP-UTRA-TDD-System ist in Tabelle 1 gezeigt. Die Tabelle 1 vergleicht deren Komplexität für verschiedene Gruppengrößen. Es ist zu erkennen, daß der Komplexitätsvorteil der SIC-JD gegenüber der vollständigen JD bei zunehmendem K oder wenn die Gruppengröße abnimmt, zunimmt. Die Komplexität für die Gruppengröße 1 des SIC-LSE ändert sich linear mit K und ist für K = 16 33% der vollständigen JD. Beachten Sie, daß die maximale Anzahl von Bursts in dem UTRA-TDD-System **16** ist. Der Komplexitätsvorteil der SIC-JD gegenüber der vollständigen JD wird sogar noch ausgeprägter, wenn die exakte Cholesky-Zerlegung verwendet wird. Die exakte Cholesky-Zerlegung zeigt eine stärkere Abhängigkeit von K, was zu mehr Einsparungen führt, wenn die Größe der JD über SIC-JD verringert wird.

Gesamtzahl von Bursts	Komplexität der SIC-JD, ausgedrückt als ein Prozentsatz der Komplexität der Einschritt-JD aller K Bursts			
	K Gruppen jeweils der Größe 1 (SIC-LSE)	K/2 Gruppen jeweils der Größe 2	K/4 Gruppen jeweils der Größe 4	K/8 Gruppen jeweils der Größe 8
8	63%	67%	76%	100%
16	33%	36%	41%	57%

Tabelle 1

[0051] Wenn die Anzahl und Größe der Codes vollkommen anpassungsfähig an eine beobachtungsintervallweise Basis gemacht wird, stellt die SIC-JD, wie in Tabelle 1 gezeigt, im Durchschnitt Einsparungen gegenüber der vollständigen JD bereit. Da im Durchschnitt nicht alle Bursts mit gleicher Leistung an dem Empfänger ankommen, wird die Größe der Gruppen abhängig von dem Gruppierungsschwellwert geringer als die Gesamt-

zahl ankommender Bursts sein. Außerdem ist auch eine Verringerung der Spitzenkomplexität möglich, wenn die maximal zulässige Gruppengröße hart begrenzt ist, so daß sie geringer als die maximal mögliche Anzahl von Bursts ist. Ein derartiges Modell führt zu etwas Verschlechterung der Leistung, wenn die Anzahl der am Empfänger ankommenden Bursts mit ungefähr der gleichen Leistung die maximal zulässige Gruppengröße überschreitet. Entsprechend stellt die SIC-JD einen Mechanismus zur Kompromißfindung zwischen der Leistungsfähigkeit und der Spitzenkomplexität oder der erforderlichen Spitzenverarbeitungsleistung zur Verfügung.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Verwendung in einem Empfänger für die Einstellung eines Kompromisses zwischen der Komplexität und der Leistungsfähigkeit bei der Detektion von Daten aus Datensignalen, die über ein gemeinsam genutztes Spektrum in einem Zeitschlitz in einem Zeitmultiplex-Duplexkommunikationssystem, das Codemultiplex-Vielfachzugriff verwendet, übertragen werden, wobei das Verfahren aufweist:

Bereitstellen einer ersten Schaltung (**66₁**, **68₁**, **70₁**, **72₁**), die fähig ist, Daten einer Gruppe von empfangenen Datensignalen gemeinsam zu erfassen, unter Verwendung der gemeinsam erfaßten Daten eine Interferenz zu bilden, und die gebildete Interferenz von den empfangenen Datensignalen zu subtrahieren, wobei die erste Schaltung fähig ist, die Daten aller Datensignale oder eines einzelnen Datensignals gemeinsam zu erfassen; Bereitstellen mehrerer anderer Schaltungen (**66₂**, **66_G**, **68₂**, **68_G**, **70₂**, **70_G**, **72₂**, **72_G**), die fähig sind, die gemeinsame Datenerfassung, die Interferenzbildung und das Subtrahieren sequentiell zu wiederholen, wobei jede der anderen Schaltungen fähig ist, Daten einer Gruppe von Datensignalen oder eines einzelnen Datensignals gemeinsam zu erfassen; gekennzeichnet durch

Bestimmen der gewünschten Leistungsfähigkeit bei der Erfassung von Daten; und

Einstellen einer Anzahl von Datensignalen, die von jeder der ersten und der anderen Schaltungen verarbeitet werden, auf der Basis der gewünschten Leistungsfähigkeit; wobei die Anzahl der verarbeiteten Datensignale der ersten Schaltung zunimmt, wenn die gewünschte Leistungsfähigkeit zunimmt, und die Anzahl der verarbeiteten Datensignale der ersten Schaltung abnimmt, wenn die gewünschte Leistungsfähigkeit abnimmt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, das ferner aufweist:

Bestimmen einer Empfangsleistung jedes Datensignals; und

Durchführen einer Gruppierung für jede der ersten und anderen Schaltungen, so daß alle Datensignale innerhalb jeder Gruppe von Datensignalen, die zu einer jeweiligen Schaltung gehören, innerhalb eines gewissen Schwelleleistungspegels liegen, wobei der gewisse Schwellwert erhöht wird, um die Komplexität zu verringern, und der gewisse Schwellwert verringert wird, um die Leistungsfähigkeit zu erhöhen.

3. Verfahren nach Anspruch 1, wobei jede Gruppe von Datensignalen, die zu einer jeweiligen Schaltung gehört, eines der Datensignale enthält, um die Komplexität zu verringern.

4. Verfahren nach Anspruch 1, wobei die Gruppe von Datensignalen, die zu der ersten Schaltung gehört, alle Datensignale der empfangenen Datensignale enthält, um die Leistungsfähigkeit zu erhöhen.

Es folgen 8 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

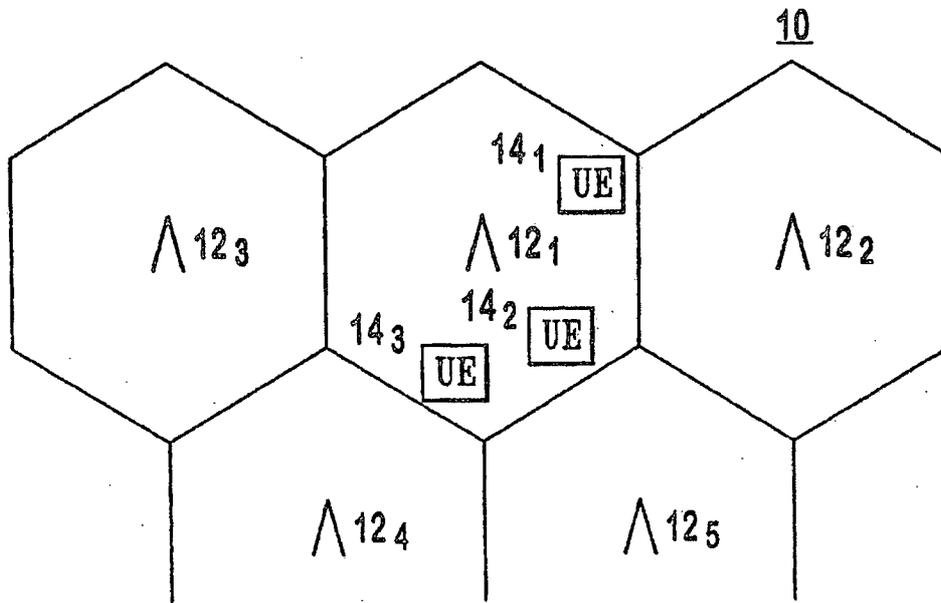


FIG. 1

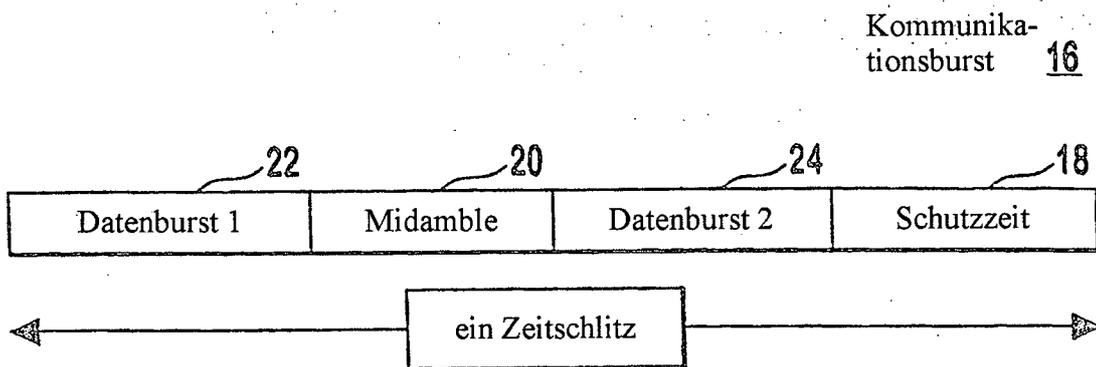


FIG. 3

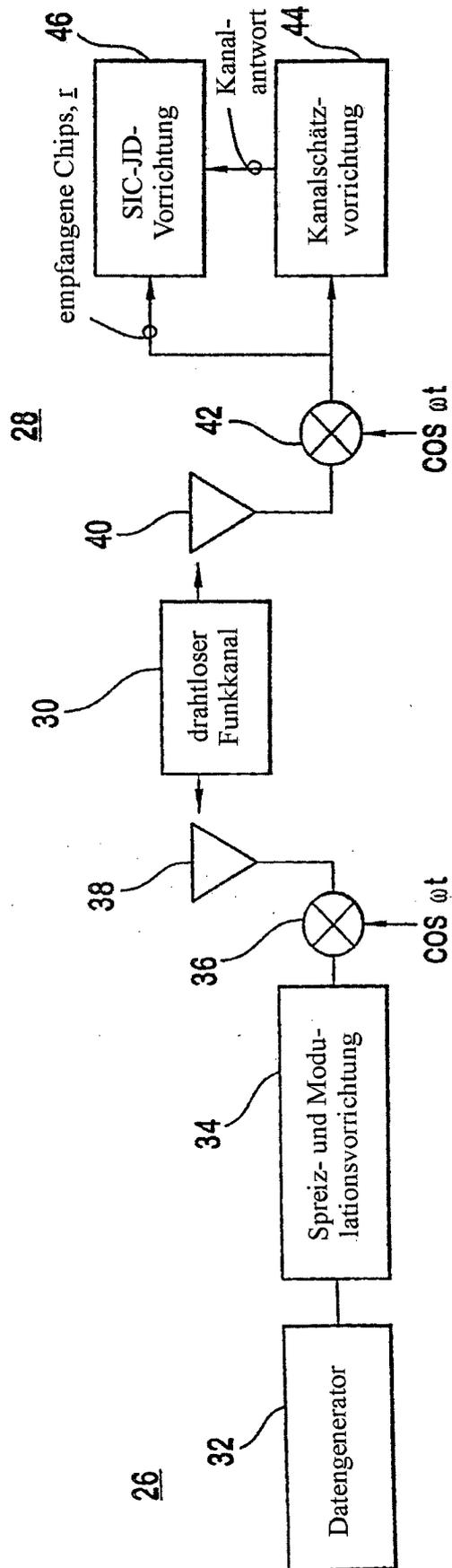


FIG. 2

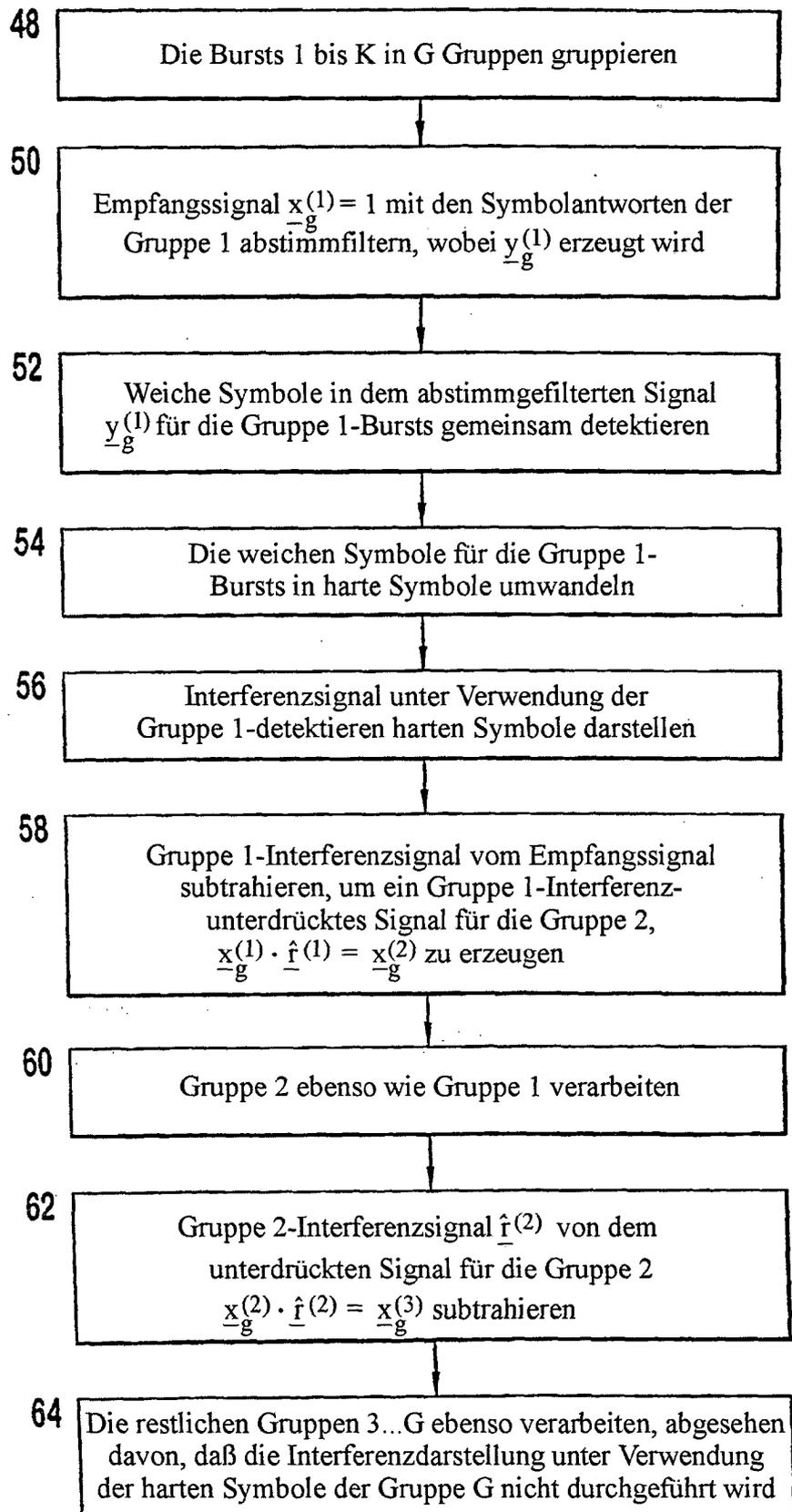


FIG. 4

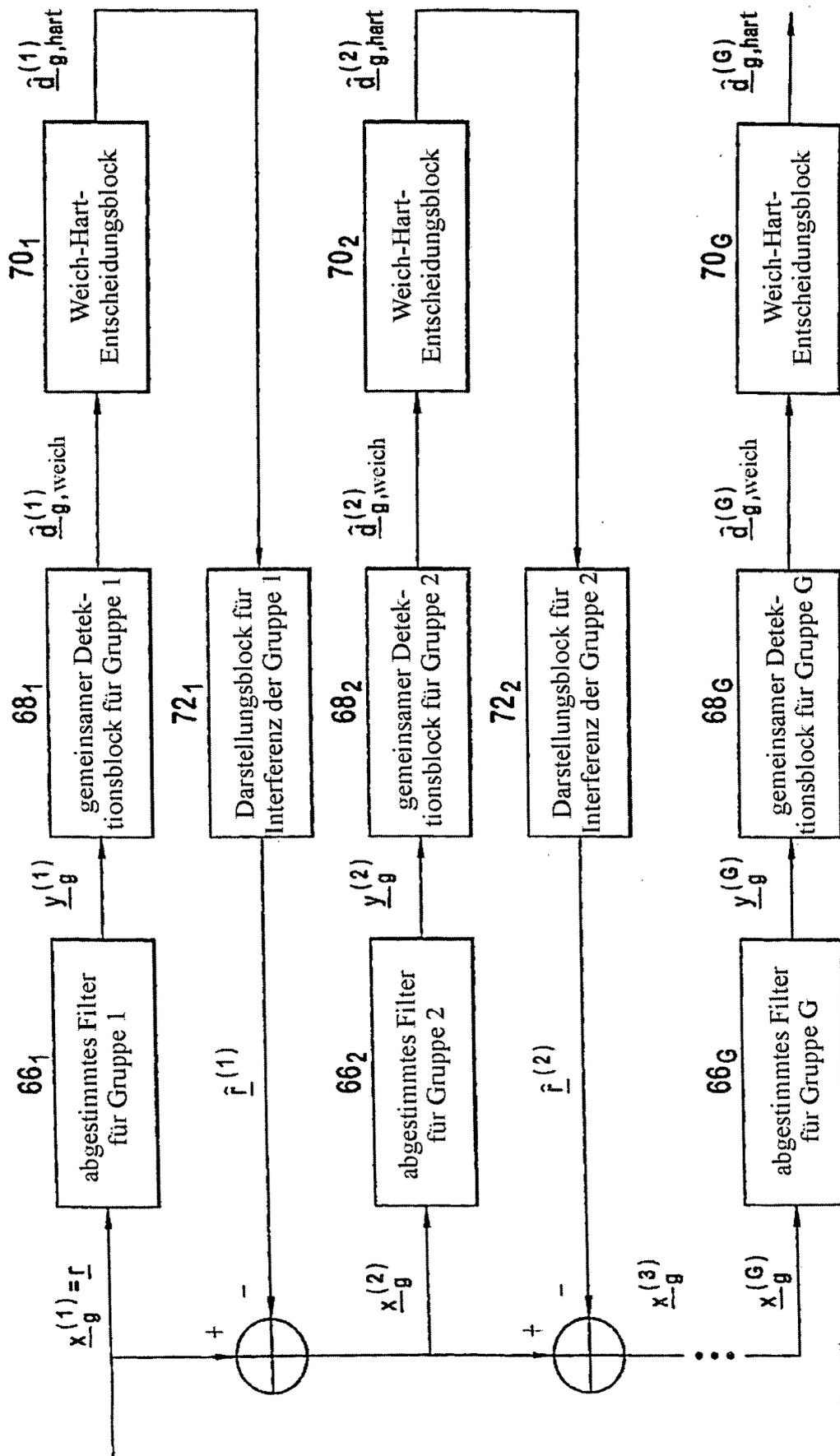


FIG. 5

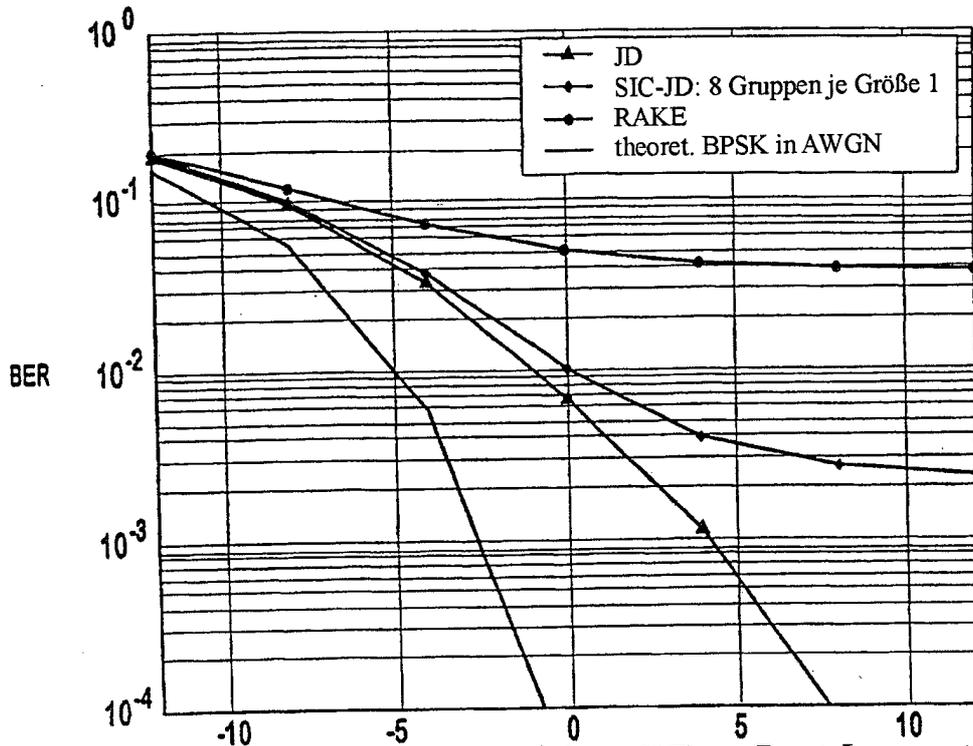


FIG. 6

Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 8 Gruppen mit 1 Burst pro Gruppe. Mehrwegeprofil ist vom Typ der 3GPP-WG4, Fall 2. Alle 8 Bursts haben das gleiche mittlere SNR, aber laufen durch unkorrelierten Kanal.

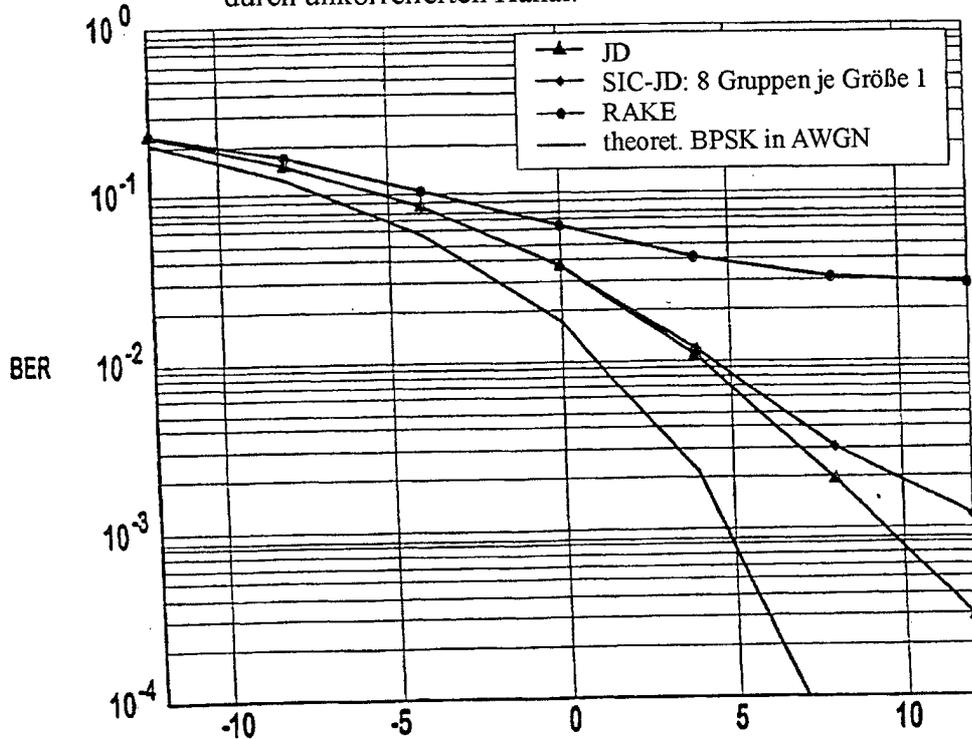


FIG. 7

Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 8 Gruppen mit 1 Burst pro Gruppe. Mehrwegeprofil ist vom Typ der 3GPP-WG4, Fall 2. Alle 8 Bursts laufen durch einen gemeinsamen Kanal, aber ihre mittlere SNR ist durch 2 dB getrennt.

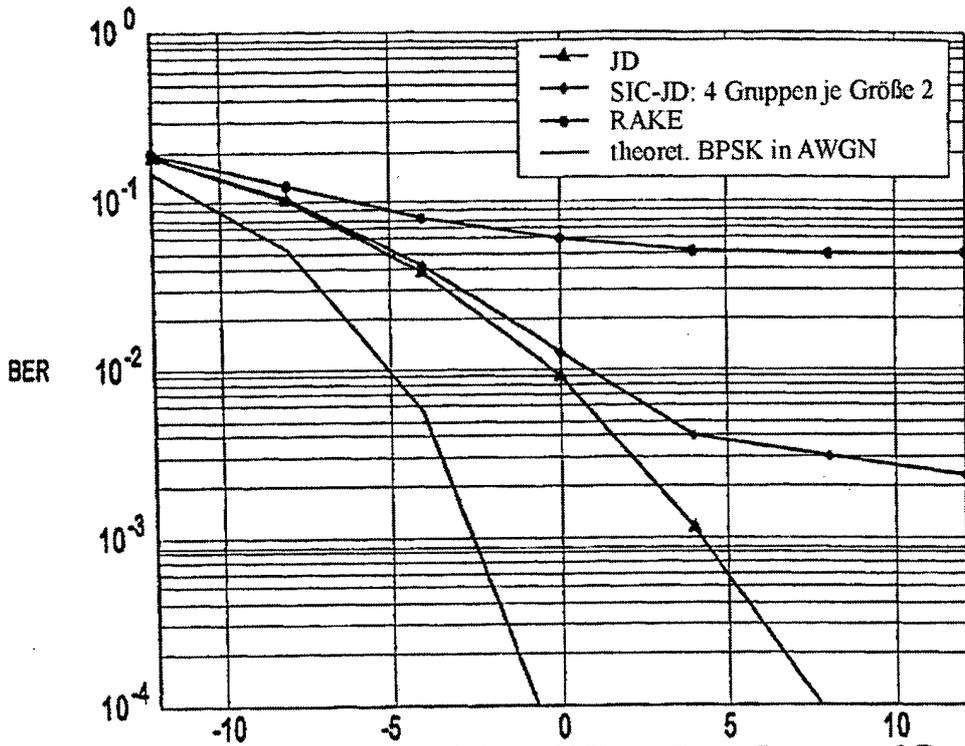


FIG. 8 SNR(dB) Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 4 Gruppen mit 2 Bursts pro Gruppe. Alle Bursts in der gleichen Gruppe werden dem gleichen Kanal unterzogen. Alle 4 Gruppen haben das gleiche mittlere SNR, aber laufen durch unkorrelierte Kanäle mit Mehrwegeprofil vom Typ ITU Fahrzeug A.

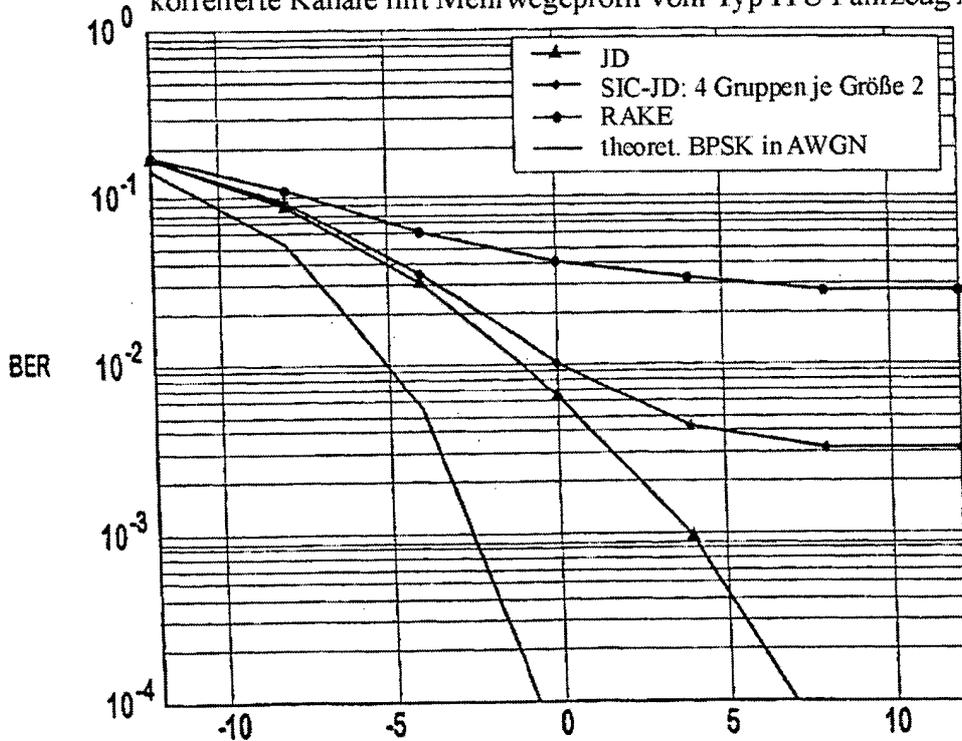


FIG. 9 SNR(dB) Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 4 Gruppen mit 2 Bursts pro Gruppe. Alle Bursts in der gleichen Gruppe werden dem gleichen Kanal unterzogen. Alle 4 Gruppen haben das gleiche mittlere SNR, aber laufen durch unkorrelierte Kanäle mit Mehrwegeprofil vom Typ der 3GPP-WG4, Fall 2.

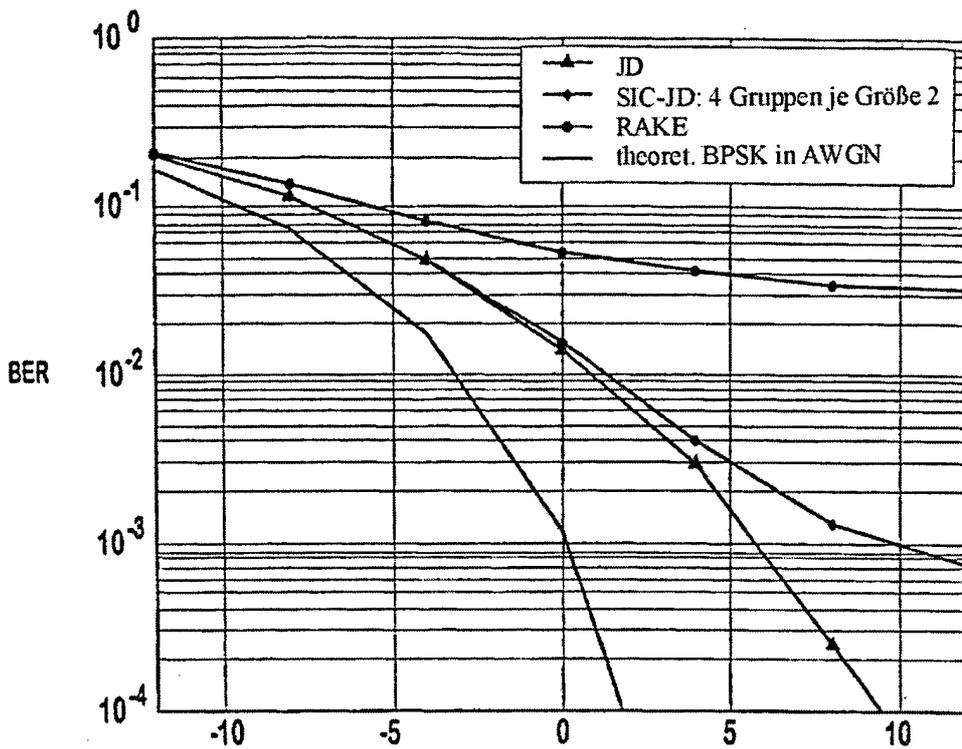


FIG. 10 Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 4 Gruppen mit 2 Bursts pro Gruppe. Alle Bursts in der gleichen Gruppe werden dem gleichen Kanal unterzogen. Alle 4 Gruppen laufen durch einen gemeinsamen Kanal, aber ihr mittleres SNR ist durch 2dB getrennt. Mehrwegeprofil ist vom Typ ITU Fahrzeug A.

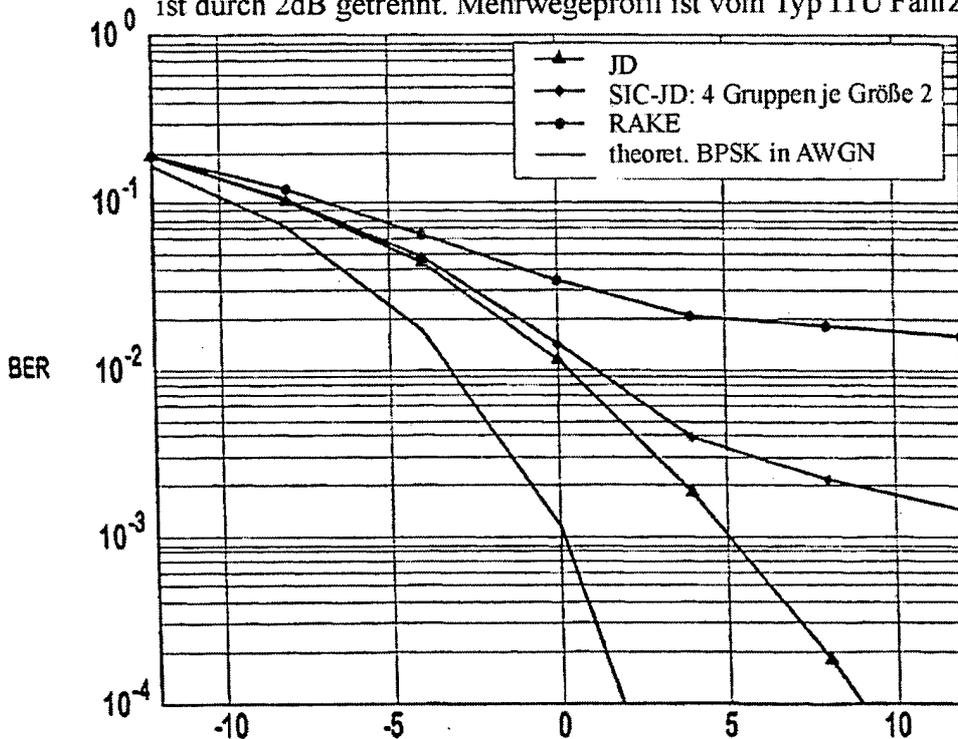


FIG. 11 Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 4 Gruppen mit 2 Bursts pro Gruppe. Alle Bursts in der gleichen Gruppe werden dem gleichen Kanal unterzogen. Alle 4 Gruppen laufen durch einen gemeinsamen Kanal, aber ihr mittleres SNR ist durch 2dB getrennt. Mehrwegprofil ist vom 3GPP-WG4, Fall 2.

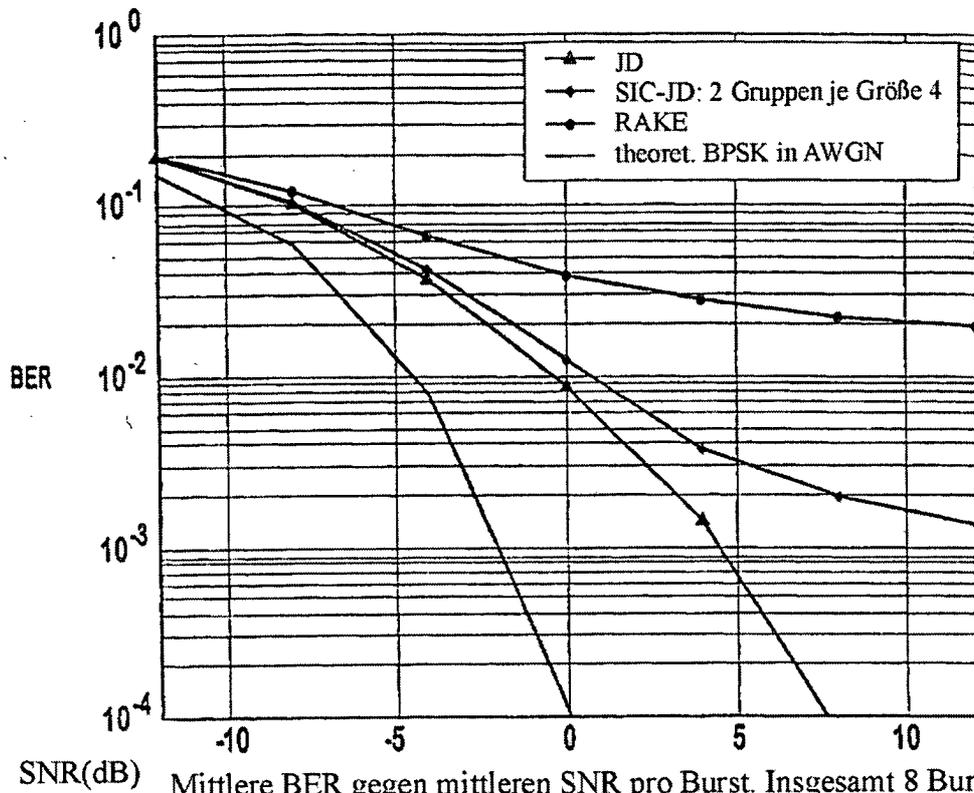


FIG. 12 Mittlere BER gegen mittleren SNR pro Burst. Insgesamt 8 Bursts unterteilt in 2 Gruppen mit 4 Bursts pro Gruppe. Alle Bursts in der gleichen Gruppe sind dem gleichen Kanal zugeordnet. Alle Gruppen laufen durch einen gemeinsamen Kanal, aber ihr mittleres SNR ist durch 2dB getrennt. Mehrwegprofil ist vom Typ ITU Fahrzeug A.