

Konzept zur linearen Demodulation in der Abwärtsstrecke von UMTS mit WCDMA

Autor(en): **Dahlhaus, Dirk / Jarosch, Andreas**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **92 (2001)**

Heft 19

PDF erstellt am: **22.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-855755>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern. Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Konzepte zur linearen Demodulation in der Abwärtsstrecke von UMTS mit WCDMA

Der zukünftige Mobilfunkstandard der dritten Generation soll die Verwendung unterschiedlicher Dienste – von der Sprachübertragung bis zu Multimediaanwendungen – unabhängig vom Standort des Benutzers ermöglichen. Dabei muss auch bei hoher Systemlast die Übertragung in ausreichender Qualität gewährleistet werden. Lineare Entzerrer in Kombination mit Antennen- diversität stellen eine Möglichkeit dar, die Interferenzbegrenzung der Übertragungsgüte des konventionellen Detektors zu reduzieren.

Der zukünftige Mobilfunkstandard Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) [1] verspricht die Bereitstellung von Datenraten grosser Bandbreite. Die Luftschnittstelle in UMTS basiert hauptsächlich auf einem Mehrfachzugriffsverfahren, welches als Wideband Code-Division Multiple Access

Dirk Dahlhaus, Andreas Jarosch

(WCDMA) bezeichnet wird. Hierbei werden die Signale von einer Basisstation in einer Funkzelle¹ zu einem Mobilfunkteilnehmer in der so genannten Abwärtsstrecke in einem bestimmten Frequenzband übertragen. Die Übertragung in umgekehrter Richtung, der Aufwärtsstrecke, erfolgt in einem anderen Frequenzband, d.h. die Übertragung in den beiden Richtungen erfolgt gleichzeitig und ohne gegenseitige Beeinflussung. Man spricht vom so genannten Frequency Division Duplex (FDD).

Das Information tragende Signal wird durch Multiplikation mit einem benutzer-spezifischen Signal, das als Signatur bezeichnet wird², spektral gespreizt, was verschiedene Vorteile bei der Übertragung über einen Mobilfunkkanal besitzt [2]. Hierzu zählen z.B. eine erhöhte Robustheit gegenüber Schwunderscheinungen des Signals und gegenüber schmalbandigen Störsignalen sowie eine vereinfachte Frequenzplanung bei Mehrfachzugriff in zellularen Systemen.

Signalschwund und Mehrfachzugriffsinterferenz

Die Funksignale erreichen den Empfänger im Allgemeinen nach Reflexion, Streuung und Beugung an verschiedenen Objekten. Die Phasenbeziehungen der Teilwellen bei einer bestimmten Frequenz bestimmen dabei, ob es zu einer konstruktiven oder destruktiven Superposition der Wellen kommt. Man spricht von frequenzselektivem Schwund. Die Bandspreizung führt zu Frequenzdiversität, d.h. einer redundanten Übertragung der Information mit einer Fourierbandbreite, welche die Shannonbandbreite des Informationssignals deutlich übersteigt. Diese Bandspreizung ermöglicht es dem Empfänger, die Information trotz des frequenzselektiven Schwunds im Funkkanal verlässlich zu detektieren. Die Teilsignale aller im System befindlichen Benutzer werden dabei im gleichen Frequenzband übertragen. Die Signale kann man sich als Vektoren in einem mehrdimensionalen Raum vorstellen. Sie stehen am Empfänger nicht orthogonal zueinander, d.h. bei Verwendung entsprechender signal-angepasster Filter³ ist die Übertragungsgüte im Allgemeinen durch die Interferenz anderer Kanäle (Multiple Access Interference, MAI) und nicht primär durch das thermische Rauschen im Empfänger begrenzt. Die Güte der Datendetektion wird daher massgeblich durch die Robustheit sowohl gegenüber den Schwunderscheinungen des Mobilfunkkanals als auch gegenüber der Interferenz bestimmt.

Datendetektion

Die Datendetektion in der Abwärtsstrecke unterscheidet sich wesentlich von derjenigen in der Aufwärtsstrecke. Während an der Basisstation in der Regel Kenntnis über die Anzahl der im System befindlichen Benutzer sowie der ihnen zugewiesenen Signaturen vorliegt, sind diese Voraussetzungen in der Abwärtsstrecke nicht erfüllt. Die in der Aufwärtsstrecke eingesetzten Verfahren zur Unterdrückung der MAI basieren auf dem Prinzip der Multiuser Detection [3]. Auf Grund der fehlenden Information über die Struktur der Interferenz in der Abwärtsstrecke können die für die Aufwärtsstrecke erarbeiteten Konzepte, welche oft eine hohe Komplexität aufweisen, nicht ohne Modifikation übernommen werden. Angesichts der häufig durch die Batterielebenszeiten begrenzten Komplexität des Mobilterminals liegt es nahe, vergleichsweise einfache Strukturen für den Entwurf eines Empfängers in der Abwärtsstrecke zu Grunde zu legen. Im Folgenden werden daher verschiedene *lineare* Empfängerkonzepte vorgestellt, die

Verwendete Abkürzungen

BER	Bit-Error Rate
CPICH	Common Pilot Channel
DPCCH	Dedicated Physical Control Channel
DPCH	Dedicated Physical Channel
DPDCH	Dedicated Physical Data Channel
FDD	Frequency Division Duplex
GP	Geschätzte Parameter
KD	Konventioneller Detektor
KIA	Kanalimpulsantwort
MAI	Multiple Access Interference
ML	Maximum Likelihood
QPSK	Quadrature Phase Shift- Keying
SC	Scrambling Code
US	Untere Schranke
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WCDMA	Wideband Code-Division Multiple Access
ZIE	Zeitinvarianter Entzerrer
ZVE	Zeitvarianter Entzerrer

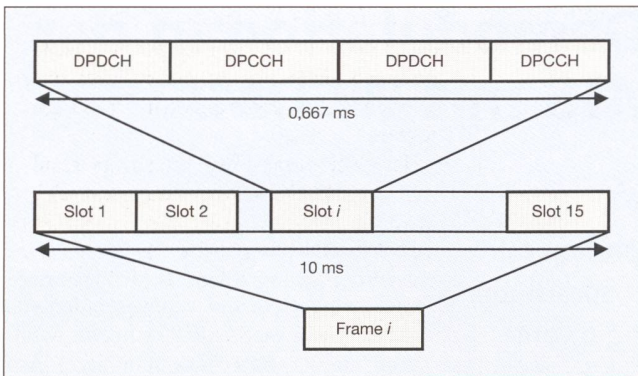


Bild 1 Rahmenformat der Kanäle DPCCH/DPDCH

auf unterschiedlichen Gütekriterien beruhen. Die Linearität bedeutet, dass die oben beschriebene, mit geringem Aufwand zu implementierende Projektion des Empfangssignals auf einen geeigneten Signalvektor zur Demodulation ausreicht⁴.

Auf Grund der unterschiedlichen Art der Wellenüberlagerung hängt der oben genannte Schwund bei einer bestimmten Frequenz von der Position der Empfangsantenne ab, was zum Begriff des raumselektiven Schwundes führt. Da die Verwendung verschiedener Antennen am Empfänger mit einer geeigneten Kombination der einzelnen Signale zu einer weiteren Steigerung der Robustheit gegenüber raumselektivem Schwund führt, wird im Folgenden der allgemeine Fall eines linearen Empfängers mit einer Anzahl von $M \geq 1$ Sensoren betrachtet. Eine Diskussion verwandter Konzepte findet man in [4].

Signalisierung in UMTS mit WCDMA

Zur Verdeutlichung der Wirkungsweise verschiedener linearer Detektoren soll zunächst die Struktur der relevanten Kanäle in UMTS WCDMA kurz dargestellt werden. Man unterscheidet Dedicated Physical Control Channels (DPCCH) und Dedicated Physical Data Channels

(DPDCH), welche zusammen einen Dedicated Physical Channel (DPCH) bilden [1]. Der benutzerspezifische DPCCH, welcher Pilotsequenzen zur Kanalschätzung⁵ enthält, wird im Zeitmultiplex mit dem DPDCH gesendet, welcher die zu übertragenden Informationsdaten enthält. Bild 1 zeigt die Rahmenformate der DPDCH und DPCCH, welche in aufeinander folgenden Slots der Länge 10 ms angeordnet sind.

Ein DPCCH/DPDCH enthält QPSK-Symbole (Quadrature Phases Shift-Keying), welche mit Spreizsequenzen multipliziert werden, die aus dem Produkt der oben genannten Signatursequenzen und aperiodischen funktellenspezifischen Scrambling Codes (SC) entstehen. Während die Signatur zur Trennung der verschiedenen Kanäle innerhalb einer Funkzelle dient, führen die SC zu einer Dekorrelation des zu demodulierenden Signals und der Signale benachbarter Zellen. Das Sendesignal setzt sich zusammen aus der Überlagerung der DPCH aller in der Zelle befindlichen aktiven Benutzer, wobei weitere im System befindliche Kanäle hier ausser Acht gelassen werden. Es wird durch den frequenz- und zeitselektiven Kanal übertragen und an den Sensoren des Empfängers von thermischem Rauschen der Verstärker überlagert, welches üblicherweise als räumlich und zeitlich unkorrelierter, komplexer und nor-

malverteilter Rauschprozess modelliert wird. Nach Abtastung des Ausgangssignals eines an den Puls der Spreizsequenzen angepassten Filters erfolgt die weitere Signalverarbeitung im zeit- und wertdiskreten Bereich, d.h. digital.

Lineare Detektoren

Die Detektion der Informationssymbole im DPDCH erfolgt unter Verwendung von – weiter unten erklärten – Parameterschätzungen. Zur Vereinfachung geht man beim Entwurf der Detektoren davon aus, dass fehlerfreie Kanalschätzungen vorliegen.

Konventioneller Detektor

Die Struktur des so genannten konventionellen Detektors (KD) ist in Bild 2 dargestellt.

An jedem Sensor wird zunächst die jeweilige Kanalimpulsantwort (KIA) geschätzt, z.B. mit Hilfe des DPCCH innerhalb eines Slot. Die Detektion eines Symbols basiert auf dem Modell der Interferenz in Form eines additiven, normalverteilten weissen Rauschprozesses und einer Entscheidung nach dem Prinzip der Maximum Likelihood (ML) [3]. Die resultierende signalangepasste Filterung der Beobachtung des Symbols an einem Sensor wird auf Grund der speziellen Filterstruktur häufig mit der Wirkungsweise eines Rechens (engl. rake) verglichen, welcher die Mehrwegekomponenten des Empfangssignals erfasst und kohärent miteinander kombiniert. Die Kombination der unterschiedlichen räumlichen Komponenten wird durch eine nachfolgende Addition der einzelnen Sensorbeiträge realisiert.

Die abschliessende Projektion auf die momentane Spreizsequenz, die als Entspreizung bezeichnet wird, liefert die komplexe Entscheidungsvariable, deren Real- und Imaginärteile in einem Schwellwertdetektor zur Schätzung der in den Quadraturkomponenten übertragenen binären Daten dienen.

Während der KD die optimale Detektionsregel für das zu Grunde liegende stochastische Modell des Empfangssignals darstellt, ist Letzteres im Allgemeinen zu einfach, um die MAI adäquat zu repräsentieren. Dieser Umstand äussert sich in einer massiv durch MAI begrenzten Übertragungsgüte des KD, was andersartige Ansätze zum Entwurf des Detektors notwendig macht.

Zeitinvarianter Entzerrer

Eine Alternative zum KD stellt ein zeitinvarianter Entzerrer (ZIE) dar, dessen Struktur in Bild 3 dargestellt ist.

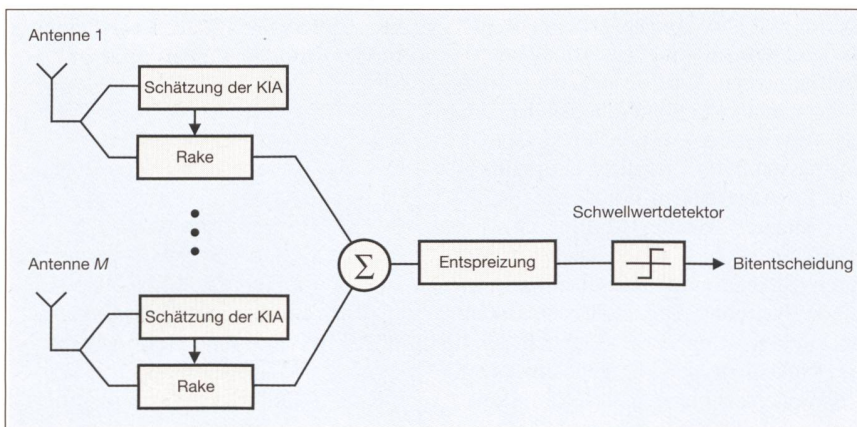


Bild 2 Struktur des konventionellen Detektors

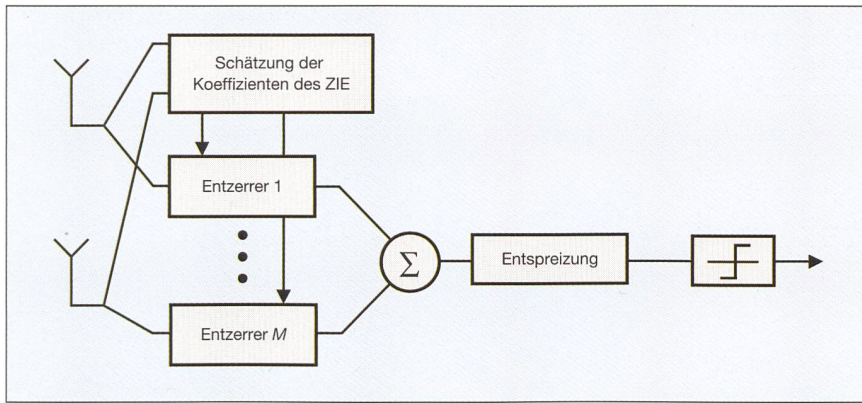


Bild 3 Struktur des zeitinvarianten Entzerrers

Die Wirkungsweise des Entzerrers basiert auf einer Rekonstruktion des Sendesignals vor der Projektion auf die Spreizsequenz. Da die Signale unterschiedlicher DPDCH am Sender zueinander orthogonal sind, lässt sich die MAI bei perfekter Rekonstruktion des Sendesignals durch die oben genannte Projektion auf die Spreizsequenz aus der Entscheidungsvariable eliminieren.

Zur Berechnung der Filterkoeffizienten des Entzerrers an den einzelnen Sensoren dient die Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers zwischen den rekonstruierten und gesendeten Signalen am Ausgang des Addierers. Dabei nimmt man an, dass das Sendesignal eine Sequenz unabhängiger und identisch verteilter Zufallsvariablen darstellt. Diese Annahme führt zu Filterkoeffizienten, welche unabhängig vom Abtastindex innerhalb eines Symbols sind. Somit entsteht tatsächlich ein zeitinvariantes Filter, für dessen Berechnung die Inversion der Korrelationsmatrix des vektorwertigen Empfangssignals erforderlich ist. Angesichts der speziellen Struktur der Korrelationsmatrix kann die Inversion für den Fall eines einzigen Sensors effizient mit Hilfe des Trench-Algorithmus [5] durchgeführt werden.

Daneben ist die Schätzung einer Kenngröße nötig, die das Verhältnis der Varianzen der MAI und des thermischen Rauschens angibt. Die Filterkoeffizienten müssen somit erst nach einer Änderung der Kanalkoeffizienten aufdatiert werden. Die Länge des Entzerrers ist prinzipiell nicht festgelegt, wird allerdings häufig entsprechend der Kanaldispersion gewählt. Diese Wahl kann für hohe Störabstände zu numerischen Problemen bei der Berechnung der Koeffizienten führen [4].

Zeitvarianter Entzerrer (ZVE)

Eine weitere Verbesserung lässt sich erzielen, falls man neben der beim zeitinvarianten Entzerrer beschriebenen sto-

chastischen Charakterisierung des Sendesignals mittels erster und zweiter Momente zusätzlich noch die Dichtefunktion der MAI modelliert, was wiederum den Entwurf eines auf der ML basierenden Detektors erlaubt.

Zum Verständnis des verwendeten Modells betrachte man den Fall der Übertragung einer Vielzahl von DPDCH. Da in jedem DPDCH unterschiedliche Daten übertragen werden, liegt es nahe, die MAI am *Sender* angesichts des zentralen Grenzwerttheorems als normalverteilten Prozess zu modellieren, welcher dem Informationssignal des betrachteten Benutzers überlagert ist. Modelliert man weiterhin den SC als zeitlich unkorrelierte zufällige Sequenz, ergibt sich insgesamt die MAI am *Sender* als additiver, normalverteilter weisser Rauschprozess. Dies ist der wesentliche Unterschied zum KD, bei dem eine entsprechende Modellierung der MAI am *Empfänger* zu Grunde gelegt wird.

Das Sendesignal wird übertragen, wobei auf Grund der Linearität des Kanals der Empfangsprozess nach wie vor normalverteilt ist. Schliesslich ergibt sich nach Überlagerung des thermischen Rauschens, welches wie im KD als additiver, normalverteilter weisser Rauschprozess modelliert wird, insgesamt ein farbiger normalverteilter Prozess der MAI am *Empfänger*. Die ML-

Regel für farbige Rauschprozesse führt bekanntlich auf lineare zeitvariante Filter, die auch als Whitening Filter bezeichnet werden. Bild 4 zeigt die Struktur des Detektors.

Die Zeitvarianz des Entzerrers resultiert aus der Kanaldispersion und nicht etwa aus der fehlenden Periodizität des SC. Die Wirkungsweise lässt sich an einer Signatur der Länge 16 veranschaulichen. Zur Rekonstruktion der 16 Abtastpunkte eines Symbols sind 16 unterschiedliche Filterfunktionen erforderlich, während für die Rekonstruktion der nachfolgenden Symbole jeweils die zuvor berechneten Filterfunktionen verwendet werden können, sofern sich die Werte der Kanalparameter nicht verändert haben. Wie im Fall des zeitinvarianten Entzerrers ist die Inversion einer Korrelationsmatrix erforderlich. Ferner muss das Verhältnis aus der Varianz der MAI am Empfänger und der Varianz des thermischen Rauschens am Empfänger geschätzt werden. Ein entsprechender Schätzer mit vertretbarem Implementierungsaufwand wird nachfolgend beschrieben. Dabei ist im Gegensatz zum zeitinvarianten Entzerrer die Länge des Entzerrers eindeutig durch das Kanalmodell festgelegt.

Parameterschätzung

Die vorgestellten Detektoren verwenden Parameter, welche zuvor geschätzt werden müssen. Hierzu zählen die komplexen Amplituden der KIA sowie die Varianzen der MAI und des thermischen Rauschens, welche für die beiden Entzerrer benötigt werden.

Kanalimpulsantworten

Die Schätzung der KIA an den unterschiedlichen Sensoren ist auf Grund der kohärenten Detektion in allen Ansätzen erforderlich. Im KD werden die KIA ausschliesslich zur signalangepassten Filterung verwendet, während in beiden Entzerrern (ZIV und ZVE) die KIA darüber hinaus zur Berechnung der Korrelationsmatrix des Empfangssignals nötig ist.

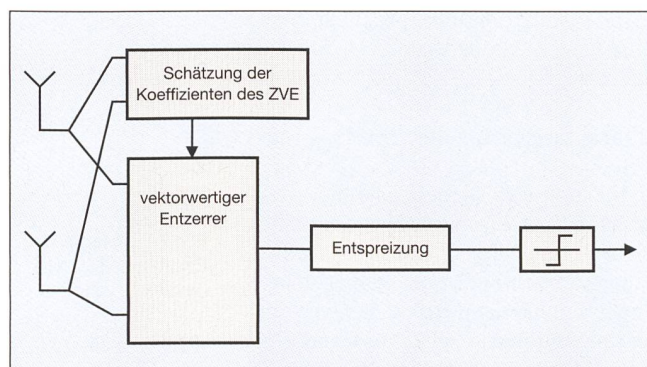


Bild 4 Struktur des zeitvarianten Entzerrers

Die einfachste Möglichkeit zur Schätzung der KIA basiert auf einer Korrelation des jeweiligen Empfangssignals mit den entsprechend zeitlich verschobenen Pilotsignalen im DPCCCH. Die resultierende Schätzung weist im Allgemeinen eine geringe Genauigkeit auf, die aber mittels Entscheidungsrückkopplung erhöht werden kann. Dabei werden zunächst die Datensymbole mittels der initialen Schätzung der KIA konventionell detektiert und die resultierenden Symbolentscheidungen zusammen mit den Pilotsymbolen verwendet, um das Sendesignal innerhalb eines Slot zu rekonstruieren. Anschliessend erfolgt eine erneute Korrelation des Empfangssignals, nun allerdings über einen ganzen Slot anstatt lediglich über die Länge der Pilotsequenz. Es zeigt sich, dass dieses Vorgehen trotz der geringen Güte der konventionellen Symbolschätzungen auf Grund der Mittelung über die MAI innerhalb eines Slot zu einer deutlichen Verbesserung der geschätzten KIA führt.

Die Zweistufigkeit des Verfahrens führt allerdings gleichzeitig zu einer erhöhten Komplexität gegenüber der ausschliesslich auf Pilotsignalen basierenden Schätzung. In diesem Zusammenhang ermöglicht es der Common Pilot Channel (CPICH) [1], der ein kontinuierlich gesendetes Pilotsignal in UMTS WCDMA darstellt, auf die konventionelle Detektion zu verzichten und direkt die Korrelation über einen Slot durchzuführen.

Varianzen der MAI und des thermischen Rauschens

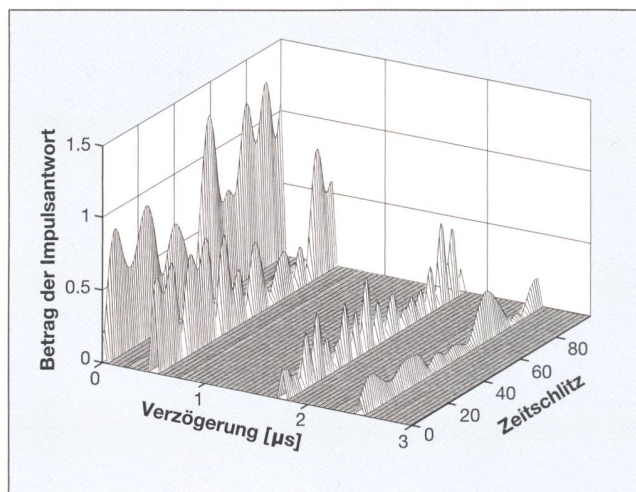
Obwohl lediglich Verhältnisse von Varianzen in den Entzerrern geschätzt werden müssen, bietet sich auf Grund von Komplexitätsbetrachtungen ein Verfahren an, welches Zähler und Nenner der entsprechenden Ausdrücke getrennt schätzt [4]. Hierbei werden Diagonal- und Nebendiagonalelemente der empirischen Korrelationsmatrix des Empfangssignals verwendet, um ein System aus zwei Gleichungen nach den beiden Unbekannten aufzulösen. Man kann zeigen, dass die erzielbare Bitfehlerrate (Bit-Error Rate, BER) unempfindlich gegenüber Fehlern bei der Schätzung der Varianzen ist.

Charakterisierung der Übertragungsgüte

Nachfolgend werden unkodierte Bitfehlerraten der vorgestellten Empfänger für unterschiedliche Situationen mittels Monte-Carlo-Simulationen untersucht.

Die zeitvarianten KIA an den verschiedenen Sensoren erzeugt man mit Hilfe eines stochastischen Kanalmodells [6].

Bild 5 Amplituden der Kanalimpulsantwort in den Simulationen



Im betrachteten Szenario fallen Gruppen von jeweils zehn Wellen mit identischen Verzögerungen, aber unterschiedlichen Einfallswinkeln am Empfänger ein, wobei die KIA aus der Überlagerung von Wellen aus vier Gruppen resultiert. In Bild 5 sind die Amplituden der zeitvarianten KIA an einem Sensor für den Fall einer Geschwindigkeit des Empfängers von 100 km/h dargestellt.

Zunächst wird ein Empfänger mit einer Antenne in einer Funkzelle mit acht Benutzern und einer Systemauslastung von 50% betrachtet. Ferner stellen 10% der Symbole eines Slot Pilotsymbole für die Kanalschätzung dar. In Bild 6 ist die BER für die unterschiedlichen Empfänger als Funktion des mittleren Störabstands γ in Dezibel dargestellt.

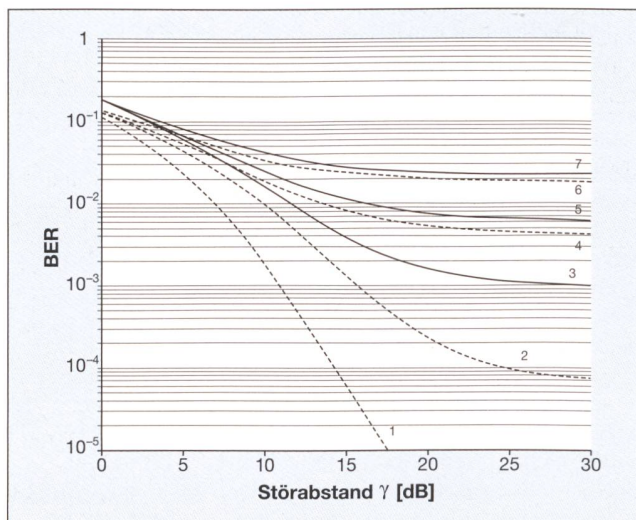
Eine untere Schranke (US) zur Abschätzung der optimalen Übertragungsgüte ergibt sich durch Berücksichtigung der Schwundeffekte des Kanals. Ferner bedeuten KD, ZIE und ZVE die BER des jeweiligen Detektors für gegebene Parameter. Der Zusatz GP bezeichnet die jeweilige Kurve im Fall *geschätzter* Parameter.

Zunächst betrachte man den Fall bekannter Parameter am Empfänger. Offenbar erreicht der ZVE die geringste BER, wobei die BER bei einem Wert von $7,5 \cdot 10^{-5}$ absättigt, d.h. für steigende Werte von γ diesen Wert nicht mehr unterschreitet. Der Gewinn des ZVE gegenüber der zeitinvarianten Version wächst bei steigendem Störabstand, wobei die BER-Sättigung des ZIE bei $4 \cdot 10^{-3}$ liegt. Die interferenzbeschränkte Güte des KD führt zu einer Sättigung bei $1,8 \cdot 10^{-2}$.

Falls nun der Kanal mit Hilfe des bereits beschriebenen zweistufigen Verfahrens mitgeschätzt wird, ergeben sich die Kurven KD-GP, ZIE-GP und ZVE-GP. Wie man erkennt, beträgt der Verlust des ZVE-GP im Vergleich zum Fall bekannter Parameter etwa 2 dB für Werte $\gamma < 12$ dB, wobei das Sättigungsniveau im Bereich hoher Werte von γ stark ansteigt. Während die Verluste der anderen Empfänger nicht so stark ausgeprägt sind, ist zu beachten, dass die BER des ZVE-GP für $\gamma > 8$ dB niedriger als diejenigen des ZIE mit perfekten Parameterschätzungen sind.

Bild 6 BER für $M=1, 8$ Benutzer und Systemauslastung von 50%

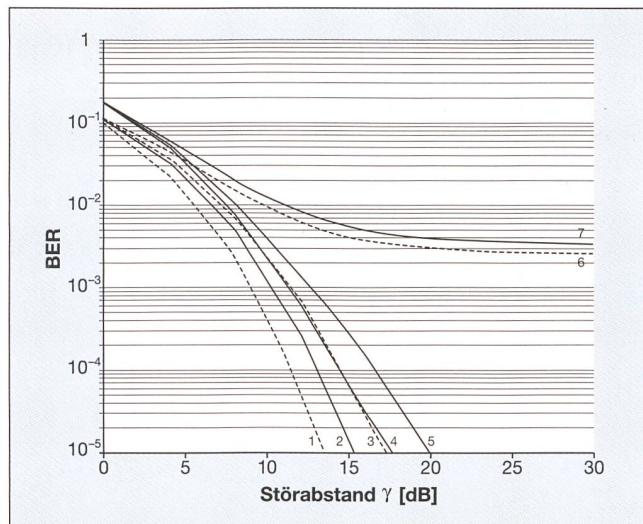
- 1: US; 2: ZVE; 3: ZVE-GP;
- 4: ZIE; 5: ZIE-GP; 6: KD;
- 7: KD-GP



Wie bereits erwähnt, profitieren alle Empfänger von einer erhöhten räumlichen Diversität bei Verwendung mehrerer Sensoren. In Bild 7 sind die BER für das in Bild 6 betrachtete Szenario dargestellt, wobei die Anzahl der Sensoren von eins auf drei erhöht wurde.

Man erkennt die erhebliche Verbesserung der BER aller Empfänger gegenüber Bild 6. Insbesondere stellen sich bei den Entzerrern im betrachteten Bereich von γ keine Sättigungseffekte der BER mehr ein. Der Verlust des ZVE-GP auf Grund der Parameterschätzung gegenüber der unteren Schranke beträgt maximal 4 dB, wobei die BER des ZIE für $\gamma > 10$ dB durch den ZVE-GP erreicht wird.

Bild 7 BER für $M=3, 8$ Benutzer und Systemauslastung von 50%
 1: US; 2: ZVE; 3: ZIE;
 4: ZVE-GP; 5: ZIE-GP;
 6: KD; 7: KD-GP



Zusammenfassung

Die Demodulation eines einzelnen Benutzersignals in einem Szenario mit hohen Interferenzbeiträgen stellt eine wichtige Aufgabe in UMTS dar. Zeitvariante Entzerrer können eingesetzt werden, um die Interferenzbegrenzung der Übertragungsgüte des konventionellen Detektors im betrachteten Bereich der Störabstände wesentlich zu reduzieren. Simulationsergebnisse von Systemen mit einer Auslastung bis zu 100% zeigen, dass die erzielbaren BER sehr empfindlich gegenüber Fehlern in der Schätzung der Kanalimpulsantworten reagieren, während die Schätzung der Varianzen unkritisch ist. Weitere Ergebnisse von Simulationen weisen darauf hin, dass auch im Fall lediglich eines einzigen interferierenden Benutzersignals keine Einbusse bei der BER resultiert, obwohl die dem Empfängerentwurf zu Grunde liegende Annahme einer normalverteilten Störung am Sender nicht mehr erfüllt ist. Das verwendete stochastische Modell der MAI bildet folgerichtig die Basis für weitere Untersuchungen zur Verbesserung der Kanalschätzungsgüte und Reduktion der Empfängerkomplexität in Umgebungen mit starken zeitlichen Fluktuationen der Kanalimpulsantworten.

Referenz

[1] Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (FDD). 3GPP Technical Specification 25.211, Release 1999, V3.7.0, Juni 2001.
 [2] J.G. Proakis: Digital Communications, 2. Ausg., McGraw-Hill, New York, NY, 1989.
 [3] S. Verdú: Multiuser Detection. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1998.
 [4] A. Jarosch, D. Dahlhaus: Linear Space-Time Diversity Receivers for the Downlink of UMTS with WCDMA. Erscheint in European Transactions on Telecommunications, 2001.
 [5] W.F. Trench: An Algorithm for the Inversion of Finite Toeplitz Matrices. Journal of the Society for

Industrial and Applied Mathematics, Bd. 12, Nr. 3, S. 515-522, Sept. 1964.

[6] R. Heddergott, U.P. Bernhard, B.H. Fleury: Stochastic Radio Channel Model for Advanced Indoor Mobile Communication Systems. Proc. of the 8th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97), Bd. 1, S. 140-144, Helsinki, Finnland, Sept. 1997.

Adressen der Autoren

Institut für Kommunikationstechnik, ETH Zürich, 8092 Zürich: Prof. Dr. Dirk Dahlhaus, dahlhaus@nari.ee.ethz.ch
 Ascot Systec AG, AR&T, 5506 Mägenwil: Dr. Andreas Jarosch, andreas.jarosch@ascot.ch

¹ Eine Funkzelle bezeichnet den räumlichen Bereich, in dem Funkabdeckung durch die entsprechende Basisstation gewährleistet ist.

² Die Signatur dient nicht zur Verschlüsselung, sondern zur Abbildung logischer Kanäle aus höheren Protokollschichten auf entsprechende Zeitsignale.

³ Die signalangepasste Filterung bedeutet hier die Projektion des Empfangssignals auf Vektoren, die den modulierenden Signalen der einzelnen Benutzer entsprechen.

⁴ Hierbei geht man davon aus, dass diejenigen Parameter, die den Mobilfunkkanal und die MAI charakterisieren, vor der Datendetektion geschätzt und somit als bekannt vorausgesetzt werden können. Die Bestimmung der Parameter des Mobilfunkkanals bezeichnet man kurz als Kanalschätzung.

⁵ Die Kanalschätzung beruht in diesem Fall auf der Projektion des Empfangssignals auf die am Empfänger bekannten Pilotsequenzen.

Concepts de démodulation linéaire sur le canal UMTS descendant avec WCDMA

Le futur standard de téléphonie mobile de la troisième génération doit permettre l'utilisation de différents services – de la transmission de parole aux applications multimédias – indépendamment de l'emplacement de l'utilisateur. Et même en cas de forte charge du réseau, la transmission doit être garantie à un niveau de qualité suffisant. Les correcteurs linéaires et la diversité d'antennes offrent une possibilité de supprimer la limitation d'interférence dans la qualité de transmission du détecteur conventionnel.

L'interface aérienne de l'UMTS est basée essentiellement sur un procédé d'accès multiple dans lequel les signaux d'une station de base sont transmis dans une cellule radio à un abonné mobile, par le canal dit descendant, dans une bande de fréquence donnée. La transmission en sens inverse, donc dans le sens ascendant, se fait dans une autre bande de fréquence: la transmission bidirectionnelle a donc lieu simultanément et sans influence mutuelle.

Le signal portant l'information est étalé dans le spectre par multiplication par un signal spécifique à l'utilisateur, appelé signature, ce qui présente divers avantages dans la transmission par un canal de téléphonie mobile: par exemple une meilleure immunité au «fading» du signal et aux signaux perturbateurs à bande étroite ainsi qu'une simplification de la planification des fréquences dans l'accès multiple des systèmes cellulaires.

ENERGY INFORMATION SYSTEM «EIS»

So bestimmen Netzbetreiber und Stromhändler den Takt.



Diese Instrumente dirigieren Sie virtuos mit EIS:

- Bilanzausgleich
- Bilanzmanagement
- Datenauswertung und -validierung
- Web-Berichte
- Automatischer Datenaustausch
- Kundenwechsel

EIS ist das Energie Informations System für das Management Ihrer Energiedaten. Basierend auf einer Messwertdatenbank stehen zahlreiche Module für Netzbetrieb, Stromhandel und -verkauf zur Verfügung. EIS ist ein Bestandteil unseres neu definierten Bereiches «System Solutions», der mit seinen Systemlösungen Ihre ganze Wertschöpfungskette unterstützt. Informationen über die EIS-Produktvorteile entnehmen Sie unserer Broschüre.

ENERMET SYSTEM SOLUTIONS
New Instruments for a new Market

 **ENERMET**

ENERMET AG ■ UNDERMÜLISTRASSE 28 ■ CH-8320 FEHRALTORF
TEL. 01/954 81 11 ■ FAX 01/954 81 01 ■ INTERNET www.enermet.ch

