

Versorgungswahrscheinlichkeit und Signalkombination in zellularen Mobilfunksystemen mit Makrodiversität

Stefan Zürbes und Wolfgang Papen

RWTH Aachen, Institut für Nachrichtengeräte und Datenverarbeitung, 52056 Aachen
Tel.: +49-241-806964, Fax: +49-241-8888186, Email: zuerbes@IND.RWTH-Aachen.DE

In neuen Konzepten für digitale Mobilfunksysteme wird die Mehrfachversorgung von Zellen durch mehrere Basisstationen vorgeschlagen, wobei alle Basisstationen einer Zelle *gleichzeitig* mit einer dort befindlichen Mobilstation im Gleichwellenbetrieb in Verbindung stehen. Aufgrund dieser Makrodiversität ist gegenüber konventionellen Architekturen eine Verringerung des Frequenzwiederholfaktors und damit eine Erhöhung der Kapazität möglich.

Die Architekturen mit Mehrfachversorgung weisen bei Betrachtung von Fadingeffekten weitere Vorteile auf, da mehrere voneinander unabhängige Pfade zwischen den Basisstationen und der betreffenden Mobilstation zur Verfügung stehen. Speziell beim Einsatz von Leistungsregelung in *beiden* Übertragungsrichtungen wird neben der höheren Kapazität auch eine höhere Versorgungswahrscheinlichkeit erzielt. Für den Uplink werden neue verbesserte Signalkombinationsverfahren vorgestellt, die zusätzliche Gewinne von bis zu 5 dB je nach Kanalbedingungen und Anzahl der Diversitätspfade erzielen.

1 Einleitung

Die zellularen Mobilfunksysteme nach dem GSM-Standard weisen besonders in Deutschland schon große Benutzerzahlen auf. Damit verbunden sind hohe lokale Kapazitätsanforderungen an besonderen Brennpunkten (*hot spots*) wie Bahnhöfen, Flughäfen, Messe- und Kongreßzentren und generell Stadtkerngebieten. Weiterhin wird ein großer Teil des Verkehrsangebotes in diesen Gebieten innerhalb von Gebäuden generiert, so daß dort eine besonders gute Gebäudeversorgung notwendig ist.

Neben Mikrozellen-Netzwerken bieten Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung eine vielversprechende Möglichkeit, die Anforderungen von *hot spots* zu erfüllen und gleichzeitig das Handoveraufkommen gering zu halten, da Netzarchitekturen mit Mehrfachversorgung größere Zellen aufweisen als Mikrozellen-Netzwerke mit gleicher Kapazität, z. B. [11, 16]. Bei einer geometrisch regulären Funknetzarchitektur mit Dreifachversorgung *und Überlappung* ist für GSM prinzipiell die Verwendung eines Frequenzwiederholfaktors (*reuse factor*) von drei möglich, wodurch sich gegenüber konventionellen Netzarchitekturen mit omnidirektionalen Zellen oder Sektorzellen eine deutliche Kapazitätssteigerung ergibt.

Bei der Betrachtung der Funkversorgung unter Einfluß von lognormalem Fading tritt die Mehrfachversorgung der Mobilstation durch weit voneinander entfernte Basisstationen besonders vorteilhaft in Erscheinung, da die Wahrscheinlichkeit für gleichzeitige starke Abschattung auf allen Pfaden gegenüber Einfachversorgung erheblich geringer wird. In diesem Beitrag werden verschiedene Varianten für Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung vorgestellt und bezüglich ihrer Versorgungswahrscheinlichkeit miteinander und mit konventionellen regulären Netzarchitekturen verglichen, wobei mehrere alternative Annahmen über die Leistungsregelung der Mobil- und Basisstationen getroffen werden.

Für die Verbindungsrichtung zwischen Mobilstation und Basisstation (Uplink) ist eine Kombination der an den Basisstationen einer Zelle eintreffenden Signale erforderlich, wobei die Signale im allgemeinen über Mietleitungen oder Funkstrecken von den Basisstationen zur Kombinationseinheit übertragen werden müssen. Die vorliegenden Untersuchungen zeigen, daß dabei eine Signalkombination *vor* De-Interleaving und Kanaldecodierung zu zusätzlichen Gewinnen im Vergleich zur Kombination *nach* Kanaldecodierung führt. Die dazu benötigte zusätzliche Bandbreite auf den Verbindungswegen zwischen den Basisstationen und der Signalkombinationseinheit ist relativ gering, da eine Übertragung von hart quantisierten Bits sowie einer rahmenweisen Nebeninformation vorgenommen wird.

2 Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung

Die untersuchten Funknetzarchitekturen basieren auf den zwei wesentlichen Eigenschaften *Mehrfachversorgung* und *Überlappung*, die beide in **Bild 1a** am Beispiel einer Dreifachversorgung deutlich werden. In diesem Fall wird jede der vier Zellen durch drei Basisstationen versorgt, die sich an drei der sechs Ecken der jeweiligen Zelle befinden und mit Sektorantennen in diese Zelle hineinstrahlen. Weiterhin existiert zwischen benachbarten Zellen ein großes und wohldefiniertes Überlappungsgebiet, so daß jeder Punkt der Zelle 1 zusätzlich auch zu einer der anderen Zelle gehört. In einem regelmäßig fortgesetzten Netz gilt dies natürlich für jede andere Zelle ebenso. Jeder Standort trägt somit zur Versorgung von sechs Zellen bei und weist daher auch sechs Sektorantennen mit z. B. 120° Öffnungswinkel auf, die im Abstand von 60° in die jeweilige Zelle gerichtet sind [11, 16].

Die in Bild 1a dargestellten Frequenzgruppen gelten für eine Funknetzarchitektur mit einem Frequenzwiederholfaktor von drei (*3-Zell-Cluster*), das in **Bild 1b** dargestellt ist. Aufgrund der Überlappung der Zellen werden sechs Frequenzgruppen benötigt, so daß sich zwei gegeneinander verschobene und überlagerte 3-Zell-Cluster ergeben. Neben einem 3-Zell-Cluster sind natürlich auch weitere reguläre Clustergrößen realisierbar.

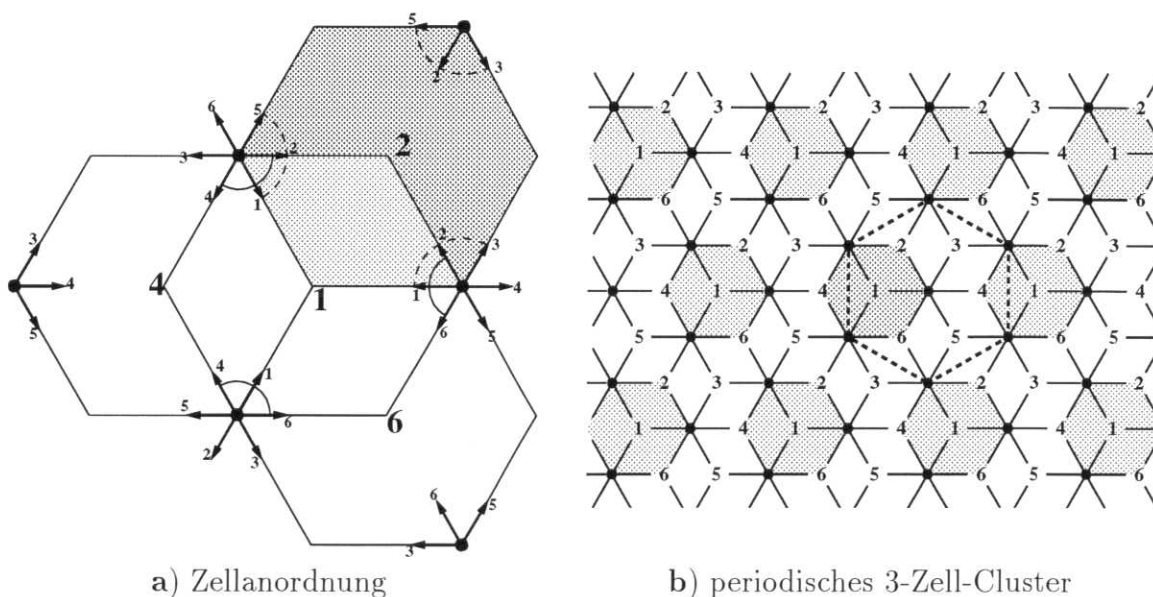


Bild 1: Regelmäßige Funknetzarchitektur mit **Dreifachversorgung** und **Überlappung**

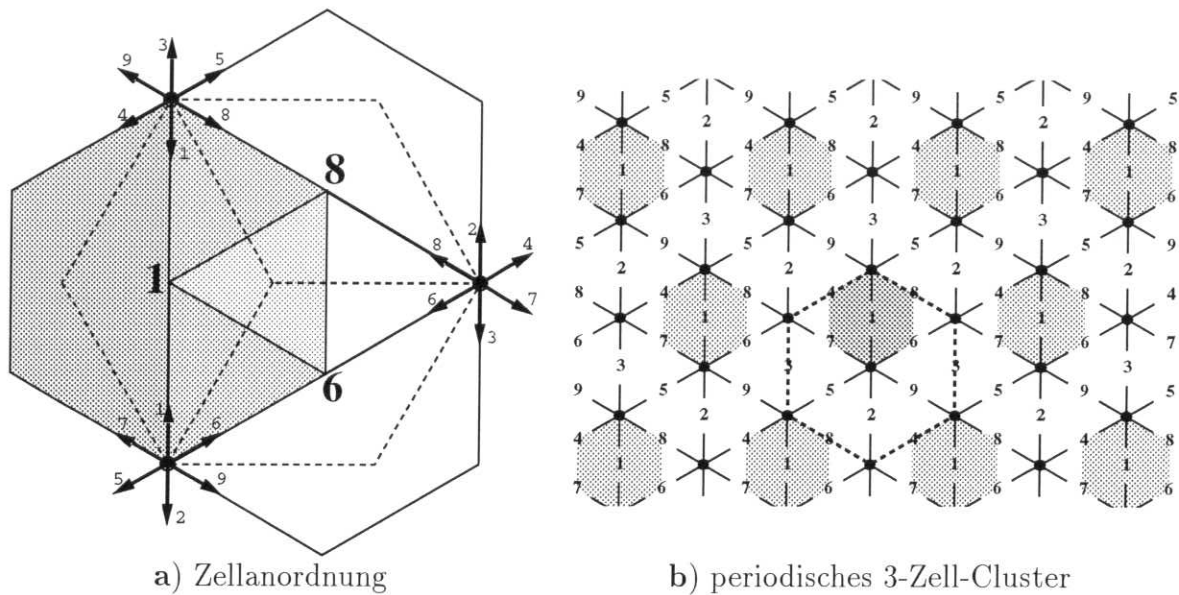


Bild 2: Reguläre Funknetzarchitektur mit **Zweifachversorgung** und Zellüberlappung

Außer der dargestellten Mehrfachversorgung einer Zelle mit drei Basisstationen sind auch andere Anzahlen von Basisstationen pro Zelle möglich. In **Bild 2a** ist z. B. eine Architektur dargestellt, bei der zwei an gegenüberliegenden Ecken jeder hexagonalen Zelle befindliche Basisstationen die Zelle versorgen. Hierbei überlappen sich benachbarte Zellen ebenfalls in rautenförmigen Gebieten. Alle Punkte der Ebene gehören zu mindestens zwei verschiedenen Zellen, die Punkte innerhalb des mittleren Dreiecks sogar zu drei verschiedenen.

Ebenso wie bei der Dreifachversorgung befinden sich an jeder Basisstation sechs Antennen, die in die sich jeweils überlappenden benachbarten Zellen gerichtet sind. In **Bild 2b** ist eine mögliche regelmäßige Anordnung dieser Architektur mit der Kapazität eines 3-Zell-Clusters dargestellt. Gegenüber Architekturen mit Dreifachversorgung weisen die Zellen bei gleichem Abstand der Basisstationsstandorte nur $3/4$ der Fläche auf, wie beim Vergleich der Bilder 1a und 2a ersichtlich ist.

3 Versorgungswahrscheinlichkeit

3.1 Modellbildung

Zur Berechnung der Versorgungswahrscheinlichkeiten werden Modelle zur Funkausbreitung, zur Verteilung der Mobilstationen sowie Algorithmen zu Leistungsregelung und Handover benötigt. Die Entfernungsabhängigkeit der *mittleren* Empfangsleistung \overline{P}_i (in dB) an einer Basisstation i wird gemäß

$$\overline{P}_i = P_t - 10 \text{ dB } \gamma \log (d_i/d_0) \tag{1}$$

modelliert [6], wobei d_i die Entfernung zwischen der Mobilstation und Basisstation i , d_0 eine Bezugsentfernung und P_t die Sendeleistung der Mobilstation bedeuten. Der Ausbreitungskoeffizient γ nimmt typisch Werte von 3 ... 4 an. Die *lokale* mittlere Empfangsleistung

P_i wird als Summe $P_i = \bar{P}_i + X_i$ der mittleren Empfangsleistung \bar{P}_i sowie einer normalverteilten Zufallsvariablen X_i betrachtet, wobei X_i die Auswirkungen von Abschattungen und Beugungen des Empfangssignals berücksichtigt. Die Empfangsleistungen im linearen Maßstab sind somit lognormal verteilt. Alle Variablen X_i seien voneinander unabhängig und haben unabhängig vom Ort der Mobil- oder Basisstationen die Standardabweichung σ .

Die Positionen der Mobilstationen seien gleichmäßig über der Fläche verteilt, um einen Vergleich zwischen verschiedenen geometrisch regulären Netzarchitekturen vornehmen zu können. Es wird der Hochlastfall betrachtet, bei dem in allen Zellen die maximal mögliche Anzahl von Mobilstationen aktiv ist.

Die Algorithmen der Leistungsregelung der Mobil- und Basisstationen sowie des Handovers haben einen großen Einfluß auf die erzielbare Versorgungswahrscheinlichkeit. Für den Uplink werden zwei idealisierte Algorithmen zur Leistungsregelung untersucht:

- a: die Sendeleistung der Mobilstation wird so geregelt, daß an der *nächstgelegenen* Basisstation der Zelle unter Beachtung des lognormalen Fadings eine konstante Empfangsleistung erzielt wird.
- b: die Sendeleistung wird so geregelt, daß die größte der an den Basisstationen der Zelle empfangenen Leistungen (ebenfalls unter Beachtung des lognormalen Fadings) konstant bleibt.

In beiden Fällen wird zunächst angenommen, daß nur das momentan stärkste Empfangssignal zur Versorgung ausgewählt wird (*selection combining*). Bessere Kombinationsverfahren, die die Empfangssignale aller Basisstationen der Zelle verwenden, liefern zusätzliche Gewinne, wie in Abschnitt 4 gezeigt wird. Für konventionelle Architekturen besteht wegen der Einfachversorgung kein Unterschied zwischen den beiden Algorithmen zur Leistungsregelung.

In der anderen Übertragungsrichtung (Downlink) ist es unter Umständen nicht zulässig, eine Leistungsregelung durchzuführen. Dies trifft im GSM-System z. B. auf BCCH-Träger zu. Daher werden hier ebenfalls zwei Fälle unterschieden:

- c: die Sendeleistungen der Basisstationen können nicht geregelt werden.
- d: diejenige Basisstation der Zelle, die einschließlich Abschattung die beste Verbindung zur Mobilstation besitzt, sendet mit einer solchen Leistung, daß an der Mobilstation ein konstanter Empfangspegel auftritt. Alle anderen Basisstationen der Zelle senden nicht (bei Netzarchitekturen mit Mehrfachversorgung).

Die Leistungsregelung nach Fall **d** minimiert die momentan notwendige Gesamtsendeleistung der betrachteten Zelle im Downlink unter Beibehaltung einer konstanten Empfangsleistung an der Mobilstation für den idealisierten Fall, daß die Funkfelddämpfungen exakt bestimmt werden können (z. B. über den Uplink) und daß sich die Dämpfungswerte innerhalb der Meßintervalle nur geringfügig ändern.

Um eine Zuordnung der Mobilstationen zu Zellen vornehmen zu können, wird ein Modell zur Handoverentscheidung benötigt. Bei realen Handoveralgorithmen nimmt die Zuordnungswahrscheinlichkeit zum Rand der Zelle hin allmählich ab und liefert auch außerhalb des idealisierten geometrischen Randes einer Zelle von null verschiedene Werte. In dieser Untersuchung wird vereinfacht angenommen, daß die Zuordnungswahrscheinlichkeit innerhalb der geometrischen Begrenzung einer Zelle eins beträgt und außerhalb null.

Innerhalb der Überlappungsgebiete der Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung wird die Mobilstation derjenigen Zelle zugeordnet, die den kleinsten *Gesamtabstand* (z. B. Summe der Abstände) zu jeweils allen Basisstationen der überlappenden Zellen besitzt.

3.2 Simulationsergebnisse

Im vorliegenden Beitrag werden geometrisch regelmäßige Netzarchitekturen miteinander verglichen, die theoretisch bis ins Unendliche innerhalb der Ebene periodisch fortgesetzt sind. Zur Bestimmung der Versorgungswahrscheinlichkeit unter Einfluß von Gleichkanalstörungen und lognormalem Fading werden hierbei alle Störer im Umkreis von ca. 10 Zellradien betrachtet. Als Standardabweichung der lognormalen Zufallsprozesse wird ein Wert von $\sigma = 6$ dB angenommen, der Ausbreitungskoeffizient beträgt $\gamma = 3.5$. Die Ergebnisse zur Versorgungswahrscheinlichkeit wurden mit Hilfe von Monte-Carlo-Simulationen gewonnen, wobei in jedem Schritt alle Positionen der Mobilstationen sowie die zugehörigen Fadingwerte unabhängig bestimmt wurden.

Bei der Untersuchung der Leistungsregelungsalgorithmen **a** bis **d** ergeben sich dabei die in **Bild 3** angegebenen Werte für die Ausfallwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit vom benötigten Störabstand C/I_{\min} der Empfänger (im GSM: $C/I_{\min} = 9$ dB). In den Diagrammen ist die Ordinate so skaliert, daß eine lognormal verteilte Zufallsgröße eine Gerade ergeben würde.

Bei Leistungsregelungsalgorithmus **a** wird deutlich, daß die Mehrfachversorgungsarchitekturen gegenüber Einfachversorgung bei gleicher Clustergröße einen Gewinn von ca. 2 dB bzw. eine Reduktion der Ausfallwahrscheinlichkeit auf etwa die Hälfte aufweisen. Bei einem minimal zulässigen Störabstand C/I_{\min} von 9 dB ergeben sich für 3-Zell-Cluster mit Einfachversorgung (3s) Ausfallwahrscheinlichkeiten von ca. 15 %, bei Zweifach- und Dreifachversorgung jedoch von nur etwa 9 %.

Beim Übergang auf den Leistungsregelungsalgorithmus **b** im Uplink wird bei den Mehrfachversorgungsarchitekturen die Makrodiversität ausgenutzt. Der Vergleich mit den Ergebnissen für die Leistungsregelung nach **a** läßt die deutliche Verbesserung der Versorgungswahrscheinlichkeit aufgrund der Makrodiversität erkennen. Der Gewinn zwischen Mehrfach- und Einfachversorgungsarchitekturen beträgt nun ca. 5 dB. Weiterhin wird nun ein Unterschied zwischen den Architekturen mit Zweifach- und Dreifachversorgung deutlich. Für Funknetzarchitekturen mit Einfachversorgung sind die Leistungsregelungsalgorithmen **a** und **b** identisch, so daß sich hier die gleichen Ergebnisse wie in Bild 3a ergeben. Mit $C/I_{\min} = 9$ dB ergeben sich für 3-Zell-Cluster bei Zweifachversorgung eine Ausfallwahrscheinlichkeit von ca. 3 % und bei Dreifachversorgung 2 %, während bei Einfachversorgung der Wert von 15 % erhalten bleibt.

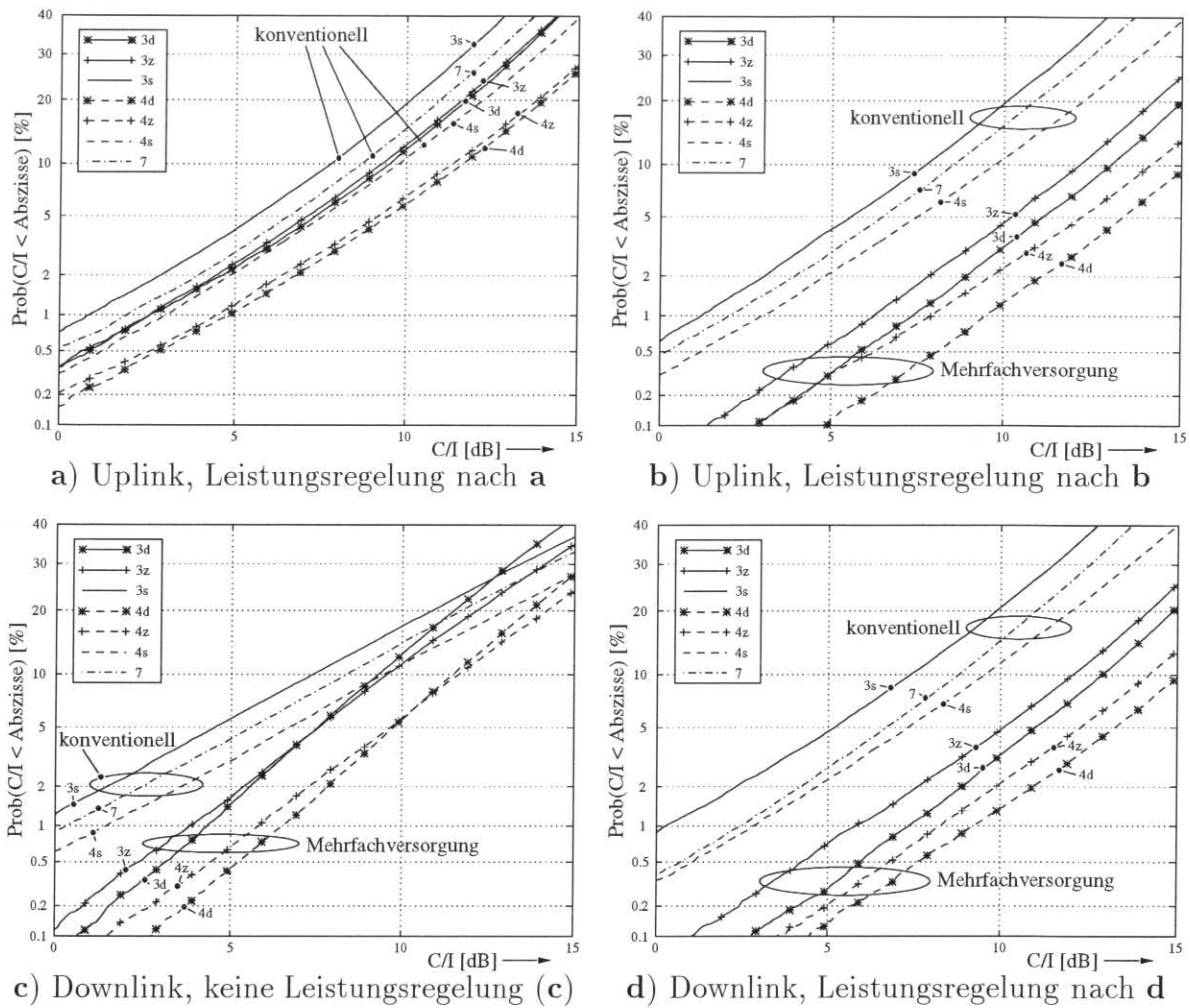


Bild 3: Ausfallwahrscheinlichkeiten im Uplink und Downlink bei $\sigma = 6$ dB mit folgenden Abkürzungen für die betrachteten Architekturen:

- 3d: 3-Zell-Cluster mit Dreifachversorgung und Überlappung
- 3z: 3-Zell-Cluster mit Zweifachversorgung und Überlappung
- 3s: konventionelles sektorisiertes 3-Zell-Cluster (9 Frequenzgruppen)
- 4d: 4-Zell-Cluster mit Dreifachversorgung und Überlappung
- 4z: 4-Zell-Cluster mit Zweifachversorgung und Überlappung
- 4s: konventionelles sektorisiertes 4-Zell-Cluster (12 Frequenzgruppen)
- 7: 7-Zell-Cluster mit omnidirektionalen Zellen

Für den Downlink erhält man die Ausfallwahrscheinlichkeiten nach den Bildern 3c und d, je nachdem, ob Leistungsregelung vorgenommen werden kann oder nicht. Speziell bei den untersuchten Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung sind die Versorgungswahrscheinlichkeiten bei der Verwendung von Leistungsregelung deutlich besser als ohne Leistungsregelung. Bei den konventionellen Funknetzarchitekturen mit Einfachversorgung wirkt sich dieser Unterschied nicht so deutlich aus, besonders bei Betrachtung des Arbeitspunktes $C/I_{\min} = 9$ dB. Beim Vergleich mit Bild 3b stellt man fest, daß bei Verwendung von Leistungsregelung und Makrodiversität etwa gleiche Versorgungswahrscheinlichkeiten für Uplink und Downlink erzielt werden.

4 Signalkombination im Uplink

4.1 Kombinationsverfahren

Durch die räumliche Trennung von Basisstationen und Kombinationseinheit spielt die Bitrate der zu übertragenden Signale eine wesentliche Rolle. In diesem Abschnitt werden verschiedene Kombinationsverfahren miteinander verglichen. **Bild 4a** zeigt ein Kombinationsverfahren *nach* der Kanaldecodierung. Dieses Verfahren wird z.B. in [2, 7, 14, 15] angesprochen, wobei als Kombinationsverfahren ein einfaches *selection combining* verwendet wird, das auf der Auswahl des Pfades mit dem stärksten momentanen Empfangspegel bzw. dem größten Gleichkanalstörabstand beruht.

Ein weiteres Verfahren gemäß **Bild 4b** kombiniert die Signale *vor* De-Interleaving/Kanaldecodierung. Damit erhöht sich der Bandbreitenbedarf auf den Verbindungsleitungen Basisstationen - Kombinationseinheit um etwa $1/r$ ($r = \text{Coderate der Kanalcodierung}$) gegenüber einem Verfahren nach Bild 4a, wenn man die Bitrate für die zusätzliche Qualitätsinformation, welche lediglich rahmenweise übertragen wird, vorerst vernachlässigt.

Im Verfahren nach Bild 4b bekommt der Kanaldecoder zur Verarbeitung harte Entscheidungen als Eingangswerte. Diesen Nachteil vermeidet das hybride System nach **Bild 4c**. Die Kombinationseinheit ist hierbei *an einer Basisstation* lokalisiert, so daß sie sowohl weiche Entscheidungen, die vom Demodulator/Entzerrer der eigenen Basisstation geliefert werden, als auch harte Entscheidungen, welche von den anderen beteiligten Basisstationen übertragen werden, zur Signalkombination heranzieht. Die Kombination wird dabei jeweils *an der* Basisstation vorgenommen, welche momentan das stärkste Nutzsignal empfängt. Jede Basisstation enthält demnach eine solche Kombinationseinheit, wobei ein dynamischer Wechsel der Kombinationseinheit von einer Basisstation zu einer anderen gemäß der mittleren Empfangspegel beispielsweise von einem Zellcontroller veranlaßt wird. Dieser ist der Übersichtlichkeit halber in Bild 4c nicht dargestellt.

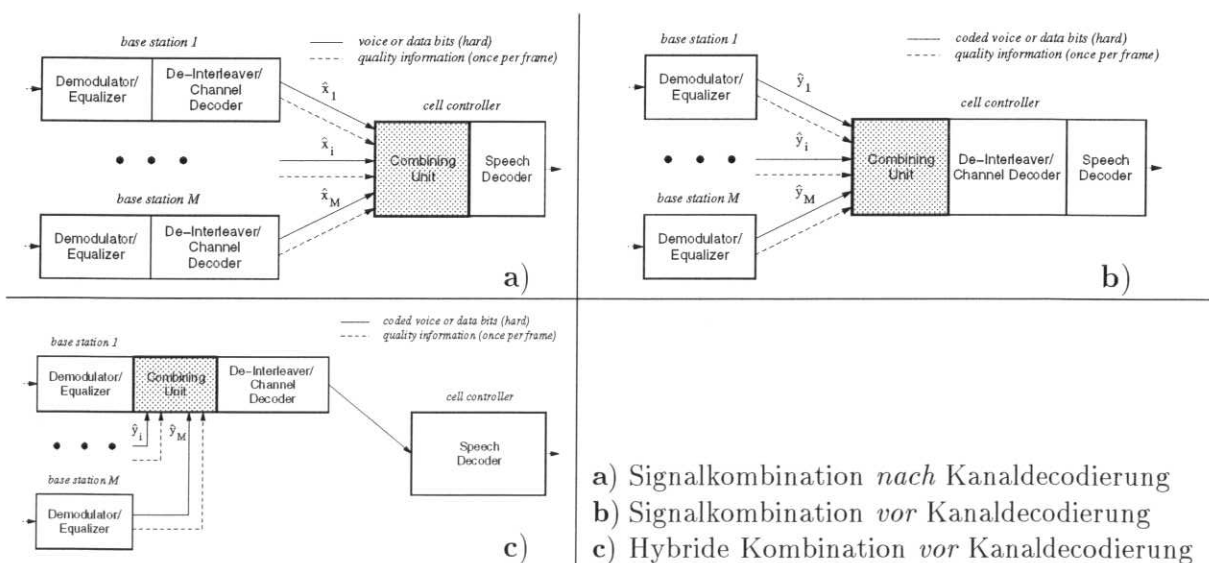


Bild 4: Verschiedene Verfahren der Signalkombination

4.2 Kanalmodell

In **Bild 5** ist das in den Simulationen verwendete Kanalmodell dargestellt. Es besteht aus einer multiplikativen Störung a_i zur Modellierung des schnellen Fadings aufgrund von Mehrwegeausbreitung, einer multiplikativen Störung b_i zur Modellierung des langsamen Fadings bedingt durch Abschattungen (X_i , s. Abschnitt 3.1) der entfernungsabhängigen Dämpfung $(d_i/d_0)^{-\gamma/2}$ (s. Gl. 1) sowie AWGN (*additive white gaussian noise*) mit der Leistungsdichte $N_0/2$ in allen M statistisch unabhängigen Pfaden. y bezeichnet die zu übertragenden kanalcodierten Bits. Sende- und Empfangsfilter sind zur Vereinfachung nicht abgebildet.

Für die folgenden Untersuchungen wird zur Klärung der prinzipiellen Zusammenhänge vereinfachend ideale BPSK (binäre Phasenumtastung) als Modulationsverfahren vorausgesetzt. Ferner seien die entfernungsabhängigen Dämpfungen sowie die multiplikativen Störungen b_i , die die langsamen lognormal verteilten Abschattungen repräsentieren, exakt bekannt. Diese beiden Faktoren werden daher zusammengefaßt und im folgenden durch das *lokale mittlere* Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis $(E_b/N_0)_i$ ausgedrückt. Dies ist aufgrund der langsamen Natur des lognormalen Fadings gerechtfertigt [13].

Da das Ziel der hier gezeigten Untersuchungen in einem Vergleich von *Makrodiversitätssystemen* mit konventionellen Systemen *ohne Makrodiversität* besteht, werden zunächst zwei idealisierende Grenzfälle betrachtet: zum einen nicht frequenzselektives Rayleigh-Fading, zum anderen keine schnelle multiplikative Störung, d.h. $a_i = 1 = \text{konstant}$. Der zweite Fall trägt der Tatsache Rechnung, daß durch andere Empfängertechniken wie beispielsweise Mikrodiversität und Entzerrung die Einflüsse von Rayleigh-Fading und Intersymbolinterferenzen zu einem großen Teil eliminiert werden können. Ferner sei vorausgesetzt, daß die Bitübertragung in Rahmen unterteilt ist. Die Zeitdauer eines Rahmens sei dabei klein gegenüber der Zeitdauer einer signifikanten Änderung der Fadingfaktoren a_i , so daß diese als konstant betrachtet bzw. durch lineare Interpolation zwischen Rahmenanfang und -ende geschätzt werden können. Das eingesetzte Interleaving sei ideal, so daß der wirksame Kanal bezüglich des Rayleigh-Fadings als gedächtnislos angesehen werden kann.

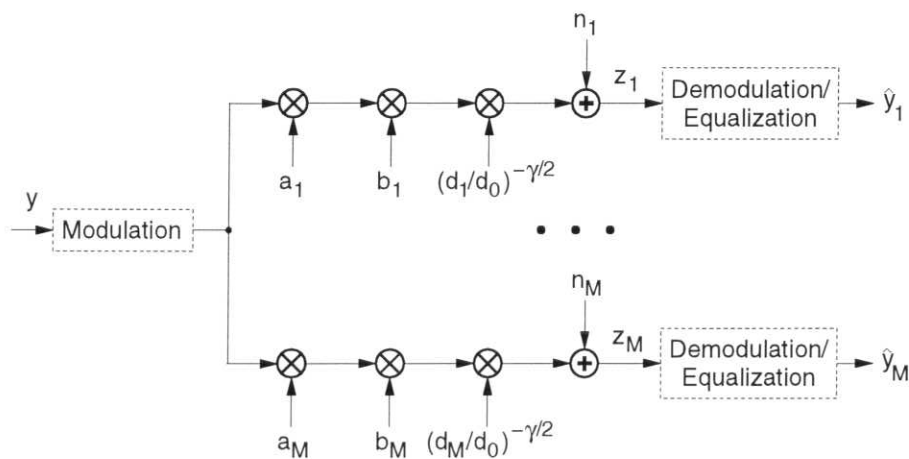


Bild 5: Kanalmodell (siehe Text)

4.3 Signaldarstellung und Kombinationsalgorithmen

Es wird eine Darstellung der Signale mit Hilfe von logarithmischen *likelihood values* oder auch *soft values* L [5, 9], im folgenden als L-Werte bezeichnet, verwendet. Nimmt man eine zu übertragende binäre Variable $u \in \{+1, -1\}$ sowie die zugehörige geschätzte Variable $\hat{u} \in \mathbf{R}$ auf der Empfängerseite an, so ist der L-Wert definiert als

$$L(\hat{u}) = \ln \frac{p(\hat{u}|u = +1)}{p(\hat{u}|u = -1)} \quad . \quad (2)$$

Mit dem Kanalmodell nach Bild 5 berechnet sich der L-Wert $L(\hat{y}_i)$ für ein empfangenes codiertes Bit \hat{y}_i an der Basisstation i zu [4]

$$L(\hat{y}_i) = L_S(\hat{y}_i) = 4 a_i \hat{y}_i (E_b/N_0)_i \quad , \quad (3)$$

sofern weiche Entscheidungen, gekennzeichnet durch den Index S (soft), pro Bit zur Verfügung stehen. Die Fadingfaktoren a_i bezeichnen dabei die Zuverlässigkeits- bzw. Kanalzustandsinformation.

Für harte Entscheidungen (Index H), die die Übertragung der Qualitätsinformation beispielsweise in Form der blockweise geschätzten Bitfehlerrate BER_i erlauben (z. B. im Verfahren nach Bild 4b), gilt [12]

$$L(\hat{y}_i) = L_H(\hat{y}_i) = \text{sign}(\hat{y}_i) \cdot \ln \frac{1 - BER_i}{BER_i} \quad . \quad (4)$$

Entsprechend den obigen Gleichungen läßt sich $L(\hat{x}_i)$ für decodierte Bits \hat{x}_i mit modifizierten Werten $(E_b/\widetilde{N}_0)_i$ nach der Kanalcodierung [5] berechnen.

Mit diesen Definitionen läßt sich *selection combining* in allgemeiner Form beschreiben als

$$L(\hat{u}) = L(\hat{u}_j) \quad \text{mit} \quad |L(\hat{u}_j)| = \max_{i=1 \dots M} |L(\hat{u}_i)| \quad . \quad (5)$$

Bessere Ergebnisse erzielt man, wenn sämtliche zur Verfügung stehenden Informationen herangezogen werden (*maximal ratio combining*):

$$L(\hat{u}) = \sum_{i=1}^M L(\hat{u}_i) \quad . \quad (6)$$

Gl. 6 gilt gleichermaßen für L-Werte, die aus weichen Bits (Gl. 3) berechnet wurden, und für L-Werte, die aus harten Bits inklusive der Bitfehlerrate (Gl. 4) berechnet wurden. Zur Unterscheidung wird im folgenden das Wort "hart" verwendet, sofern letzteres gilt. Es sollen vier verschiedene Kombinationsalgorithmen untersucht werden:

α) Selection combining (hart) *nach* De-Interleaving/Kanaldecodierung (Bild 4a)

$$L(\hat{x}) = L_H(\hat{x}_j) \quad \text{mit} \quad |L_H(\hat{x}_j)| = \max_{i=1 \dots M} |L_H(\hat{x}_i)|. \quad (7)$$

β) Harte Kombination *nach* De-Interleaving/Kanaldecodierung (Bild 4a)

$$L(\hat{x}) = \sum_{i=1}^M L_H(\hat{x}_i) \quad (8)$$

γ) Harte Kombination *vor* De-Interleaving/Kanaldecodierung (Bild 4b)

$$L(\hat{y}) = \sum_{i=1}^M L_H(\hat{y}_i) \quad (9)$$

Aufgrund der Annahme, daß a_i bekannt ist, zieht dieses Verfahren das *momentane* Bitenergie-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis $a_i^2 \cdot (E_b/N_0)_i$ zur Berechnung der Bitfehlerrate in Gl. 4 heran.

δ) Hybride Kombination *vor* De-Interleaving/Kanaldecodierung (Bild 4c)

$$L(\hat{y}) = L_S(\hat{y}_1) + \sum_{i=2}^M L_H(\hat{y}_i) \quad (10)$$

Entsprechend Fall γ), jedoch wird $L(\hat{y}_1)$ aus weichen Bits berechnet.

4.4 Simulationsergebnisse

In **Bild 6** sind die Bitfehlerraten der verschiedenen Algorithmen für einen Rayleigh-Fading-Kanal sowie für einen AWGN-Kanal bei gleichen $(E_b/N_0)_i$ in jedem Diversitätspfad dargestellt. Dies entspricht dem *best case* mit maximalen Diversitätsgewinnen. Auf der Abszisse ist dabei der Wert $(E_b/N_0)_i$ des einzelnen Kanals aufgetragen, woraus die niedrigen absoluten Werte resultieren. Die Anzahl der betrachteten Diversitätspfade ist $M = 3$ entsprechend einer Dreifachversorgung z. B. nach Bild 1. Zur Kanalcodierung wird beispielhaft ein Faltungscode der Rate $r = k/n = 1/2$ und einer Einflußlänge $l = 6$ verwendet, die relativen Ergebnisse zwischen den einzelnen Kombinationsalgorithmen gelten auch für andere Codes. Die Zuverlässigkeitsinformationen a_i werden als bekannt vorausgesetzt. Die Decodierung wird mit Hilfe des Viterbi-Algorithmus (VA) vorgenommen, der eine Pfadtiefe der 5-fachen Einflußlänge besitzt. Die Likelihood-Werte dienen unmittelbar als Eingangssignal des VA, da sie die einzig relevanten Größen der Metrikberechnung darstellen [3].

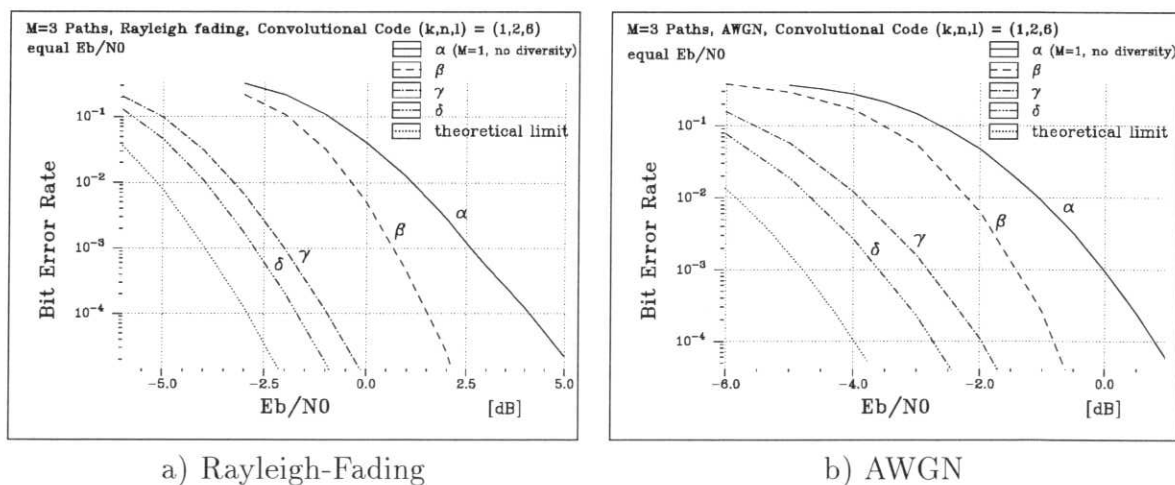


Bild 6: Netto-Bitfehlerrate für verschiedene Kombinationsalgorithmen (s. Text)

Bild 6a zeigt die Bitfehlerrate der verschiedenen Algorithmen für einen Rayleigh-Fading-Kanal. Es ist erkennbar, daß eine Signalkombination *vor* der Kanaldecodierung (Kurven γ und δ) deutlich bessere Ergebnisse zeigt als die anderen Verfahren. Dies ist auf die Ausnutzung der Zuverlässigkeitsinformation in Form der als bekannt vorausgesetzten Fadingfaktoren a_i zurückzuführen. Selbst die einfache harte Kombination *vor* der Kanaldecodierung (Bild 4b sowie Bild 6a Kurve γ) liefert für eine Bitfehlerrate von $\text{BER} = 10^{-3}$ einen relativen Gewinn von etwa 2.5 dB gegenüber einer harten Signalkombination nach Kanaldecodierung (Fall β). Diese Bitfehlerrate ist für Sprachcodecs nach Stand der Technik ein Richtwert, bei dem die decodierte Sprache als noch akzeptabel beurteilt wird. Ferner gilt, daß *selection combining* nach [7, 14] (Kurve α) unter den gemachten Annahmen die gleichen Ergebnisse wie $M = 1$ liefert, da die Zuverlässigkeitsinformationen a_i nach De-Interleaving und Kanaldecodierung nicht nutzbar sind.

Prinzipiell gleiche relative Ergebnisse zwischen den einzelnen Verfahren werden im Fall von AWGN (Bild 6b) erzielt, obwohl die absoluten Gewinne, die durch eine Kombination *vor* Kanaldecodierung gegenüber einer Kombination nach Kanaldecodierung erzielt werden, geringer sind.

Beide Diagramme enthalten Ergebnisse für die optimale Kombination (*maximal ratio combining* mit weichen Entscheidungen) als theoretische Grenze. Diese optimale Kombination entspricht einer Addition aller L-Werte weicher Entscheidungen, ist jedoch aufgrund der hohen Übertragungsraten auf den Verbindungswegen nicht von Interesse.

5 Zusammenfassung

Aufgrund der inhärenten Makrodiversität der betrachteten Funknetzarchitekturen mit Mehrfachversorgung im Gleichwellenbetrieb weisen diese unter Einfluß von lognormalem Fading deutlich bessere Versorgungswahrscheinlichkeiten auf als vergleichbare Architekturen mit Einfachversorgung. Somit ergibt sich bei gleicher geforderter Versorgungswahrscheinlichkeit wegen der kleineren benötigten Clustergröße ein Kapazitätsvorteil für Mehrfachversorgungsarchitekturen. Es zeigt sich auch, daß die Leistungsregelung im Uplink und Downlink eine wichtigere Rolle erhält als bei konventionellen Architekturen.

Die Signalkombination im Uplink *vor* De-Interleaving und Kanaldecodierung erzielt einen Diversitätsgewinn von bis zu 5 dB gegenüber herkömmlichem *selection combining* auf der Basis von Sprachrahmen unter Rayleigh-Fading-Bedingungen und gleichen mittleren Leistungen der Pfade. Die benötigte zusätzliche Bitrate auf den Verbindungen zwischen Basisstationen und Kombinationseinheit ist aufgrund der Kombination harter Bits gering.

Danksagung

Die vorliegenden Untersuchungen wurden zu einem Teil von der DETECON Deutsche Telepost Consulting, Bonn, sowie zu einem anderen Teil von der Deutschen Forschungsgemeinschaft im Schwerpunktprogramm "Mobilkommunikation" unterstützt.

Die Autoren danken Prof. P. Vary für wertvolle Diskussionen.

Literatur

- [1] R. C. Bernhardt. Macroscopic diversity in frequency reuse radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5):862–870, Juni 1987.
- [2] D. Cox, H. Arnold und P. Porter. Universal digital portable communications: A system perspective. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(5):764–773, Juni 1987.
- [3] G. D. Forney, Jr. The Viterbi Algorithm. *Proceedings of the IEEE*, 61(3):268–278, März 1973.
- [4] J. Hagenauer. Viterbi decoding of convolutional codes for fading- and burst-channels. In *Proceedings Zurich Seminar on Digital Communications*, 1980.
- [5] J. Hagenauer und P. Höher. A Viterbi Algorithm with soft-decision outputs and its applications. In *Proceedings 1989 GlobeCom*, S. 47.1.1 – 47.1.7, November 1989.
- [6] W. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, 1974.
- [7] W. C. Y. Lee. Smaller cells for greater performance. *IEEE Communications Magazine*, 29(11):19–23, November 1991.
- [8] V. H. Mac Donald. The cellular concept. *Bell System Technical Journal*, 58(1):15–41, Januar 1979.
- [9] J. L. Melsa und D. L. Cohn. *Decision and Estimation Theory*. McGraw-Hill, Kogakusha, 1978.
- [10] Offenlegungsschrift DE 41 41 398 A1. *Verfahren zur Verbesserung der Funkzellenausleuchtung bei einem zellularen Mobilfunksystem und Vorrichtung zur Ausübung des Verfahrens*. DETECON GmbH, Bonn, Juni 1993.
- [11] W. Papen, S. Zürbes und W. Schmidt. Neue Netzarchitektur für den Mobilfunk mit Feststationen-Diversity und überlappenden Zellen. In *Aachener Kolloquium Signaltheorie: Mobile Kommunikationssysteme*, S. 363–368, Berlin, März 1994. VDE-Verlag.
- [12] J. Proakis. *Digital Communications*. Electrical Engineering. McGraw-Hill, 1. Auflage, 1983.
- [13] S. Stein. Fading channel issues in system engineering. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(2):68–88, Februar 1987.
- [14] Telecomm. Industry Association. *TIA/EIA/IS-95: Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System*, Juli 1993.
- [15] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, K. S. Gilhousen und E. Zehavi. Soft handoff extends CD-MA cell coverage and increases reverse link capacity. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 12(8):1281–1288, Oktober 1994.
- [16] S. Zürbes, W. Papen und W. Schmidt. A new architecture for mobile radio with macroscopic diversity and overlapping cells. In *Proceedings of the 5th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '94)*, S. 640–644, Den Haag, September 1994.