Blinde und nichtblinde Turbo-Kanalschätzung für stark zeitvariante Kanäle am Beispiel GSM

Thorsten Petermann* und Karl-Dirk Kammeyer

Universität Bremen, Arbeitsbereich Nachrichtentechnik
Kufsteiner Str., NW1, 28359 Bremen
E-mail: {petermann, kammeyer}@comm.uni-bremen.de

AUSZUG

*Die Kanalschätzung spielt eine sehr wichtige Rolle in kohärenten Funkübertragungssystemen wie z.B. GSM (*GLOBAL SYSTEM FOR MOBILE COMMUNICATIONS*). In diesem Beitrag wird ein neues Verfahren zur iterativen Kanalschätzung basierend auf den Fähigkeiten der Kanalkodierung vorgestellt. Dabei konzentriert sich die Anwendung der nichtblinden und blinden Kanalschätzungs-Verfahren auf die Identifizierung des vollratigen Daten-Übertragungsmodus TCH/F9.6 (engl.* FULL RATE DATA TRAFFIC CHANNEL*). Es kann gezeigt werden, daß diese Turbo-Kanalschätzung zu einer deutlichen Verbesserung, insbesondere bei stark zeitvarianten Kanälen mit Doppler-Verschiebungen von bis zu* 500 Hz*, führt. Auf der Grundlage von Bitfehlerraten vor und nach der Kanaldekodierung wird ersichtlich, daß blinde Kanalschätz-Verfahren eine ernstzunehmende Alternative zu den referenzdatengestützten Algorithmen darstellen.*

I EINLEITUNG

Die Kenntnis des Übertragungskanals stellt eine wesentliche Voraussetzung für den optimalen Empfänger in Funkübertragungssystemen dar. Im Allgemeinen ist dieses Wissen jedoch nicht vorhanden, so daß die äquivalente Basisband-Impulsantwort des Kanals geschätzt werden muß. Aus diesem Grund werden in gängigen, mobilen Übertragungssystemen *Trainings-Sequenzen* verwendet, um die Kanalimpulsantwort im Empfänger zu schätzen. Das wiederholte Senden dieser Referenzdaten führt jedoch zu einem beträchtlichen *Overhead*, der im Falle *blinder* Ansätze z.B. für die Übertragung zusätzlicher Nutzdaten verwendet werden kann.

In vorangegangenen Veröffentlichungen [2, 6] konnte bereits gezeigt werden, daß einige blinde Ansätze zu vielversprechenden Ergebnissen bei der Schätzung von GSM-Kanälen führten, obwohl trotzdem noch ein erkennbarer $\bar{E}_b/N_0$-Verlust gegenüber den nichtblinden Algorithmen verblieb. Zur Verringerung dieses Verlustes wird daher eine iterative Kanalschätzung angewendet, die die Datenbits nach der Kanaldekodierung als eine neue Pseudo-Trainings-Sequenz ausnutzt. Darüber hinaus ermöglicht die Zerlegung dieser Sequenz in mehrere sog. *Subbursts* die Anwendung von GSM[1] für die Daten- oder Sprachübertragung bei sehr hohen Geschwindigkeiten der Mobilstation (MS) [8].

Der vorliegende Beitrag gliedert sich wie folgt: Abschnitt II gibt einen kurzen Überblick über das verwendete GSM-Übertragungssystem. Basierend auf der sog. *Burst*-Struktur werden in Abschnitt III die nichtblinde und die blinde Kanalschätzung vorgestellt. In Abschnitt IV wird dann das Konzept der Turbo-Kanalschätzung im GSM-Empfänger erläutert. Schließlich präsentiert Abschnitt V die Simulationsergebnisse bevor in Abschnitt VI die Zusammenfassung erfolgt.

II GSM-DATENÜBERTRAGUNG

Abb. 1 stellt die äquivalente Basisband-Darstellung der physikalischen Schicht des GSM-Übertragungssystems dar. Im Sender enthält jeder Eingangs-Datenblock

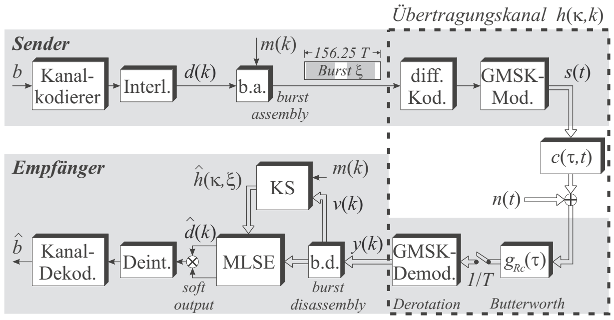

Abbildung 1: Phys. Schicht des GSM-Übertragungssystems

des TCH/F9.6 240 Bits $b \in \{0,1\}$ bestehend aus 16 Header-, 200 Daten- und 24 FCS-Bits (*Frame Check Sequence*). Daraus resultiert eine Eingangs-Datenrate von $240\,\text{Bits}/20\,\text{ms} = 12\,\text{kBit/s}$. Nach der Anwendung eines halbratigen Kanalkodierers mit anschließender Punktierung bestehen die resultierenden Ausgangs-Datenblöcke

* DFG Vertrag #Ka 841/5-1

[1] Unter GSM werden sowohl GSM-900 als auch die Derivate DCS-1800 und PCS-1900 verstanden.

somit aus 456 kodierten Datenbits. Mit Hilfe eines Interleavers werden anschließend die Bits von 5 aufeinanderfolgenden Ausgangs-Datenblöcken ungleichmäßig über 22 *Bursts* verwürfelt. Jeder Burst umfaßt dabei 156.25 Bits[2] und setzt sich aus den kodierten Datenbits $d(k)$, den Trainings-Bits $m(k)$, zwei Tailbit-Folgen und einem Guard-Intervall zusammen [5]. Zur Vereinfachung der Demodulation werden die Bursts differentiell kodiert und nach erfolgter GMSK-Modulation (*Gaussian Minimum Shift Keying*) über den *zeitvarianten* Kanal $c(\tau, t)$ übertragen. Neben den linearen, zeitvarianten Störungen wird das Signal auch durch additives weißes gaußsches Rauschen $n(t)$ überlagert. Im Empfänger unterdrückt ein Anti-Aliasing *Butterworth*-Filter die Interferenzen benachbarter Kanäle. Aufgrund der sendeseitigen Kombination aus differentieller Kodierung und GMSK-Modulation kann die Demodulation nach der Symboltakt-Abtastung durch eine sehr einfache *Derotation* realisiert werden.

Die MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*) ist eine sehr bekannte Methode zur Entfernung von Intersymbol-Interferenzen (ISI) digitaler Empfangssignale. Da die MLSE zur Entzerrung der demodulierten Empfangs-Sequenz $y(k)$ jedoch die Kenntnis des Gesamt-Übertragungskanals $h(\kappa, k)$ benötigt, konzentriert sich der folgende Abschnitt auf die nichtblinde und die blinde Kanalschätzung (KS). Hierzu soll $\hat{h}(\kappa, \xi)$ die geschätzte Kanalimpulsantwort symbolisieren, die zur Entzerrung des ξ-ten demodulierten Bursts verwendet wird[3].

III KANALSCHÄTZUNG

III-A Referenzdatengestützte Kanalschätzung

Gemäß Abb. 2 enthält jeder GSM-"Normal-Burst" eine aus 26 Bits bestehende Trainings-Sequenz, die sog. Midambel, $m(k)$. Diese wird umgeben von zwei Datenpaketen mit je 58 kodierten Bits $d(k)$. In Anlehnung an Abb. 1

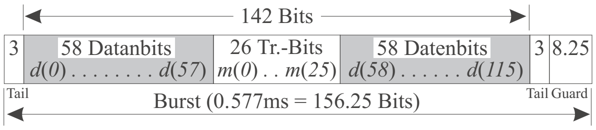

Abbildung 2: Struktur eines GSM-"Normal-Bursts"

kann eine nichtblinde Kanalschätzung im *Least-Squares* (LS)-Sinne aus der Beziehung zwischen der empfangenen (gestörten) Folge $v(k)$ nach Zerlegung (*engl. burst disassembly - b.d.*) des ξ-ten demodulierten Bursts und der gespeicherten Midambel $m(k)$ gewonnen werden. Unter der Annahme einer bekannten Ordnung $\hat{q}$, ergibt sich die Schätzung $\hat{h}(\kappa, \xi)$ des über 26 Bits als zeitinvariant angenommenen FIR-Systems zu

$$\begin{bmatrix} \hat{h}(0,\xi) \\ \hat{h}(1,\xi) \\ \vdots \\ \hat{h}(\hat{q},\xi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m(\hat{q}) & \cdots & m(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m(25-\hat{q}) & \ddots & m(\hat{q}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m(25) & \cdots & m(25-\hat{q}) \end{bmatrix}^{\dagger} \begin{bmatrix} v(\hat{q}) \\ \vdots \\ v(25) \end{bmatrix}, \tag{1}$$

wobei † die Pseudo-Inverse der Matrix beschreibt. Jedoch entsteht durch die wiederholte Übertragung der Trainingsdaten ein *Overhead* von $26/116 = 22.4\%$, der im Falle einer blinden Kanalschätzung vermieden werden könnte.

III-B Blinde Kanalschätzung

Der entscheidende Ansatz der blinden System-Identifikation besteht in der Herleitung der vollständigen Kanalcharakteristik (einschließlich der Phaseninformation) einzig aus dem Empfangssignal, d.h. *ohne* Referenzdaten. Abb. 3 zeigt die Struktur eines "blinden" GSM-Bursts, der sich aus 142 Datenbits zusammensetzt.

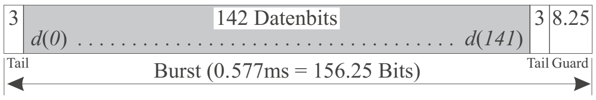

Abbildung 3: Struktur eines "blinden" GSM-Bursts

In Abhängigkeit der Möglichkeiten zur Gewinnung von Informationen aus dem empfangen Signal, werden mehrere Klassen blinder Algorithmen unterschieden. So ist die resultierende Sequenz (quasi) stationär, falls das Empfangssignal mit der Symbolrate $1/T$ abgetastet wird. Da im Allgemeinen die Statistik zweiter Ordnung (*engl. Second Order Statistics – SOS*) eines stationären Signals zur Identifizierung der vollständigen Kanalcharakteristik nicht ausreicht, werden in diesem Fall Algorithmen auf der Basis der Statistik höherer Ordnung (*engl. Higher Order Statistics – HOS*) verwendet. *Kumulanten* höherer Ordnung enthalten die vollständigen Informationen des Kanals, vorausgesetzt, das Eingangssignal ist nicht gaußverteilt, was für GSM zutrifft.

Die Anwendung von SOS-Ansätzen zur blinden Kanalschätzung dagegen erfordert die Ausnutzung von Kanaldiversität. Diese kann auf unterschiedliche Weisen erzielt werden. Wird das Empfangssignal z.B. überabgetastet oder werden mehrere Empfangsantennen eingesetzt, so ist unter der Voraussetzung einer ausreichenden Überschuß-Bandbreite eine Identifizierung mit Hilfe von Verfahren, die auf der zyklostationären Statistik zweiter Ordnung (*engl. Second Order Cyclostationary Statistics – SOCS*) basieren möglich. Alternativ kann im GSM-System Kanaldiversität jedoch auch durch die Anwendung der Derotation erzeugt werden, durch die sich zwei Kanalausgangssignale aus einem einzigen auf den Symboltakt abgetasteten GMSK-Signal ergeben [3]. Ein großes Problem für Ansätze, die auf der Ausnutzung von Kanaldiversität basieren, stellen die sog. singulären

[2] Die Bits eines jeden Bursts entstammen dem Wertebereich $\{-1, 1\}$.

[3] Während sich in $h(\kappa, k)$ der Index $k = t/T$ auf die Symboldauer $T \approx 3.7$ μs bezieht, ändert sich der Index ξ in $\hat{h}(\kappa, \xi)$ nur von Burst zu Burst

Kanäle mit gemeinsamen Nullstellen in allen Polyphasen-Komponenten dar, da diese nicht identifiziert werden können. Aus diesem Grund sollen SOS-basierte Algorithmen in diesem Beitrag nicht betrachtet werden. Neben dem nichtblinden LS-Ansatz, wurde der auf HOS basierende EIGENVEKTOR ANSATZ ZUR BLINDEN IDENTIFIKATION (EVI) von Boss et al. [1] eingesetzt, der eine nichtlineare Methode zur Maximierung einer Kreuzkumulante vierter Ordnung unter einer Randbedingung zweiter Ordnung darstellt. Untersuchungen über weitere HOS- und SOS-Algorithmen finden sich in [2, 6, 7].

Ein gemeinsamer Nachteil *aller* bekannten blinden Ansätze ist die Störung der geschätzten Kanalimpulsantwort durch einen unbekannten komplexen Faktor α_ξ. Im folgenden Abschnitt soll daher ein sehr einfaches Verfahren zur Lösung dieses Problems vorgestellt werden.

III-C Korrektur der blinden Kanalschätzung

Da die Grundlage blinder Kanalschätz-Verfahren die Vermeidung jedweder Referenzdaten ist, kann α_ξ nicht auf der Basis von Pilot-Symbolen geschätzt werden. Abb. 4 zeigt daher eine einfache Methode unter Ausnutzung des A-priori-Wissens über das Sendesignal-Alphabet $d(k) \in \{-1, 1\}$.

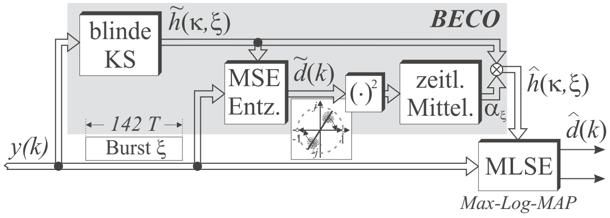

Abbildung 4: Blind channel Estimation COrrection (BECO)

Nach einer ersten blinden Schätzung $\tilde{h}(0,\xi), \cdots, \tilde{h}(\hat{q},\xi)$ der Kanalimpulsantwort lassen sich die Koeffizienten $\mathbf{e}_\xi \triangleq [e_\xi(0), \cdots, e_\xi(n)]^T$ eines linearen MSE-Entzerrers (*Mean Square Error*) berechnen durch

$$\mathbf{e}_\xi = (\tilde{\mathbf{H}}_\xi^* \tilde{\mathbf{H}}_\xi + \gamma_\xi \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_\xi^* \mathbf{i}_\xi. \qquad (2)$$

In Gleichung (2) symbolisiert $\tilde{\mathbf{H}}_\xi^*$ die Transjugierte der $(\hat{q}+n) \times n$-Faltungsmatrix

$$\tilde{\mathbf{H}}_\xi \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{h}(0,\xi) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}(q,\xi) & \cdots & \tilde{h}(0,\xi) & 0 \\ 0 & \tilde{h}(q,\xi) & \cdots & \tilde{h}(0,\xi) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \tilde{h}(q,\xi) \end{bmatrix}. \qquad (3)$$

Die Position i_0 der 1 innerhalb des $(\hat{q}+n)$-dimensionalen Spaltenvektors $\mathbf{i}_\xi = [0, \cdots, 0, 1, 0, \cdots, 0]^T$ definiert den Grad der Gemischtphasigkeit der geschätzten Kanalimpulsantwort $\tilde{h}(\kappa,\xi)$ und läßt sich berechnen über die Beziehung

$$i_0 = \max\{\mathrm{diag}\{\tilde{\mathbf{H}}_\xi \cdot (\tilde{\mathbf{H}}_\xi^* \tilde{\mathbf{H}}_\xi + \gamma_\xi \mathbf{I})^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_\xi^*\}\}. \qquad (4)$$

Zur Vermeidung einer *Zero-Forcing*-Lösung ist in (2) und (4) für jeden Burst ξ die mittlere Rauschenergie γ_ξ auf der Diagonalen der Autokorrelations-Matrix $\tilde{\mathbf{H}}_\xi^* \tilde{\mathbf{H}}_\xi$ zu addieren. Simulationen haben jedoch gezeigt, daß die Schätzung von γ_ξ durch Annahme eines geeigneten konstanten Wertes ohne große Einbußen in der Leistungsfähigkeit umgangen werden kann. Die in diesem Beitrag vorgestellten Simulationsergebnisse basieren allerdings auf der perfekten Kenntnis der Rauschenergie.

Ein wesentlicher Bestandteil des BLIND CHANNEL ESTIMATION CORRECTION-Verfahrens (BECO) stellt das Filtern der aus $N_b = 142$ Datenbits bestehenden Empfangssequenz $y(k)$ mit dem in (2) angegebenen linearen Entzerrer dar [2, 6]. Trotz der schwachen Leistungsfähigkeit linearer Entzerrer, kann die gewonnene Sequenz $\tilde{d}(k) = e_\xi(k) * y(k)$ nach Quadrierung und zeitlicher Mittelung zur Schätzung von α_ξ herangezogen werden

$$\hat{\alpha}_\xi = \sqrt{\frac{1}{N_b} \sum_k |\tilde{d}(k)|^2} \cdot e^{\frac{j}{2} \cdot \arg\{\sum_k \tilde{d}^2(k)\}}. \qquad (5)$$

Bis auf eine durch die übertragenen BASK-Symbole (*Binary Amplitude Shift Keying*) $d(k) \in \{-1, 1\}$ hervorgerufene Mehrdeutigkeit von π, ist es somit möglich, den komplexen Faktor α_ξ blind zu schätzen. Zur Bestimmung der absoluten Phase wird jedoch mindestens ein Pilot-Symbol (z.B. die Tailbits eines jeden GSM-Bursts) oder die Verwendung differentieller Methoden im Empfänger benötigt.

III-D Modifikationen von Kodierung und Interleaving

Durch die Anwendung der nichtblinden und blinden Kanalschätzung ergeben sich unterschiedliche Burststrukturen. Diese Tatsache beeinflußt auch die in Abschnitt II vorgestellten Blockstrukturen. Zur Gewährleistung eines fairen Vergleichs beider Verfahren sind daher einige Modifikationen der Kanalkodierung und des Interleavings nötig. Im Unterschied zu den GSM-Spezifikationen besteht im nichtblinden Fall jeder Eingangs-Datenblock nun aus 228 Bits b, wodurch sich die Datenrate auf 11.4 kBit/s verringert. Somit enthält ein Ausgangs-Datenblock nach der Kanalkodierung 464 nichtpunktierte Bits. Abschließend verteilt ein Block-Interleaver die Bits von 5 aufeinanderfolgenden Ausgangs-Datenblöcken auf 20 Bursts.

Wird die Kanalimpulsantwort blind geschätzt, so besteht jeder Burst aus 142 Datenbits $d(k)$. Zur Anwendung der selben modifizierten Interleaver-Struktur wie im nichtblinden Fall muß daher jeder Ausgangs-Datenblock aus 568 kodierten Bits bestehen. Somit müssen 280 unkodierte Bits b pro Eingangs-Datenblock innerhalb der gleichen Zeit übertragen werden, woraus eine erhöhte Datenrate von 14 kBit/s resultiert. Bezüglich der Energie E_b eines unkodierten Bits ergibt sich daraus ein $\bar{E}_b/N_0$-Gewinn von $10 \cdot \log(280/228) \approx 0.9\,\mathrm{dB}$ der blinden gegenüber den nichtblinden Verfahren, wobei N_0 die spektrale Leistungsdichte des realen Basisband-Rauschens $n(t)$ beschreibt.

III-E *Einfluß stark zeitvarianter Kanäle*

Sowohl die nichtblinden als auch die blinden Schätzverfahren gehen davon aus, daß der Kanal über eine Burstlänge zeitinvariant ist. Abb. 5 zeigt jedoch, daß diese Annahme bei sehr hohen Geschwindigkeiten der MS verletzt wird. Die strichpunktierte Linie stellt

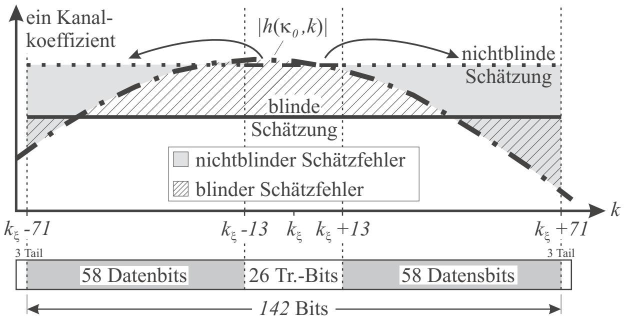

Abbildung 5: Schätzfehler bei hohen MS-Geschwindigkeiten

den Betrag des zufällig ausgewählten Kanalkoeffizienten $h(\kappa_0, k)$ eines stark zeitvarianten Kanals mit einer maximalen Dopplerverschiebung von $f_{\mathrm{D,max}} = 500\,\mathrm{Hz}$ dar[4]. Da die nichtblinde Schätzung von $h(\kappa_0, k)$ auf der Midambel basiert, sollte sie den über die Trainings-Periode gemittelten Kanalkoeffizienten approximieren (siehe die gestrichelte Linie in Abb. 5). Die Pfeile und die gepunkteten Linien verdeutlichen, daß diese Schätzung zur MLSE der die Midambel umgebenden Bereiche angewendet wird. Da sich $h(\kappa_0, k)$ hier jedoch bereits geändert hat, ist der geschätzte Koeffizient fehlerhaft (dargestellt durch die grauen Flächen) und demzufolge wird vermutlich auch die Verteilung der Bitfehler zu den Rändern eines Bursts zunehmen.

Andererseits sollte sich eine blinde Kanalschätzung dem über 142 Bits gemittelten Kanalkoeffizienten annähern (gemäß der durchgezogenen Linie in Abb. 5), wobei die gestrichelten Flächen den entsprechenden Schätzfehler repräsentieren. Die entscheidende Frage ist somit, ob die Anwendung der nichtblinden oder blinden Kanalschätzung auf die MLSE zu einer geringeren Bitfehlerrate (*engl. Bit Error Rate – BER*) führt. Zur Beantwortung dieser Frage werden in Abschnitt V Simulationsergebnisse für stark zeitvariante Kanäle vorgestellt.

IV TURBO-KANALSCHÄTZUNG

IV-A *Schwach zeitvariante Kanäle*

Abb. 6 zeigt das Prinzip der iterativen Kanalschätzung in einem GSM-Empfänger. Die dunkelgraue Fläche beschreibt den initialen Schritt der Kanalschätzung ($it. = 0$), wobei sich die beiden Schalter auf ihrer inneren Position befinden. Mit Bezug auf Abschnitt III kann der Entzerrer entweder mit einer nichtblind oder einer blind geschätzten Kanalimpulsantwort $\hat{h}(\kappa, \xi)$ versorgt werden. Die Bursts der demodulierten Sequenz $y(k)$ werden nun

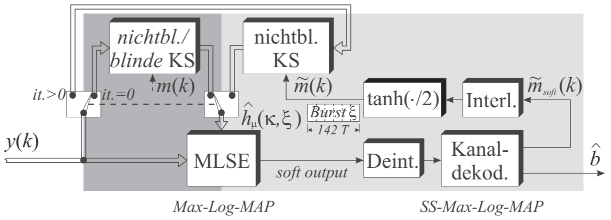

Abbildung 6: Iterative GSM-Kanalschätzung

mit Hilfe eines Max-Log-MAP-Detektors entzerrt, wodurch sich die Leistungsfähigkeit der anschließenden Kanaldekodierung um ca. 3 dB verbessern läßt [9]. Im Anschluß daran durchlaufen die Soft-Ausgangswerte des Entzerrers den Deinterleaver und den *Symbol-by-Symbol* (SS)-Max-Log-MAP-Kanaldekodierer, der schließlich die Soft-Werte sowohl für die Informations-Bits $\hat{b}$ als auch für die kodierten Datenbits liefert [10]. Innerhalb des Iterations-Prozesses (hellgraue Fläche, beide Schalter auf die äußere Position) bilden die Soft-Werte des Kanaldekodierers $\tilde{m}_{soft}(k)$ eine neue 142 Bits lange Pseudo-Trainings-Sequenz. Da die Soft-Werte für gewöhnlich als *Log-Likelihood-Ratio*-Werte (LLR) $L(d(k)|\mathbf{y})$ vorliegen, berechnet sich die Pseudo-Trainings-Sequenz zu

$$\tilde{m}(k) = E\{\tilde{m}_{soft}(k)\} = \tanh\left(\frac{L(d(k)|\mathbf{y})}{2}\right), \qquad (6)$$

wobei E den Erwartungswert beschreibt. Für den Fall einer initialen nichtblinden Kanalschätzung enthält dabei $\tilde{m}(k)$ die Midambel $m(k)$. Abschließend dient die aktualisierte geschätzte Kanalimpulsantwort zur erneuten Entzerrung von $y(k)$, und die nächste Iteration beginnt nachdem Deinterleaving und Kanaldekodierung erfolgt sind.

IV-B *Erweiterungen auf stark zeitvariante Kanäle*

Insbesondere im nichtblinden Fall kann man gemäß den Betrachtungen aus Abschnitt III-E für stark zeitvariante Kanäle erwarten, daß die Verteilung der Bitfehler zu den Rändern eines Bursts zunimmt. Da die Turbo-Kanalschätzung auf einer Pseudo-Trainings-Sequenz basiert, die sich über die gesamte Burstdauer erstreckt, liegt es nahe, diese in mehrere "Subbursts" $\tilde{m}_\mu(k)$ zu zerlegen, um die durch hohe MS-Geschwindigkeiten entstehenden, störenden Einflüsse zu unterdrücken. Abb. 7 verdeutlicht dies an einem Beispiel mit dem aus Bild 5 bekannten Kanalkoeffizienten $h(\kappa_0, k)$, wobei $\tilde{m}(k)$ in 5 Subbursts $\tilde{m}_\mu(k)$, $0 \leq \mu \leq 4$, der Längen ℓ_μ zerlegt wurde.

Unter der Annahme einer bekannten Ordnung $\hat{q}$ des über ℓ_μ Bits zu schätzenden TI(ℓ_μ)-FIR-Systems[5], läßt sich die LS-Schätzung $\hat{h}_\mu(\kappa, \xi)$ berechnen durch

$$\begin{bmatrix} \hat{h}_\mu(0,\xi) \\ \vdots \\ \hat{h}_\mu(\hat{q},\xi) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{M}}_\mu^\dagger \cdot \begin{bmatrix} y_\mu(0) \\ \vdots \\ y_\mu(\ell_\mu - 1 - \hat{q}) \end{bmatrix}, \qquad (7)$$

wobei $\tilde{\mathbf{M}}_\mu$ eine $(\ell_\mu - \hat{q}) \times (\hat{q} + 1)$ Toeplitz-Matrix beschreibt, die die Pseudo-Trainings-Bits des μ-ten Sub-

[4] Dies entspricht MS-Geschwindigkeiten von 600 km/h bei GSM-900 und 300 km/h bei DCS-1800.

[5] Annahme der Zeitinvarianz (*engl. time invariant – TI*) über ℓ_μ Bits

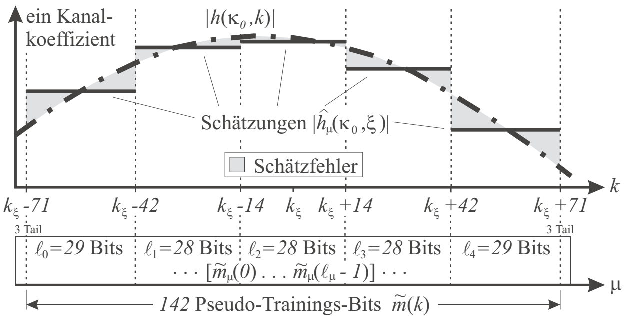

Abbildung 7: Turbo-KS mit Pseudo-Trainings-Subbursts

bursts enthält

$$\tilde{\mathbf{M}}_\mu = \begin{bmatrix} \tilde{m}_\mu(\hat{q}) & \cdots & \tilde{m}_\mu(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{m}_\mu(\ell_\mu - 1 - \hat{q}) & \ddots & \tilde{m}_\mu(\hat{q}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{m}_\mu(\ell_\mu - 1) & \cdots & \tilde{m}_\mu(\ell_\mu - 1 - \hat{q}) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Ein Vergleich der Abbildungen 5 und 7 zeigt, daß diese Vorgehensweise zu deutlich verringerten Schätzfehlern führen sollte. Folglich sollten sich die BERs durch Anwendung der Kanalschätzungen $\hat{h}_\mu(\kappa, \xi)$ auf die Entzerrung in einem ähnlichen Umfang reduzieren lassen.

Ein sehr wichtiger Aspekt ist die Bestimmung der optimalen Subburst-Längen ℓ_μ. Hier gilt es einen Kompromiß zu finden zwischen langen Subbursts, die die Schätzvarianz und den Rauscheinfluß minimieren, jedoch nicht in der Lage sind, die Einflüsse stark zeitvarianter Kanäle ausreichend zu unterdrücken und kurzen Subbursts, die sich entsprechend umgekehrt verhalten. Aus diesem Grund wurde die minimale Subburst-Länge auf 26 Bits begrenzt, was der Länge der Midambel $m(k)$ entspricht. Daher ist es auch möglich, daß sich die beiden äußeren Subbursts in einigen Fällen mit ihren unmittelbaren inneren Nachbarn überlappen können.

V SIMULATIONSERGEBNISSE

Gemäß den Abbildungen 1 und 6 sowie den in Abschnitt III-D beschriebenen Modifikationen zum TCH/F9.6-Modus, wird ein Block von 232 (284) Bits[6] b kanalkodiert und in Bursts mit 116 (142) Datenbits $d(k)$ verwürfelt, wobei sich die Zahlen vor und in den Klammern jeweils auf den nichtblinden und blinden Fall beziehen. Danach werden die Datenbits mit der Midambel[7] $m(k)$, den Tailbits und dem Guard-Intervall zu 156 Bits langen Bursts zusammengefügt. Nach einer differentiellen Kodierung werden die Bursts moduliert und über jede Kanalzeitscheibe $c(\tau, t_{8\xi})$ des entsprechenden Beispielkanals aus dem GSUS-Modell (*Gaussian Stationary Uncorrelated Scattering*) [4] übertragen[8]. Die Grundlage dazu bilden Standard-COST-207-*Bad Urban* (BU)-Profile mit maximalen Dopplerverschiebungen von $f_{\mathrm{D,max}} = 50$, 200 und 500 Hz, wobei die Zeitvarianz des Kanals *innerhalb* jedes Bursts berücksichtigt wurde. Diese Beispielkanäle erhalten die Bezeichnungen BU50, BU200 und BU500. Entsprechend dem eingestellten $\bar{E}_b/N_0$-Verhältnis wird Rauschen $n(t)$ zum Sendesignal hinzuaddiert. Nach Empfangsfilterung, Symboltakt-Abtastung, Demodulation und Entfernung des Guard-Intervalls stehen unter Annahme einer perfekten Synchronisation 148 Abtastwerte von $y(k)$ zur Verfügung. Im initialen Iterationsschritt ($it. = 0$) wird der nichtblinde LS-Ansatz oder der blinde EVI-Algorithmus auf $y(k)$ angewendet, wobei der erstere die Trainings-Sequenz $m(k)$ ausnutzt, während der letztere, korrigiert durch die BECO-Methode, 142 Datenbits jedes demodulierten Bursts verwendet. Basierend auf den Kanalschätzungen $\hat{h}(\kappa, \xi)$ liefert der Entzerrer die "harten" Bits $\hat{d}(k) \in \{-1, 1\}$ sowie ihre entsprechenden Zuverlässigkeitsinformationen für die "Soft-Decision"-Dekodierung. Nach dem Deinterleaver und der Kanaldekodierung stehen dann die Bits $\hat{b} \in \{0, 1\}$ und die kodierten Soft-Werte $\tilde{m}_{soft}(k)$ für eine neue Pseudo-Trainings-Sequenz $\tilde{m}(k)$ innerhalb der Turbo-Kanalschätzung zur Verfügung.

Im Rahmen von MONTE-CARLO-Simulationen wiederholt sich dieser Vorgang für sämtliche Kanalzeitscheiben $c(\tau, t_{8\xi})$, $1 \leq \xi \leq 50000$ und $\bar{E}_b/N_0$-Werte von 0 bis 15 dB. Abschließend erfolgt die Berechnung der BERs vor und nach der Kanaldekodierung für die eingestellten $\bar{E}_b/N_0$-Verhältnisse.

Abbildung 8: Zur Beantwortung der Frage über die Bestimmung der optimalen Längen der Pseudo-Trainings-Subburst $\tilde{m}_\mu(k)$ zeigen die Subplots a und c die BERs der kanaldekodierten Sequenz $\hat{b}$ bei $\bar{E}_b/N_0 = 10$ dB für die jeweiligen Iterationen, nachdem im initialen Schritt jeweils die nichtblinde LS- und die blinde EVI-Schätzung des BU500-Kanals auf die MLSE angewendet wurde. Innerhalb des Bursts haben alle Subburst die gleiche Länge $\ell = \ell_\mu$. Aufgrund der in Abschnitt III-E beschriebenen Überlappungstechnik, können die Längen der beiden äußeren Subbursts jedoch davon abweichen. Offensichtlich hängt die optimale Subburst-Länge von der Art der initialen Schätzung $\hat{h}(\kappa, \xi)$ ab. Basiert diese auf Referenzdaten (Subplot a), so liegt die optimale Länge nach der ersten Iteration bei $\ell = 56$ Bits, während sie nach einer initialen blinden Kanalschätzung 70 Bits beträgt (Subplot c). Gemäß Tabelle 1 ergeben sich die folgenden optimalen Subburst-Längen durch sukzessive Approximation von Iteration zu Iteration. Es ist deutlich zu erkennen, daß im Falle schwach zeitvarianter Kanäle (BU50) keine Notwendigkeit besteht, den Pseudo-Trainings-Burst $\tilde{m}(k)$ in mehrere Subbursts zu zerlegen.

Die Subplots b und d stellen die Verteilung der Bitfehler vor der Kanaldekodierung innerhalb eines Bursts in Abhängigkeit vom Bit-Index k dar. Zu erkennen sind die Simulationsergebnisse für die unterschiedlichen Iterationsschritte auf Grundlage der optimalen Subburst-Längen gemäß Tabelle 1 bei $\bar{E}_b/N_0 = 10$ dB. Wie erwar-

[6] einschließlich der für die Terminierung benötigten 4 Tailbits

[7] die lediglich für die nichtblinde Kanalschätzung benötigt wird

[8] Da nur jeder 8te Burst von/zu der selben MS gesendet wird, wird auch nur jede 8te Kanalzeitscheibe $c(\tau, t_{8\xi})$, mit $t_{8\xi} = (8 \cdot 156.25)\xi T$, verwendet.

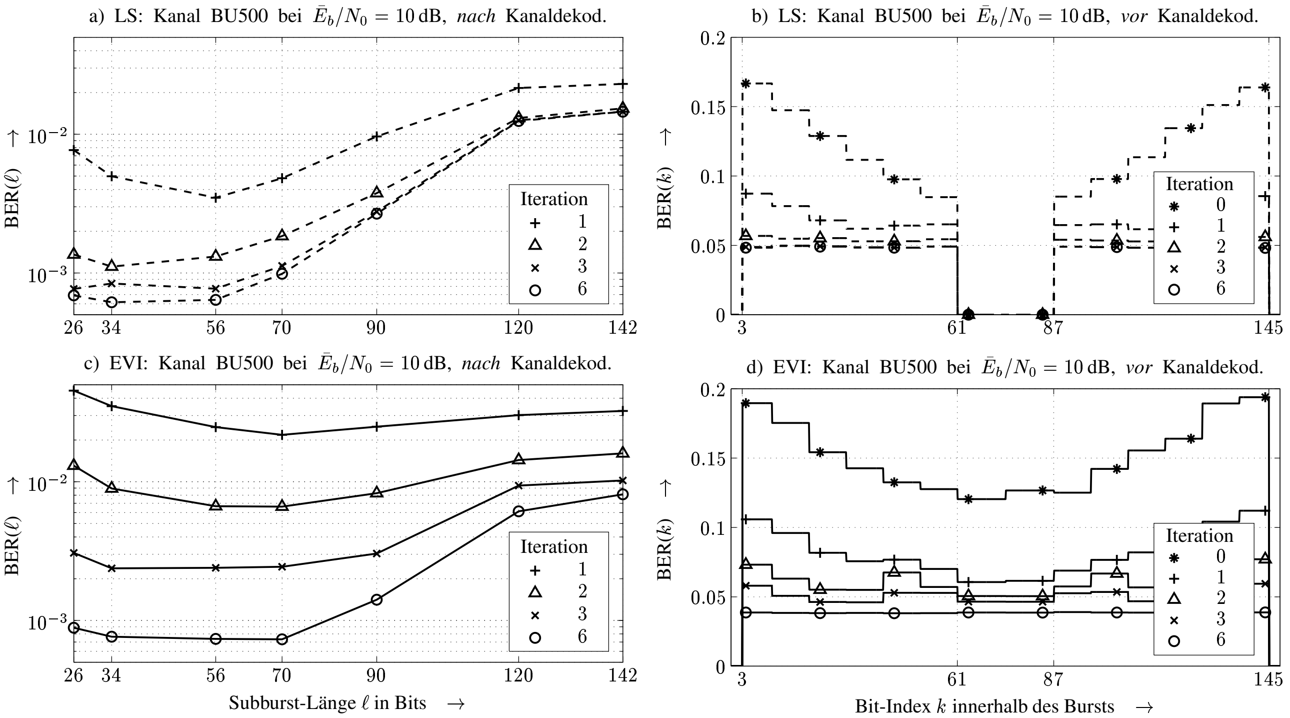

Abbildung 8: Bitfehlerraten in Abhängigkeit von der Subburst-Länge ℓ (a, c) und des Bit-Indizes k innerhalb eines Bursts (b, d) im Falle der nichtblinden LS- (a, b) und der blinden EVI-Schätzung (c, d) eines COST-207-BU-Kanals mit einer maximalen Dopplerverschiebung von $f_{\mathrm{D,max}} = 500$ Hz für unterschiedliche Iterationen bei $\bar{E}_b/N_0 = 10$ dB.

Tabelle 1: BU-Kanäle, optimale Subburst-Längen

Kanal	Kanal-sch.	Iterationen					
		1	2	3	4	5	6
BU50	LS	142	142	142	142	142	142
	EVI	142	142	142	142	142	142
BU200	LS	56	34	34	34	34	34
	EVI	142	70	70	56	34	34
BU500	LS	56	34	34	34	34	34
	EVI	70	56	34	34	34	34

tet nehmen die BER(k)-Werte nach einer initialen LS-Kanalschätzung (Subplot b, Iteration 0) zu den Rändern der Bursts zu, wobei der Bereich $61 \leq k \leq 86$ aufgrund der übertragenen Midambel nicht detektiert wurde. Betrachtet man jedoch Subplot d, so ist auch im Falle einer initialen EVI-Kanalschätzung ein vergleichbares Verhalten der BER(k)-Werte zu erkennen. Der Grund dafür liegt in der überwiegenden Anzahl monoton ansteigender oder abfallender Kanalkoeffizienten $|h(\kappa, k)|$ während einer Burstlänge. Nichtsdestotrotz verdeutlichen die flachen Linien in beiden Subplots (b und d) die nahezu vollständige Unterdrückung der zeitvarianten Kanal-Einflüsse nach 3 (LS) bzw. 6 (EVI) Iterationen.

Abbildung 9: Unter der Berücksichtigung der optimalen Subburst-Längen gemäß Tabelle 1 werden hier die BERs in Abhängigkeit vom $\bar{E}_b/N_0$-Verhältnis für die Turbo-Kanalschätzung eines BU50- (a, d), BU200- (b, e) und eines BU500-Beispielkanals (c, f) dargestellt. Während sich die obere Reihe der Subplots (a - c) auf eine initiale nichtblinde LS-Kanalschätzung bezieht, sind in der unteren Reihe (d - f) die Simulationsergebnisse einer Turbo-Kanalschätzung mit initialer blinder EVI-Schätzung zu sehen. Ohne Iterationen wird deutlich, daß im Allgemeinen eine höhere Geschwindigkeit der MS zu einem erhöhten *Error-Floor* führt. Insbesondere im Falle sehr stark zeitvarianter Kanäle mit Dopplerverschiebungen von bis zu 500 Hz wird die Anwendung von GSM unmöglich, da eine ausreichende Daten-Übertragungsqualität nur bei BERs von weniger als 10^{-3} garantiert ist. Darüber hinaus ist die Leistungsfähigkeit des EVI-Ansatzes deutlich schlechter als die des LS-Verfahrens, obwohl hier bereits der aufgrund der entfallenden Midambel erwähnte $\bar{E}_b/N_0$-Gewinn von ca. 0.9 dB der blinden Verfahren berücksichtigt wurde (siehe Abschnitt III-D).

In Abhängigkeit von der maximalen Dopplerverschiebung des Kanals und des verwendeten initialen Kanalschätz-Verfahrens zeigt die Anwendung der Turbo-Kanalschätzung mit sukzessiver Approximation der Subburst-Längen einen beeindruckenden Gewinn in der Leistungsfähigkeit. Mit Bezug auf die BU50- und BU200-Kanäle werden bei BER $= 10^{-3}$ $\bar{E}_b/N_0$-Gewinne deutlich, die bei der Anwendung der initialen LS-Schätzung auf die MLSE ca. 0.9 dB (Subplot a) und 1.3 dB (Subplot b) nach nur einer Iteration betragen, während sie sich bei einer initialen EVI-Schätzung nach 6 Iterationen zu ca. 4.9 dB (Subplot d) und 6.3 dB (Subplot e) ergeben. Die Subplots c und f verdeutlichen in anschaulicher Weise, daß erst die Turbo-Kanalschätzung mit sukzessiver Subburst-Längen-Approximation eine Anwendung von GSM bei stark zeitvarianten Kanälen ermöglicht. In Übereinstimmung mit Abb. 8 b und d ist aus allen Subplots zu erkennen, daß die zeitvarianten Einflüsse der Übertragungskanäle nahezu vollständig unterdrückt wer-

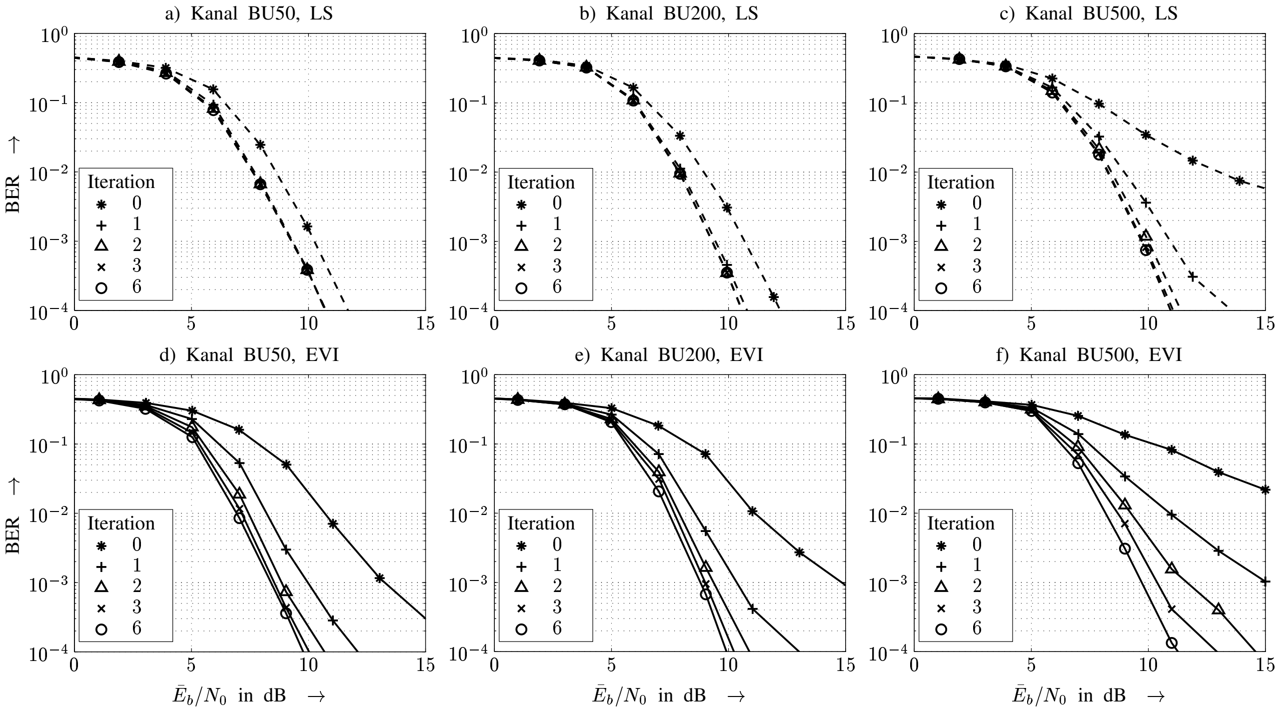

Abbildung 9: Bitfehlerraten in Abhängigkeit von $\bar{E}_b/N_0$-Verhältnis und unterschiedlicher Anzahl von Iterationen bei initialer nichtblinder LS- (a-c) und blinder EVI-Schätzung (d-f) eines COST-207-BU-Kanals mit maximalen Dopplerverschiebungen von $f_{\mathrm{D,max}} = 50$ Hz (a, d), 200 Hz (b, e) und 500 Hz (c, f).

den konnten.

Des weiteren zeigt ein Vergleich der Subplots a und d sowie b und e, daß der erwartete $\bar{E}_b/N_0$-Gewinn von 0.9 dB der blinden Ansätze gegenüber den nichtblinden Verfahren bereits nach einigen Iterationen erkennbar ist. Somit kann gezeigt werden, daß die Verbindung von blinden Kanalschätz-Algorithmen mit dem iterativen Verfahren die Leistungsfähigkeit der nichtblinden Ansätze erreicht.

VI Zusammenfassung

Am Beispiel des vollratigen GSM-Daten-Übertragungsmodus TCH/F9.6 wurde in diesem Beitrag ein neues iteratives Kanalschätz-Verfahren vorgestellt. Insbesondere bei stark zeitvarianten Kanälen konnte die Leistungsfähigkeit einer initialen nichtblinden oder blinden Kanalschätzung durch die Zerlegung der Pseudo-Trainings-Bursts in mehrere Subbursts entscheidend verbessert werden. Es sei darauf hingewiesen, daß im Falle einer initialen nichtblinden Kanalschätzung dieser Ansatz *ohne Verletzung der GSM-Spezifikationen* in jedem handelsüblichen GSM-Empfänger eingesetzt werden kann. Obwohl diese Spezifikationen den Einsatz einer Midambel im GSM-"Normal-Burst" vorsehen, konnte durch das Ersetzen der Referenz-Bits durch Nutzdaten-Bits gezeigt werden, daß die Anwendung der initialen blinden Kanalschätzung auf die MLSE bereits nach einigen Iterationen im Vergleich zu den nichtblinden Algorithmen zu einem $\bar{E}_b/N_0$-Gewinn von 0.9 dB führte.

Literatur

[1] D. Boss, B. Jelonnek, and K. Kammeyer. Eigenvector Algorithm for Blind MA System Identification. *Elsevier Signal Processing*, 66(1):1–26, April 1998.

[2] D. Boss, K. Kammeyer, and T. Petermann. Is Blind Channel Estimation feasible in Mobile Communication Systems? A Study based on GSM. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1479–1492, October 1998. Special issue on Signal Processing for Wireless Communications.

[3] Z. Ding and G. Li. Linear Blind Channel Equalization for GSM Receivers. In *Proc. International Conf. on Communications*, volume III, pages 355–359, Atlanta, USA, June 1998.

[4] P. Hoeher. A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, VT-41(4):461–468, April 1992.

[5] M. Mouly and M.-B. Pautet. *The GSM System for Mobile Communications*. Published by the authors, Palaiseau, France, 1992.

[6] T. Petermann, D. Boss, and K. Kammeyer. Blind GSM Channel Estimation Under Channel Coding Conditions. In *Proc. Conf. on Decision and Control*, volume 1, pages 180–185, Phoenix, USA, December 1999.

[7] T. Petermann and K. Kammeyer. Blind Channel Estimation in GSM Receivers: A Comparison of HOS and SOCS Based Approaches. In *Proc. IEEE Signal Proc. Workshop on Higher-Order Statistics*, pages 80–84, Caesarea, Israel, June 1999.

[8] T. Petermann, V. Kühn, and K. Kammeyer. Iterative Blind and Non-blind Channel Estimation in GSM Receivers. In *Proc. PIMRC-2000*, pages 554–559, London, UK, September 2000.

[9] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, third edition, 1995.

[10] P. Robertson, E. Villebrun, and P. Hoeher. A Comparison of Optimal and Sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain. In *International Conference on Communications (ICC'95)*, June 1995.