

Verbesserung des Mobilempfangs für DVB-T durch zweidimensionale APP-Kanalschätzung

Frieder Sanzi
Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart

Kurzfassung

Bei DVB-T ist aufgrund des gewählten Modulationsverfahrens im Gegensatz zu DAB eine Kanalschätzung im Empfänger notwendig. Dazu werden Pilotsignale als „A Priori“-Wissen für den Empfänger in den Datenstrom eingefügt. Durch die Pilotsignale erhält der Empfänger Informationen über die Amplitude und Phase der Kanalübertragungsfunktion. Im Falle des mobilen Empfangs erfolgt eine zweidimensionale Kanalschätzung, da die Kanalübertragungsfunktion nicht nur von der Frequenz sondern auch von der Zeit abhängt. Die hier vorgestellte Methode zur Kanalschätzung basiert auf einem „A Posteriori Probability“-Algorithmus (APP-Kanalschätzer). Die zweidimensionale Kanalschätzung erfolgt durch den Zusammenschluß zweier eindimensionaler APP-Kanalschätzer. In Verbindung mit einem „Soft In“/„Soft Out“-Kanaldecodierer kann die Bitfehlerhäufigkeit durch iterative Kanalschätzung und Decodierung weiter verringert werden. In Simulationen wird anhand des 8k-Modus gezeigt, dass diese Methode sehr schnellen zeitlichen Veränderungen des Mobilfunkkanals folgen kann. Die übliche Kanalschätzmethode basierend auf FIR-Filtern kann aufgrund der Verletzung des Abtasttheorems die schnellen Veränderungen des Kanals nicht mehr ausgleichen.

1 Einleitung

Der DVB-T-Standard [1] wurde primär für festen Empfang über Hausantenne oder zu einem portablen Fernsehgerät ausgelegt. Trotzdem ist der mobile Empfang eines TV-Signals ein wichtiger Aspekt für die Zukunft dieses Systems geworden, um sowohl gegen das digitale Satelliten- und Kabel-System (DVB-S,C) als auch gegen den digitalen Hörrundfunk (DAB) konkurrieren zu können. Das DAB-System mit einigen Verbesserungen hat seine Fähigkeit, komprimierte Videodaten mit ungefähr 1.5Mbit/s zu einem Empfänger zu übertragen, schon gezeigt. Der Empfänger kann sich dabei mit einer Geschwindigkeit von 200km/h und mehr bewegen [2], [3]. Deswegen ist es von großem Interesse, das DVB-T-System für den Mobilempfang bei sehr hohen Geschwindigkeiten zu untersuchen.

Sowohl bei DAB als auch bei DVB-T wird das Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)-Verfahren verwendet. Dennoch unterscheiden sich diese beiden Systeme durch die Art der Modulation der einzelnen Unterträger. Beim DAB-System wird differentiell moduliert, während das DVB-T-System eine nicht-differentielle Modulation verwendet. Aus diesem Grund muß in einem DVB-T-Empfänger eine Kanalschätzung durchgeführt werden, damit das durch den Funkkanal verzerrte Sendesignal wieder zurückgewonnen werden kann. Die Übertragungsfunktion des Funkkanals $H(f, t)$ schwankt dabei nicht nur über die Frequenz f sondern auch über die Zeit t . Um nun eine Kanalschätzung durchführen zu können, werden beim Sender Pilotsignale in das zu übertragende Signal eingefügt. Durch Auswertung der Pilotsignale erhält der Empfänger Wissen über die Übertragungsfunktion des

Kanals. Die sich anschließende Kanalschätzung stellt für einen Empfänger eine wichtige Aufgabe dar.

Üblicherweise erfolgt die Kanalschätzung mit Hilfe zweier orthogonaler eindimensionaler FIR-Filter. Die Filterkoeffizienten werden ausgehend von dem zweidimensionalen Abtasttheorem, das durch die Anordnung der Pilote gegeben ist, bestimmt. Diese Art der Kanalschätzung stößt an ihre Grenzen, wenn das zweidimensionale Abtasttheorem verletzt ist, wie es im 8k-Modus bei sehr hohen Fahrzeuggeschwindigkeiten der Fall ist.

Der zweidimensionale APP-Kanalschätzer kann auch bei Verletzung des Abtasttheorems das gesendete Signal wiedergewinnen. Dieser Schätz-Algorithmus ist somit in der Lage, sehr schnellen Änderungen der Kanalübertragungsfunktion zu folgen. Damit kann auch im 8k-Modus bei sehr hohen Fahrzeuggeschwindigkeiten eine erfolgreiche Kanalschätzung erzielt werden.

2 Simulationssystem

2.1 Sender

Für die Simulationen wird die Bitfehlerhäufigkeit nach dem inneren Decodierer aufgenommen. Damit ergibt sich in den Simulationen für Sender und Übertragungskanal das in Bild 1 dargestellte Blockschaltbild.

Das Signal von der Bitquelle wird zuerst dem inneren Kanaldecodierer, der entsprechend dem DVB-T-Standard [1] ein Faltungscodierer ist, zugeführt. Danach folgen das innere Interleaving und die Signalzuordnung (Mapping). Der letzte Block des Senders ist die Mehrträger-Modulation (OFDM), die mit Hilfe der inversen FFT realisiert wird. Zusätzlich werden in diesem Block so-

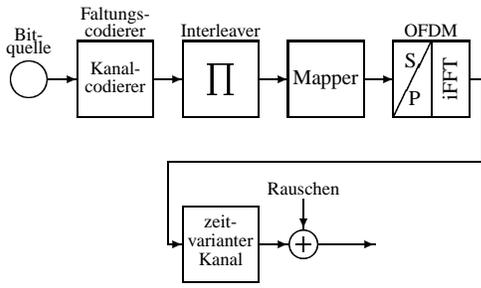


Bild 1: Sender und Übertragungskanal

wohl die Pilotsignale als auch das Schutzintervall eingefügt.

2.2 Kanalmodell

Für die Simulation des zeitvarianten Funkkanals wird das **Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering** (WSSUS)-Kanalmodell, das in [4] erläutert wird, verwendet. Die zeitvariante Impulsantwort $h(t, \tau)$ kann damit wie folgt ausgedrückt werden:

$$h(t, \tau) = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=1}^L e^{j(\varphi_n + 2\pi f_{D_n} t)} \delta(t - \tau_n) \quad (1)$$

wobei φ_n die Phase, f_{D_n} die Dopplerfrequenz und τ_n die Verzögerung des n -ten Echopfades ist. φ_n , f_{D_n} und τ_n werden zufällig in Abhängigkeit der zugehörigen Verbund-Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p_{\varphi, f_D, \tau}(\varphi, f_D, \tau)$ des betrachteten Kanals ausgewürfelt [5], [6].

Die zeitvariante Übertragungsfunktion $H(f, t)$ ergibt demnach:

$$H(f, t) = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=1}^L e^{j(\varphi_n + 2\pi f_{D_n} t - 2\pi f \tau_n)} \quad (2)$$

2.3 Empfänger

Beim Empfänger wird angenommen, dass sich die Kanalcharakteristik näherungsweise während der Dauer eines OFDM-Symbols nicht geändert hat. Unter dieser Annahme und mit der Vorkehrung, dass das Schutzintervall länger als das Verzögerungsspektrum des Kanals ist, verhindert das Schutzintervall **Inter Carrier Interference (ICI)** und **Inter Symbol Interference (ISI)**. In diesem Fall bestimmen sich die empfangenen Konstellationspunkte $Y_{k,l}$ wie folgt:

$$Y_{k,l} = H_{k,l} X_{k,l} + N_{k,l} \quad (3)$$

wobei l der OFDM-Symbol Index und k der Unterträger Index ist. $X_{k,l}$ sind die gesendeten Signalkonstellationspunkte und $N_{k,l}$ sind unabhängige identisch

verteilte komplexe gaußsche Rauschvariablen. Die Abtastwerte der Kanalübertragungsfunktion sind mit $H_{k,l}$ bezeichnet und bestimmen sich zu:

$$H_{k,l} = H(k\Delta f, lT_s) \quad (4)$$

wobei T_s die Dauer eines OFDM-Symbols kennzeichnet und Δf der Abstand der Unterträger mit $\Delta f = 1/(T_s - T_g)$ ist. T_g gibt die Dauer des Schutzintervalls an.

Eine ausführliche Betrachtung der Auswirkungen von ICI aufgrund der Zeitvarianz des Funkkanals findet sich in [7].

3 APP-Kanalschätzung

In Bild 2 ist der Aufbau des Empfängers mit APP-Schätzung dargestellt. Der APP-Kanalschätzer liefert an seinem Ausgang „Log-Likelihood“-Werte (L-Werte [8]) auf den gesendeten codierten Bits, die dem Deinterleaver zugeführt und in einem APP-Kanaldecoder decodiert werden [9]. Iterative Kanalschätzung und Decodierung wird dadurch erhalten, indem „äußere extrinsische Information“ auf den codierten Bits zurückgeschickt wird. Nach dem Interleaver wird diese Information „A Priori“-Wissen für die Kanalschätzeinheit.

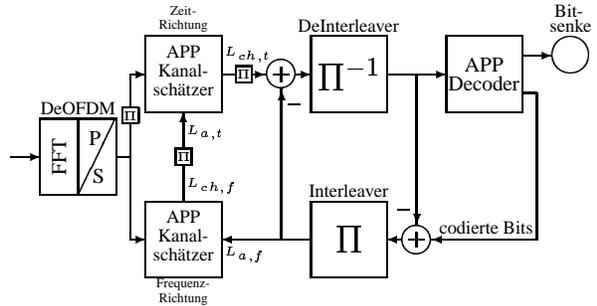


Bild 2: Empfänger mit APP-Kanalschätzer

Für die Kanalschätzung wird der „Symbol-by-Symbol“ MAP-Algorithmus entsprechend [10] mit einer geeignet gewählten Metric verwendet. Im Empfänger wird dazu ein sogenannter „Expanded Trellis“ aufgebaut [11], [12]. Für den Trellis werden die zu sendenden Symbole gedanklich in ein virtuelles Schieberegister am Eingang des iFFT-Blocks geschoben. Durch diese „künstliche Gruppierung“ nützt der Trellis die Kontinuität der Kanalübertragungsfunktion aus. In Bild 3 ist diese Gruppierung für den Trellisaufbau in Frequenzrichtung dargestellt.

Das Metric-Inkrement des APP-Kanalschätzers in Frequenzrichtung für den Unterträger k bestimmt sich zu (log-Funktionsbereich):

$$\gamma_{\mathbf{k}} = -\frac{|Y_{\mathbf{k},l} - \bar{X}_{\mathbf{k},l} \bar{H}_{\mathbf{k},l}|^2}{2\sigma_{\mathbf{k},pred}^2} + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{M-1} L_{\mathbf{k},a,f}^i \quad (5)$$

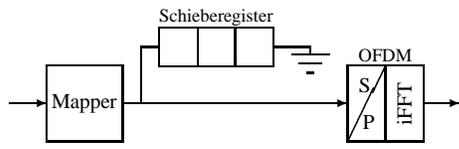


Bild 3: Gruppierung der zu sendenden Symbole

Der Zeitpunkt l ist für den APP-Schätzer in Frequenzrichtung fest. $\tilde{H}_{k,l}$ in Gleichung (5) ist der durch lineare Prädiktion geschätzte Kanalkoeffizient, der sich wie folgt berechnet:

$$\tilde{H}_{k,l} = \sum_{i=1}^{m_f} c_{f,i} \cdot \frac{Y_{k-i,l}}{\tilde{X}_{k-i,l}} \quad (6)$$

Die Koeffizienten $c_{f,i}$ des linearen Prädiktors werden mit Hilfe der Wiener-Hopf Gleichung, die auf der Frequenz-Autokorrelationsfunktion der Übertragungsfunktion des Funkkanals basiert, berechnet. Das empfangene Symbol zum Unterträger k , Zeitpunkt l ist $Y_{k,l}$. $\tilde{X}_{k,l}$ ist das angenommene gesendete Symbol entsprechend der Trellis-Struktur. $L_{k,a,f}^i$ sind die „A Priori“ L-Werte der Bits, wobei M die Anzahl der Bits pro Symbol angibt. Die Varianz des Schätzfehlers ist mit $2\sigma_{k,pred}^2$ bezeichnet.

Das Metric-Inkrement für den APP-Schätzer in Zeitrichtung berechnet sich analog zum Metric-Inkrement des APP-Schätzers in Frequenzrichtung. Der Unterträger k ist dabei konstant, d.h. der Trellisaufbau erfolgt zu einem festen Unterträger über die Zeit. Das Metric-Inkrement bestimmt sich zu:

$$\gamma_1 = -\frac{|Y_{k,l} - \tilde{X}_{k,l}\tilde{H}_{k,l}|^2}{2\sigma_{1,pred}^2} + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{M-1} L_{1,a,t}^i \quad (7)$$

mit dem geschätzten Kanalkoeffizienten

$$\tilde{H}_{k,l} = \sum_{i=1}^{m_t} c_{t,i} \cdot \frac{Y_{k,l-i}}{\tilde{X}_{k,l-i}} \quad (8)$$

Die Prädiktorkoeffizienten $c_{t,i}$ werden wiederum mit Hilfe der Wiener-Hopf Gleichung, die auf der Zeit-Autokorrelationsfunktion der Kanalübertragungsfunktion basiert, berechnet. Die $L_{1,a,t}^i$ sind die „A Priori“ L-Werte der Bits in Zeitrichtung.

Die beiden eindimensionalen APP-Schätzer werden entsprechend Bild 2 zusammengeschaltet. Den Eingang des APP-Schätzers in Frequenzrichtung stellen die empfangenen Symbole $Y_{k,l}$ und die „A Priori“ L-Werte $L_{a,f}$ dar, die vom Kanaldecoder zurückgeschickt werden. Die Pilotsignale werden als perfektes „A Priori“ Wissen (z.B. große positive oder negative L-Werte) an den bestimmten Positionen in die APP-Schätzung miteinbezogen. An den übrigen Positionen sind die „A Priori“ L-Werte $L_{a,f}$ für den ersten Durchlauf durch den Kanalschätzer Null. Der APP-Schätzer in Frequenzrichtung liefert an seinem Ausgang die geschätzten L-Werte $L_{ch,f}$, die nach einer

Umsortierung als „A Priori“ Eingang $L_{a,t}$ für den APP-Schätzer in Zeitrichtung dienen. Der APP-Schätzer in Zeitrichtung verwendet die „A Priori“ L-Werte $L_{a,t}$ und die empfangenen Symbole $Y_{k,l}$ am Eingang, um die verbesserten L-Werte $L_{ch,t}$ zu berechnen. Nachdem das „A Priori“ Wissen $L_{a,f}$ abgezogen wurde, wird das Signal dem Deinterleaver und anschließend dem Kanaldecoder zugeführt.

4 Simulationsergebnisse

Die Simulationen wurden im 8k-Modus durchgeführt, d.h. die Anzahl der Unterträger betrug 8192. Die Unterträger wurden dabei mit dem QPSK-Verfahren moduliert. Die Coderate R des Faltungscodierers betrug $R = 1/2$. Die Dauer des Schutzintervalls betrug $T_g = T_s/8$. Als Kanalmodell diente der DAB „Hilly Terrain“ I Kanal, dessen Verzögerungsleistungsdichtespektrum $P(\tau)$ in Bild 4 dargestellt ist.

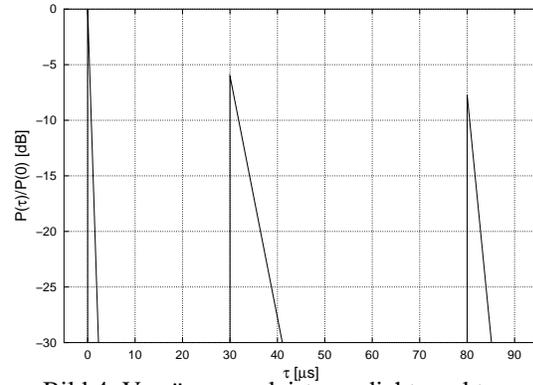


Bild 4: Verzögerungsleistungsdichtespektrum

Das Dopplerleistungsdichtespektrum der ersten Echogruppe ist ein Jakes-Spektrum, während für die zweite und dritte Echogruppe ein gaußförmiges Spektrum verwendet wird.

Bei der konventionellen filterbasierten Kanalschätzmethode werden zwei orthogonale Wiener Filter verwendet [5]. Da die Autokorrelationsfunktionen der zeitvarianten Kanalübertragungsfunktion, die für die Berechnung der optimalen Filterkoeffizienten nötig wären, dem Empfänger nicht bekannt sind, wird für die Frequenz-Autokorrelationsfunktion angenommen, dass die Verzögerungen τ zwischen 0 und T_g gleichverteilt sind. Bei der Zeit-Autokorrelationsfunktion wird davon ausgegangen, dass die Dopplerfrequenzen f_D zwischen $-f_D$ und f_D gleichverteilt sind [13],[14]. In Bild 5 ist die Bitfehlerhäufigkeit (BFH) für verschiedene maximale Dopplerfrequenzen $f_{D,max}$ über E_s/N_0 mit $f_D = 100\text{Hz}$ dargestellt. Dabei ist E_s die mittlere Energie pro Nutzdatensymbol und $N_0 = 2\sigma_N^2$ die Rauschleistung.

Aus Bild 5 ist zu entnehmen, dass sowohl für $f_{D,max} = 193\text{Hz}$ als auch für $f_{D,max} = 150\text{Hz}$ der erforderliche

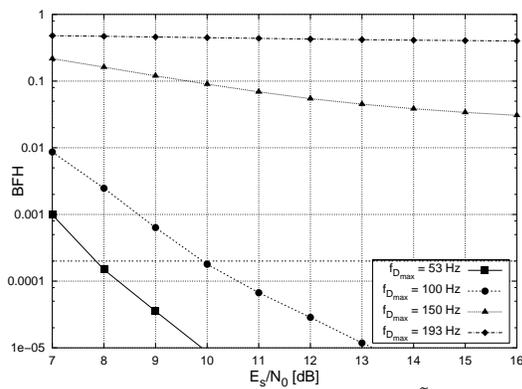


Bild 5: BFH für verschiedene $f_{D_{max}}$ mit $\tilde{f}_D = 100\text{Hz}$

Grenzwert von $2 \cdot 10^{-4}$ Bitfehlerhäufigkeit nach der Faltungsdecodierung, der zu einem quasi-fehlerfreien Empfang nötig wäre [1], im betrachteten Bereich nicht erreicht wird. Dies liegt zum einen daran, dass durch die Filterbandbreite von $\tilde{f}_D = 100\text{Hz}$ Spektralanteile, die bestehen bleiben sollten, unterdrückt werden, und zum anderen, dass das zweidimensionale Abtasttheorem für maximale Dopplerfrequenzen größer als $f_{D_{max}} = 124\text{Hz}$ verletzt wird [13], [14].

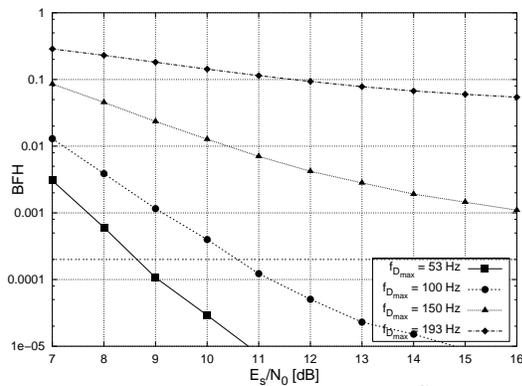


Bild 6: BFH für verschiedene $f_{D_{max}}$ mit $\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$

Bild 6 zeigt die BFH entsprechend Bild 5 mit $\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$. Auch in diesem Fall wird der erforderliche Grenzwert für $f_{D_{max}} = 193\text{Hz}$ und $f_{D_{max}} = 150\text{Hz}$ nicht erreicht. Doch aufgrund der größeren Filterbandbreite haben sich diese Kurven verbessert. Im Gegensatz dazu hat diese Vergrößerung jedoch zu einer Verschlechterung der Ergebnisse bei $f_{D_{max}} = 53\text{Hz}$ und $f_{D_{max}} = 100\text{Hz}$ geführt. Dies liegt daran, dass zu unterdrückende Spektralanteile und unnötige Rauschanteile bestehen bleiben [13],[14].

Für die APP-Kanalschätzung wurden ebenfalls die gleichen Annahmen über die Autokorrelationsfunktionen des Übertragungskanals wie bei der Schätzung mit Wiener Filtern gemacht. Der lineare Prädiktor in Zeitrichtung bestand aus 2 Koeffizienten ($m_t = 2$) und der in Frequenz-Richtung aus 3 Koeffizienten ($m_f = 3$). Die Varianz der Schätzfehler wurde gleich der Rausch-

leistung gesetzt ($2\sigma_{k,pred}^2 = 2\sigma_{l,pred}^2 = 2\sigma_N^2$). Der Trellis in Zeit-Richtung erstreckte sich über 16 OFDM-Symbole und der in Frequenzrichtung über alle Unterträger. In Bild 7 ist die BFH bei einer maximalen Dopplerfrequenz von $f_{D_{max}} = 193\text{Hz}$ über E_s/N_0 für verschiedene Iterationen dargestellt ($\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$). Aus Bild 7 ist zu erkennen, dass die BFH durch Iteration deutlich verbessert werden kann. Dabei sind 2 Iterationen ausreichend.

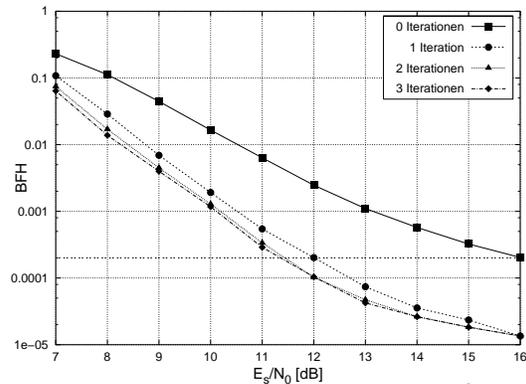


Bild 7: BFH für verschiedene Iterationen bei $f_{D_{max}} = 193\text{Hz}$ ($\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$)

Bild 8 stellt die BFH bei 2 Iterationen für verschiedene maximale Dopplerfrequenzen mit $\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$ dar. Für die verschiedenen maximalen Dopplerfrequenzen, auch für $f_{D_{max}} = 193\text{Hz}$, wird der erforderliche Grenzwert von $2 \cdot 10^{-4}$ erreicht. Damit kann der APP-Kanalschätzer auch sehr schnellen zeitlichen Änderungen des Kanals folgen.

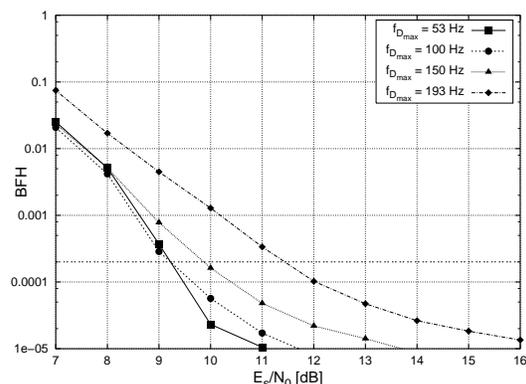


Bild 8: BFH für verschiedene $f_{D_{max}}$ bei 2 Iterationen

Aus Bild 8 ist zu erkennen, dass bei der maximalen Dopplerfrequenz $f_{D_{max}} = 53\text{Hz}$ im Verhältnis zu den anderen Dopplerfrequenzen eine zu hohe Bitfehlerhäufigkeit erzielt wird. Dies liegt daran, dass der Prädiktor für die Schätzung in Zeitrichtung für eine Dopplerfrequenz von $\tilde{f}_D = 200\text{Hz}$ entworfen wurde. Um nun eine Verbesserung bei niedrigen maximalen Dopplerfrequenzen zu erhalten, ist es mit Hilfe der kontinuierlichen Pilote möglich, die Autokorrelations-

funktion in Zeitrichtung zu messen. Erfolgt dies, so kann der Schätzer in Zeitrichtung adaptiv, d.h. auf die jeweilige maximale Dopplerfrequenz angepasst, betrieben werden. In Bild 9 ist dieses adaptive Verfahren dem vorherigen Schätzverfahren mit festen Prädiktorkoeffizienten gegenübergestellt.

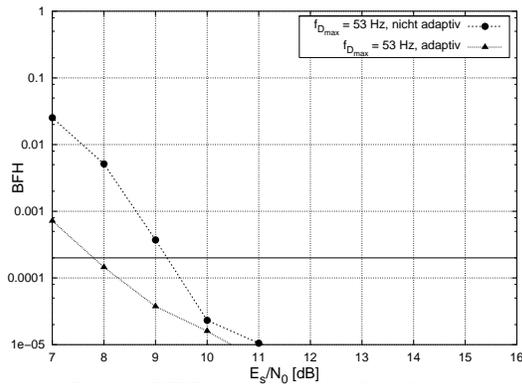


Bild 9: BFH mit adaptiven Prädiktoren

Diesem Bild ist zu entnehmen, dass das adaptive Verfahren eine Verbesserung bringt, d.h. der erforderliche Grenzwert wird bei einem niedrigeren E_s/N_0 -Verhältnis erreicht. Der Gewinn beträgt ca. 1,5dB.

5 Zusammenfassung

Der hier vorgestellte zweidimensionale APP-Kanalschätzer kann auch bei Verletzung des zweidimensionalen Abtasttheorems die Kanalübertragungsfunktion in der erforderlichen Güte schätzen. Damit können im 8k-Modus sehr schnelle Veränderungen des Kanals ausgeglichen werden, während der übliche filterbasierte Kanalschätzer diesen Kanälen nicht mehr folgen kann. Aufgrund dessen stellt das zweidimensionale Abtasttheorem keine Grenze für den mobilen Empfang dar.

Ein weiterer Punkt der erhaltenen Ergebnisse ist, dass durch den zweidimensionalen APP-Kanalschätzer die Anzahl an Piloten verringert und dennoch eine erfolgreiche Kanalschätzung durchgeführt werden kann. Somit kann durch Verringerung der Anzahl an Piloten die Datenrate erhöht werden.

Literatur

- [1] AprETS 300 744: Digital broadcasting systems for television, sound and data services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television – European Telecommunication Standards Institute (ETSI), 1997
- [2] S. Bauer, B. Schmale: Video Transmission over DAB/DMB as an Application for the MPEG-4 Main Profile

– Picture Coding Symposium, Berlin, S. 111-116, Sept. 1997

- [3] B. Sostawa, J. Speidel: Investigation on Bit Error Performance for Video over DAB – IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 44, Nr. 4, S. 445-448, Dez. 1998
- [4] P. Höher: A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel – IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. 41, S. 461-468, Nov. 1992
- [5] P. Höher, S. Kaiser, P. Robertson: Two-dimensional pilot-symbol-aided Channel Estimation by Wiener Filtering – Proc. IEEE ICASSP, München, S. 1845-1848, Apr. 1997
- [6] M. Sandell, O. Edfors: A comparative study of pilot-based Channel Estimators for wireless OFDM – Research Report TULEA, Division of Signal Processing, Luleå University of Technology, 1996
- [7] A. Hutter, J. Hammerschmidt: A Simple Smart Antenna Approach to Reduce the Error Floor for Mobile OFDM Systems – IEEE Proc. of International Conference on Telecommunications (ICT), Acapulco, Mexico, Mai 2000
- [8] J. Hagenauer, E. Offer, L. Papke: Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes – IEEE Trans. on Inf. Theory, Vol. 42, Nr. 2, S. 429-445, März 1996
- [9] P. Robertson, E. Vilebrun, P. Höher: A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log-domain – Proc. ICC, S. 1009-1013, Juni 1995
- [10] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Raviv: Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate – IEEE Trans. on Inf. Theory, Vol. 20, S. 284-287, März 1974
- [11] L. Davis, I. Collings, P. Höher: Joint MAP equalization and channel estimation for frequency-selective fast-fading channels – Proc. 7th Communication Theory Mini-Conf., IEEE Globecom, S. 53-58, Nov. 1998
- [12] P. Höher, J. Lodge: “Turbo DPSK”: Iterative differential PSK demodulation and channel decoding – IEEE Trans. on Comm., Vol. 47, Nr. 6, S. 837-843, Juni 1999
- [13] F. Sanzi, J. Speidel: An Adaptive Two-Dimensional Channel Estimator for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T – IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 46, S. 128-133, Juni 2000
- [14] F. Sanzi: Ermittlung der Bitfehlerhäufigkeit bei verschiedenen Kanalparametern gemäß Themenbereich I – FMS Jahresbericht, Januar 2000