HÖHERSTUFIGE ORTHOGONALE MODULATION FÜR MC-CDMA-SYSTEME

Armin Dekorsy and Karl-Dirk Kammeyer
Universität Bremen, FB-1, Institut für Hochfrequenz- und Nachrichtentechnik
Postfach 33 04 40, D-28334 Bremen
Fax: 0421/218-3341, e-mail: dekorsy@comm.uni-bremen.de

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird die höherstufige orthogonale Modulation in Verbindung mit der MC-CDMA-Technik vorgestellt. Die Datenübertragung erfolgt von der Mobil- zur Basisstation (*Uplink*) und als Kanal wird ein *Indoor*-Rayleigh-*Fading*-Kanal betrachtet. Neben der prinzipiellen Erläuterung des Konzepts wird anhand von Simulationen das Verhalten unterschiedlicher linearer Entzerrer untersucht. Den Schwerpunkt der Arbeit bildet die Analyse von grundlegenden Systemeigenschaften wie z.B. spektrale Effizienz und Bitfehlerverhalten. Ein Vergleich mit der zweistufigen antipodalen Modulation (BPSK) zeigt eine höhere spektrale Effizienz und ein deutlich besseres Fehlerverhalten für die höherstufige orthogonale Modulation.

1. Einleitung

In den letzten Jahren ist das Mehrträgerverfahren OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) für die mobile Kommunikation als vorteilhafte Alternative zu Einzelträgerverfahren erkannt worden [1, 2]. Parallel dazu stellte sich das Codemultiplex-Verfahren OFDM-*Code Division Multiple Access* (OFDM-CDMA), bzw. *Multi-Carrier*-CDMA (MC-CDMA), als möglicher Kandidat für zukünftige Mobilfunkgenerationen heraus [3, 4, 5].
Dieses Verfahren kombiniert die Eigenschaften der OFDM-Mehrträgertechnik (geringe Frequenzselektivität in den Teilbändern, FFT/IFFT-Realisierungsmöglichkeiten) mit denen der CDMA-Technik (Trennung der Teilnehmer durch individuelle Codewörter, Spreizung der Symbolenergie über die gesamte Bandbreite). Zur Vermeidung von Intersymbol-Interferenz (ISI) kann weiterhin ein *Guard*-Intervall eingesetzt werden, was die Verwendung einfacher linearer Entzerrerstrukturen ermöglicht.
Die in den letzten Jahren durchgeführten Analysen der MC-CDMA-Übertragung beschränken sich vor allem auf klassische Modulationsformen wie z.B. BPSK oder QPSK [6, 7, 8]. Prinzipiell bietet die Codemultiplex-Technik auch die Möglichkeit, höherstufige orthogonale Modulationsformen wie z.B. die Walsh-Modulation anzuwenden. Diese zeichnet sich durch günstige Signalraumkonstellationen und durch einfache Realisierungsmöglichkeiten aus [9].
Im Falle der MC-CDMA-Übertragung liegt durch die Verwendung von mehreren Trägern eine Frequenzauflösung der zur Verfügung stehenden Bandbreite vor, die zur Übertragung der Walsh-Symbole nutzbar ist. Im Gegensatz zu klassischen Modulationsformen, bei denen das modulierte Signal durch eine einmalige Spreizung über die gesamte zur Verfügung stehende Bandbreite übertragen wird, erfolgt bei der Anwendung der höherstufigen orthogonalen Modulation die Spreizung in zwei aufeinanderfolgenden Schritten.

In diesem Beitrag wird die höherstufige orthogonale Walsh-Modulation in Verbindung mit der MC-CDMA-Technik vorgestellt. Neben der prinzipiellen Erläuterung des Konzepts werden Simulationsergebnisse für den kohärenten Empfang in einer Basisstation (*Uplink*) dargestellt. Es erfolgt ein Vergleich zwischen der Walsh-Modulation und der zweistufigen antipodalen Modulation bezüglich Bitfehlerraten und spektraler Effizienz. Weiterhin werden für die Walsh-Modulation die Fehlerraten unterschiedlicher linearer Entzerrer gegenübergestellt. Die Ergebnisse beziehen sich grundsätzlich auf die Übertragung in geschlossenen Räumen (*indoor*). Die Kanalschätzung wird als ideal angenommen.

2. Übertragungssystem

Bei der Codemultiplex-Übertragung spielen die verwendeten Codes zur Separierung der einzelnen Teilnehmersignale eine wesentliche Rolle. Im Falle einer Datenübertragung von der Basisstation zur Mobilstation (*Downlink*) kann von synchronen Empfangsverhältnissen ausgegangen werden, so daß die Verwendung optimierter Codes, z.B. Walsh-Hadamard-Codes, möglich ist. Aus diesem Grund ergibt sich für die *Downlink*-Übertragung eine geringe Teilnehmerinterferenz (*MAI, Multiple-Access-Interference*). Für die hier betrachtete *Uplink*-Übertragung ist eine Synchronisation der Teilnehmersignale mit einem hohen Signalisierungsaufwand verbunden. Im Rahmen dieser Arbeit wird daher von asynchronen Empfangsverhältnissen ausgegangen. Zur Trennung der Teilnehmersignale werden *Pseudo-Noise*-Sequenzen (PN-Sequenzen) verwendet, deren nicht optimierte Korrelationseigenschaften eine höhere Teilnehmerinterferenz bewirken.

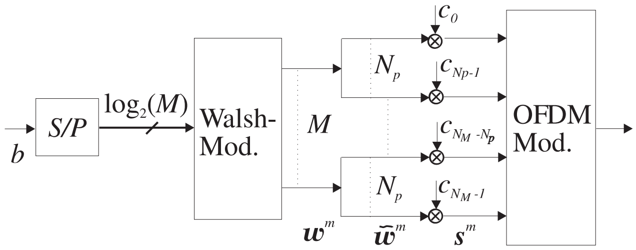

Abbildung 1: MC-CDMA-Sender für M-stufige Walsh-Modulation

Abbildung 1 zeigt das Blockschaltbild eines MC-CDMA-Senders mit Walsh-Modulation im äquivalenten Basisband (zur Vereinfachung wird ein Nutzer betrachtet und keine Indizierung verwendet). Die von der Quelle abgegebenen Binärdaten $b \in \{0,1\}$ der jeweiligen Dauer T_b werden zunächst durch einen Serien-Parallel-Wandler (S/P) in Bitgruppen der Länge $\log_2(M)$ zusammengefaßt. Ein Funktionsgenerator ordnet jeder Bitgruppe ein Walsh-Symbol (Vektor) $\boldsymbol{w}^m = [w_0^m, w_1^m, \ldots, w_{M-1}^m]^T, m \in \{0, \ldots, M-1\}$ zu. Jedes Walsh-Symbol besteht aus M sogenannten Walsh-Chips $w_\mu^m \in \{-1, 1\}$, $\mu = 0 \ldots M-1$. Die Symboldauer bzw. die Dauer jedes Walsh-Chips beträgt somit $T = \log_2(M) T_b$, womit gegenüber dem Quellensignal eine spektrale Spreizung um den Faktor $M/\log_2(M)$ vorliegt. Anschliessend erfolgt eine weitere spektrale Spreizung um den Faktor N_p und eine Multiplikation der N_M Träger mit einem Code-Chip des teilnehmerspezifischen Codes $c_i \in \{\pm 1/\sqrt{N_M}\}$, $i = 0 \ldots N_M - 1$. Unter der Bedingung einer gegebenen Bandbreite B erhöht sich mit steigender Stufigkeit M die Anzahl der Träger

$$N_M = M \cdot N_P = N_2 \cdot \log_2(M), \qquad (1)$$

wobei N_2 die Anzahl der Träger der 2-stufigen Modulation beschreibt[1].

Im folgenden werden $j = 0 \ldots J-1$ aktive Nutzer betrachtet. Vor der OFDM-Modulation liegt für den j-ten Nutzer das Sendesymbol (Vektor)

$$\boldsymbol{s}^{m,j} = [s_0^{m,j}, \ldots, s_{N-1}^{m,j}]^T, \; s_i^{m,j} = \tilde{w}_i^{m,j} c_i^j \qquad (2)$$

mit $\tilde{w}_i^{m,j} = w_\mu^{m,j}$, $\forall \; \mu = \lfloor i/N_p \rfloor, m, j$ an. Die anschließende OFDM-Modulation beinhaltet die IFFT (IDFT) und fügt das an die maximale Laufzeit des Kanals angepaßte *Guard*-Intervall zur Vermeidung der ISI und der Nachbarkanalinterferenz hinzu. Aufgrund der *Guard*-Zeit kann der Kanal für die *Uplink*-Übertragung als $N_M \times N_M$ Diagonalmatrix $\boldsymbol{H}^j$, $j = 0 \ldots J-1$ modelliert werden [8]. Der Kanalkoeffizient für den j-ten Nuzter auf dem i-ten Träger ergibt sich zu $h_i^j = \rho_i^j \cdot \exp(\phi_i^j)$, wobei ρ_i^j ein Rayleigh-Prozess und ϕ_i^j die gleichverteilte Phase beschreibt.

Das Blockschaltbild eines kohärenten MC-CDMA-Empfängers für die Walsh-Modulation ist in Abbildung 2 wiedergegeben. Unter der Annahme von J aktiven Nutzern kann das empfangene Signal nach

[1]Um einen Vergleich zur BPSK zu ermöglichen, basiert der Systementwurf auf der 2-stufigen Modulation.

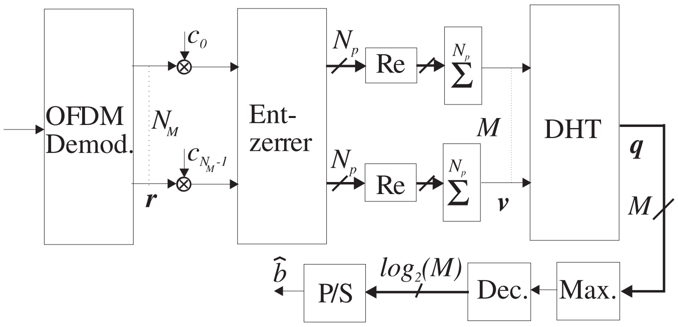

Abbildung 2: Kohärenter MC-CDMA-Empfänger für M-stufige Walsh-Modulation

der OFDM-Demodulation als Summe von Vektoren $\boldsymbol{r}^{m,j}$ in der Form

$$\boldsymbol{r} = \sum_{j=0}^{J-1} \boldsymbol{r}^{m,j} + \boldsymbol{n} = \sum_{j=0}^{J-1} \boldsymbol{H}^j \boldsymbol{s}^{m,j} + \boldsymbol{n} \qquad (3)$$

geschrieben werden. Die einzelnen Vektorelemente ergeben sich zu $r_i^{m,j} = h_i^j \cdot s_i^{m,j}$, $i = 0 \ldots N_M - 1$, $m \in \{0, \ldots, M-1\}$, und der Vektor $\boldsymbol{n}$ berücksichtigt das additive, weiße Rauschen (AWGN). Nach der Multiplikation mit der teilnehmerspezifischen PN-Sequenz, der Kanalentzerrung und der Realteilbildung erfolgt die Korrelation über N_p Träger. Betrachtet man den Empfang des $j = 0$-ten Nutzers (zur Vereinfachung wird keine Indizierung verwendet), so erhält man für die Elemente des Vektors $\boldsymbol{v}$ den Ausdruck

$$v_\mu = \sum_{i=\mu N_p}^{(\mu+1)N_p - 1} \mathrm{Re} \left\{ c_i e_i r_i^{m,0} + \sum_{j=1}^{J-1} c_i e_i r_i^{m,j} + c_i e_i n_i \right\},$$

$$\mu, m \in \{0, \ldots, M-1\}, \qquad (4)$$

wobei e_i den Entzerrerkoeffizienten des i-ten Trägers darstellt. Die Realisierung eines Maximum-Likelihood-Empfangs (MLD) erfordert die Berechnung der Skalarprodukte von $\boldsymbol{v}$ mit allen M möglichen Walsh-Symbolen $\boldsymbol{w}^m, m \in \{0, \ldots, M-1\}$. Dieses Problem läßt sich kompakt als Diskrete Hadamard-Transformation (DHT) formulieren [9]. Aus dem hieraus erhaltenen Entscheidungsvektor q wird das Element mit dem größten Wert ausgewählt und die zugehörige Gruppe von $\log_2(M)$ Bit als wahrscheinlichste gesendete Bitfolge ausgegeben.

3. Systemeigenschaften der höherstufigen orthogonalen Modulation

Neben dem Vorteil einfache Entzerrerstrukturen anwenden zu können, beinhaltet das Anhängen einer *Guard*-Zeit allerdings auch zwei entscheidende Nachteile. Erstens liegt keine optimale Rauschanpassung im Sinne der *Matched*-Filterung vor. Weiterhin wird während dieser Zeit keine Information übertragen, so daß eine geringere Bandbreite-Effizienz gegeben ist. Diese Nachteile können bei der MC-CDMA-Technik durch die Verwendung einer höherstufigen Walsh-Modulation reduziert werden. Dabei spielen drei Aspekte eine wesentliche Rolle:

1. Die durch die MC-CDMA-Technik bereits gegebene Auflösung der Bandbreite wird zur Übertragung der orthogonalen Symbole weiter verfeinert. D.h. daß sich mit steigender Stufigkeit M die Anzahl der Träger erhöht, siehe (1). Wichtig ist, daß dabei die Bandbreite erhalten bleibt und durch die größere Anzahl an Trägern die Nutzerinterferenz reduziert wird.

2. Im Gegensatz zu klassischen digitalen Modulationsformen nimmt bei der höherstufigen Walsh-Modulation die Euklidische Distanz zwischen den Symbolen mit steigender Stufigkeit zu [9]. Dies hat zur Folge, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit mit steigender Stufigkeit abnimmt.

3. Weiterhin bedeutet eine Erhöhung der Modulationsstufigkeit eine längere Symboldauer auf jedem Träger. Geht man von einer durch den Kanal bedingten *Guard*-Zeit T_g aus, so wird bei einer Erhöhung von M das Verhältnis der *Guard*-Zeit zur Gesamtsymboldauer T geringer. Aus disem Grunde steigt die spektrale Effizienz, und die Rauschanpassung wird ebenfalls verbessert. In Tabelle 1 ist das Verhältnis der spektralen Effizienz β zu der ohne *Guard*-Zeit β_{ideal} und die Fehlanpassung $\Delta\bar{E}_b/N_0$ für die Stufigkeiten $M = 2, 8, 32$ aufgeführt. Dabei wird bei einer 2-stufigen Modulation von einem Verhältnis $T_g/T = 0.2$ ausgegangen.

M	$\Delta\bar{E}_b/N_0$ in dB	β/β_{ideal}
2	1	80%
8	0.3	92%
32	0.2	95%

Tabelle 1: Fehlanpassung und spektrale Effizienz

4. Indoor-Rayleigh-Fading-Kanal

4.1. Systembeschreibung

Die folgenden Simulationsresultate beziehen sich auf die Datenübertragung über einen *Indoor*-Rayleigh-*Fading*-Kanal mit einem exponentiell verlaufenden Verzögerungs-Leistungsspektrum. Der Effektivwert der Verzögerungen beträgt $\tau_{RMS} = 150\,\text{ns}$. Unter Berücksichtigung von Echos, deren Leistungen mindestens 10% der Maximalen betragen, ergibt sich eine maximale Laufzeit von $\tau_{max} \approx 350\,\text{ns}$. Als Bandbreite werden $B = 25\,\text{MHz}$ angesetzt. Bei einer Trägerfrequenz von 5.2 GHz erhählt man mit einer relativen Geschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger von 0.5 m/s eine sehr geringe maximale Dopplerfrequenz von $f_{d,max} \approx 9$ Hz. Aufgrund dieser geringen maximalen Dopplerfrequenz sind die zeitselektiven Einflüsse auch für lange Symboldauern T zu vernachlässigen, was die Anwendung von Modulationen mit hohen Stufigkeiten ermöglicht. Ausgehend von einer 2-stufigen Modulation mit $N_2 = 64$ Trägern und einem Verhältnis $T_g/T = 0.2$ ergibt sich eine Datenrate von 312 kbit/s pro Nutzer. Eine Erhöhung der Stufigkeit auf $M = 32$ hat eine bessere spektrale Effizienz und somit auch eine höhere Datenrate von 372 kbit/s pro Nuzter zur Folge (Tabelle 1).
Für alle Simulationen werden $N_2 = 64$ Träger und $J = 8$ aktive Nutzer betrachtet.

4.2. Simulationsergebnisse

Es ist zu beachten, daß neben den Korrelationseigenschaften der nutzerspezifischen Codes auch die Orthogonalität der Walsh-Symbole durch den Kanal gestört wird. Dies führt bei Anwendung der DHT zu einer sogenannten Eigeninterferenz der Walsh-Symbole und damit zu einer suboptimalen Fehlerwahrscheinlichkeit. Somit ergibt sich an dieser Stelle die Frage, wie sich unterschiedliche lineare Entzerrungstechniken im Zusammenhang mit der höherstufigen Walsh-Modulation verhalten und inwieweit die Eigeninterferenz gegenüber der Nutzerinterferenz eine Rolle spielt. In den Gleichungen 5-8 sind dazu vier mögliche Entzerrer aufgeführt, die alle eine Phasenkorrektur durchführen und sich lediglich in der Korrektur des Kanalbetrags unterscheiden.

Orthogonal Restoring Combining (ORC):

$$e_i = 1/h_i \tag{5}$$

Soft-ORC$_\gamma$ (SORC$_\gamma$):

$$e_i = \begin{cases} 1/h_i & \text{für } |h_i| > \gamma \\ 1/\gamma \cdot e^{-j\,arg(h_i)} & \text{für } |h_i| \le \gamma \end{cases} \tag{6}$$

Equal Gain Combining (EGC):

$$e_i = e^{-j\,arg(h_i)} \tag{7}$$

Maximum Ratio Combining (MRC):

$$e_i = h_i^* \tag{8}$$

Abbildung 3 stellt die Bitfehlerraten einer 32-stufigen Walsh-Modulation für die oben aufgeführten Entzerrer dar. Für die hier vorliegenden Rahmenbedingungen (*Uplink*, PN-Sequenzen) ist zu erkennen, daß die ORC-Technik trotz idealer Korrektur der Orthogonalität das schlechteste Verhalten aufweist. Dies ist vor allem durch den erheblichen Anstieg der Rauschleistung bei betragskleinen Kanalkoeffizienten zu erklären. Betrachtet man das EGC-Verfahren, so stellt dieses ein Kompromiß zwischen dem Rauscheinfluß,

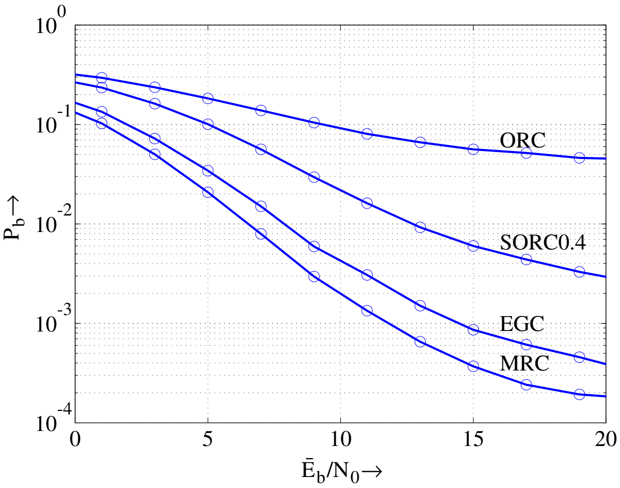

Abbildung 3: Entzerrerverhalten für eine 32-stufige Walsh-Modulation, $J = 8$ aktiven Nutzern und $N_2 = 64$ Trägern

der Unterdrückung der Nutzer sowie der Eigeninterferenz dar. Für das SORC$_\gamma$-Verfahren erhält man Fehlerraten, die für Schwellen $\gamma \ll 1$ denen des ORC-Verfahrens und für Schwellen $\gamma \gg 1$ denen des EGC-Vefahrens entsprechen. Beispielhaft ist hier eine Schwelle $\gamma = 0.4$ gewählt worden. Weiterhin ist zu sehen, daß die MRC-Entzerrung trotz der größten Eigeninterferenz aber der geringsten Nutzerinterferenz die günstigsten Ergebnisse liefert. Da alle Entzerrer eine ideale Phasenkorrektur der Kanalphase durchführen und sich lediglich in der Betragskorrektur unterscheiden, können folgende Aussagen getroffen werden:

- Je nach Entzerrer liegen vor der DHT unterschiedliche Beträge auf den M-Trägern vor, so daß die Orthogonalität der Walsh-Symbole gestört ist und Eigeninterferenzen auftreten (Dies gilt nicht für die ORC-Entzerrung).

- Der Einfluß der Eigeninterferenzen auf die Bitfehlerraten ist gegenüber dem der Nutzerinterferenzen, bedingt durch die Verwendung von PN-Sequenzen zur Separierung der Teilnehmersignale, geringer.

Um eine Aussage über die Fehlerwahrscheinlichkeit der Walsh-Modulation zu erhalten, sind in Abbildung 4 die Bitfehlerraten für unterschiedliche Stufigkeiten M im Vergleich zur BPSK über $\bar{E}_b/N_0$ dargestellt. Zur Entzerrung wurde das MRC-Verfahren verwendet. Die dargestellten Ergebnisse lassen fol-

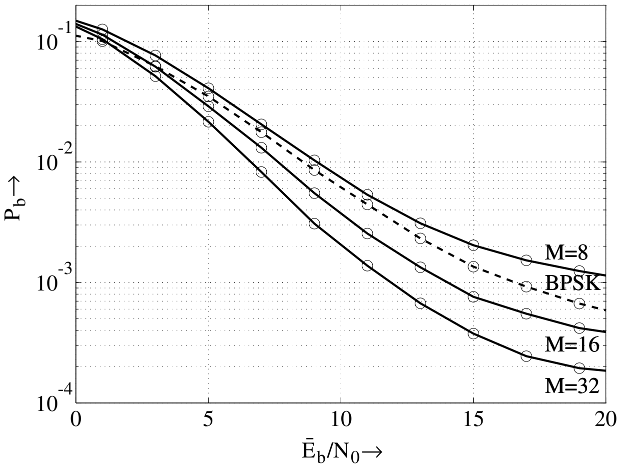

Abbildung 4: Einfluß der Stufigkeit M für $J = 8$ aktive Nutzer und $N_2 = 64$ Träger

gende Schlüsse zu:

- Mit steigender Stufigkeit nimmt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit aufgrund größer werdender Euklidischer Distanz, geringerem *Mismatching* und reduzierter MAI ab.

- Höherstufige orthogonale Modulationsformen führen zu geringeren Bitfehlerraten als die zweistufige antipodale Form (BPSK).

5. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde die höherstufige orthogonale Modulation in Verbindung mit der MC-CDMA-Technik vorgestellt. Als Rahmenbedingung lag eine *Uplink*-Datenübertragung über einen *Indoor*-Rayleigh-*Fading*-Kanal zugrunde.
Simulationsergebnisse zeigen, daß für den kohärenten Empfang, unter der Bedingung einer idealen Kanalschätzung, der *Maximum Ratio Combining*-Entzerrer (MRC-Entzerrer) am geeignetsten ist. Eine Gegenüberstellung mit der zweistufigen antipodalen Modulation (BPSK) zeigt ein deutlich besseres Fehlerverhalten für die höherstufige orthogonale Modulation. Dies ist vor allem auf eine größer werdende Euklidische Distanz, auf eine geringeres *Mismatching* und auf eine reduzierte Nutzerinterferenz für eine steigende Stufigkeit zurückzuführen. Weiterhin gilt, daß die spektrale Effizienz mit größer werdender Stufigkeit ebenfalls steigt, so daß bei gegebener Bandbreite eine höhere Datenrate möglich ist.

6. References

[1] L. J. Cimini. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Trans. on Communications*, 33(7):665–675, July 1985.

[2] H. Rohling and R. Gruenheid. Multicarrier Transmission Technique in Mobile Communication Systems. In *Proc. RACE Mobile Communications Summit 1995*, pages 270–276, Cascais, Nov. 22–24 1995.

[3] K. Fazel and L. Papke. On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile radio communication system. In *Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC'93)*, pages D3.2.1–D3.2.5, September 1993.

[4] N. Yee, J.-P. Linnartz, and G. Fettweis. Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks. In *Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC'93)*, pages D1.3.1–D1.3.5, September 1993.

[5] G. Fettweis, K. Anvari, and A. Shaikh Bahai. On Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) Modem Design. In *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC'94)*, pages 1670–1674, Stockholm, June 7–11 1994.

[6] K. Fazel, S. Kaiser, and M. Schnell. A Flexible and High Performance Cellular Mobile Communications System Based on Orthogonal Multi-Carrier SSMA. *Wireless Personal Communications*, 2:121–144, 1995.

[7] S. Kaiser. On the Performance of Different Detection Techniques for OFDM-CDMA in Fading Channels. In *Proc. IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM'95)*, pages 2059–2063, Singapore, November 13–17 1995.

[8] T. Mueller, K. Brueninghaus, and H. Rohling. Performance of coherent OFDM-CDMA for Broadband Mobile Communications. *Wireless Personal Communications*, 2:295–305, 1996.

[9] K.D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung.* B.G. Teubner, Stuttgart, second edition, 1996.