

MIMO-Konzepte im Mobilfunkstandard LTE

Hendrik Vogt

Zusammenfassung—In dieser Ausarbeitung werden verschiedene MIMO-Konzepte vorgestellt, die im Zusammenhang mit dem Mobilfunkstandard LTE wichtig sind. Dazu gehören zunächst Systeme mit Empfangsdiversität wie Maximum Ratio Combining (MRC), Equal Gain Combining (EGC) und Selection Combining (SC). Systeme mit Sendediversität durch Space Frequency Block Codes (SFBC) und Cyclic Delay Diversity (CDD) werden ebenfalls betrachtet.

I. EINLEITUNG

Mobilfunk-Standards der neueren Generation wie LTE setzen im zunehmenden Maße auf Mehrantennensysteme, um den Ansprüchen höherer Datenraten zu genügen. Dieses Konzept wird mit dem Oberbegriff MIMO-Systeme (*Multiple Input, Multiple Output*) beschrieben. Diese Ausarbeitung befasst sich mit den MIMO-Systemen für Einzelnutzer (*single-user MIMO*), bei der lediglich die Kommunikation einer Basisstation mit einer Mobilstation beschrieben wird, wobei beide jedoch mehrere Antennen benutzen dürfen. Insgesamt können folgende Vorteile gewonnen werden [1]:

- **Diversitätsgewinn** (*diversity gain*) wird dadurch erzielt, dass mit mehreren Antennen die negativen Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung im Mobilfunkkanal verringert werden können. Tiefe Signaleinbrüche an der einen Antenne werden durch ein besseres SNR an einer anderen Antenne ausgeglichen. Der Gewinn wird durch eine veränderte Steigung der Bitfehlerratenkurven erkennbar.
- **Gruppengewinn** (*array gain*) entsteht, wenn die Signale mehrerer Empfangsantennen kohärent¹ zusammengeführt werden. Die effektiv empfangene Signalleistung steigt linear mit der Anzahl der Antennen.
- **Multiplexgewinn** (*multiplexing gain*) bezieht sich auf die Möglichkeit, unter bestimmten Umständen eine Erhöhung der spektralen Effizienz² zu erreichen. Es können parallele Datenströme gesendet und am Empfänger auch getrennt werden.

Es stellt sich die Frage, inwiefern die Benutzung mehrerer Antennen zu einer erhöhten spektralen Effizienz führen kann. In der Arbeit von Telatar [2] wurde gezeigt, dass neben den bereits genutzten Ressourcen Zeitdauer, Bandbreite und Dynamik eine weitere hinzukommen kann, nämlich der Raum. Im Verlauf dieser Arbeit soll gezeigt werden, wie sich diese Vorteile im Kommunikationssystem umsetzen lassen.

A. Fading im Mobilfunkkanal

Ein für das Verständnis der MIMO-Konzepte wichtiger Effekt im Mobilfunkkanal ist *fading* (oder Signalschwund). Darunter versteht man die starken Fluktuationen der Signalstärke

über kurze Distanzen oder Zeitintervallen im Kanal [3]. Da das Signal auf dem Weg vom Sender zum Empfänger meistens auf viele Hindernisse stößt, gibt es Reflexionen sowie Beugungs- und Streueffekte. Dieses Phänomen der Mehrwegeausbreitung (*multipath propagation*) trägt zum *fading* erheblich bei. Gleichzeitig bewegen sich Basis- und Mobilstation häufig relativ zueinander. Damit kommt eine Dopplerverschiebung als Effekt hinzu. Ein allgemeines Modell für ein Signal im Mobilfunkkanal lautet [4]:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t)x(t - \tau_i(t)) \quad (1)$$

Das empfangene Signal setzt sich aus N um $\tau_i(t)$ verzögerte Signalkomponenten zusammen. Das zugrundeliegende Kanalmodell ist zwar linear, jedoch zeitvariant, um den ständigen Kanalveränderungen Rechnung zu tragen. Zwei wichtige Beschreibungsgrößen sind mit

$$B_{cb} = \frac{1}{\tau_d}$$

die Kohärenzbandbreite (*coherence bandwidth*) B_{cb} und die Mehrwegezeitdauer (*delay spread*) τ_d [5]. Bei τ_d handelt es sich um die Dauer zwischen dem ersten und dem letzten Mehrwegesignal. Falls für die Bandbreite des Sendesignals $B < B_{cb}$ gilt, so heißt der Kanal frequenzflach (*flat fading*). Gilt dagegen $B > B_{cb}$, so erfahren verschiedene Frequenzkomponenten des Sendesignals unterschiedliches Kanalverhalten, der Kanal ist frequenzselektiv (*frequency-selective fading*). In diesem Fall ist mit Intersymbolinterferenz (ISI) zu rechnen.

B. LTE-Systemmodell

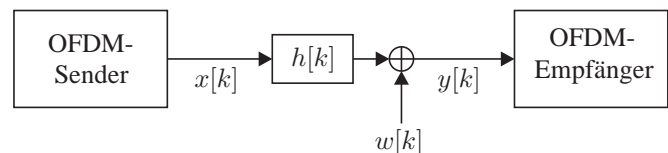


Abbildung 1. Verwendetes OFDM-Systemmodell im SISO-Aufbau (nur Einzelantennen).

Auf das verwendete LTE-Systemmodell wird im Folgenden kurz eingegangen. In Abb. 1 wird der grundsätzliche Aufbau des Systems dargestellt. Nach der Verarbeitung durch das OFDM-Verfahren im Sendepfad wird das diskrete Zeitsignal $x[k]$ über den Kanal gesandt. Zur Vereinfachung werden alle Signale im Kanal als bandbegrenzt und zeitdiskretisiert im äquivalenten Basisband betrachtet. Die Kanalkoeffizienten $h[k]$ modellieren ein frequenzselektives, zeitinvariantes Rayleigh-Fading $h[k] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$. Die OFDM-Subträger

¹d.h. frequenz- und phasenrichtig

²Definiert als $\frac{\text{Bitrate}}{\text{genutzte Bandbreite}}$

erfahren jedoch ein näherungsweise frequenzflaches Kanalverhalten. Das additive Rauschen $w[k]$ beinhaltet einen komplexen weißen Gaußprozess $w[k] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$. Der Vorgang lässt sich daher mit

$$y[k] = x[k] * h[k] + w[k] \quad (2)$$

ausdrücken. Wenn im OFDM-Verfahren ein zyklisches Präfix eingesetzt wird, so ergibt sich für die lineare Faltung in (2) das gleiche Ergebnis wie bei einer zyklischen Faltung. Daher kann auf der Empfangsseite die DFT angewendet werden, ohne dass *aliasing* auftritt. Damit ergibt sich³

$$y_n = x_n \cdot h_n + w_n \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (3)$$

mit Anzahl N der OFDM-Subträger. Die Gleichung (3) dient als Grundlage für die Erweiterung im Falle eines MIMO-Systems. Häufig ist die Kenntnis der Kanalkoeffizienten h_n am Empfänger zusätzlich vorauszusetzen (*CSIR, channel state information at the receiver*).

II. EMPFANGSDIVERSITÄT

Für die Untersuchung der Empfangsdiversität gibt es eine Antenne am Sender und mehrere Antennen am Empfänger. Es handelt sich daher um ein SIMO-System.

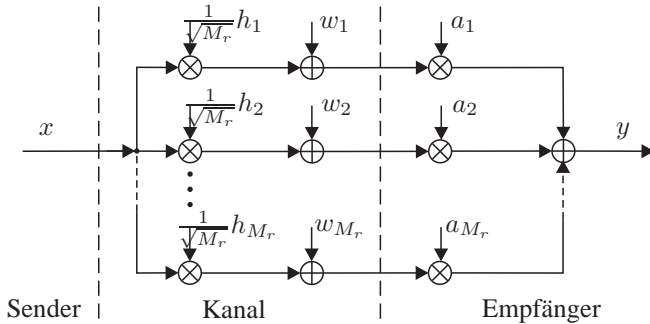


Abbildung 2. SIMO-Modell für parallele Ausbreitungspfade, deren Signale nach dem Empfang wieder zusammengefügt werden.

Alle Empfangsantennen erhalten das gleiche Sendesignal, das jedoch über M_r verschiedene Ausbreitungspfade gekommen ist (Abb. 2). Der Signalpfad in der Abbildung steht stellvertretend für jeden einzelnen der OFDM-Subträger. Nachfolgend werden zwei Verfahren vorgestellt, welche die Empfangssignale über verschiedene Faktoren a_i kombinieren. Diese Verfahren sind nicht direkt in LTE spezifiziert, werden jedoch in der Praxis eingesetzt. Die Faktoren a_i sollten dabei möglichst so gewählt werden, dass ein Diversitätsgewinn entsteht. Es kann gezeigt werden [6], dass für solche Systeme die mittlere Fehlerwahrscheinlichkeit

$$\bar{P}_s = c\bar{\gamma}^{-M} \quad (4)$$

gilt. Dabei ist $\bar{\gamma}$ das mittlere SNR pro Empfangspfad, c eine Konstante, abhängig von der verwendeten Modulation. M bezieht sich auf die Diversitätsordnung (*diversity order*), die

³Anmerkung: Um konsistent mit vielen Lehrbüchern zu bleiben, werden hier Kleinbuchstaben auch für die Frequenzpunkte verwendet.

ein Maß für die Steigung der Kurve von \bar{P}_s ist. Die OFDM-Symbole werden mithilfe geeigneter Verfahren im digitalen Bereich [7] kohärent zusammengeführt. Vereinfachend wird diese optimale Zeit- und Frequenzsynchronisation als perfekt angenommen. Damit wird bereits der maximale Gruppengewinn erzielt.

A. Maximum ratio combining (MRC)

Beim diesem Verfahren wird versucht, das größtmögliche SNR am Ausgang zu erzielen. Aus der Abb. 2 erhält man

$$\begin{aligned} y &= \sum_{i=1}^{M_r} a_i \left(\frac{1}{\sqrt{M_r}} x \cdot h_i + w_i \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{M_r}} x \sum_{i=1}^{M_r} a_i h_i + \sum_{i=1}^{M_r} a_i w_i. \end{aligned} \quad (5)$$

Daraus lässt sich folgende Leistungsbeziehung ableiten:

$$\begin{aligned} SNR_{lin} &= \frac{P_{Y_S}}{P_{Y_N}} = \frac{\frac{\sigma_x^2}{M_r} \left| \sum_{i=1}^{M_r} a_i h_i \right|^2}{\sigma_w^2 \sum_{i=1}^{M_r} |a_i|^2} \\ &= \frac{\sigma_x^2}{M_r \sigma_w^2} \sum_{i=1}^{M_r} |h_i|^2 \underbrace{\frac{\left| \sum_{i=1}^{M_r} a_i h_i \right|^2}{\sum_{i=1}^{M_r} |a_i|^2 \sum_{i=1}^{M_r} |h_i|^2}}_{\leq 1} \end{aligned} \quad (6)$$

Der große Bruch in Gleichung (6) kann gemäß der Schwarz'schen Ungleichung [8] höchstens eins werden. Das ist genau dann der Fall, wenn gilt:

$$a_i = h_i^* \quad 1 \leq i \leq M_r \quad (7)$$

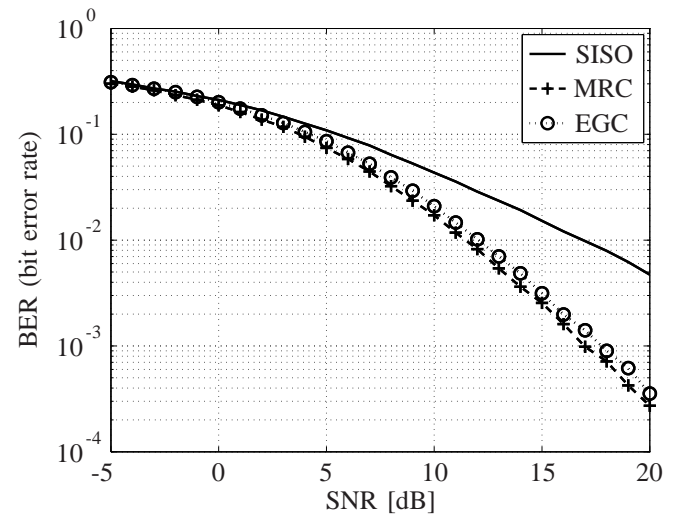


Abbildung 3. Bitfehlerkurven für das betrachtete SIMO-System im Vergleich zum Einzelantennensystem für $M_r = 2$. Alle Kanäle sind vollständig unkorreliert.

Damit sind die optimalen Werte a_i gefunden. In Abb. 3 und Abb. 4 sind Vergleiche zwischen dem Einzelantennensystem und dem System mit MRC zu sehen. In der Simulation für Abb. 3 wurden für jeden Signalpfad im Kanal unkorrelierte Kanalimpulsantworten generiert. In der Simulation für Abb.

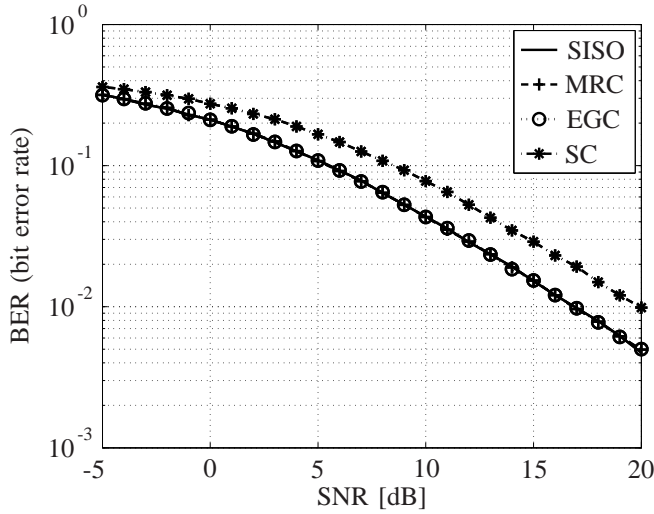


Abbildung 4. Bitfehlerkurven für das betrachtete SIMO-System im Vergleich zum Einzelantennensystem. Alle Kanäle sind gleich.

4 wurde für alle Pfade die gleiche Kanalimpulsantwort benutzt. Für den Fall vollständig unkorrelierter Kanäle ist ein wesentlich stärkerer Abfall der Bitfehler率 im Vergleich zum SISO-System zu beobachten, wie bereits in Gleichung (4) vorhergesagt wurde. Dabei stellt MRC das Optimum dar: Für dieses Verfahren wird die größtmögliche Diversitätsordnung $M = M_r$ erreicht. Im anderen Extremfall, d.h. für korrelierte Kanäle, lässt sich kein Diversitätsgewinn mehr erzielen.

Das *maximum ratio combining* ist zwar das beste Verfahren bezüglich SNR, aber gleichzeitig auch am aufwendigsten zu realisieren. Daher gibt es suboptimale Verfahren, auf die im Weiteren eingegangen wird.

B. Equal gain combining (EGC)

Beim *equal gain combining* wird keine genaue Kanalkennntnis in jedem Empfangspfad mehr benötigt. Nur die Phase des Kanals wird noch berücksichtigt. Falls $h_i = r_i e^{j\Theta_i}$ der aktuelle Kanalkoeffizient im Empfangspfad i ist, gilt

$$a_i = e^{-j\Theta_i} \quad \text{mit} \quad |a_i| = 1. \quad (8)$$

Wie in dem Simulationsergebnis Abb. 3 zu erkennen ist, fällt der Diversitätsgewinn dieses Verfahrens gegenüber MRC zurück.

C. Selection combining (SC)

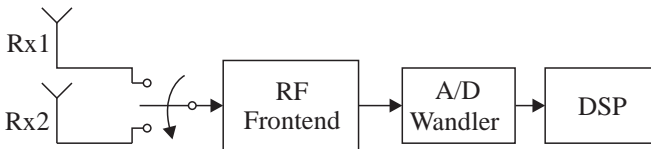


Abbildung 5. Schematische Darstellung eines SIMO-Systems für Selection Combining (SC).

Von allen Verfahren ist das *selection combining* am einfachsten zu realisieren. Im Unterschied zu den anderen Verfahren wird hier schon vor der RF-Empfangsstufe angesetzt. Die

Signalstärke wird an allen Antennen laufend gemessen und es wird die Antenne mit dem höchsten Wert zugeschaltet (siehe Abb. 5). In Hardware wird somit lediglich ein Empfangspfad benötigt. In der Praxis kann für die Messung der Signalleistung ein Hüllkurvendetektor verwendet werden [9].

Da immer nur eine Antenne für den Empfang ausgewählt wird, ist der Gruppengewinn generell reduziert. In Abb. 4 ist erkennbar, dass SC durchschnittlich 3 dB an SNR verliert, da es die Leistung an der zweiten Antenne nicht benutzt.

III. SENDE DIVERSITÄT

Von Alamouti wurde im Falle von zwei Sendeantennen $M_t = 2$ ein einfaches Schema eingeführt, das zu der Kategorie der *space-time block codes* (STBC) gehört [10]. Im LTE-Standard wird es unter dem Begriff *space-frequency block codes* (SFBC) spezifiziert, da auch hier wieder mit den OFDM-Subträgern gearbeitet wird. Da Sendestationen immer einer Leistungsbeschränkung unterliegen, geben die beiden Sendeantennen zusammen die gleiche Leistung ab wie eine Einzelantenne im SISO-System.

A. Space Frequency Block Codes (SFBC) für $M_r = 1$

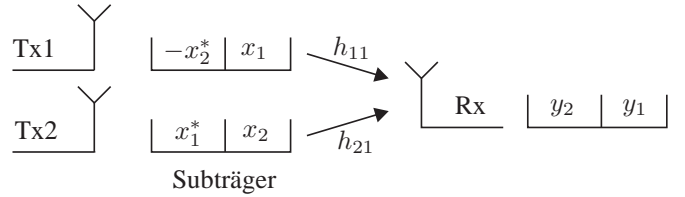


Abbildung 6. Übertragungssystem für space-frequency block codes (SFBC) für $M_r = 1$.

In Abb. 6 wird das SFBC-Schema für eine Empfangsantenne dargestellt. Es werden immer zwei benachbarte OFDM-Subträger x_1 und x_2 betrachtet. Die spektrale Effizienz wird nicht erhöht, da zwar zwei Datenströme parallel gesendet werden, jedoch alle Subträger doppelt vorkommen. Das Schema funktioniert nur dann, wenn die Kanalkoeffizienten für beide Subträger annähernd gleich sind. Man benötigt daher einen frequenzflachen Verlauf des Kanals über zwei benachbarte OFDM-Subträger. Aus Abb. 6 ergibt sich

$$y_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_1 h_{11} + x_2 h_{21}) + w_1 \quad (9)$$

$$y_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(-x_2^* h_{11} + x_1^* h_{21}) + w_2. \quad (10)$$

In Matrixschreibweise lauteten die Gleichungen

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Die Zurückgewinnung der gesendeten Symbole am Empfänger kann über die Multiplikation mit der Hermite'schen von \mathbf{H}

erfolgen.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{H}^H \mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{y} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (12)$$

Es kann gezeigt werden [6], dass sich bei diesem Verfahren ein Diversitätsgewinn einstellt. Die Diversitätsordnung ist $M = 2$. Anhand von Gleichung (12) lässt sich ein weiterer Vorzug von SFBC erkennen: Die Datensymbole x_1 und x_2 sind letztendlich wieder voneinander entkoppelt. Es tritt keine Interferenz zwischen den beiden Symbolen auf. Dies entlastet vor allem die Signalverarbeitung, da bei einer Maximum-Likelihood-Detektion der Suchraum für entkoppelte Signale deutlich reduziert ist.

B. Space Frequency Block Codes (SFBC) für $M_r = 2$

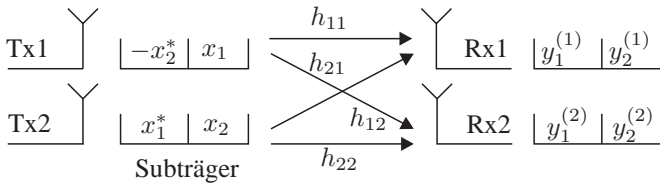


Abbildung 7. Übertragungssystem für *space-frequency block codes* (SFBC) für $M_r = 2$.

Grundsätzlich unterscheidet sich die Vorgehensweise für zwei Empfangsantennen nicht von dem ersten Fall. Wie in Abb. 7 zu sehen, ergibt sich durch die zweite Antenne ein zusätzliches Paar von empfangenen Subträgern $y_1^{(2)}$ und $y_2^{(2)}$. Es ergeben sich die Gleichungen

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_1 &= \mathbf{H}_1^H \mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{*(1)} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1^{(1)} \\ \tilde{w}_2^{(1)} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (13)$$

und

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_2 &= \mathbf{H}_2^H \mathbf{y}_2 = \begin{bmatrix} h_{12}^* & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1^{(2)} \\ y_2^{*(2)} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_1^{(2)} \\ \tilde{w}_2^{(2)} \end{bmatrix}.\end{aligned}\quad (14)$$

Die Vektoren $\tilde{\mathbf{y}}_1$ und $\tilde{\mathbf{y}}_2$ enthalten folglich die gleiche Information und können beispielsweise per *maximum ratio combining* zusammengeführt werden. Dabei wird ein zusätzlicher Diversitätsgewinn erzielt.

C. Cyclic Delay Diversity (CDD)

Das Konzept des *Cyclic Delay Diversity* bezieht sich auf einen Aufbau mit mehreren Antennen auf der Sendeseite und einer Antenne auf der Empfangsseite (Abb. 8). Bei diesem

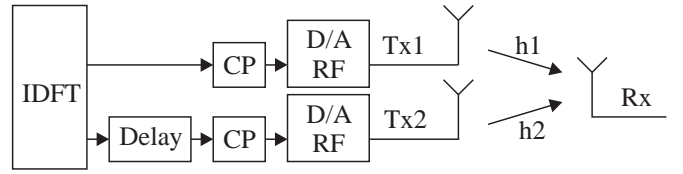


Abbildung 8. Übertragungssystem für die Anwendung von *Cyclic Delay Diversity* (CDD) für $M_t = 2$.

Verfahren ergibt sich der Vorteil, dass keine zusätzliche Hardware auf Empfangsseite benötigt wird. Auf der Sendeseite wird ein OFDM-Symbol auf mehreren Antennen parallel gesendet. Jedoch werden die Zeitsignale auf den verschiedenen Sendepfaden jeweils um eine Anzahl Abtastwerte verzögert. Im diskreten Zeitbereich erfolgt die Verzögerung zyklisch, um anschließend das korrekte Präfix anfügen zu können. Im Frequenzbereich entspricht die Zeitverzögerung einer linearen Phasenzunahme. Die Betrachtung im Frequenzbereich besitzt den Vorteil, dass auch nicht-ganzzahlige Verzögerungen realisiert werden können. Es ergibt sich für den n -ten Subträger am Sender

$$\tilde{x}_n = x_n e^{\Phi_i n} \quad (15)$$

mit x_n als Originalsymbol und Φ_i als Phasenhub im Sendepfad i . Im LTE-Standard gibt es die möglichen Werte $\Phi \in \{\pi, \frac{2}{3}\pi, \frac{\pi}{2}\}$ für den Phasenhub, jeweils bei 2, 3 oder 4 parallelen Pfaden. Am Empfänger erhält man die Subträger

$$y_n = \frac{1}{\sqrt{M_t}} x_n \underbrace{\sum_{i=1}^{M_t} h_{i,n} e^{\Phi_i n}}_{\tilde{h}_n} + w_n. \quad (16)$$

Wie in Gleichung (16) angedeutet, bewirken die Verzögerungsglieder effektiv eine Modifikation des Kanals. Die Grundidee von CDD besteht darin, einen eigentlich frequenzflachen Kanal in einen frequenzselektiven zu verwandeln [1]. In Abb. 9 werden die Auswirkungen

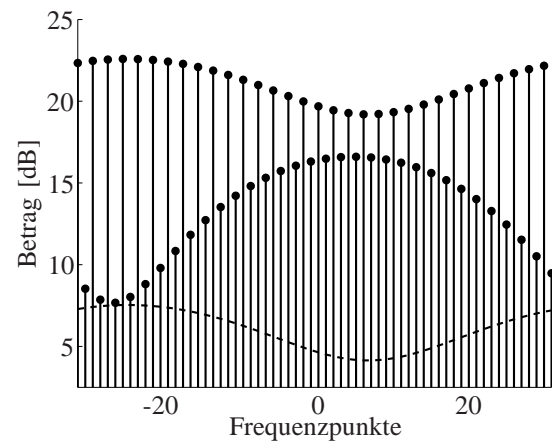


Abbildung 9. Beispiel für die Auswirkungen von *Cyclic Delay Diversity* (CDD) für $N_{FFT} = 64$ und $M_t = 2$. Der Phasenhub ist $\Phi = \pi$. Die Punkte stellen den Betrag der OFDM-Subträger dar. Der Betrag der Kanalübertragungsfunktion ist gestrichelt dargestellt.

dieser Eigenschaft dargestellt. Die Subträger überlagern

sich jetzt stärker konstruktiv und destruktiv. Es sind deutlich Spitzenwerte bzw. Einbrüche in den Amplituden der Subträger zu erkennen. In Simulationen wurde jedoch gezeigt [11], dass CDD ohne Kanalcodierung keine Verbesserung der Bitfehlerrate erzielt. Erst der Einsatz von Codes, wie z.B. *Turbo Codes*, die von solchen frequenzselektiven Kanälen profitieren, macht den Einsatz von CDD sinnvoll.

Im LTE-Standard wird das Konzept des CDD im Zusammenhang mit offenem Raummultiplex (*open-loop spatial multiplexing*) eingesetzt [12]. Es dient dabei als Vorstufe, bevor mit der eigentlichen Kodierungsmatrix multipliziert wird.

LITERATUR

- [1] S. Sesia, Ed., *LTE-the UMTS long term evolution*. John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [2] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. Vol. 10, No. 6, pp. 585–595, 1999.
- [3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*. Prentice Hall, 2002.
- [4] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2011.
- [5] J. G. Proakis and M. Salehi, *Fundamentals of Communication Systems*. Pearson Education, 2005.
- [6] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [7] T.-D. Chiueh and P.-Y. Tsai, *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. John Wiley & Sons, 2007.
- [8] K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2008.
- [9] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in mimo systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. 68–73, 2004.
- [10] T. M. Duman and A. Ghrayeb, *Coding for MIMO Communication Systems*. John Wiley & Sons Ltd., 2007.
- [11] J. Kunze, "Empfängerarchitekturen für mehrantennensysteme mit niedriger verlustleistung im mobilfunkstandard lte," Ph.D. dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 2010.
- [12] J.-K. H. Juho Lee and J. C. Zhang, "Mimo technologies in 3gpp lte and lte-advanced," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, pp. 1–10, 2009.