

Einträger-Modulation mit Frequenzbereichsentzerrung

Digitale Funkübertragungen erleiden auf dem Übertragungsweg Störungen, die dadurch zustande kommen, daß

- das Empfangssignal schwach ankommt und deshalb verrauscht ist. In der Praxis wird die Sendeleistung so groß gewählt, daß der Einfluß des Rauschen auf die Fehlerrate vernachlässigt werden kann.
- mehrere unterschiedlich lange Ausbreitungswege bestehen, wodurch die unterschiedlichen „Funkstrahlen“ (gegeneinander) verzögert eintreffen (*Delay Spread*). Hierdurch entstehen
 - Interferenzen und
 - die Datensymbole werden durch die Echos verformt.

Durch *Delay Spread* ergibt sich ein **Frequenz-selektives** Verhalten des Übertragungskanals.

- Sender und/oder Empfänger und/oder Reflektoren sich bewegen, wodurch Doppler Verschiebungen der „Funkstrahlen“ entstehen (*Doppler Spread*). Hierdurch werden
 - die Frequenzbänder (Kanäle) der Übertragung verbreitert und
 - die Datensymbole zusätzlich (auf zufällige Weise) moduliert.

Durch *Doppler Spread* ergibt sich ein **Zeit-selektives** Verhalten des Übertragungskanals.

Das Prinzip einer digitalen Übertragung besteht darin, daß der Sender exakt definierte — und dem Empfänger (genau so) bekannte — Symbole überträgt. Ein Symbol ist hierbei eine vereinbarte Kurvenform (im Zeitbereich), die aus Gründen der Bandbreite „verrundet“ ist, wenngleich häufig zur (zeichnerischen) Vereinfachung \square -förmige Symbolformen gewählt werden. Zur graphischen Veranschaulichung genügt dann sogar „nur“ ein einzelner Punkt in der komplexen Ebene, wodurch sich das Konstellationsdiagramm der verwendeten Modulationsart ergibt.

In der Regel wird jeweils nur eine einzige Symbolform benutzt. Die übertragenen Symbole unterscheiden sich dann „nur“ in ihren Amplituden und/oder Phasenlagen. In diesen Unterschieden wird die digitale Information codiert und damit übertragen. Die Aufgabe des digitalen Empfängers besteht deshalb genau darin, die Amplituden und/oder Phasenlagen der übertragenen Symbole zu erkennen und daraus wieder die hierfür vereinbarte Bitkombination auszugeben.

Um die Amplituden und/oder Phasenlagen der empfangenen Symbole zu erkennen, vergleicht der Empfänger diese mit der ihm bekannten Form der Symbole und der (zulässigen Werte für) Amplituden und Phasenlagen. Dieser Vergleich geschieht im Zeitbereich durch Korrelation oder durch Matched Filterung. Als Ergebnis des Vergleichs stehen zu den Abtastzeitpunkten Werte zur Verfügung, die mit den im Empfänger gespeicherten Werten verglichen werden. Der Empfänger wählt dabei jeweils den Wert aus, der auf den geringsten Unterschied führt.

Während gegen die Störung durch Rauschen eine Erhöhung der Sendeleistung genügt, hilft das gegenüber Echstörungen (und Dopplerstörungen) nicht weiter. Bei einer Erhöhung der Sendeleistung erhöhen sich auch die Amplituden der Echos, weshalb man dadurch praktisch nichts gewinnt. Die einzige Möglichkeit besteht nur darin, die schädliche „Wirkung“ des Funk-Kanals zu kompensieren. Dies führt auf die Forderung, daß der Empfänger ein zusätzliches „Filter“ benötigt, das alle Störungen, die auf Echos und Dopplerverschiebungen bestehen, wieder „zurechtbiegt“. Ein solches Filter wird mit Kanal-Entzerrer bezeichnet.

- Da die Störungen durch Echos und Doppler dem Empfänger zunächst nicht bekannt sind — und sich zudem ständig ändern — wird eine Methode benötigt, um den Kanal zu vermessen, also seine Eigenschaften (zeitnah) zu bestimmen.
- Da sich die Eigenschaften des Kanals (in zufälliger Weise) ändern, muß das Entzerrfilter seine Eigenschaften entsprechend nachjustieren können.

Die Einstellung der Koeffizienten des Entzerrfilters kann auf folgende Weise geschehen.

- Der Sender übermittelt (periodisch wiederholt) eine vorgegebene Datenfolge (Testsequenz, Trainingssequenz, Universal Word), die der Empfänger (genau kennt und) dazu benutzt, um die Filterkoeffizienten des Equalizers so einzustellen, daß Symbolform und Amplituden/Phasenlagen optimal übereinstimmen. Wenn sich die Eigenschaften des Funkkanals nicht (extrem schnell) ändern, kann man davon ausgehen, daß diese Filtereinstellungen auch für kurz zuvor und kurz danach übertragene Symbole richtig sind.

- Unter Verzicht auf spezielle Trainingssequenzen werden die Filterkoeffizienten aufgrund der Datensymbole nachgeführt (adaptives Entzerrerfilter mit *blind equalization*).

In der Dissertation von Hong [1] werden die in der Literatur behandelten Kanal-Schätzungsverfahren (*channel estimation*) zur Gewinnung der Kanal-Impulsantwort (CIR *channel impulse response*) in folgende Gruppen eingeteilt.

- trainings-basierte und entscheidungs-basierte Kanalschätzungsverfahren, wovon es drei Untergruppen gibt.
 - Parametrisiertes Modell des Funk-Kanals. Es werden die Parameterwerte des Modells mit Hilfe von Pilot-Symbolen ermittelt.
 - Kanal-Modell, das auf statistischen Methoden wie der Korrelation zwischen empfangenem Signal und/oder Pilot-Symbolen einerseits und bekannten Symbolen andererseits beruht.
 - Adaptives Kanal-Modell, das sowohl aus Pilot-Symbolen als auch aus den detektierten Datensymbolen die Parameterwerte des Kanal-Modells bestimmt.
- blinde Kanalschätzungsverfahren, die auf keine Pilot-Symbole zugreifen können.

Die Kanalschätzungsverfahren und damit auch der Entzerrer können (traditionell) im Zeitbereich oder im Frequenzbereich arbeiten. Nach Yang [2] können bei den in der Literatur behandelten Entzerrern im Frequenzbereich 2 Typen unterschieden werden.

Typ 1: Block-adaptives Filter mit Anwendung der *overlap-save* oder *overlap-add* Methode.

Typ 2: Eigenwert-Dekomposition zirkulärer Matrizen.

Im vorliegenden Skript werden speziell die Methoden behandelt, die sich auch bei der (neuesten) Generation der Mobilkommunikation (LTE *long term evolution*) als Modulation für den *Upstream* (vom Mobile zur Basisstation) wiederfinden.

Da die pro Teilnehmer bzw. Mobile erforderliche Frequenz-Bandbreite geringer ist als die gesamte Kanal-Bandbreite, die der Empfänger der Basisstation verarbeitet, müssen die Upstreams mehrerer Mobile frequenzmäßig in diesen Kanal eingepaßt werden. Dies wird durch die Basisstation gesteuert. Die pro Mobile dafür notwendige Frequenzverschiebung innerhalb des Kanals für den Upstream erfolgt in der Weise, daß das Signal des Mobiles zunächst einer (M Punkt) FFT unterworfen wird, wodurch ein Signal im Frequenzbereich vorliegt. Durch Verschieben der Ausgangssignale der FFT auf bestimmte Ports einer (N Punkt) IFFT wird diese Frequenzverschiebung erreicht. Nach dieser IFFT steht dann das Ausgangssignal des betreffenden Mobiles als (vor-modulierte) Zeitfunktion auf der richtigen Frequenz innerhalb des Übertragungs-Kanals zur Verfügung.

Die Notwendigkeit dieser Verschiebungs-Möglichkeit innerhalb der Übertragungsbandbreite macht es also notwendig, daß der Sender des Mobiles um eine N Punkt FFT und eine N Punkt IFFT mit $N > M$ erweitert wird.

- Damit stellen die Blöcke N Punkt FFT, „Subcarrier Mapping“ & M Punkt IFFT einen „Vor-Modulator“ dar, mit dessen Hilfe das Sendesignal eines Mobiles in das zugewiesene Frequenzband innerhalb des Übertragungs-Kanals geschoben wird. (Bild 4.4, Seite 13)

Inhaltsverzeichnis

1 Einführung	1
2 Modell der digitalen Funkübertragung	2
2.1 Kanal-Entzerrungsverfahren	3
2.2 Vielträger-Modulation	5
3 Einträgermodulation mit Frequenzbereichsentzerrung	6
3.1 Vergleich mit OFDM	6
3.2 SC-FDE Blockstruktur	7
3.3 Filterung im Frequenzbereich	10
4 3GPP-LTE Upstream	11
4.1 SC-FDMA als Zugriffsverfahren	12
4.2 SC-FDMA Blockstruktur	14

Abbildungsverzeichnis

1.1	Beispiele für die Entstehung von Echos auf dem Funkweg.	1
1.2	Bitfehler-Raten von 16QAM in Kanälen mit Rauschen (AWGN) und Fading durch Echo-Störungen.	2
2.1	Basisband-Modell der digitalen Übertragung mit AWGN Kanal	3
2.2	Basisband-Modell der digitalen Übertragung mit Funk-Kanal und Entzerrer (Equalizer)	3
2.3	Echo-Struktur und Frequenzgang eines typischen terrestrischen Kanals	3
2.4	Modell des Funk-Kanals als FIR-Filter. Die Filter-Koeffizienten c_i müssen in Abhängigkeit von der Änderungsgeschwindigkeit (Doppler) des Funk-Kanals neu bestimmt und geladen werden.	4
2.5	FIR und IIR Filter-Strukturen	4
2.6	Prinzip eines adaptiven Filters zur Entzerrung der Symbole.	4
2.7	Struktur der Vielträger-Modulation mit Berücksichtigung des Guard-Intervalls	5
3.1	Vergleich zwischen SC-FDE und OFDM Übertragungs-Systemen	6
3.2	Erweiterter Vergleich zwischen SC-FDE und OFDM Übertragungs-Systemen	7
3.3	Modell der physikalischen Schicht des SC-FDE Übertragungs-Systems	7
3.4	Beispiele für Symbol-Konstellationen	8
3.5	Beispiel für die Rahmenstruktur	9
3.6	Datenblöcke mit Cyclic Prefix CP bzw. Unique Word UW als Guard-Intervall	9
3.7	Faltung im Zeitbereich und Schnelle Faltung im Frequenzbereich	10
3.8	Blockschaltbild eines Einträgersystems mit Frequenzbereichs-Entzerrer	11
3.9	Vergleich der Bitfehlerraten zwischen Einträgersystem und OFDM	11
4.1	FDMA und TDMA	12
4.2	Steuerung der Sende-Frequenz der Mobile durch die Basis-Station	12
4.3	Zeit-Frequenz-Muster für die Belegung der Sub-Channel durch die Mobile	12
4.4	Blockschaltbild SC-FDMA Senderseite (Mobile)	13
4.5	Im Mobile erfolgt die Multiplex-Bildung im Frequenzbereich	13
4.6	Zuweisung der Sub-Channel für das Mobile: verteilt oder gebündelt	13
4.7	Beispiele für FDMA Sub-Channel Mapping.	14
4.8	Blockschaltbild SC-FDMA Sender und Empfänger.	14

Einträger-Modulation mit Frequenzbereichsentzerrung

1 Einführung

Funksignale erreichen den Empfänger meist über mehrere unterschiedlich lange Wege (*multipath*). Am Empfangsort überlagern sich alle diese Teilsignale. Die Überlagerung kann dabei konstruktiv oder destruktiv ausfallen, je nach Phasenlage der Teilsignale. Diese Art der Betrachtungsweise unterstellt im Prinzip, daß der Sender nur eine Trägerschwingung aussendet.

Bei der hier angenommenen digitalen Übertragung werden jedoch (modulierte) Datenimpulse gesendet, die dann aufgrund der unterschiedlich langen Wege zeitversetzt eintreffen. Vereinfachend sei der Datenimpuls mit der kürzesten Laufzeit als „Hauptimpuls“ und alle später eintreffenden als „Echoimpulse“ oder „Echos“ bezeichnet. Bild 1.1 [3][4][5] zeigt Situationen, wie sie beim Mobilfunk auftreten können.

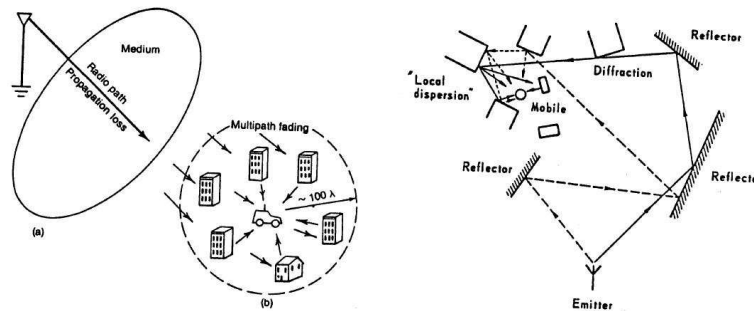


Bild 1.1: Beispiele für die Entstehung von Echos auf dem Funkweg.

Bei einer digitalen Übertragung folgen die Datenimpulse, die auch mit Daten-Symbolen bezeichnet werden, zeitlich ohne Lücke, so daß die Echos der früheren Datenimpulse die Hauptimpulse der späteren stören bzw. verzerren.

Mit verzerrten Impulsformen hat der digitale Empfänger ein Problem. Eine Digitalübertragung verwendet immer nur eine (einzige) Impulsform bzw. Symbol-Form. Die unterschiedlichen Daten-Werte werden dabei als unterschiedliche Amplituden-Werte und/oder Phasen-Lagen der Symbole übertragen. Sämtliche zulässigen Amplituden-Werte und Phasen-Lagen sind dem Empfänger bekannt. Die Aufgabe des Empfängers besteht nun darin, die empfangenen Symbole mit den ihm bekannten Amplituden-Werten und Phasen-Lagen zu vergleichen und die optimale Übereinstimmung zu finden. Darauf hin kann die dafür vorgesehene Bitkombination ausgegeben werden. Ohne jegliche Störung auf dem Übertragungsweg funktioniert das Verfahren fehlerfrei.

Bei einer Funk-Übertragung treten am Empfangsort folgende Störungen auf:

- Rauschen wegen schwachem Empfangssignal
- Mehrwege-Ausbreitung durch Echos
- Dopplerverschiebungen infolge Bewegungen von Sender oder Empfänger oder Reflektor

Durch diese Störungen verändern die empfangenen Symbole nicht nur ihre Amplitude und ihre Phasenlage, sondern zusätzlich ihre Form, sehen also anders aus. Der Empfänger, der nur die im Idealfall zu erwartenden Symbolformen und deren Amplituden und Phasen kennt, kann deshalb die empfangenen Symbole nur damit vergleichen. Es ist nicht verwunderlich, daß die Entscheidung im Empfänger deshalb fehlerbehaftet wird. Da jedoch für viele Anwendungen eine Bit-Fehlerrate von $BER \approx 10^{-4}$, also ein Fehler auf 10 000 Bit, bereits eine obere Grenze darstellt, wird verständlich, weshalb bei einer Digitalübertragung viele verschiedene Maßnahmen ergriffen werden müssen, um unter eine solche Fehlerrate zu kommen.

Die theoretisch einfachste Maßnahme wäre die Erhöhung der Sendeleistung, so daß das Rauschen am Empfangsort vernachlässigbar wäre. Praktische Rauschfreiheit, was für eine analoge Übertragung erforderlich ist, ist für eine digitale Übertragung nicht notwendig. Wenn breitbandiges weißes Rauschen (*AWGN additive white Gaussian noise*) die einzige Störung ist, genügt es, daß (für 16QAM) die Bitenergie $E_b \approx 12$ dB größer als Rauschleistungsdichte N_0 ist, Bild 1.2, AWGN-Kurve.

Wenn aber Echo-Störungen hinzukommen, nutzt es kaum etwas, die Sendeleistung zu erhöhen. Mit erhöhter Sendeleistung werden nämlich auch die Echos proportional zum Hauptimpuls größer, so daß praktisch nichts oder nicht sehr viel dadurch gewonnen wird, Bild 1.2, Flat-fading und Frequency-selective fading. [2]

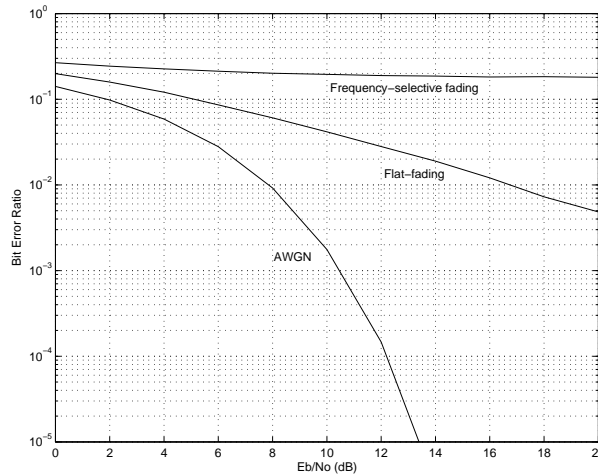


Bild 1.2: Bitfehler-Raten von 16QAM in Kanälen mit Rauschen (AWGN) und Fading durch Echo-Störungen.

Aus den Kurven in Bild 1.2 ist erkennbar, daß die Erhöhung der Sendeleistung bzw. der Energie pro Bit E_b

- bei Flat-Fading wenig bewirkt
- bei Frequenz-selektivem Fading praktisch wirkungslos ist.

Flat-Fading entsteht, wenn die Echo-Zeiten so kurz sind, daß die Echos i.w. den Hauptimpuls betreffen, wodurch dieser seine Amplitude ändert.

Frequenz-selektives Fading entsteht, wenn die Echo-Zeiten so lang sind, daß die Echos nachfolgende Symbole betreffen und diese dadurch in der Form ändern, was eindeutig den schlimmeren Fall darstellt.

Die einzig wirkungsvolle Gegenmaßnahme gegen Echo-Verzerrungen ist eine Entzerrung der empfangenen Symbole. Allerdings darf man bei einer digitalen Übertragung nicht nur eine einzige Gegenmaßnahme in Betracht ziehen, weil dann ein unverhältnismäßig hoher Aufwand erforderlich werden kann. Das Beispiel hierzu ist die Erhöhung der Sendeleistung. In der Praxis wird man stets ein ganzes Bündel von Strategien einsetzen, weil sich dadurch der Gesamtaufwand minimieren läßt. Das macht die Aufgabe einerseits schwieriger aber auch reizvoller.

2 Modell der digitalen Funkübertragung

Die Auswirkung der Echos und des Dopplereffektes auf eine digitale Funkübertragung wird hierfür in das Basisband übersetzt, was zu einer Vereinfachung führt. Das bedeutet, daß der hochfrequente Teil im engeren Sinne vom Sender und vom Empfänger in dem Modell nicht vorkommen. Andererseits muß jedoch berücksichtigt werden, daß die (hochfrequent) modulierten Symbole auf dem Übertragungsweg durch ihre Amplitude und ihre Phase charakterisiert sind (polare Darstellung), entsprechend zu den digitalen Modulationen. Dies wird in dem Modell im Basisband dadurch berücksichtigt, daß die Symbole hierbei als komplexwertig angesetzt werden (kartesische Darstellung). Alternativ dazu können im Basisband ein I-Kanal und ein Q-Kanal angesetzt werden.^{2.1}

Werden die Symbole komplexwertig angenommen, führt das zu einer kompakteren Darstellung für das Blockschaltbild des Modells, weil die Parallelstruktur von I-Zweig und Q-Zweig dann nicht extra gezeichnet werden müssen. Das Blockschaltbild wird dadurch einfacher, Bild 2.1.[8]

Hier ist zunächst das einfachere Basisband-Modell gezeigt, bei dem nur weißes Rauschen (AWGN) $n(t)$ das Empfangssignal $r(t)$ beeinträchtigt. Die komplexwertigen Basisband-Symbole sind hierbei mit $\tilde{\gamma}$ bezeichnet. Die Filterung im Sender wird durch die Impulsantwort $g_T(t)$ berücksichtigt, wodurch die (verrundeten) Sendesymbole $s(t)$ entstehen. Der Empfänger wird durch ein matched Filter (MF) mit der Impulsantwort $g_R(t) = g_T(-t)$ vereinfacht dargestellt. Die Ausgangssignale $x(t)$ des MF werden (im Symboltakt) einem Entscheider zugeführt, wodurch dann die empfangsseitigen Schätzwerte $\hat{\gamma}$ entstehen.

^{2.1}Siehe hierzu die Skripte „Basisband-Signale“ und „Digitale Modulationsverfahren“.

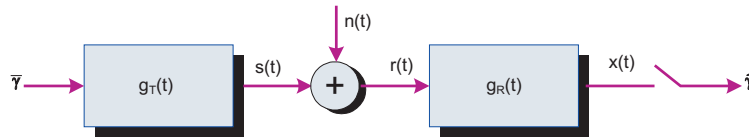


Bild 2.1: Basisband-Modell der digitalen Übertragung mit AWGN Kanal

Bei einer Funk-Übertragung kommt im Modell auf der Senderseite nun noch ein Block $H_b(f)$ $\bullet \rightarrow \circ$ $h_b(t)$ hinzu, der die Auswirkung des Funkkanals beschreibt. Dadurch ergibt sich resultierend eine zusätzliche Filterung der Sende-Symbole, die mit dem MF auf der Empfängerseite alleine nicht mehr ausgeglichen werden kann. Die Ausgangssignale $x(t)$ des MF sind deshalb noch zu entzerren, was durch den Equalizer $E(f)$ erfolgt, Bild 2.2.[8] Dessen Ausgangssignale $y(t)$ $\circ \rightarrow \bullet$ $Y(f)$ können dann dem Entscheider zugeführt werden.

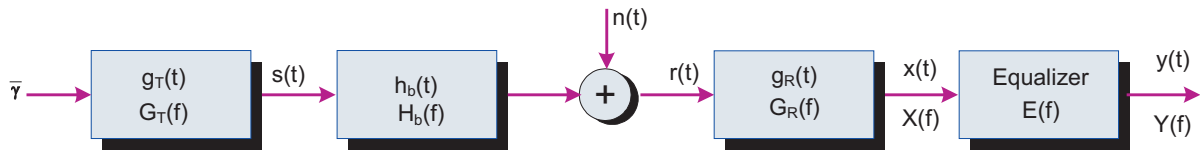


Bild 2.2: Basisband-Modell der digitalen Übertragung mit Funk-Kanal und Entzerrer (Equalizer)

Die Messung der Impulsantwort $c(t) = h_b(t)$ eines typischen terrestrischen Funkkanals, entsprechend zu den Verhältnissen in Bild 1.1, gibt Echo-Strukturen $|c(t)|$ (Echo-Profil) wie sie in Bild 2.3 [6] (links) beispielhaft gezeigt sind. Die hier dargestellte Impulsantwort entspricht ebenfalls einer Darstellung im Basisband. Die einzelnen Echos sind daher auch komplexwertig. Die rechte Seite zeigt den zugehörigen Frequenzgang $|C(f)|$ dieses Funk-Kanals, bezogen auf das Basisband. Da dieser Frequenzgang nicht konstant ist, liegt somit ein Übertragungs-Kanal mit (Frequenz-)selektivem Fading vor.

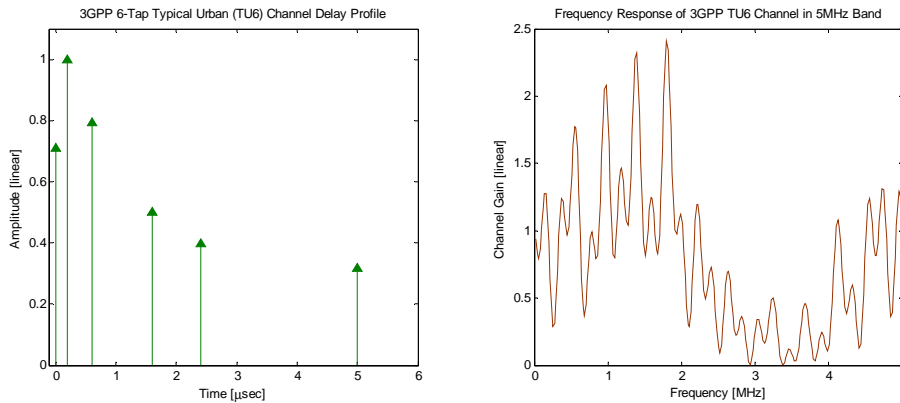


Bild 2.3: Echo-Struktur und Frequenzgang eines typischen terrestrischen Kanals

2.1 Kanal-Entzerrungsverfahren

Der Funk-Kanal kann als Finite-Impulse-Response (FIR) Filter-Struktur modelliert werden, Bild 2.4 , wobei die Filter-Koeffizienten $c_i(t)$ komplexwertig sind (Phasendrehungen) und sich zudem zeitlich ändern (infolge der Bewegungen z.B. des Mobilteilnehmers).

Zur Entzerrung benötigt der Empfänger ein Filter, das die inverse Übertragungsfunktion $E(f) \approx \frac{1}{C(f)}$ des Funk-Kanals $C(f)$ nachbilden kann. Ein solches Filter kann als FIR-Filter oder als IIR-Filter (IIR *infinite impulse response*) ausgebildet sein, Bild 2.5. [7]

Die Größe $y[n]$ ist die Zeit-diskrete (abgetastete) entzerrte Signalform. Diese wird dem Symbol-Entscheider zugeführt, der sich dann für eines der zulässigen Symbole (bzw. der zulässigen Amplitude und Phase) entscheidet. Zur Entzerrung wird in der IIR-Struktur, Bild 2.5 (rechts), die Rückführung nicht (wie hier gezeichnet)

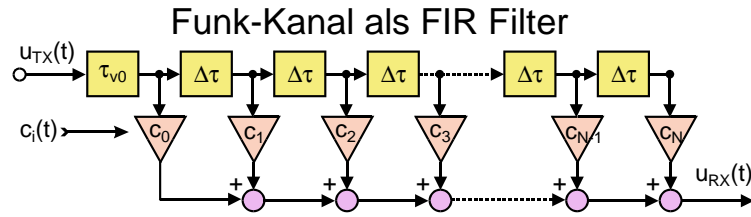


Bild 2.4: Modell des Funk-Kanals als FIR-Filter. Die Filter-Koeffizienten c_i müssen in Abhängigkeit von der Änderungsgeschwindigkeit (Doppler) des Funk-Kanals neu bestimmt und geladen werden.

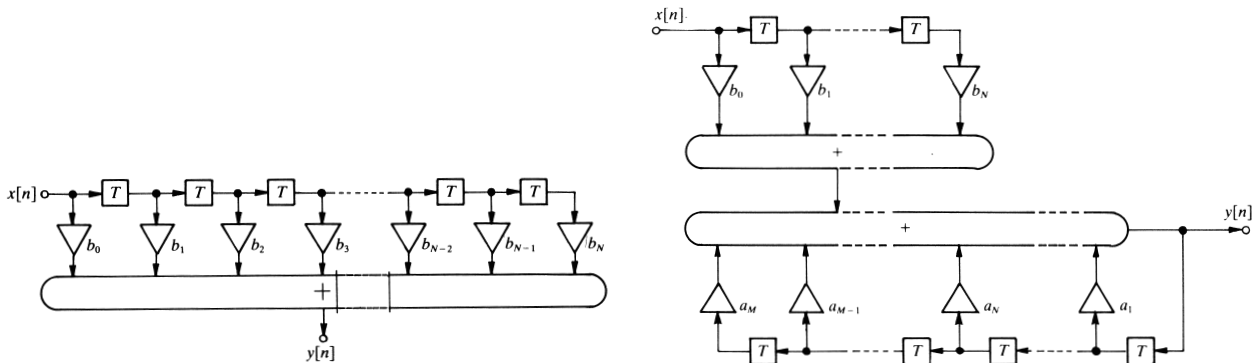


Bild 2.5: FIR und IIR Filter-Strukturen

direkt von $y[n]$ abgegriffen, sondern erst hinter dem Symbol-Entscheider. Die IIR-Struktur ist dadurch nicht mehr linear, sondern nichtlinear, jedoch ergibt sich daraus eine bessere Entzerrung als mit einer linearen Struktur. Die FIR-Struktur stellt dagegen einen linearen Entzerrer dar.

Die Werte der Koeffizienten des Entzerrer-Filters ($a_i; b_i$ in Bild 2.5; $c_i[n]$ in Bild 2.6) werden im Empfänger mit Hilfe eines Regelkreises gewonnen, Bild 2.6, der als adaptives Filter bezeichnet wird. [7]

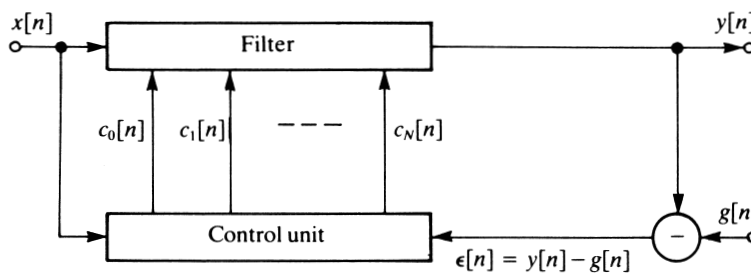


Bild 2.6: Prinzip eines adaptiven Filters zur Entzerrung der Symbole.

Die Funktionsweise kann prinzipiell wie folgt beschrieben werden. Da bei einer digitalen Übertragung alle Parameterwerte exakt definiert sein müssen, kennt der Empfänger die Form der Symbole und deren Amplituden und Phasen. In Bild 2.6 seien die zulässigen Symbole mit $g[n]$ bezeichnet. Der Regelkreis steuert nun die Filterkoeffizienten $c_i[n]$ so, daß die entzerrten Empfangs-Symbole $y[n]$ nur noch um einen (kleinen) Fehler $\epsilon[n]$ von den zulässigen Symbolen $g[n]$ abweichen.

Bei dieser Betrachtungsweise wird die digitale Übertragung im Zeitbereich beschrieben. Dies ist in so weit logisch und konsequent, als der digitale Empfänger die Form der empfangenen Symbole (einschließlich deren Amplitude und Phase) auswertet. Das entspricht aber genau einer Darstellung im Zeitbereich. Die entsprechenden digitalen Modulationen sind die „Einträger-Modulationen“, die traditionell im Empfänger bislang nur mit adaptiven Entzerrer-Strukturen gemäß Bilder 2.5 und 2.6, also im Zeitbereich, arbeiten.

Digital realisierte Entzerrer-Filter entsprechend zu Bild 2.5 arbeiten im Symbol-Takt oder in erhöhter Taktrate (*Oversampling*), worauf sich die Variable $[n]$ bezieht. Die Anzahl der Abgriffe (*tap*) $N; M$ in Bild 2.5

bestimmt sich daher aus der Verzögerung des spätesten zu berücksichtigenden Echos der Kanal–Impulsantwort Bild 2.3 bezogen auf die (zeitliche) Dauer der Symbole. Bei langen Echos und schneller Datenübertragung mit entsprechend kurzen Symboldauern kommen dann sehr lange Entzerrer–Filter mit großen Werten für $N; M$ zustande. Man erhält damit sehr rechenaufwendige Strukturen, die z.Z. noch an die Grenze der technischen Realisierbarkeit stoßen. Das ist ein Nachteil der Entzerrung im Zeitbereich.

Im Prinzip könnte die Entzerrung somit ganz einfach dadurch erfolgen, daß die Übertragungsfunktion $E(f)$ des Entzerrers gleich der inversen Übertragungsfunktion $\frac{1}{H_b(f)} = \frac{1}{C(f)}$ des Funk–Kanals gemacht wird. Dadurch ergibt sich $H_b(f) \cdot E(f) = 1$ bzw. $C(f) \cdot E(f) = 1$, wodurch die verzerrende Wirkung des Funk–Kanals aufgehoben wäre. Diese Methode wird mit *Zero Forcing* bezeichnet.

Die Entzerrung nach dem *Zero Forcing* Prinzip hat aber einen entscheidenden Nachteil. Das sieht man sofort ein, wenn man das Blockschaltbild 2.2 betrachtet. Da das Rauschen $n(t)$ am Eingang des Empfängers anliegt, wird dieses durch den Equalizer $E(f)$ in allen den Frequenzbereichen sehr stark verstärkt, wo $|E(f)|$ sehr groß werden muß um die geringen Werte von $|C(f)|$, Bild 2.3 (rechts), auszugleichen. Dies führt dann dazu, daß das Signal/Geräusch–Verhältnis sich so weit verschlechtert, daß das entzerrte Signal nicht mehr fehlerfrei ausgewertet werden kann.

- In der Praxis muß deswegen ein Kompromiß zwischen optimaler Entzerrung der Symbole einerseits und zulässiger Störung durch Rauschen andererseits gefunden werden.

2.2 Vielträger–Modulation

Als Abhilfe aus diesem Dilemma bieten sich die Mehrträger–Modulationen (OFDM bzw. COFDM *coded orthogonal frequency multiplex*) an.^{2.2} Hierbei werden in vielen frequenzmäßig parallelen Teilkanälen (*subchannel*, oft auch *subcarrier* benannt) entsprechend (zeitlich) lange Symbole übertragen, wodurch die durch den Kanal erzeugten Echos nur noch den Anfang dieser Symbole beeinträchtigen. Diese verzerrten Anfangsteile der Symbole werden im Empfänger ausgeblendet und nur noch die von Echos nicht verzerrten, also „eingeschwungenen“ oder stationären Teile der Symbole ausgewertet, Bild 2.7.

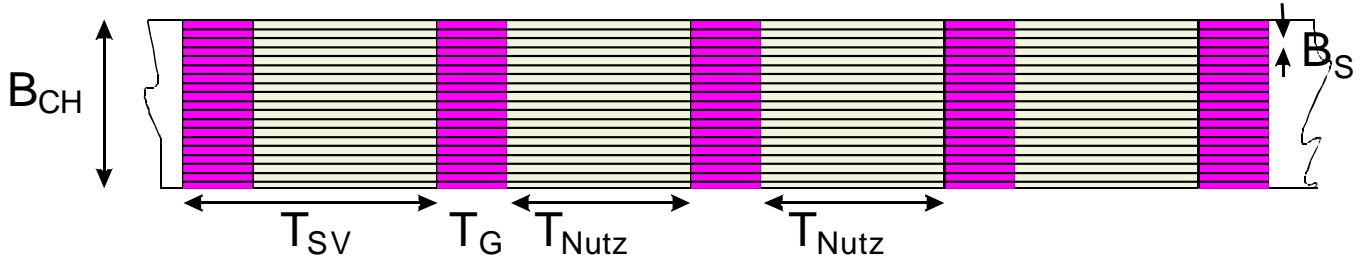


Bild 2.7: Struktur der Vielträger–Modulation mit Berücksichtigung des Guard–Intervalls

- Diese stationären Teile der Länge T_{Nutz} unterliegen dadurch „nur noch“ einem Flat Fading, das sich gleichmäßig in jedem Teilkanal auswirkt. Gegenüber einem selektiven Fading ergibt sich hieraus eine Verbesserung der Bitfehler–Rate, Bild 1.2 (Seite 2), die jedoch für eine praktische Datenübertragung nicht ausreicht.^{2.3}

Der Datenstrom wird beim Mehrträgerverfahren in Blöcke unterteilt, deren Länge so gewählt wird, daß die Anzahl der aus den Daten gebildeten Symbolen gleich der Anzahl der Teilkanäle ist. Da die Teilkanäle sich in ihrer Mittenfrequenz unterscheiden (*subcarrier*), werden die Böcke von Symbolen jeweils als im Frequenzbereich befindlich betrachtet. Über eine Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT) wird dann eine Zeitfunktion gebildet, die über den Funk–Kanal übertragen wird. Im Empfänger werden dann mit Hilfe einer Fast Fourier Transformation (FFT) wieder die Symbolblöcke gebildet, die zusammengefügt und decodiert dann den empfangsseitigen Datenstrom ergeben.

Die Kanal–Entzerrung geschieht bei OFDM dadurch, daß zusätzlich Pilot–Symbole so in die Blöcke eingefügt werden, daß sich in der Zeit–Frequenz–Ebene normierte Stützwerte ergeben, wodurch sich die entzerrten

^{2.2}Siehe hierzu das Skript „Vielträger–Modulation OFDM“.

^{2.3}Aus diesem Grund wird OFDM immer nur in codierter Form als COFDM eingesetzt.

Werte der dazwischen liegenden Symbole durch Interpolation berechnen lassen. Dadurch wird eine Entzerrung (des Flat Fading jedes Teilkanals) im Frequenzbereich erreicht. Das entspricht einer Entzerrung nach dem *Zero Forcing* Verfahren. Dieses ist hier deswegen „zulässig“, weil die Signal/Geräusch-Verhältnisse der jeweiligen Teilkanäle unverändert bleiben, so daß nur die Teilkanäle mit geringem S/N nicht ausgewertet werden können und zu Fehlern beitragen.^{2,4}

Vorteilhaft an dem Verfahren ist, daß es für die FFT/IFFT effektive und schnelle Routinen gibt, wodurch die hierfür erforderliche Rechenleistung geringer ausfällt als bei einer Entzerrung im Zeitbereich. Der rechen-technische Vorteil, den COFDM durch die Anwendung der FFT/IFFT hat, ist der Grund dafür, daß die Viel-trägermodulation eine breite Anwendung fand, so z.B. beim terrestrischen Rundfunk (DVB-T, DAB, DRM) bei WLAN und anderen Datenverbindungen über Funk.

Wichtige Schwachpunkte von OFDM/COFDM wurden dabei zunächst in Kauf genommen oder nicht beachtet. Diese sind:

- Ein hoher Crest-Faktor (PAPR *peak-to-average power ratio*) von ca. 13 dB, entsprechend zu Rauschen mit Gauß-förmiger Amplitudenverteilung, resultierend aus der Summierung vieler von einander unabhängigen Teilkanälen für das Sendesignal.
- Eine hohe Anforderung an die genauen (Mitten-)Frequenzen der Teilkanäle auf der Empfängerseite und damit an die Genauigkeit der Frequenzumsetzung im Empfänger.

Insbesondere der Crestfaktor von 13 dB, was bedeutet, daß die Spitzenleistung (des Senders) das 20-fache der mittleren Leistung ist, führt dazu, daß der Sender einen solchen Arbeitspunkt benötigt, der zu einem sehr schlechten Wirkungsgrad führt. Bei mobilen Geräten (Handy usw.) bedeutet das, daß der Akku entsprechend schnell erschöpft ist. Bei der neuesten Generation von Mobilgeräten (LTE *long term evolution*) wurde daher ein Einträger-Verfahren mit Entzerrung im Frequenzbereich (SC-FDE *single carrier — frequency domain equalization*) für den Sender des Mobilgerätes (*upstream*) vorgesehen, das die Vorteile der OFDM hat, ohne aber deren Schwachpunkte zu haben.

3 Einträgermodulation mit Frequenzbereichsentzerrung

3.1 Vergleich mit OFDM

Zum Vergleich zwischen OFDM und SC-FDE (*single carrier — frequency domain equalization*) werden im ersten Schritt nur die Blöcke „FFT“, „IFFT“ und „Entzerrer“ (*equalizer*) betrachtet, Bild 3.1 [8].

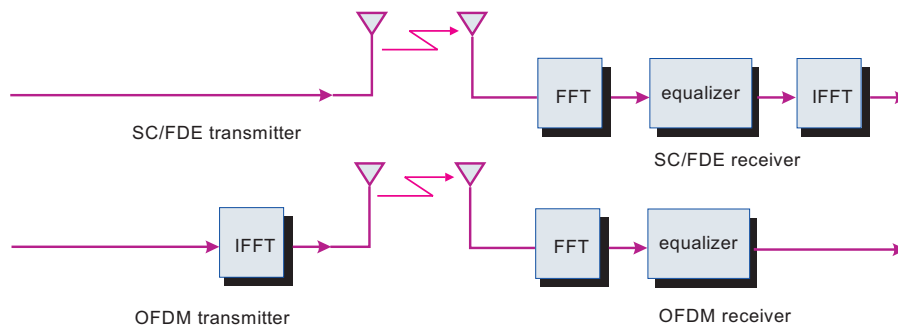


Bild 3.1: Vergleich zwischen SC-FDE und OFDM Übertragungs-Systemen

Der IFFT-Block, der bei OFDM im Sender ist, ist bei SC-FDE am Ende des Empfängers zu finden. Wenn man annimmt, daß der Entzerrer (*equalizer*) linear sei, sind die beiden Strukturen gleichwertig, weil ja die FFT/IFFT ebenfalls linear sind. Bei einer Kettenschaltung von linearen Blöcken ist es aber belanglos, in welcher Reihenfolge die Blöcke angeordnet sind.^{3,1} Die Entzerrung im Frequenzbereich beruht also ebenfalls auf der Anwendung der FFT/IFFT und kann somit die bekannten günstigen Routinen dafür nutzen.

^{2,4}Die daraus resultierende Fehlerrate liegt in der Größenordnung 10% – 25%, weshalb die Daten i.a. mit Hilfe einer Faltungs-Codierung oder einer Turbo-Codierung gegen Fehler geschützt werden müssen. Aus OFDM wird damit codierte OFDM: COFDM.

^{3,1}Bei praktischen Realisierungen ist dabei darauf zu achten, daß durch die Umsortierung keine Übersteuerungen und damit Nichtlinearitäten entstehen.

Besonders einfach wird die Echo-Entzerrung bei OFDM dadurch, daß nur der (stationäre) Teil der Symbole ausgewertet wird, der nicht mehr durch Echos gestört ist und somit nur einem Flat Fading unterliegt.

Um diesen Vorteil auch für SC-FDE ausschöpfen zu können, wird der Datenstrom auch hierbei in Blöcke unterteilt und (wie bei OFDM) ein Teil der Daten vom Ende jedes Blocks an dessen Anfang angefügt (CP *cyclic prefix*). Dieser Cyclic Prefix ist dabei (mindestens) so lang zu wählen, wie es der Verzögerung des letzten (noch zu berücksichtigenden) Echos entspricht. Im Empfänger wird dieser Cyclic Prefix, auch Guard Intervall genannt, wieder entfernt und damit die Teile, die von den Echos betroffen sind. Somit bleibt auch hier nur der stationäre Teil übrig, der wiederum einem Flat Fading (innerhalb der Teilkanäle, die im Empfänger gebildet werden) unterliegt.

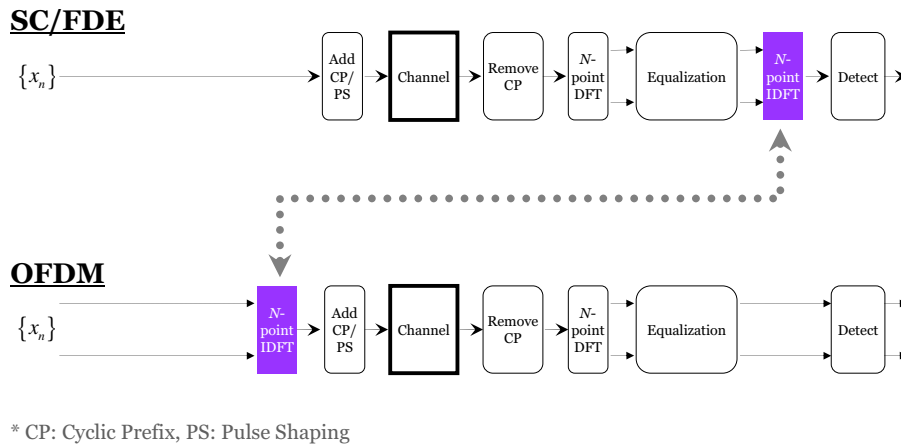


Bild 3.2: Erweiterter Vergleich zwischen SC-FDE und OFDM Übertragungs-Systemen

In Bild 3.2 [6] wird nun der Vergleich zwischen OFDM und SC-FDE auf den Cyclic Prefix und die Symbolverrundung (PS *pulse shaping*) erweitert.^{3.2}

3.2 SC-FDE Blockstruktur

In der SC-FDE Blockstruktur, Bild 3.3 [8], wird die senderseitige Block-Bildung der Daten mit „Serial to parallel“ bezeichnet.

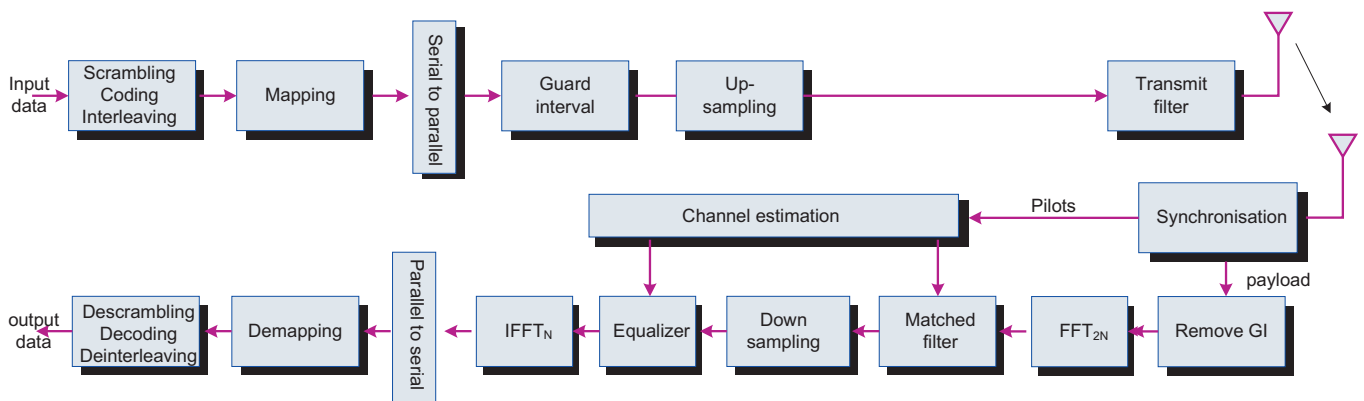


Bild 3.3: Modell der physikalischen Schicht des SC-FDE Übertragungs-Systems

In diesem Blockschaltbild sind die bei einer digitalen Übertragung anzuwendenden Standard-Methoden bzw. Strategien vertreten, die, in einer auf das spezielle Übertragungssystem zugeschnittenen Mischung, ein optimales Ergebnis bei minimalem Gesamtaufwand ergeben.

^{3.2}Eine Symbolverrundung wird bei OFDM nicht angewendet. Für jedes □-förmige Symbol wird 1 Stützwert in die IFFT eingebracht. Zur spektralen Begrenzung ist ein extra Filter hinter der IFFT erforderlich.

Scrambling — Descrambling: Den Daten werden über eine EXOR Stufe eine PN-Folge (*pseudo noise*) addiert. Damit vermeidet man lange 1-Folgen oder 0-Folgen im Datenstrom. Im Empfänger wird über eine EXOR Addition die gleiche PN-Folge nochmals addiert (*Descrambling*), wodurch sich wieder die Ursprungsdaten ergeben.

Coding — Decoding: Dies ist eine Fehlerschutz-Codierung (*FEC forward error coding*), bei der z.B. mit Hilfe einer Faltungs-Codierung zusätzliche Redundanz zum Datenstrom hinzugefügt wird. Im Empfänger wird in diesem Fall ein Viterbi-Decoder verwendet.

Interleaving — Deinterleaving: Hierbei wird der aufbereitete Datenstrom senderseitig umsortiert und dadurch in einer anderen Reihenfolge gesendet. Im Empfänger wird die Umsortierung wieder rückgängig gemacht. Tritt im empfangenen Datenstrom nun ein Burstfehler auf, so wird dieser Burstfehler durch das *Deinterleaving* in Einzelfehler aufgelöst, die sich dann vom Viterbi-Decoder leicht korrigieren lassen.

Mapping — Demapping: Beim Mapping werden binäre Daten zu Symbolen zusammengefaßt. Diese Symbole haben zwar alle die gleiche Form, unterscheiden sich jedoch durch ihre Amplitude und/oder ihre Phase. Amplitude & Phase entspricht der polaren Darstellung. Gleichwertig dazu ist die komplexe Darstellung mit Realteil und Imaginärteil. Deshalb werden die Symbole auch als komplexwertig bezeichnet. Beim empfangsseitigen *Demapping* werden den (vom Empfänger erkannten) Symbolen wiederum die zugehörigen Binärdaten zugeordnet.

Die Amplituden und Phasen der Symbole werden in der komplexen Ebene durch Punkte dargestellt, wodurch man zu den für die jeweilige digitale Modulation typischen Konstellations-Diagrammen kommt.^{3,3} Beispiele für Symbol-Konstellationen zeigt Bild 3.4.

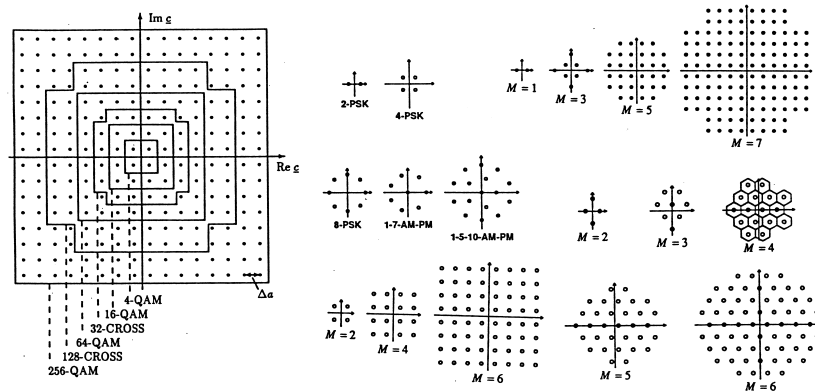


Bild 3.4: Beispiele für Symbol-Konstellationen

Daten-Segmentierung: Rahmen & Blöcke Der Datenstrom wird in Blöcke der Länge N unterteilt (segmentiert; hier „*Serial to parallel*“ bezeichnet). Das ist notwendig, wenn im Empfänger zur Entzerrung im Frequenzbereich die FFT/IFFT (mit N Punkten) verwendet werden soll. Eine gleichartige Blockbildung des Datenstroms wird auch bei der OFDM/COFDM angewendet, weshalb sich ein entsprechender Vergleich mit dieser Modulationsart anbietet, Bild 3.2 (Seite 7).

Mehrere Blöcke mit Präambeln am Beginn bilden einen Rahmen, Bild 3.5 .[8]

Präambel 1: Dieser Teil des Rahmens dient zur (groben) Synchronisation von Zeit und Frequenz, sowie der Pegelregelung (*AGC automatic gain control*)

Präambel 2: Dieser Teil enthält 2 Pilot-Töne und ein verlängertes Guard-Intervall. Mit diesen Informationen gewinnt der Empfänger die erforderlichen Werte zur genauen Synchronisation von Zeit und Frequenz. Weiterhin werden hieraus die zur Kanal-Schätzung und damit für den Entzerrer notwendigen Informationen gewonnen.

Guard-Intervall einfügen — entfernen: Die Datenblöcke werden durch ein Guard-Intervall erweitert. Die Länge des Guard-Intervalls muß größer sein als es der (Verzögerungs-)Zeit des spätesten zu berücksichtigenden Echos entspricht. Hierdurch wird erreicht, daß die einzelnen Datenblöcke nicht durch Echos der

^{3,3}Siehe hierzu das Skript „Digitale Modulationsverfahren“.

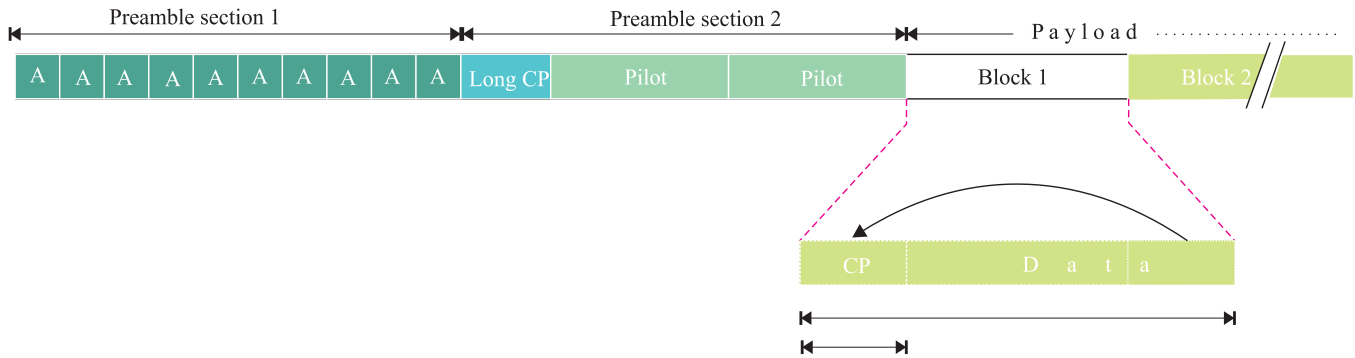


Bild 3.5: Beispiel für die Rahmenstruktur

vorausgehenden Blöcke beeinträchtigt werden. Das ist eine Maßnahme, die auch bei OFDM/COFDM in gleicher Art angewendet wird.

Cyclic Prefix CP: Hierbei wird ein Teil der Daten(-Symbole) vom Ende jedes Blocks an den Anfang (als CP *cyclic prefix*) kopiert. Man erhält damit (quasi) eine zyklische Periodizität in jedem Block. Eine derartige zyklische Periodizität hat auch die FFT/IFFT. Durch den CP werden die Blöcke an die Bedingungen der FFT/IFFT angepaßt.

Unique Word UW: Hierbei wird das Guard-Intervall zwischen den Datenblöcken mit einer speziellen CAZAC (*constant amplitude zero auto correlation*) Datensequenz aufgefüllt. Die CAZAC Datensequenz dient der Vermessung des (Funk-)Kanals und damit der Gewinnung der Daten für den Entzerrer.

Bild 3.6 [8] zeigt diese Blockstruktur. T_{FFT} ist die Länge der hierfür anzuwendenden FFT/IFFT.

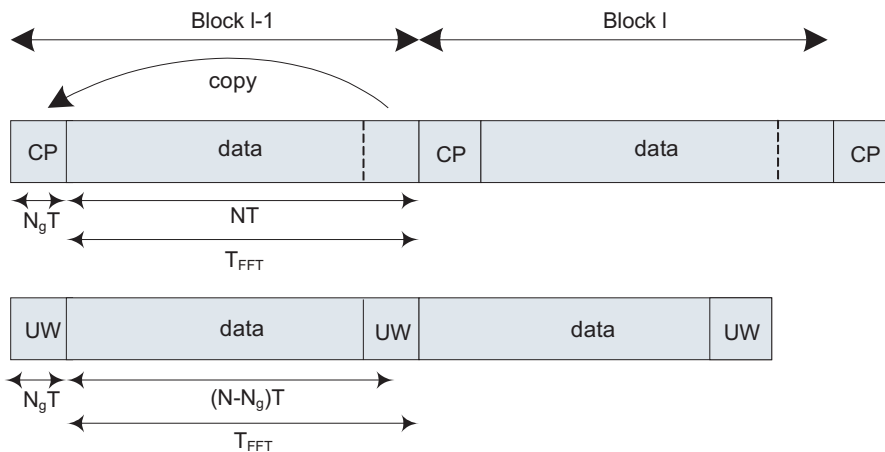


Bild 3.6: Datenblöcke mit Cyclic Prefix CP bzw. Unique Word UW als Guard-Intervall

Upsampling — Downsampling: Da die Amplitude und Phase (bzw. Real- und Imaginärteil) der Symbole (entsprechend zu den Punkten der Symbol-Konstellation) mit einem komplexen Wert beschrieben werden kann, genügt für diesen Teil eine entsprechend geringe Datenrate. Als Zeitfunktionen ergäben sich daraus nach einem D/A-Wandler allerdings rechteckförmige Zeitverläufe mit entsprechend breitem Spektrum. Auf dem Funkweg ist aber die Bandbreite begrenzt, weshalb dort verrundete (modulierte) Symbolformen mit bandbegrenztem Spektrum erforderlich sind. Eine verrundete Symbolform benötigt aber zu ihrer Beschreibung mehrere Stütz- oder Abtastwerte. Daher ist hierfür eine Erhöhung der Abtastrate (*upsampling*) erforderlich. Im Empfänger wird die Abtastrate hinter dem Matched Filter (MF), mit dessen Hilfe die (zulässigen) Symbolformen bzw. deren Amplituden und Phasen verglichen werden, wieder erniedrigt (*downsampling*).

Transmit filter — Matched filter: Digitales Filter im Sender zur Symbolverrundung und Bandbegrenzung des Spektrums. Die D/A rückgewandelten und nun kontinuierlichen (analogen) Zeitfunktionen der Symbole werden im I/Q-Modulator zum hochfrequenten Signal gewandelt und ggf. auf eine höhere Sendefrequenz gemischt (nicht im Blockschaltbild enthalten). Im Empfänger dient das MF zur Erkennung der Symbole.

3.3 Filterung im Frequenzbereich

Im Blockschaltbild des SC-FDE Systems, Bild 3.3, ist die Filterung für das Matched Filter und das Equalizer Filter im Frequenzbereich durchzuführen, im Unterschied zu der sonst in der digitalen Signalverarbeitung üblichen Filterung im Zeitbereich. Eine Filterung im Zeitbereich muß eine Faltung * nachbilden, was mit Hilfe von FIR oder IIR Filterstrukturen geschieht, Bild 2.5 (Seite 4). Dagegen läuft eine Filterung im Frequenzbereich auf eine Multiplikation hinaus. Wegen der Verwendung der FFT/IFFT wird diese Methode „Schnelle Faltung“ genannt. Bild 3.7 [7] zeigt die Äquivalenz der beiden Methoden.

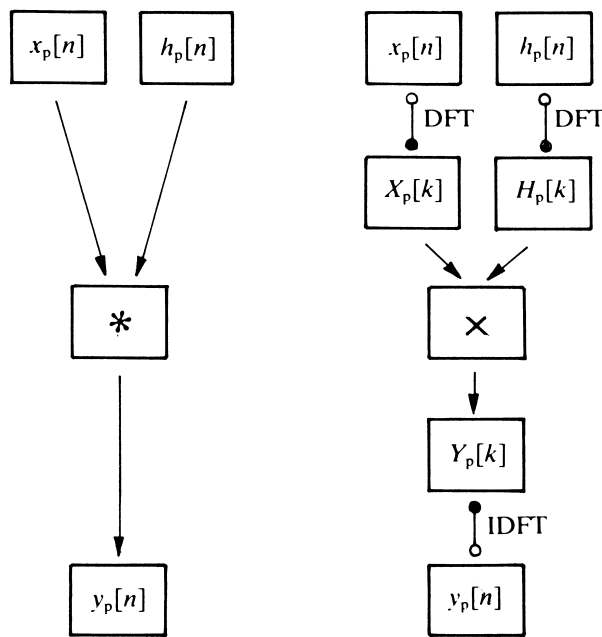


Bild 3.7: Faltung im Zeitbereich und Schnelle Faltung im Frequenzbereich; die DFT/IDFT wird als FFT/IFFT realisiert.

Da die FFT/IFFT zyklische bzw. periodische Funktionen unterstellt, ergibt sich zunächst eine zyklische Faltung, die aber in eine lineare Faltung überführt werden kann, wofür hier die „Overlap-Save“ statt der „Overlap-Add“ Methode verwendet werden.^{3.4}

Für die Entzerrung im Frequenzbereich kann das *Zero Forcing* Verfahren nicht angewendet werden, da wegen des Einträgerverfahrens alle Symbole (eines Blocks) die gesamte Übertragungsbandbreite ausnutzen.^{3.5} Die Bedingung für die MMSE (*minimum mean square equalization*) Entzerrung lautet daher nun nach [10] und [11] für die Koeffizienten e_n des Entzerrers^{3.6}

$$e_n = \frac{1}{C(n) + \frac{1}{(S/N)}} \tag{3.1}$$

Hierbei ist $C(n)$ der Wert der Kanal-Übertragungsfunktion $C(f)$ im jeweiligen Teil-Kanal $n = 0 \dots N-1$ und (S/N) das mittlere Signal/Stör-Verhältnis am Ausgang des Empfangsfilters.^{3.7} Für ein Einträger-System mit Frequenzbereichs-Entzerrung kann ein prinzipielles Blockschaltbild gemäß Bild 3.8 [10] angegeben werden.

^{3.4}Siehe das Skript: „Die Diskrete Fourier-Transformation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik“

^{3.5}Im Unterschied zu OFDM, wo jedes Symbol frequenzmäßig nur in seinem eigenen Subchannel zu finden ist.

^{3.6}Für einen rauschfreien Kanal mit $(S/N) \rightarrow \infty$ ergibt sich hieraus die *Zero Forcing* Lösung.

^{3.7}Zur Messung der Übertragungsfunktion $C(f)$ und der Kanal-Impulsantwort (CIR) $c(t)$ siehe das Skript „Funk-Kanal“.

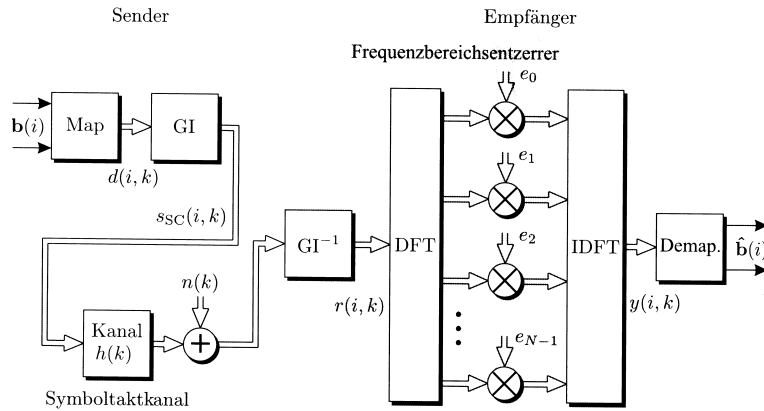


Bild 3.8: Blockschaltbild eines Einträgersystems mit Frequenzbereichs-Entzerrer

Die Aufspaltung in N Subchannel, die bei OFDM auf dem Übertragungskanal vorliegt, wird hier erst im Empfänger vorgenommen. Jeder dieser Subchannel wird dabei gemäß Gleichung (3.1) entzerrt.

Simulationen von Bitfehlerraten aus [10] zeigen daß das Einträgersverfahren mit Frequenzbereichs-Entzerrung (MMSE) im uncodierten Fall dem OFDM überlegen ist. Wird eine Kanal-Codierung angewendet (COFDM) schneidet OFDM etwas besser ab als das Einträgersverfahren mit Frequenzbereichs-Entzerrung, wobei in diesem Fall die Symbole innerhalb eines Blocks geschrämelt wurden. Ein Einträgersverfahren mit *Zero Forcing* (ZF) Entzerrung schneidet in beiden Fällen am ungünstigsten ab, Bild 3.9 [10].

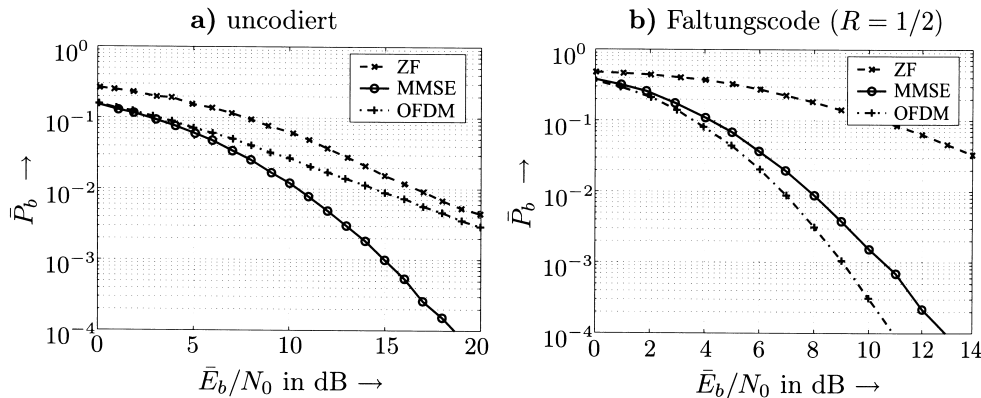


Bild 3.9: Vergleich der Bitfehlerraten zwischen Einträgersystem und OFDM

4 3GPP-LTE Upstream

Das 3GPP *Long Term Evolution* (LTE) Mobilfunksystem nutzt als Modulation für den *Upstream*, d.h. vom Mobile zur Basis-Station das SC-FDE Verfahren. Als Gründe dafür werden benannt:[6]

- Eine Einträger-Modulation hat einen kleineren Crestfaktor (*PAPR peak to average power ratio*) als eine Mehrträgermodulation (COFDM), welche mit ca. 13 dB Crestfaktor eine 20 fache Spitzenleistung bezogen auf die effektive Leistung erreicht. Bei COFDM muß demzufolge der Sendeverstärker in einem linearen Arbeitspunkt mit entsprechend hohem Back-Off arbeiten, was einen geringen Wirkungsgrad ergibt, wodurch der Akku rasch erschöpft ist. Deshalb hat man sich für das Mobile gegen COFDM und für SC-FDE entschieden.
- SC-FDE ist robust gegen Delay Spread, speziell auch bei Zweibege-Ausbreitung, bei der Nullstellen (*spectral null*) in der Kanal-Übertragungsfunktion entstehen können.
- SC-FDE ist gegenüber Frequenz-Offset weniger empfindlich als COFDM.

4.1 SC-FDMA als Zugriffsverfahren

Für den Fall, daß die Mobile ohne Rückmeldung von der Basisstation über den Kanal-Zustand senden würden, gäbe es die Möglichkeiten gemäß Bild 4.1.[12]

- FDMA (*frequency division multiple access*): jedem Mobile wird ein Sub-Channel zugeordnet. (Die Sub-Channel beziehen sich auf die Entzerrung im Frequenzbereich, wo die gesamte Bandbreite des Kanals für den Upstream in Sub-Channels aufgespalten wird.)
- TDMA (*time division multiple access*): jedem Mobile wird ein Zeitschlitz zugeordnet (der sich periodisch wiederholt). Hierbei wird in jedem Zeitschlitz die gesamte Kanal-Bandbreite belegt.

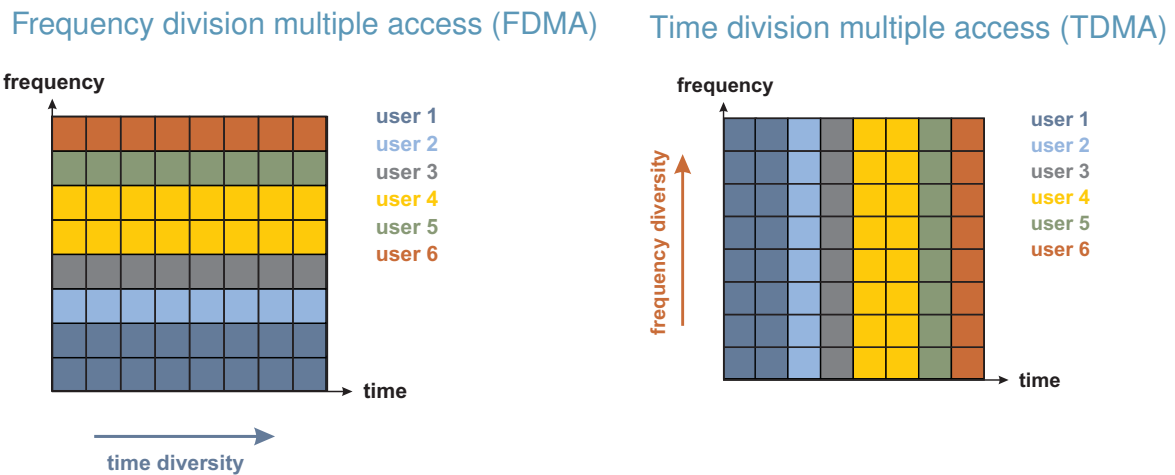


Bild 4.1: FDMA und TDMA

Tatsächlich wird jedoch die Übertragungsqualität jedes Mobiles aufgrund des momentanen Zustandes des Funkkanals in der Basisstation ausgewertet und der zu verwendende Sub-Channel pro Mobile durch die Basisstation festgelegt, Bild 4.2 [6], wodurch sich beispielhaft folgendes Zeit-Frequenz-Muster ergibt, Bild 4.3.[12]

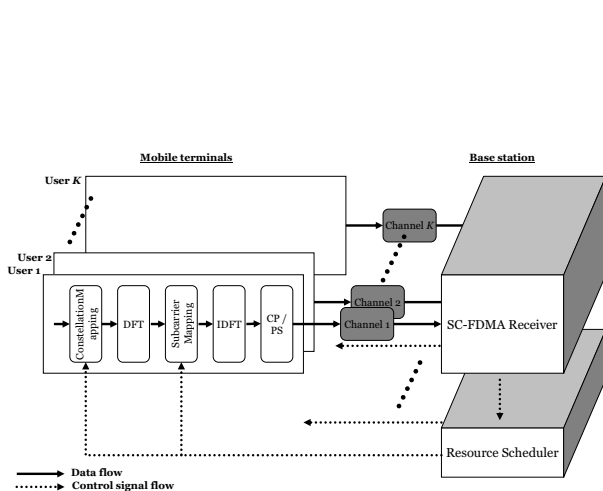


Bild 4.2: Steuerung der Sende-Frequenz der Mobile durch die Basis-Station

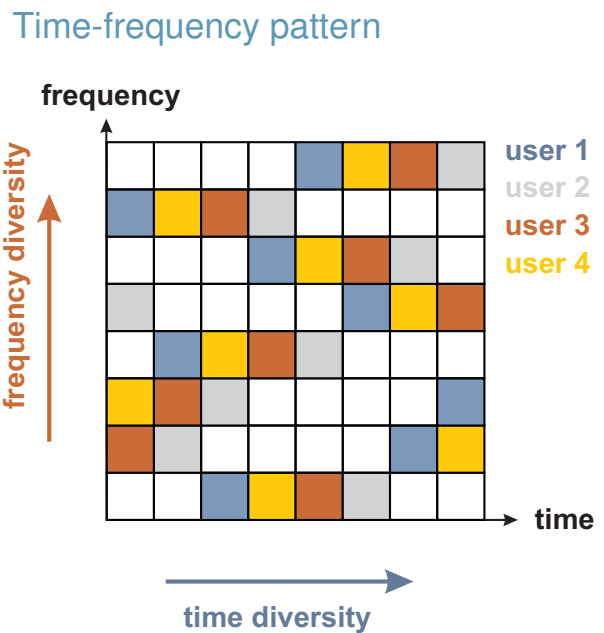


Bild 4.3: Zeit-Frequenz-Muster für die Belegung der Sub-Channel durch die Mobile

Da eine Basis-Station mehrere Mobiles gleichzeitig bedient, muß hierfür das Modulationsverfahren so modifiziert werden, daß pro Mobile die zugewiesenen Sub-Channel verwendet werden. Man kommt damit zum SC-FDMA (*single carrier frequency division multiplex*) Verfahren, Bild 4.4.[6]

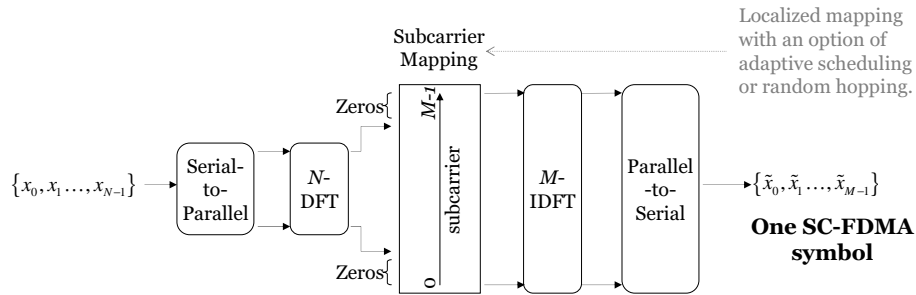


Bild 4.4: Blockschaltbild SC-FDMA Senderseite (Mobile)

Die gesamte Bandbreite für den Upstream wird nicht durch ein einzelnes Mobile belegt, sondern nur ein Teil davon. Daher hat nun die Senderseite (im Unterschied zu SC-FDE) sowohl eine DFT (mit N Punkten) als auch eine IDFT (mit M Punkten) auszuführen. Hinter der FFT liegt das Signal im Frequenzbereich vor und kann dort durch Verschieben an geeignete Ports der IFFT in die zugewiesenen Sub-Channel verschoben werden. Den übrigen Eingängen der IFFT werden $(M - N)$ Nullen zugewiesen. Hinter der IFFT entsteht dadurch ein „vor-moduliertes“ Einträger-Signal, Bild 4.5.[6]

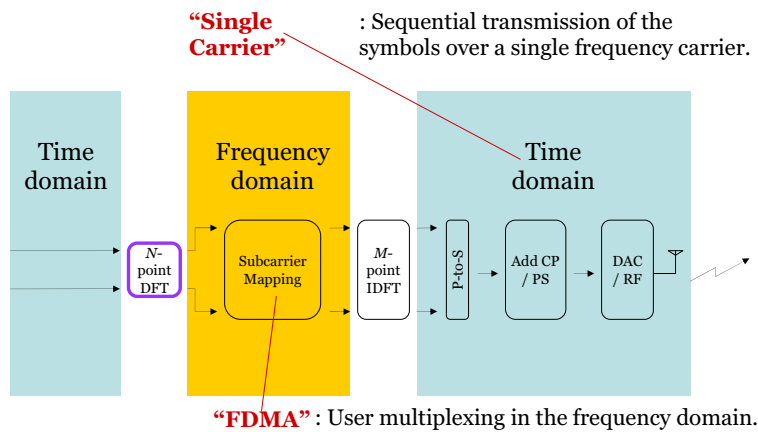


Bild 4.5: Im Mobile erfolgt die Multiplex-Bildung im Frequenzbereich. Die Blöcke FFT — Subcarrier Mapping — IFFT bilden einen „Vor-Modulator“.

Die Zuweisung der Sub-Channel kann dabei verteilt (distributed) oder gebündelt (localized) erfolgen, Bild 4.6.[6]

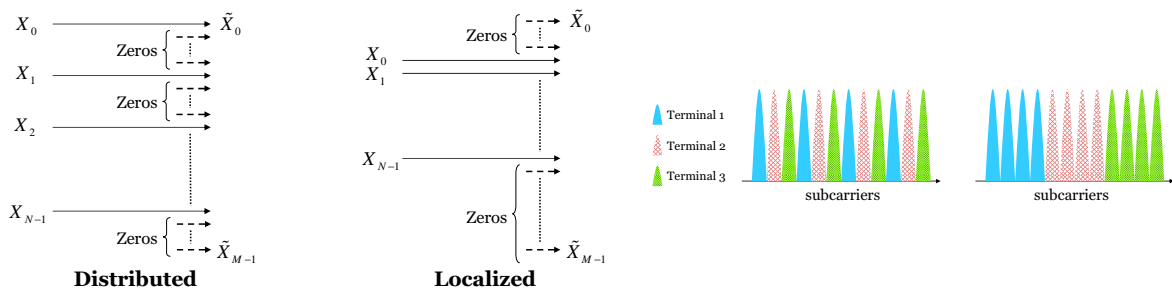


Bild 4.6: Zuweisung der Sub-Channel für das Mobile: verteilt oder gebündelt

Von mehreren denkbaren Zuweisungen wird für 3GPP-LTE (bislang) jedoch nur die gebündelte (LFDMA *localized FDMA*) verwendet, Bild .[6]

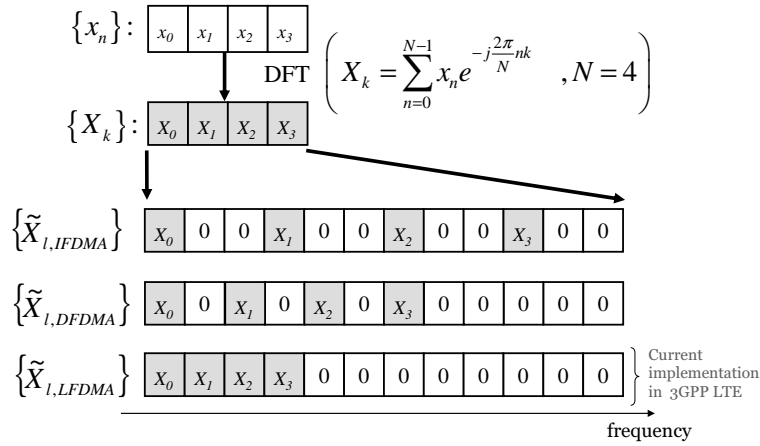


Bild 4.7: Beispiele für FDMA Sub-Channel Mapping.

4.2 SC-FDMA Blockstruktur

Im Empfänger der Basisstation werden die Signale von allen den Mobilern zunächst gemeinsam verarbeitet. In den Blockschaltbildern ist es aber der Übersichtlichkeit wegen oft so dargestellt, als ob nur jeweils ein einzelnes Mobile empfangen würde, Bild 4.8. [6] In diesem Blockschaltbild ist ebenfalls der Unterschied zu OFDMA (*orthogonal frequency division multiplex access*) gekennzeichnet.

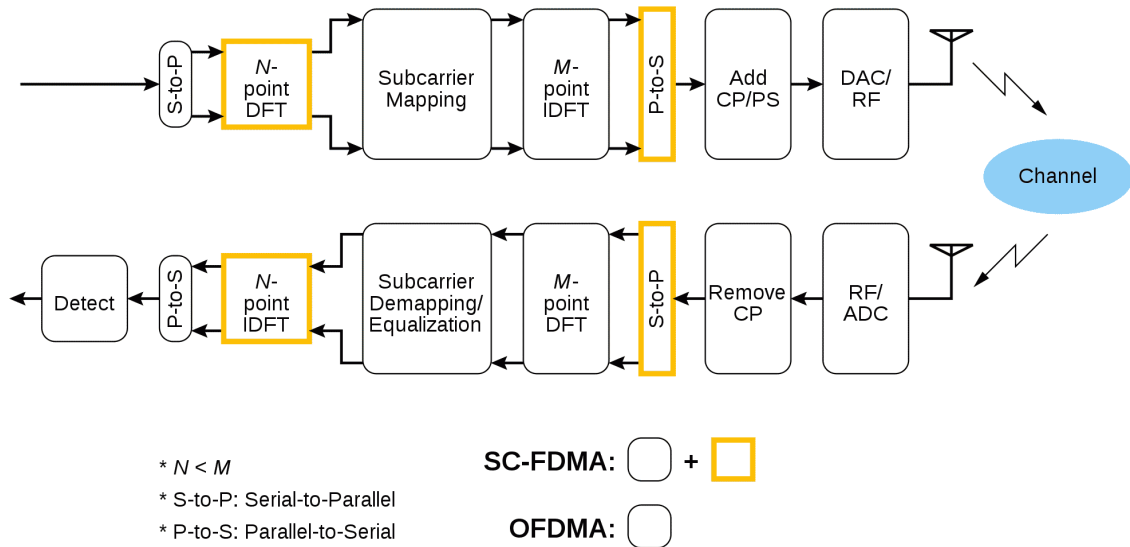


Bild 4.8: Blockschaltbild SC-FDMA Sender und Empfänger.

So wie wegen der Zusammenfassung mehrerer Mobile auf der Senderseite zum Zweck der Einpassung in die Kanal-Bandbreite sowohl eine N Punkt FFT und eine M Punkt IFFT erforderlich ist, benötigt die Auftrennung im Empfänger dort eine M Punkt FFT und eine N Punkt IFFT. (Demodulation der „Vor-Modulation“)

Im Unterschied dazu wäre ohne diese Zusammenfassung, d.h. wenn jede Verbindung die gesamte Kanalbandbreite verfügbar hätte, auf der Senderseite weder eine FFT noch eine IFFT erforderlich, siehe Bild 3.2 (Seite 7), während die Struktur sich auf der Empfangsseite prinzipiell nur wenig ändert, sieht man ab von der notwendigen Auftrennung der einzelnen Teilnehmer.

Literatur

- [1] Hong, L.: *Frequency–Domain Equalization of Single Carrier Transmissions Over Doubly Selective Channels*, Dissertation, Ohio State University, 2007
- [2] Yang, Y.: *Frequency Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmissions over Frequency-Selective Fading Channels*, Master Thesis, University of Singapore, 2003
- [3] Lee, W.C.Y.: *Mobile Communication Engeneering*, Mc–Graw Hill 1982.
- [4] Lee, W.C.Y.: *Mobile Cellular Telecommunication Systems*, Mc–Graw Hill 1989.
- [5] Lee, W.C.Y.: *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2ed Ed. Wiley 1993.
- [6] Myung, H.G.: *Single Carrier FDMA*, 2008, <http://hgmyung.googlepages.com/scfdma>
- [7] Van den Enden, A.W.M.; Verhoeckx, N.A.M.: *Discrete-Time Signal Processing, an Introduction*, Prentice Hall, 1989
- [8] Buzid, T.: *Frequency Domain Equalization of Modulation Formats with Low Peak to Average Power Ratio*, Dissertation an der Technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, 2010
- [9] Moschytz, G.; Hofbauer, M: *Adaptive Filter*, Springer, 2000
- [10] Kammeyer, K.–D.: *Nachrichtenübertragung*, 3.A., Teubner, 2004
- [11] Huemer, M.: *Frequenzbereichsentzerrung für hochratige Einträger–Übertragungsverfahren in Umgebungen mit ausgeprägter Mehrwegeausbreitung*, Dissertation, Universität Linz, 1999
- [12] Zemen, T.: *OFDMA/SC-FDMA Basics for 3GPP LTE*, Forschungszentrum Telekommunikation Wien, 2008
- [13] Agilent Technologies: *3GPP Long Term Evolution, System Overview, Product Development, and Test Challenges*, Application Note 5989–8139EN, 2009
- [14] Rumney, M. (Editor): *LTE and the Evolution to 4G Wireless, Design and Measurement Challenges*, Agilent, 2009