

# Vielträger-Modulation

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Auswirkung von Echos auf Digitale Symbole</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>DMT bei zeitlich konstanten Kanälen</b>	<b>1</b>
2.1	Asymmetric Digital Subscriber Line . . . . .	2
<b>3</b>	<b>OFDM bei Funk-Kanälen</b>	<b>2</b>
3.1	Symbol-Dauer und Bandbreite . . . . .	3
3.2	Die Auswirkung der Echos im Zeitbereich . . . . .	4
3.2.1	Modellfall: Nur 1 Subchannel ist aktiv . . . . .	4
3.3	OFDM Zeitverläufe . . . . .	6
3.3.1	Hochstufige Datensymbole in vielen Sub-Channel . . . . .	6
3.3.2	Träger-Phasen und Crestfaktor . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Die OFDM im Frequenzbereich</b>	<b>8</b>
4.1	Die Auswirkung der Echos auf die Kanal-Übertragungsfunktion . . . . .	8
4.2	Höherstufige Symbol-Konstellationen in den Subchannels . . . . .	9
4.3	Pilot-Symbole . . . . .	10
4.4	Zeit- und Frequenz-Abhängigkeit der Kanal-Übertragungsfunktion . . . . .	11
4.4.1	Bei OFDM muß der Sender das Signal an die Empfangsbedingungen des Empfängers anpassen. . . . .	12
<b>5</b>	<b>OFDM Modulatoren und Demulatoren</b>	<b>12</b>
5.1	Analoge Realisierung des OFDM Modulators . . . . .	12
5.2	Analoge Realisierung des OFDM Demodulators . . . . .	13
5.3	Digitale Realisierung des OFDM Modulators und Demodulators . . . . .	13
5.3.1	Warum IFFT im Sender und FFT im Empfänger? . . . . .	14
<b>6</b>	<b>Leistungs-Dichte-Spektrum der OFDM</b>	<b>14</b>
6.1	Leistungs-Dichte-Spektrum am Sender-Ausgang . . . . .	14
6.2	Leistungs-Dichte-Spektrum im Empfänger und Orthogonalität . . . . .	15
6.3	Gemessene OFDM Spektren . . . . .	16
6.3.1	Erniedrigung des Crest-Faktors der OFDM ohne Erhöhung der Randaussendungen . . . . .	17
<b>7</b>	<b>Analyse des OFDM Empfängers</b>	<b>18</b>
7.1	Auswertung von Mis-Matched Symbolen . . . . .	18
7.2	Die FFT im Empfänger . . . . .	19
7.3	Augendiagramme der OFDM . . . . .	20
7.4	Synchronisation . . . . .	20
<b>8</b>	<b>Von der OFDM zur COFDM</b>	<b>21</b>
8.1	Die Notwendigkeit einer Fehlerschutz-Codierung . . . . .	21
8.2	Ein Vergleich mit einer Einträger-Übertragung . . . . .	22
8.3	Anwendung auf Mehrträger-Modulation . . . . .	22
8.4	Zweiwege Pfad und punktierte Faltungs-Codes . . . . .	23
8.5	Interleaving . . . . .	23

## Abbildungsverzeichnis

2.1	Frequenz-Schema von ADSL . . . . .	2
3.1	Strukturen von Ein- und Mehrträger-Modulationen für gleiche Symbol-Übertragungsraten. Dargestellt ist die Frequenzmäßige Kanal-Belegung in Abhängigkeit von der Übertragungszeit (Fläche aus Bandbreite $\times$ Übertragungszeit) . . . . .	3
3.2	Echo-Struktur eines typischen terrestrischen DVB-T Kanals . . . . .	4

3.3	Zusammensetzung des Empfangs-Signals aus Haupt-Signal, Echo-Signalen und Gleichwellen-Signal (Nur 1 Subchannel ist aktiv) $T_g = T_G$ Guard Time, $T_s = T_{S_V}$ Symbol-Dauer, $T_{\text{Nutz}}$ empfangsseitig ausgenutzter Teil des Symbols . . . . .	4
3.4	Struktur der Vielträger-Modulation mit Berücksichtigung des Guard-Intervalls . . . . .	5
3.5	Darstellung des Ein- und Auswiringvorgangs bei einer Mobil- bzw. Funk-Übertragung unter Berücksichtigung des Guard-Intervalls (hier ist $T_{\text{Nutz}} = T_S$ bezeichnet). . . . .	5
3.6	OFDM-Symbol bestehend aus 3 Subträgern mit vorne angefügtem Guard-Intervall (ohne Echos). Im Intervall $T' = T_{\text{Nutz}}$ sind die Sub-Träger zu einander orthogonal. . . . .	6
3.7	Prinzipielle Zeitverläufe von komplexen OFDM-Symbolen (ohne Guard-Intervall und ohne Echos) . . . . .	7
3.8	Wahrscheinlichkeits-Dichte-Verteilung der Amplituden von OFDM-Symbolen (DVB-T mit 2K bzw. 8K Sub-Channel) . . . . .	7
3.9	OFDM Zeitfunktion bei einer OFDM mit 16 Subchannel (Subträger sin förmig, alle Bits = 1) . . . . .	8
4.1	Betrag der Kanal-Übertragungsfunktion $ C(\omega) $ für mehrere feste Echo-Pfade . . . . .	8
4.2	Phasensterne einer 4PSK nach der Übertragung über einen Kanal gemäß Bild 4.1; a): Übertragung als Einträger-Signal (nicht auswertbar), b): Subchannel 11 (auswertbar), c): Subchannel 2 (nicht auswertbar) . . . . .	9
4.3	Phasensterne einer 16QAM nach der Übertragung über einen (Funk-) Kanal. Dargestellt sind das (jeweils als identische angenommene) Empfangs-Symbol und der hierfür aktuell gültige Phasenstern, der in seiner Amplitude und Phasendrehung (pro Subchannel) jeweils unterschiedlich ist. . . . .	10
4.4	Struktur des DVB-T Rahmens mit Pilot-Symbolen zur Kanal-Vermessung . . . . .	10
4.5	Beispiel einer zeit- und frequenz-abhängigen Kanal-Übertragungsfunktion $20 \log_{10}\{ C(\omega, t) \}$ (drei Wege Ausbreitung) . . . . .	11
5.1	Prinzipielles Blockschaltbild eines OFDM Modulators, wie er in analoger Technik realisiert werden könnte. Benötigt werden $2N + 1$ Multiplizierer und die zugehörigen Oszillatoren. . . . .	12
5.2	Prinzipielles Blockschaltbild eines OFDM Demodulators, wie er in analoger Technik realisiert werden könnte. Benötigt werden $2N + 1$ Multiplizierer und die zugehörigen Oszillatoren, die synchronisiert werden müssen. . . . .	13
5.3	Prinzipielles Blockschaltbild eines digitalen OFDM Modulators und Demodulators, bei dem die Modulation durch eine IFFT und die Demodulation durch eine FFT erfolgen. . . . .	14
6.1	Prinzipielle Zusammenhänge zwischen den Daten und den Symbolen einer OFDM und das OFDM Summen-Signal und dessen Spektral-Verteilung. (ohne Guard-Intervall, alle Symbole $T_{\text{Nutz}}$ lang) . . . . .	15
6.2	Spektren am Ausgang des OFDM Modulators. Hierbei ist dargestellt, wie günstig sich bereits eine geringe Roll-Off Verrundung ( $\rho = [0, 0.02, 0.1]$ ) auswirkt. . . . .	16
6.3	OFDM Spektren am Ausgang eines Senderverstärkers. Bereits ein Intermodulations-Abstand von 30 dB bzw. 20 dB führt zu starken Randaussendungen. . . . .	16
6.4	Vektor-Diagramm eines OFDM-Symbols vor und nach der Begrenzung des Crest-Faktors auf 3 dB durch „Dummy“-Daten . . . . .	18
6.5	OFDM Spektren ohne und mit „Dummy“-Daten zur Reduzierung der Nebenaussendungen, Back-Off 3 dB (mehrere Iterationen) . . . . .	18
7.1	Intergrate & Dump Verfahren bei $\square$ förmigen Symbolen, das für jeden Subchannel auszuführen ist. . . . .	18
7.2	Veranschaulichung des FFT Analyse-Vorgangs im OFDM Empfänger ( $T_S = T_{\text{Nutz}}$ ) . . . . .	19
7.3	Auge der OFDM ohne und mit Guardintervall . . . . .	20
7.4	Autokorrelationsfunktion des OFDM Signals . . . . .	21
8.1	Empfangsleistung in den Subchannels bei einer 0 dB Zweivegeausbreitung (Ausschnitt) . . . . .	22
8.2	Veranschaulichung des Interleaving in der Zeit- und Frequenz-Ebene . . . . .	24

## Vielträger-Modulation

### 1 Auswirkung von Echos auf Digitale Symbole

Die Echo-Pfade bei einer digitalen Funkübertragung haben zur Folge, daß beim Empfänger die Symbole mehrfach und mit unterschiedlicher Amplitude und Phasenlage eintreffen, wo sie sich **vektoriell** überlagern. Die Symbole werden dadurch in ihrer Form **verzerrt**, was zu Schwierigkeiten bei der Demodulation und damit zu Symbol- und Bitfehlern führt. Sind die Echo-Zeiten länger als es der Symbol-Dauer entspricht, werden nicht nur die einzelnen Symbole in ihrer Form beeinträchtigt, sondern es entsteht (ausbreitungsbedingte) **Intersymbol-Interferenz**.

Bei schnellen Datenübertragungen werden (gemäß Zeit-Bandbreiten-Gesetz) die Symbole sehr kurz. Je kürzer aber die Symbole werden, um so mehr Symbole werden durch die Echos beeinträchtigt.

- Die **Intersymbol-Interferenzen** sind damit eine **Funktion der Echo-Dauer bezogen auf die Symbol-Dauer**.

Im Empfänger müssen die Inter-Symbol-Interferenzen beseitigt werden bevor eine Demodulation und Entscheidung erfolgen kann. Hierfür gibt es zwei Strategien:

1. Symboldauer  $T_S$  größer wählen, als es der maximalen Echo-Zeit entspricht.  $\leadsto$  Vielträger-Modulation  
Damit erhält man empfangsseitig wenigstens einen Teil jedes Symbols ungestört.
2. Adaptive Entzerrung der Symbole im Empfänger. (bei Einträger-Modulation)

In diesem Kapitel wird die erst genannte Strategie untersucht. Diese führt zur Mehr- oder Vielträger-Modulation. Diese wird allgemein mit **DMT** (*Digital Multi Tone*) und in einer speziellen Form als **OFDM** (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) bezeichnet.

### 2 DMT bei zeitlich konstanten Kanälen

Die Mehr- oder Vielträger-Modulation (DMT *Digital Multi Tone*) wird eingesetzt auf Kanälen, die Inter-Symbol-Interferenzen (ISI) bei der Übertragung von Datensymbolen erzeugen. Dies sind aber nicht nur die zeitlich variablen Funk-Kanäle sondern auch solche Übertragungs-Strecken, die einen ausgeprägten **Amplituden- und Phasen- bzw. Laufzeitgang** haben, wie z.B. (längere) Kupfer-Kabel. Derartige lineare Verzerrungen sind frequenzabhängig, aber zeitlich konstant.

Die DMT Technik wird daher bei zeitlich konstanten Kanälen mit linearen Verzerrungen eingesetzt.

- Sprachband-Modemtechnik („Telefon-Modem“ 300 — 3400 Hz)  
Hierbei gibt es an den Bandgrenzen größere lineare Verzerrungen als in Bandmitte.
- Schnellen Datenübertragungen zum Teilnehmer (*Subscriber*), wie bei **HDSL** (*High speed Digital Subscriber Line*) und **ADSL** (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) bzw. **T-DSL**.  
Hier sind die linearen Verzerrungen für höhere Frequenzen größer als für tiefere Frequenzen.

Aufgrund der eindeutigen Verhältnisse die linearen Verzerrungen betreffend, kann die Übertragung in den einzelnen Teilkanälen mit DMT optimal an diese angepaßt werden.

- Für Teilkanäle mit geringen linearen Verzerrungen werden viele Bits zu Symbolen und entsprechen hochstufigen digitalen Modulationen zusammengefaßt. (z.B. 16QAM, 32QAM, ggf. höherstufig)
- In Teilkanälen mit größeren linearen Verzerrungen werden niederstufige digitale Modulationen verwendet. (4PSK)

Damit läßt sich der Aufwand im Sender und Empfänger minimieren bei gleichzeitiger Maximierung der Übertragungsrate.

## 2.1 Asymmetric Digital Subscriber Line

Mit ADSL ist es möglich, auf einer 0,6 mm Cu Doppelader oberhalb von ISDN bis maximal 8 Mbit/s zu übertragen. Frequenzmäßig reicht das verwendete Übertragungsband dabei bis 1,1 MHz und überdeckt damit sowohl das LW Rundfunkband (ca. 153 KHz — 280 KHz) als auch Teile des MW Rundfunkbandes (ca. 520 KHz — 1,61 MHz). In der Nähe starker Rundfunksender kann es dadurch zu Einstrahlungen kommen.

Die Teilkanäle von ADSL werden u.a. deshalb automatisch (beim Verbindungs-Aufbau) auf ihren Signal- zu-Geräusch-Abstand kontrolliert und adaptiv an die Übertragungssituation angepaßt.

- Bei kurzen Leitungen zwischen Vermittlungsstelle und Teilnehmer wirkt sich die (frequenzabhängige) Dämpfung des Kabels kaum aus. In diesem Fall wird in jedem Teilkanal mit einer 32QAM übertragen.
- Bei längeren Leitungen wird in Abhängigkeit von der Dämpfung und den Laufzeitverzerrungen in den betroffenen Teilkanälen auf bis zu 4PSK heruntergeschaltet. Damit erniedrigt sich die maximal übertragbare Datenrate entsprechend.
- Teilkanäle, die durch Einstrahlung eines Rundfunksenders gestört sind, werden nicht verwendet.

Das Frequenz-Schema von ADSL sieht 256 Teilkanäle (umgangssprachlich: Trägerfrequenzen) im Abstand von 4 KHz für den Downlink (Netz → Teilnehmer) vor und 32 entsprechende Kanäle für den Uplink (Teilnehmer → Netz), Bild 2.1. Die Teilkanäle sind zu einander nicht orthogonal.

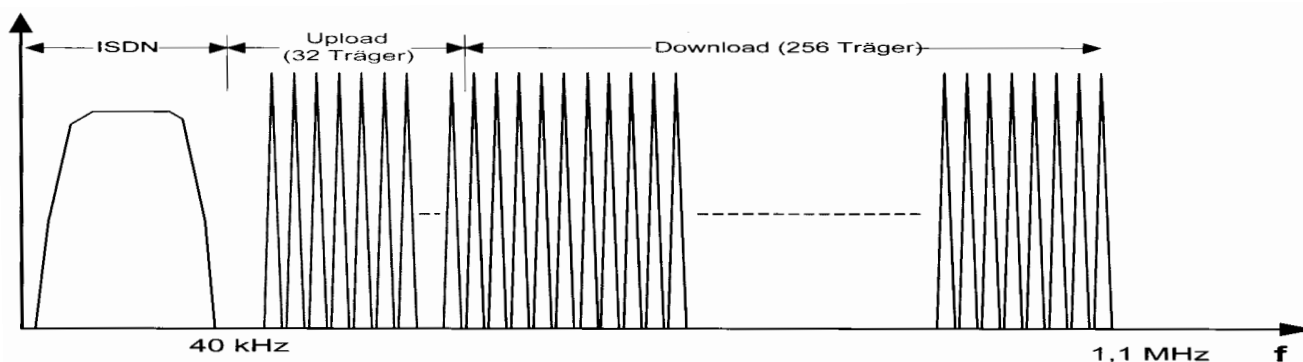


Bild 2.1: Frequenz-Schema von ADSL

Die Einstrahlung von L & M Sendern in das ADSL System ist die eine Seite der Medaille. Die andere Seite ist die Störung, die von ADSL ausgeht und den L & M Empfang beeinträchtigen kann.

## 3 OFDM bei Funk-Kanälen

Funk-Kanäle unterscheiden sich von anderen Kanälen u.a. dadurch, daß

1. nicht vorausgesehen werden kann, bei welchen Frequenzen innerhalb des Kanals große lineare Verzerrungen auftreten und
2. die Eigenschaften des Kanals sich zeitlich ändern.

Der Sender ist daher nicht in der Lage, die Übertragung individuell an einzelne Kanäle anzupassen. Demzufolge wird **in allen Teil-Kanälen die gleiche digitale Modulation** (z.B. 4PSK, 16QAM, 64QAM) verwendet. Diese wird als OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) bezeichnet und stellt eine Viel- oder Mehr-Träger Modulation dar, bei der Orthogonalität zwischen den Teilkanälen herrscht.<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Da OFDM ohne Fehlerschutz-Codierung bei Funk-Übertragung auf eine unzulässig hohe Fehlerrate führt, wird in der Praxis stets eine codierte Form, die COFDM (*Coded Frequency Division Multiplex*), eingesetzt, siehe Kapitel 8 „Von der OFDM zur COFDM“ Seite 21.

### 3.1 Symbol-Dauer und Bandbreite

Je größer die (Echo-) Störungen im Kanal werden, umso weniger Bits lassen sich pro Symbol übertragen. Es ist daher nicht möglich, (als triviale Lösung) so viele Bits zu einem Symbol zusammen zu fassen, daß dieses dann länger wird, als es der Echo-Dauer entspricht. Um aber eine vorgegebene Datenrate zu übertragen, bleibt in diesem Falle nur als Lösung, mehrere **frequenzmäßig parallele** Übertragungs-Kanäle (*Subcarrier*, *Sub Channel*, Unter-Träger, Teil-Kanäle) zu nutzen. Man kommt damit zur Vielträger-Modulation.

In einer Darstellung von Bandbreite über der Zeit kann man die Ein- und Mehrträger-Modulation mit einander (zunächst pauschal) vergleichen, Bild 3.1.

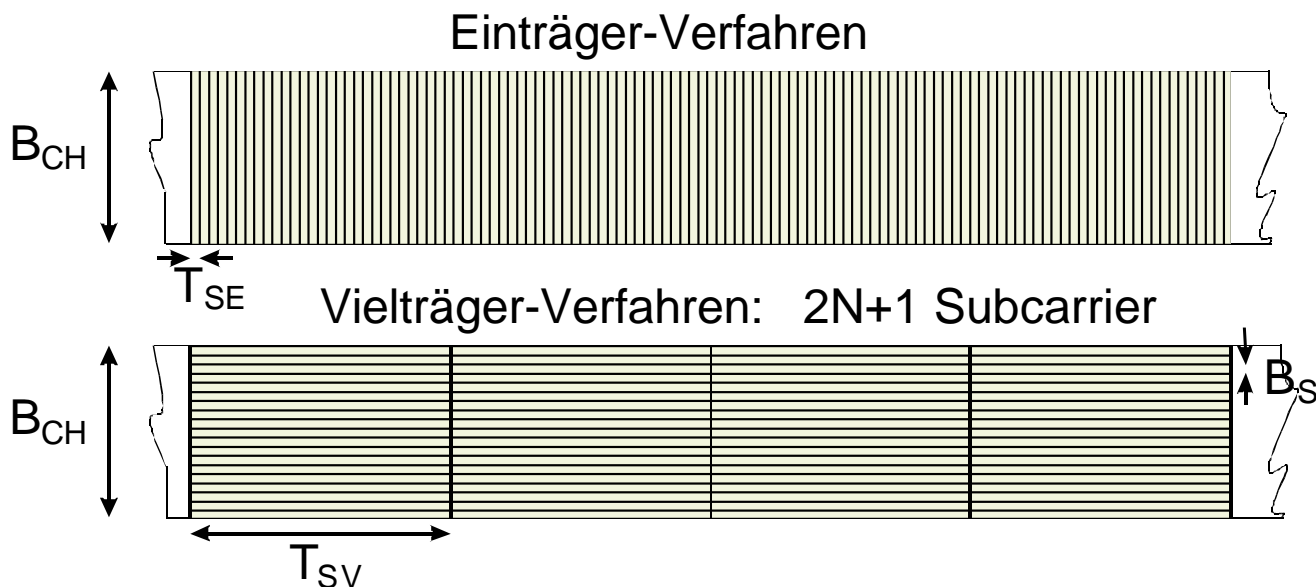


Bild 3.1: Strukturen von Ein- und Mehrträger-Modulationen für gleiche Symbol-Übertragungsraten. Dargestellt ist die Frequenzmäßige Kanal-Belegung in Abhängigkeit von der Übertragungs-Zeit (Fläche aus Bandbreite  $\times$  Übertragungszeit)

In Bild 3.1 werden beim Mehrträgerverfahren  $2N + 1$  Teilkanäle verwendet. Die Symboldauer  $T_{SV}$  wird damit (mindestens) einen Faktor  $2N + 1$  mal so lang wie die Symboldauer  $T_{SE}$  des Einträger-Verfahrens. Die **Grenze für die Länge von  $T_{SV}$**  ist dadurch gegeben, daß während dieser Zeit **die Eigenschaften des Kanals praktisch konstant bleiben** müssen.

$$T_{SV} \geq (2N + 1) \cdot T_{SE} \quad (3.1)$$

Beim Einträger-Verfahren haben die Symbole die volle Bandbreite  $B_{CH}$  des Kanals. Sie füllen also den Übertragungskanal komplett aus. Die Bandbreite  $B_S$  der Subchannel des Mehrträger-Verfahrens haben dagegen eine geringere (Einzel-) Bandbreite. Da sie sich teilweise überlappen können, wird:

$$B_S \geq \frac{B_{CH}}{2N + 1} \quad (3.2)$$

Wenn für beide Verfahren jeweils eine gleiche Anzahl von Bits pro Symbol übertragen wird, ergibt sich daraus in der Darstellung in Bild 3.1 in beiden Fällen die gleiche Fläche, gebildet aus dem Produkt (Bandbreite  $\times$  Symboldauer, d.h.)

$$B_S \cdot T_{SV} \geq B_{CH} \cdot T_{SE} \quad (3.3)$$

Demnach kann für beide Verfahren dem Anschein nach<sup>2</sup> die gleiche Menge an Information bei gegebener Bandbreite  $B_{CH}$  übertragen werden.

<sup>2</sup>Hierbei müssen jedoch noch bei OFDM das Guard-Intervall und die Pilot-Symbole und bei COFDM die notwendige Faltungscodierung berücksichtigt werden.

### 3.2 Die Auswirkung der Echos im Zeitbereich

Die Impuls-Antwort  $c(t)$  terrestrische Funk-Kanäle besteht i.a. aus sehr vielen Echos, wie Bild 3.2 dies am Beispiel eines typischen DVB-T (*Digital Video Broadcast Terrestrial*; Digitales terrestrisches Fernsehen) Kanals zeigt. Aufgetragen ist die Echo-Struktur  $|c(t)|$  (Echo-Profil).

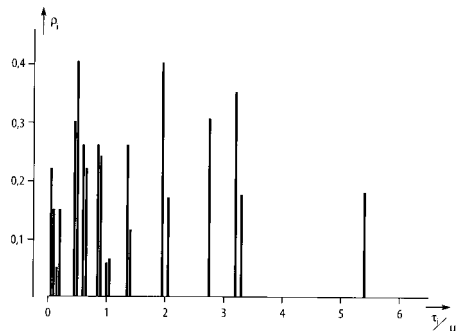


Bild 3.2: Echo-Struktur eines typischen terrestrischen DVB-T Kanals

In Bild 3.2 sind diese Echos als Profil betragsmäßig aufgetragen, also ohne Berücksichtigung der jeweiligen Phase. Man erkennt, daß keinesfalls der zuerst beim Empfänger eintreffende Impuls immer derjenige mit der größten Amplitude sein muß.

#### 3.2.1 Modellfall: Nur 1 Subchannel ist aktiv

Beispielhaft soll in einem (sehr) vereinfachten Fall, bei dem nur in einem Subchannel ein Signal übertragen wird, gezeigt werden, wie sich die Echos auf das Empfangssignal auswirken, Bild 3.3. De facto sind dies Verhältnisse wie bei einer Einträger-Übertragung, bei der die Echostörungen kurz gegenüber der Symboldauer sind. Das Empfangs-Signal bestehe hierbei aus Hauptsignal, 2 Echos und einem Gleichwellen-Kanal.

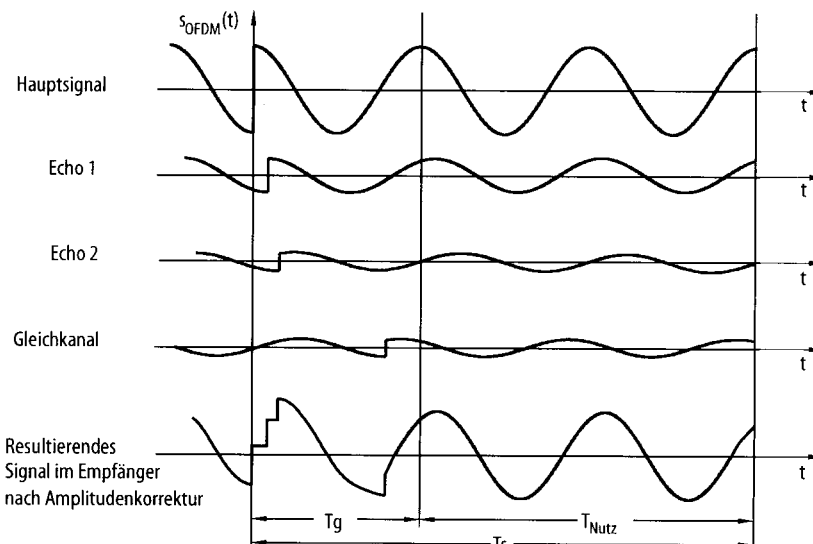


Bild 3.3: Zusammensetzung des Empfangs-Signals aus Haupt-Signal, Echo-Signalen und Gleichwellen-Signal (Nur 1 Subchannel ist aktiv)  $T_g = T_G$  Guard Time,  $T_s = T_{S_V}$  Symbol-Dauer,  $T_{Nutz}$  empfangsseitig ausgenutzter Teil des Symbols

Aus Bild 3.3 erkennt man folgende für OFDM typischen Eigenschaften und Zusammenhänge:

1. Aus dem Hauptsignal ist zu erkennen, daß **keine Symbol-Verrundung** angewendet wird. Dies ist bei OFDM in der Praxis der Fall. Das Spektrum der OFDM muß daher nachträglich gefiltert werden.
2. Es ist ein Bereich  $T_G$  (*Guard Time*, Schutz-Zeit) definiert mit einer zeitlichen Dauer  $T_G$ , die **größer ist als die längste** (zu berücksichtigende) **Echo-Laufzeit**. Echos mit längerer Laufzeit bewirken Störungen.
3. Die gesamte Symboldauer  $T_{SV}$  wird in der Praxis 4 bis 8 mal so lange gewählt wie das Guard-Intervall  $T_G$ .
4. Während der (restlichen) Zeit  $T_{Nutz}$  hat das Symbol einen **stationären Wert** und kann dann ausgewertet werden.
5. Damit durch das Guard Intervall  $T_G$  nichts vom Symbol „verloren“ geht, wird ein entsprechend langer Teil vom Ende des Symbols zusätzlich am Anfang des Symbols als „Verlängerung“ angefügt, so daß trotz Störung durch Echos (mindestens) die volle Symboldauer als  $T_{Nutz}$  zur Auswertung Verfügung steht, Bilder 3.4 und 3.6.

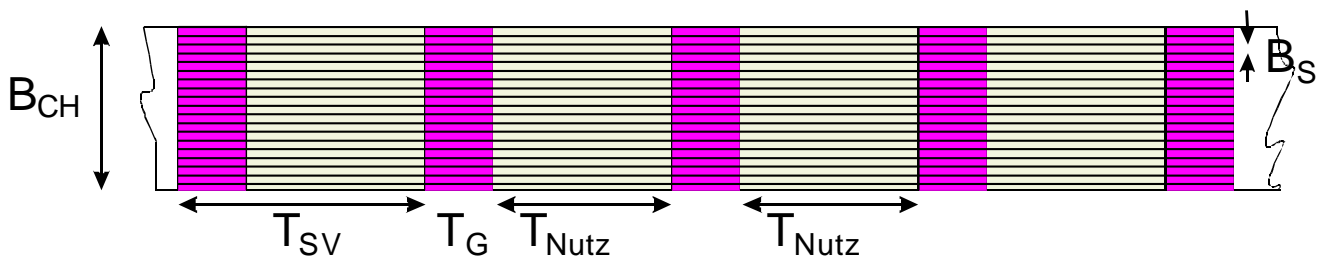


Bild 3.4: Struktur der Vielträger-Modulation mit Berücksichtigung des Guard-Intervalls

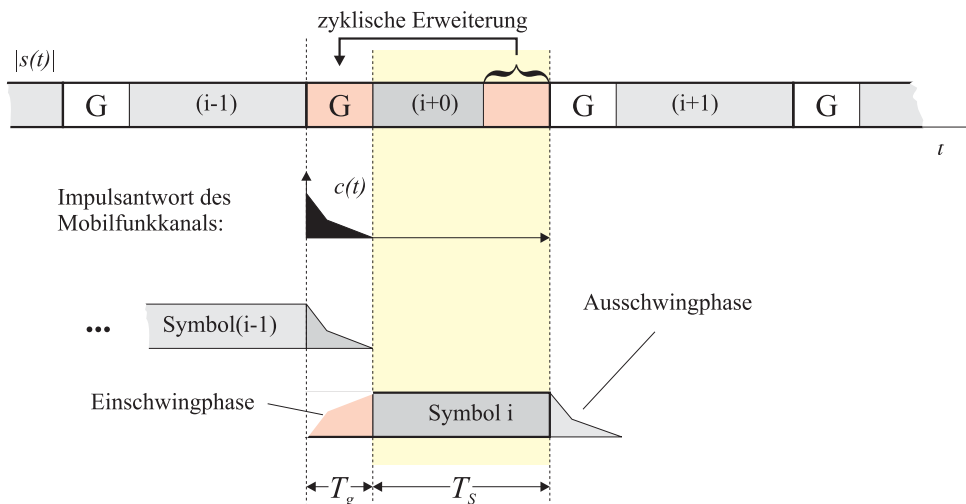


Bild 3.5: Darstellung des Ein- und Ausschwingvorgangs bei einer Mobil- bzw. Funk-Übertragung unter Berücksichtigung des Guard-Intervalls (hier ist  $T_{Nutz} = T_S$  bezeichnet).

6. Die während des Guard-Intervalls gesendete Signal-Energie ist für den Empfänger verloren. Der tatsächlich benötigte Wert von  $E_b/N_0$  für eine bestimmte Bit-Fehlerrate ist somit im Verhältnis  $\frac{T_G + T_{Nutz}}{T_{Nutz}}$  höher anzusetzen. In Bild 3.1 ist daher eine entsprechende Korrektur bei der Umrechnung vorzunehmen.

7. Die resultierende Phase der Trägerschwingung im Zeitabschnitt  $T_{\text{Nutz}}$  weicht ab von der Phase des Hauptsignals.
8. Die resultierende Amplitude der Trägerschwingung im Zeitabschnitt  $T_{\text{Nutz}}$  weicht ebenfalls ab von der Amplitude des Hauptsignals.
9. Ein Gleichwellen-Kanal (mit dem gleichen Programm-Inhalt) wirkt sich genau wie ein Echo aus. Daher ist mit einem solchen System ein Single Frequency Netzwerk (SFN) möglich.
10. Eine synchrone Demodulation mit (frequenz- und phasenrichtiger) Rückgewinnung des RF-Trägers (RF: *Radio Frequency*) ist erforderlich.

Aufgrund der Notwendigkeit eines Guard-Intervalls ist die mit OFDM übertragbare (Brutto-) Datenrate um den Faktor  $\frac{T_{\text{Nutz}}}{T_G + T_{\text{Nutz}}}$  geringer als es der Umrechnung in Gleichung (3.1) entspricht. Man erhält daher mit Berücksichtigung des Guard-Intervalls eine Verlängerung der (ausgesendeten) OFDM-Symbole.

$$T_{Sv} = T_G + T_{\text{Nutz}} = T_G + (2N + 1) \cdot T_{SE} = \frac{T_G + T_{\text{Nutz}}}{T_{\text{Nutz}}} \cdot (2N + 1) \cdot T_{SE} \quad (3.4)$$

Da die Fläche  $B_{CH} \cdot T_{\text{Zeiteinheit}}$  ein Maß für die übertragene Menge an Informationen ist, reduziert sich für OFDM die pro Zeiteinheit übertragbare Informationsmenge um den genannten Faktor von  $\frac{T_{\text{Nutz}}}{T_G + T_{\text{Nutz}}}$  gegenüber dem Ansatz gemäß Bild 3.1. Der Empfänger wertet nur die Zeitabschnitte  $T_{\text{Nutz}}$  aus, Bild 3.5.

### 3.3 OFDM Zeitverläufe

Bei drei aktiven Subchannels, jeweils mit reell positiven Binärsymbolen, ist die Form des OFDM-Symbols noch unmittelbar einsichtig, Bild 3.6. Ein Teil vom Ende des OFDM-Symbols ist am Anfang als Guard-Intervall angefügt, entsprechend zur Darstellung in Bild 3.5.

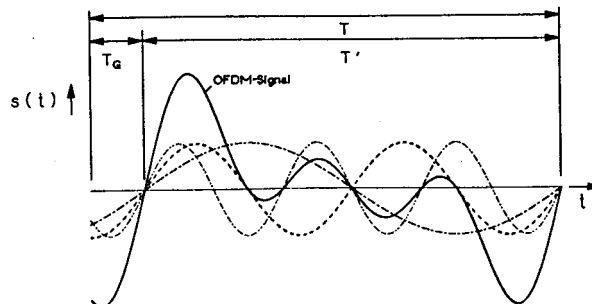


Bild 3.6: OFDM-Symbol bestehend aus 3 Subträgern mit vorne angefügtem Guard-Intervall (ohne Echos). Im Intervall  $T' = T_{\text{Nutz}}$  sind die Sub-Träger zu einander orthogonal.

Die Orthogonalität besteht (in diesem Beispiel) darin, daß die Frequenzen der Schwingungen in den Sub-Channel sich wie 1:2:4 verhalten.<sup>3</sup> Damit sind diese im Intervall  $T' = T_{\text{Nutz}}$  zu einander orthogonal.

#### 3.3.1 Hochstufige Datensymbole in vielen Sub-Channel

Werden höherstufige komplexe Datensymbole (64QAM, pseudo random Daten) und viele (ca. 280) aktive Sub-Channel verwendet, ergeben sich Zeitverläufe, wie sie beispielweise in Bild 3.7 dargestellt sind.

Die dargestellten OFDM-Symbole  $I(t)$  (reell) und  $Q(t)$  (imaginär) besitzen ebenfalls ein Guard-Intervall. Man erkennt dies daran, daß sich ab ca. 280 der gewählten Zeit-Skala der Zeitverlauf von 0 bis ca. 30 der Zeitskala wiederholt.

Bei 64QAM gibt es in den einzelnen Sub-Channel sowohl für  $I$  als auch für  $Q$  8 mögliche Zustände und damit 4 mögliche Amplituden mit je 2 möglichen Phasenlagen.<sup>4</sup> Die Überlagerung aller dieser möglichen Schwingungen führt auf einen scheinbar regellosen Verlauf der Zeitfunktionen  $I(t)$  und  $Q(t)$  in Bild 3.7.

<sup>3</sup>Sub-Channel 3 ist nicht aktiv.

<sup>4</sup>Siehe hierzu den Teil DMV, Kapitel „64QAM“.



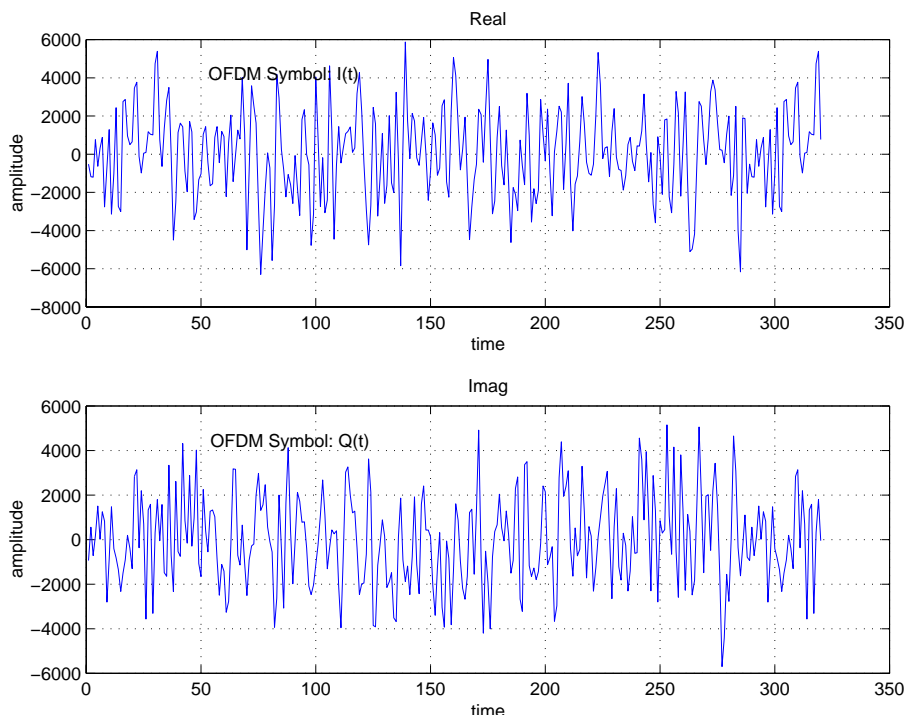


Bild 3.7: Prinzipielle Zeitverläufe von komplexen OFDM-Symbolen (ohne Guard-Intervall und ohne Echos)

Der Zeitverlauf der OFDM-Symbole hat somit starke Ähnlichkeit mit dem Zeitverlauf von (bandbegrenzt) Weissen Rauschen. Die Analyse der Amplituden-Verteilungs-Dichte von OFDM-Signalen ergibt in guter Näherung eine Gauß-Glocke, unabhängig davon, ob z.B. 4PSK oder 16QAM als Modulation für die Subträger zur Anwendung kommt, Bild 3.8.

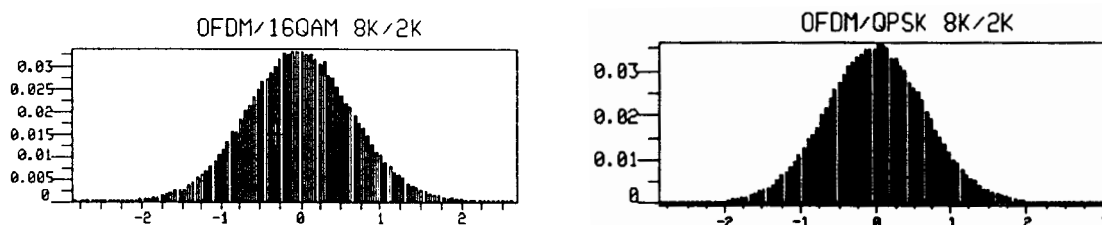


Bild 3.8: Wahrscheinlichkeits-Dichte-Verteilung der Amplituden von OFDM-Symbolen (DVB-T mit 2K bzw. 8K Sub-Channel)

Das bedeutet, daß OFDM einen so hohen Crest-Faktor wie Rauschen mit Gauß-förmiger Amplituden-Dichte-Verteilung hat.<sup>5</sup>

### 3.3.2 Träger-Phasen und Crestfaktor

In Bild 3.6 ist bereits erkennbar, daß bei einem OFDM Signal leicht ein hoher Crest-Faktor  $C_F$  entstehen kann. Dieser ist definiert als Verhältnis von Spitzen-Wert (der Spannung) bezogen auf deren Effektiv-Wert.

$$C_F = 20 \log_{10} \left\{ \frac{s_{\text{peak}}}{s_{\text{eff}}} \right\} \tag{3.5}$$

Nachteilig an einem hohen Crest-Faktor  $C_F$  ist, daß der Sender sehr hohe Spitzenleistungen verkraften können muß, während er andererseits nur eine verhältnismäßig geringe mittlere Leistung abgeben kann.

<sup>5</sup>Siehe hierzu den Teil BBS, Kapitel „Empfangs-Symbole durch weißes Rauschen gestört“.

Offensichtlich entsteht ein (besonders) hoher Crestfaktor dann, wenn die Phasen aller Unter-Träger gleich sind, weil sämtliche I/Q Symbole die gleiche Phase haben, wie dies an einem entsprechenden Beispiel mit 16 Subchannel gezeigt wird, wobei alle Symbole den (reellen) Wert 1 haben, Bild 3.9.

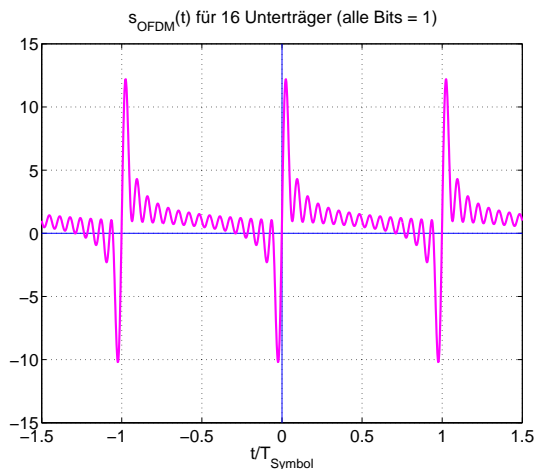


Bild 3.9: OFDM Zeitfunktion bei einer OFDM mit 16 Subchannel (Subträger sin förmig, alle Bits = 1)

Damit läßt sich abschätzen, welche Spitzen bei einem OFDM System auftreten könnten, wenn viele Subträger (infolge der Datensymbole) gleichphasig sind. Damit ein solcher Fall infolge der vielen benötigten Pilot-Symbole, siehe Bild 4.4 (Seite 10), nicht eintritt, werden die Phasenlagen der einzelnen Pilotsymbole nach einem bestimmten Algorithmus gegeneinander gedreht.

## 4 Die OFDM im Frequenzbereich

### 4.1 Die Auswirkung der Echos auf die Kanal-Übertragungsfunktion

Die durch die Echos entstehenden Interferenzen sind sehr frequenz-selektiv. Sie wirken sich daher innerhalb der Bandbreite  $B_{CH}$  des Kanals sehr unterschiedlich aus und sind zusätzlich zeitlich veränderlich<sup>1</sup>. Beispielhaft ergibt sich daraus eine Kanal-Übertragungsfunktion  $C(\omega)$ , wie sie in Bild 4.1 als Betrag  $|C(\omega)|$  für ein System mit 16 Subchannels dargestellt ist.

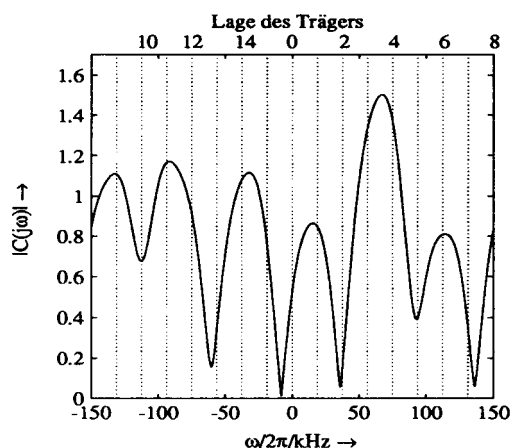


Bild 4.1: Betrag der Kanal-Übertragungsfunktion  $|C(\omega)|$  für mehrere feste Echo-Pfade

<sup>1</sup>Siehe hierzu den Teil „Funk-Kanal“.

Während sich die Echos bei der einen Frequenz „konstruktiv“ überlagern, gibt es andere (benachbarte) Frequenzen, wo sich die Echos „destruktiv“ überlagern und so zu Löschungen des Empfangs-Signals führen. Aus der Darstellung Bild 4.1 ist zu sehen, daß hier 4 der 16 Teilkanäle (also 25%) nur sehr schwach beim Empfänger ankommen. Abhängig von der Größe der Störungen im Kanal sind daher (mindestens) die betroffenen Teilkanäle nicht mehr auswertbar, Bild 4.2.

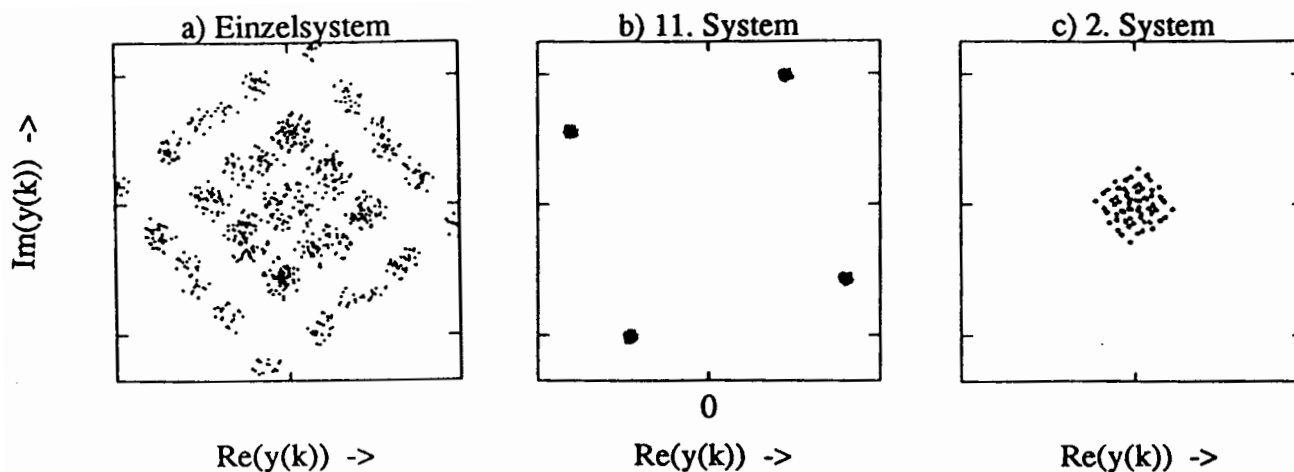


Bild 4.2: Phasensterne einer 4PSK nach der Übertragung über einen Kanal gemäß Bild 4.1; a): Übertragung als Einträger-Signal (nicht auswertbar), b): Subchannel 11 (auswertbar), c): Subchannel 2 (nicht auswertbar)

Während bei der Mehrträger-Übertragung nur einzelne Teil-Kanäle unbrauchbar sind, liefert eine Einträger-Übertragung (ohne empfangsseitige Entzerrung) einen „Punktehaufen“ statt eines Phasensterns und ist damit nicht auswertbar.

Gleichzeitig zeigt dieses Beispiel aber auch die Grenzen von OFDM auf:

- 25% Fehler ist eine Symbol-Fehler-Rate (SER *Symbol Error Rate*) von 0,25. Für eine Digitale Übertragung ist das absolut unbrauchbar! Für praktische Anwendungen ist i.a. eine Bit-Fehler-Rate (BER *Bit Error Rate*)  $BER < 10^{-4}$  erforderlich, wobei  $BER \geq SER$  ist.

Abhilfe schafft hier eine wirkungsvolle Fehlerschutz-Codierung, wodurch COFDM (*coded OFDM*) entsteht, siehe Abschnitt 8 (Seite 21). Daher wird praktisch auch nur COFDM verwendet, weil OFDM alleine wertlos ist.

- Infolge der Phasendrehungen der Teilkanäle sind die empfangsseitigen Phasensterne (individuell) gedreht. Vor der Demodulation und Entscheidung muß also eine **De-Rotation** (zur ückdrehen zur Phase  $0^0$ ) erfolgen.

Bei einer 4PSK Modulation in den Subchannels ist ansonsten nach der De-Rotation die Größe des Phasensterns (d.h. die Amplitude) belanglos, soweit er nicht so klein ist, daß er im Rauschen untergeht. Das heißt, hier beschränkt sich die Symbol-Entscheidung auf eine Erkennung des betreffenden Quadranten.

Eine (differenzcodierte) 4PSK Modulation (DQPSK) wird bei DAB (digital audio broadcast) angewendet.

## 4.2 Höherstufige Symbol-Konstellationen in den Subchannels

Mit höherstufigen Modulationen in den Subchannels (16QAM, 64QAM) lassen sich bei gegebener Gesamt-Bandbreite  $B_{CH}$  des Funk-Kanals höhere Datenraten übertragen. Hiervon macht man Gebrauch bei DVB-T (Digitales Terrestrisches Fernsehen) und DRM (*Digital Radio Mondiale*, Digitaler Lang-, Mittel- und Kurzwellen-Rundfunk).

In diesen Fällen muß zur empfangsseitigen Demodulation auch der jeweilige Betrag bekannt sein. In einem Beispiel einer 16QAM (pro Subchannel) könnten sich z.B. Empfangszustände ergeben, wie sie in Bild

4.3 dargestellt sind. Vereinfachend soll dabei angenommen werden, daß das (aktuell) empfangene Symbol in jedem Subchannel gleich sein soll.

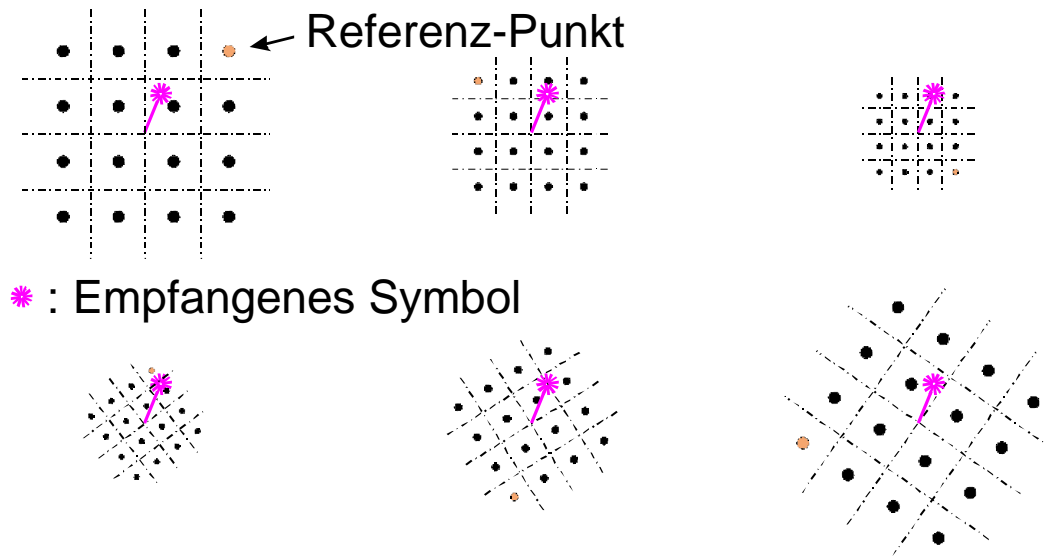


Bild 4.3: Phasensterne einer 16QAM nach der Übertragung über einen (Funk-) Kanal. Dargestellt sind das (jeweils als identische angenommene) Empfangs-Symbol und der hierfür aktuell gültige Phasenstern, der in seiner Amplitude und Phasendrehung (pro Subchannel) jeweils unterschiedlich ist.

### 4.3 Pilot-Symbole

Ohne Kenntnis der Phasendrehung und des Amplitudenmaßstabs für jeden Teilkanal ist offensichtlich eine Auswertung nicht möglich. Es ist empfangsseitig somit pro Subchannel eine **De-Rotation** und eine **Amplituden-Normierung** erforderlich. Um die dafür notwendige Information zu erhalten, müssen geeignete Pilot-Symbole in den Datenstrom eingebettet werden, Bild 4.4.

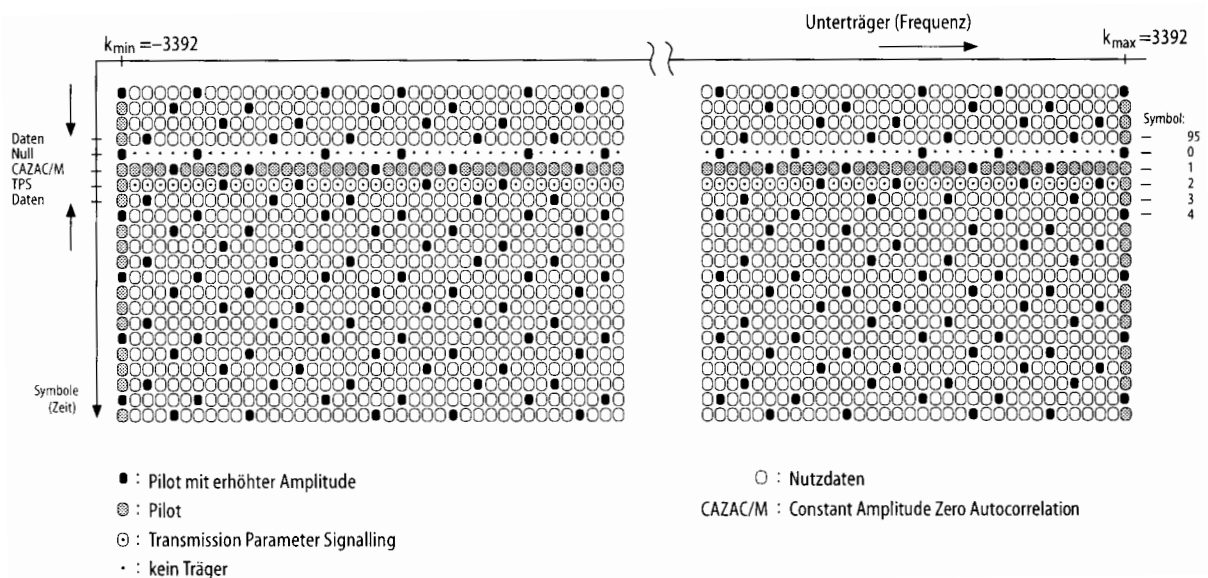


Bild 4.4: Struktur des DVB-T Rahmens mit Pilot-Symbolen zur Kanal-Vermessung

Die Pilot-Symbole müssen dabei in der Frequenz-Zeit-Ebene so angeordnet sein, daß jeweils das **Abtast-Theorem** erfüllt ist, d.h. aus der Kenntnis der dadurch erhaltenen Stützwerte für die Amplituden und Phasen der Frequenz-Zeit-Fläche muß deren Verlauf interpolierbar sein. Einige Pilot-Symbole werden mit erhöhter Leistung gesendet, damit sie mit einem entsprechend besseren Signal-zu-Geräusch-Abstand empfangen werden.

Ist der Kanal „schwierig“, müssen viele Pilote übertragen werden. Zudem lassen sich dann nur noch niederstufige Modulationen verwenden. Die Brutto-Rate der Nutzdaten erniedrigt sich entsprechend. Dieser Fall tritt z.B. bei der digitalen Kurzwellen-Übertragung auf. Entsprechend bescheiden wird dadurch die übertragbare Audio-Qualität.

Ist der Kanal „einfach“, werden weniger Pilote benötigt, wodurch mehr Nutzdaten übertragen werden können. Zusätzlich sind dann auch höherstufige Modulationsverfahren anwendbar. Dieser Fall tritt z.B. bei einer digitalen Lang- und Mittelwellen-Übertragung während des Tages auf, wodurch dann eine gute Audio-Qualität realisierbar wird.

In Bild 4.4 ist dies weiterhin erkennbar, daß die übertragenen Daten in Form von Rahmen strukturiert sind. Dies ist für die empfangsseitige Synchronisation notwendig.

- Das OFDM-Symbol #0 besteht nur aus einzelnen Piloten. Deren Verteilung kann zur Charakterisierung des betreffenden Senders (bzw. des SFN) verwendet werden.
- Das OFDM-Symbol #1 stellt eine CAZAC/M Sequenz (*Constant Amplitude Zero Auto Correlation*) dar, die zur Synchronisation mittels Korrelation verwendet wird.
- Mit dem OFDM-Symbol #2 werden Steuersignale zur Einstellung des Demodulators im Empfänger (auf den aktuellen Übertragungs-Mode) übertragen.
- Zwei bis 3 Subchannels übertragen ausschließlich Pilot-Symbole (hier dargestellt die Sub-Channel  $k_{\min}$  und  $k_{\max}$ ). Diese „continuous pilots“ dienen zur Frequenz-Synchronisation des Empfängers.

#### 4.4 Zeit- und Frequenz-Abhängigkeit der Kanal-Übertragungsfunktion

Betragsmäßig stellt sich die durch die Interpolation zu bestimmende Kanal-Übertragungsfunktion  $|C(\omega, t)|$  als Fläche über Frequenz und Zeit (Frequenz-Zeit-Fläche) beispielsweise wie in Bild 4.5 dar. Hier sind zeitlich unveränderliche Reflexionsverhältnisse angenommen, wodurch eine regelmäßige Struktur der Übertragungsfunktion entsteht, wie an den Konturlinien erkennbar wird.

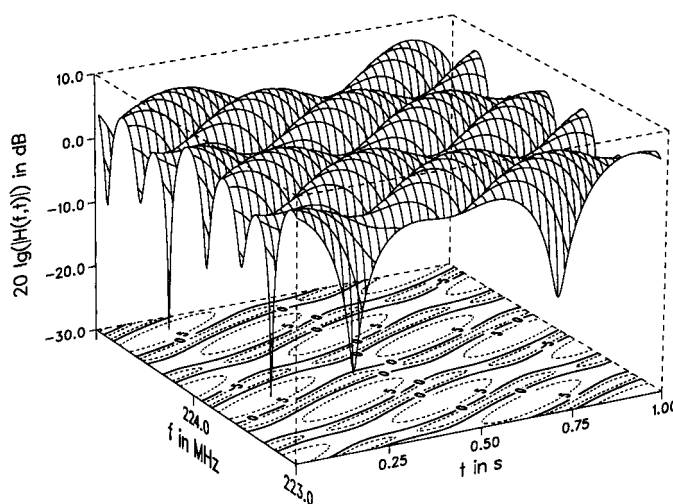


Bild 4.5: Beispiel einer zeit- und frequenz-abhängigen Kanal-Übertragungsfunktion  $20 \log_{10}\{|C(\omega, t)|\}$  (drei Wege Ausbreitung)

Da bei digitaler Übertragung der Signal-zu-Geräusch-Abstand stets so gering wie gerade noch zulässig gewählt wird, hat dies zur Folge, daß — bildlich ausgedrückt — die Einbrüche in der Frequenz-Zeit-Fläche

in den Störungen „untergehen“. Die zu diesen Zeiten in den betroffenen Subchannels übertragenen Daten sind somit verloren.

#### 4.4.1 Bei OFDM muß der Sender das Signal an die Empfangsbedingungen des Empfängers anpassen.

Die Notwendigkeit, die Pilot-Struktur den Ausbreitungsbedingungen anzupassen ist z.B. beim terrestrischen digitalen Fernsehen (DVB-T) kein direkter Nachteil, weil hierbei ein überschaubares Szenario besteht. Hingegen ist für eine digitale Kurzwellen-Übertragung (DRM) dies ein sehr nachteiliger Punkt, da die Übertragungsbedingungen sehr wechselhaft sind. Um beim Empfang Aussetzer zu vermeiden, wird man deswegen einen (robusten) Modus mit vielen Piloten und damit kleiner Datenrate wählen, der eine entsprechend mäßige Audio-Qualität liefert. Und das auch, wenn der Kanal aktuell eine sehr viel bessere Qualität zuließe. Hier wäre ein Übertragungsverfahren vorteilhaft, das die Entscheidung über den Aufwand bei Demodulation und Decodierung in den Empfänger verlegt. Ein solches Feature kann von einem Einträger-Verfahren mit Kanal-Entzerrung bereitgestellt werden.

## 5 OFDM Modulatoren und Demodulatoren

Im Prinzip ist das Blockschaltbild für den Sender und den Empfänger für ein Vielträgerverfahren ganz einfach. Man benötigt nur für jeden Teilkanal einen I/Q Modulator im Sender und einen I/Q Demodulator im Empfänger, also insgesamt je  $2N + 1$  Stück bei  $2N + 1$  Subchannels.

### 5.1 Analoge Realisierung des OFDM Modulators

Damit bekommt der OFDM Modulator (bzw. Sender) prinzipiell eine Struktur gemäß Bild 5.1.

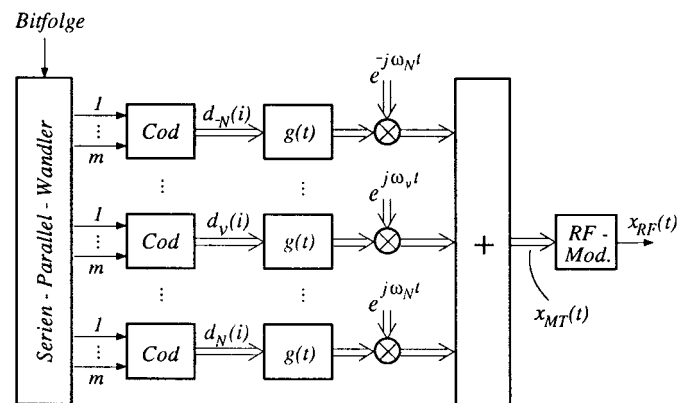


Bild 5.1: Prinzipielles Blockschaltbild eines OFDM Modulators, wie er in analoger Technik realisiert werden könnte. Benötigt werden  $2N + 1$  Multiplizierer und die zugehörigen Oszillatoren.

- Die einlaufenden Datenbits werden in  $2N + 1$  Blöcke à  $m$  bits aufgeteilt, entsprechend zu den gewählten Symbolen. Anschließend werden die nächsten  $(2N + 1) \cdot m$  Bits des Datenstromes genau so verarbeitet.
- Jeweils  $m$  Bits werden zu (komplexen) Symbolen eines  $2^m$  Alphabets gemappt.<sup>1</sup>
- Der Block  $g(t)$  stellt den Interpolator und das Symbol-Verrundungs-Filter dar. Die Interpolation hat dabei so zu erfolgen, daß die (komplexen) Symbole anschließend in Echtzeit verfügbar sind.
- Die (komplexen) Symbole werden jeweils mit einem I & Q Träger auf die entsprechende Subträger-Frequenz umgesetzt (komplexe Multiplikation mit anschließender Bildung des Realteils).

<sup>1</sup>Der Mapper ist hier mit „Cod“ bezeichnet. Zum Mappen siehe den Teil „Digitale Modulations-Verfahren“.

- Alle Sub-Kanäle werden addiert.
- Der mit „RF-Mod“ bezeichnete Block beinhaltet einen Multiplizierer (technisch: Mischer) und einen Oszillator, womit das modulierte OFDM-Signal auf die endgültige Frequenz umgesetzt wird.

Die  $2N + 1$  Mischer und die zugehörigen  $2N + 1$  Umsetz-Oszillatoren sind das Problem bei einer analogen Realisierung dieses Konzeptes. Insbesondere ist es technisch unmöglich diese Oszillatoren in Bezug auf deren Frequenzen und (gegenseitigen) Phasen stabil zu bekommen.

## 5.2 Analoge Realisierung des OFDM Demodulators

Ein prinzipiell ähnliches Blockschaltbild existiert auch für den Empfänger, Bild 5.2.

Die  $2N + 1$  Umsetz-Oszillatoren für die Subchannels müssen nun jeder für sich mit dem entsprechenden Umsetz-Oszillator im OFDM Sender frequenz- und phasenrichtig synchronisiert sein, da eine synchrone Demodulation notwendig ist. Das ist eine mit analoger Technik kaum lösbare Aufgabe.

Ansonsten enthält das Blockschaltbild des Demodulators keine Besonderheiten.

- Ein erster Frequenz-Umsetzer (mit „RF-Demod“ bezeichnet) mischt zunächst herunter als Umkehrung des entsprechenden Schrittes im Modulator.
- Es folgen die gerade angesprochenen  $2N + 1$  Umsetz-Oszillatoren für die Subchannels.
- Nach einem Matched Filter, dessen Impulsantwort mit  $h(t)$  bezeichnet ist, folgt die Abtastung.
- Die Abtastwerte der empfangenen Symbole werden einem Entscheider zugeführt, der die Schätzung vornimmt.
- Danach werden die erkannten Symbole de-mapped (mit „Decod.“ bezeichnet) und die daraus gewonnenen Bitfolgen in einem Parallel-Seriell-Wandler wieder zu einem gesamten Bitstrom zusammengefügt.

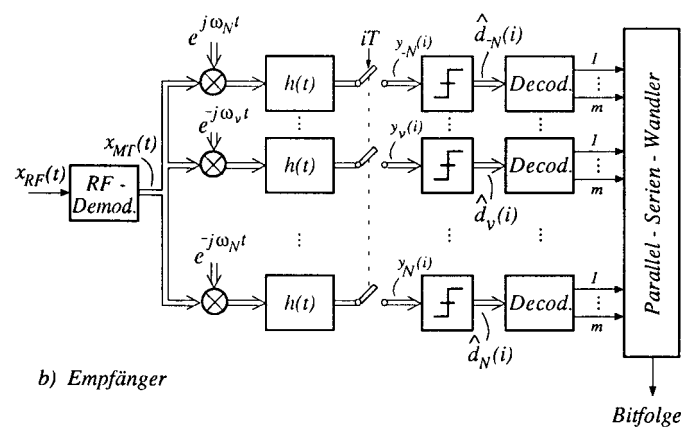


Bild 5.2: Prinzipielles Blockschaltbild eines OFDM Demodulators, wie er in analoger Technik realisiert werden könnte. Benötigt werden  $2N + 1$  Multiplizierer und die zugehörigen Oszillatoren, die synchronisiert werden müssen.

## 5.3 Digitale Realisierung des OFDM Modulators und Demodulators

Betrachtet man das Blockschaltbild des OFDM Modulators, Bild 5.1, so genügt es doch offensichtlich, wenn die Bedingung für die Echtzeit für das dort mit  $x_{MT}(t)$  bezeichnete Signal vor dem analogen Frequenz-Umsetzer erfüllt ist. Es ist also leicht möglich, sämtliche davor liegenden Schritte rein digital, d.h. softwaremäßig durchzuführen.

Entsprechendes gilt auch für den OFDM Empfänger.

Die Fast Fourier Transformation (FFT/IFFT) stellt den Algorithmus zur Verfügung, der die ganze Vor-Modulation auf die  $2N + 1$  Subträger mit einem Schlag leistet. Allerdings muß dabei ein Kompromiß eingegangen werden, damit die Ordnung der FFT in vernünftigen Grenzen bleibt und damit unter Echtzeitbedingungen ausgeführt werden kann:

- Als Symbolform wird die Rechteck-Form  $\square$  angenommen, wodurch man mit 1 Stützwert für jedes Symbol auskommt; also **keine Symbol-Verrundung!** Dies wird sich auf das OFDM Spektrum entsprechend auswirken.

Der digitale OFDM Modulator unterscheidet sich daher vom analogen im Prinzip nur bezüglich der Art und Weise, wie die Modulation auf die Subcarrier erfolgt.

- Im OFDM Modulator wird der ankommende Datenstrom (wie bei dem analogen Blockschaltbild) demultiplexed.
- Anschließend werden daraus (unverrundete,  $\square$  förmige) komplexwertige Symbole gebildet. (mapping)
- Diese bilden die Eingangsgrößen für die IFFT (Inverse Fast Fourier Transform).
- Die IFFT transformierten Symbole werden addiert und bilden das OFDM Zeit-Signal, welches nach einer D/A-Wandlung mittels (eines nicht gezeichneten Frequenz-Umsetzers) auf die (nominelle) Sendefrequenz transponiert wird.

Hiermit erhält man das digitale Blockschaltbild für die OFDM Übertragung, Bild 5.3.

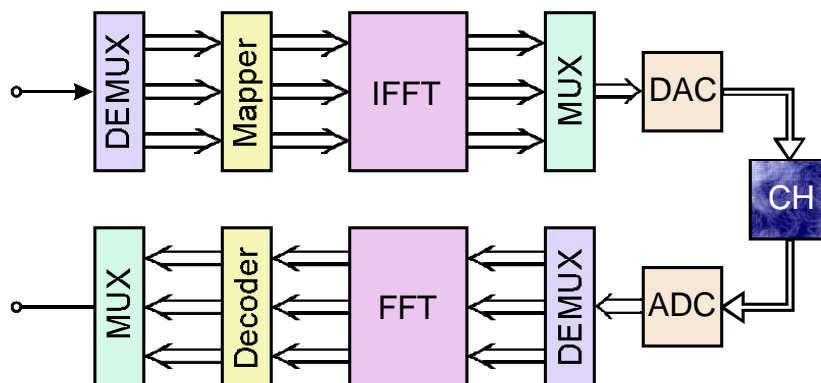


Bild 5.3: Prinzipielles Blockschaltbild eines digitalen OFDM Modulators und Demodulators, bei dem die Modulation durch eine IFFT und die Demodulation durch eine FFT erfolgen.

Im Empfänger werden die entsprechenden Stufen in umgekehrter Reihenfolge durchlaufen.

### 5.3.1 Warum IFFT im Sender und FFT im Empfänger?

Da die IFFT die (eindeutige) Umkehrung der FFT ist, wäre es eigentlich gleichgültig, wenn der Sender die FFT und der Empfänger die IFFT ausführen würde. Die getroffene Festlegung läßt sich jedoch anschaulich wie folgt erklären.

Das ausgesendete OFDM Signal stellt ein Zeitsignal dar. Üblicherweise ist das Ausgangssignal einer IFFT ebenfalls ein Zeitsignal. Daher kommt also die Festlegung.

Das OFDM Zeitsignal hat somit eine Spektral-Verteilung wie es der Form nach dem Signal am Eingang des IFFT Blocks entspricht. Das ist aber die Summe der (rechteckförmigen) Symbole.

## 6 Leistungs-Dichte-Spektrum der OFDM

### 6.1 Leistungs-Dichte-Spektrum am Sender-Ausgang

Zunächst wird mit Hilfe des Blockschaltbildes des OFDM Modulators, Bild 5.1 (Seite 12), und der Herleitung in Kapitel 3 „Spektren Digitaler Signale“ im Teil „Basisband-Signale“ eine Aussage über das Leistungs-



Dichte-Spektrum der OFDM gemacht.

Hierzu sei unterstellt, daß die Daten (und damit auch die Symbole) der OFDM statistisch von einander unabhängig sein sollen.<sup>1</sup> Damit ist die AKF (*Auto Correlation Function*) der Symbole  $R_{ss}(\tau) = \delta(\tau)$ , weshalb deren spektrale Leistungsdichte  $S_{ss}(\omega) = 1$  und damit konstant wird.

Die spektrale Leistungs-Dichte in jedem Subchannel  $\nu$  der OFDM ist somit nur noch von der (rechteckigen) Form  $\square_{T_S/2}(t)$  der Symbole abhängig. Damit folgt für das Leistungs-Dichte-Spektrum in jedem Subchannel  $\nu$ :

$$S_\nu(\omega) = \left| \frac{\sin((\omega - \omega_\nu)T_S/2)}{(\omega - \omega_\nu)T_S/2} \right|^2 \quad (6.1)$$

## 6.2 Leistungs-Dichte-Spektrum im Empfänger und Orthogonalität

Vereinfachend läßt sich das Spektrum der OFDM anschaulich mit Hilfe einer Graphik erklären, Bild 6.1. Hierbei ist angenommen, daß die Symbole nur (noch) die Länge  $T_{\text{Nutz}}$  haben sollen. Dies entspricht den Verhältnissen im Empfänger nach der Elimination des Guard-Intervalls.

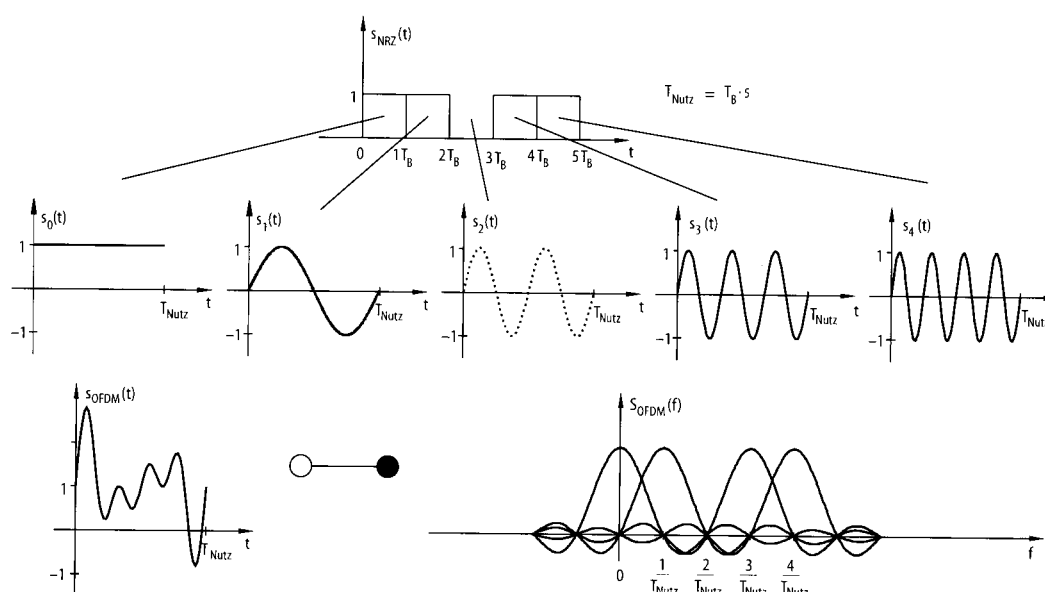


Bild 6.1: Prinzipielle Zusammenhänge zwischen den Daten und den Symbolen einer OFDM und das OFDM Summen-Signal und dessen Spektral-Verteilung. (ohne Guard-Intervall, alle Symbole  $T_{\text{Nutz}}$  lang)

Damit die Zusammenhänge übersichtlich bleiben, sollen nur insgesamt 5  $\square$ -förmige Binär-Symbole zur Bildung eines OFDM Signals verwendet werden. Die Trägerfrequenzen  $\omega_\nu$  der Subchannels sind so gewählt, daß für den Subchannel  $S_1$  ( $\nu = 1$ ) exakt 1 Periode der Trägerschwingung mit der Frequenz  $\omega_1$  in die Zeit  $T_{\text{Nutz}}$  hineinpaßt. Die Subcarrier-Frequenzen  $\omega_\nu$  werden zu  $\nu \cdot \omega_1$  gewählt, so daß dann  $\nu$  Perioden der entsprechenden Sub-Träger-Schwingung in die Zeit  $T_{\text{Nutz}}$  hineinpassen. Man erhält somit (im Empfänger) Bursts gleicher zeitlicher Dauer mit zu einander orthogonalen Sub-Träger-Frequenzen.

- Die Orthogonalität der Sub-Träger-Frequenzen findet sich wieder als „O“ im Namen von OFDM.

- Der Abstand der Subcarrier ist  $f_s = \frac{1}{T_{\text{Nutz}}}$  bzw.  $\omega_s = \frac{2\pi}{T_{\text{Nutz}}}$

- Aufgrund der Orthogonalität kann jeder Sub-Channel störungsfrei (d.h. ohne Störung durch die anderen) ausgewertet werden.

<sup>1</sup>Für die Pilot-Symbole trifft das nicht zu.

- Die Orthogonalität ist nur dann gegeben, wenn empfangsseitig **exakt** die Länge des Nutz-Intervalls  $T_{\text{Nutz}}$  ausgewertet wird.
- Im Sendesignal besteht keine Orthogonalität, da  $T_{S_V} > T_{\text{Nutz}}$  ist, vergleiche Bild 3.6 (Seite 6).

Betrachtet wird (in diesem Beispiel) also das Summensignal, das tatsächlich dem Empfangs-Signal nach Abtrennung des Guard-Intervalls entspricht, da es auf das Intervall  $T_{\text{Nutz}}$  beschränkt ist.

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{\nu=0}^{N=4} s_{\nu}(t) = \sum_{\nu=0}^4 \text{rect}_{T_{\text{Nutz}}/2}(t - T_{\text{Nutz}}/2) \cdot \sin(2\pi f_{\nu} t); \quad f_{\nu} = \frac{\nu}{T_{\text{Nutz}}}; \quad \omega_{\nu} = \frac{\nu \cdot 2\pi}{T_{\text{Nutz}}} \quad (6.2)$$

Jeder Burst  $s_1(t)$  bis  $s_4(t)$  stellt einen modulierten Rechteck-Impuls dar. Die zugehörigen Spektralverteilungen (in einseitiger Darstellung) sind die um  $f_{\nu}$  frequenzmäßig verschobenen  $\frac{\sin(x)}{x}$  Verläufe, entsprechend zum Modulationssatz.

Die Orthogonalität zeigt sich (nach der Abtrennung des Guard-Intervalls) **im Spektrum der OFDM** darin, daß die  $\frac{\sin(x)}{x}$  Verläufe die Bedingung nach **Nyquist 1** einhalten. Bei jedem Maximum eines  $\frac{\sin(x)}{x}$  haben alle anderen eine Nullstelle. Die Maxima werden daher durch die anderen Ausläufer nicht verfälscht.

Obwohl die Spektren der Subchannels sich teilweise überlagern, lassen sich die zugehörigen Zeitfunktionen infolge der Orthogonalität empfangsseitig wieder rückwirkungsfrei trennen.

### 6.3 Gemessene OFDM Spektren

Wie aus Bild 6.1 zu erkennen ist, ist das Spektrum einer OFDM (nach der Abtrennung des Guard-Intervalls) näherungsweise von der gleichen Form wie die Daten- bzw. Symbol-Belegung am Eingang des IFFT Prozessors. Insbesondere an den Stellen, wo die Symbole 0 sind, hat man deutliche Lücken im Spektrum der OFDM.

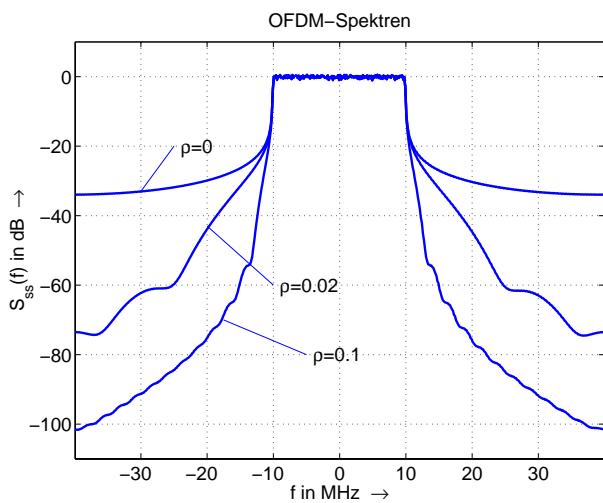


Bild 6.2: Spektren am Ausgang des OFDM Modulators. Hierbei ist dargestellt, wie günstig sich bereits eine geringe Roll-Off Verrundung ( $\rho = [0, 0.02, 0.1]$ ) auswirkt.

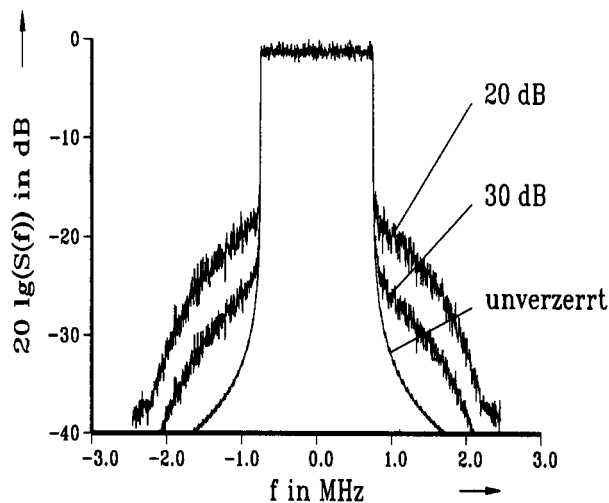


Bild 6.3: OFDM Spektren am Ausgang eines Senderverstärkers. Bereits ein Intermodulations-Abstand von 30 dB bzw. 20 dB führt zu starken Randaussendungen.

Bei den OFDM Spektren am Sender-Ausgang sind die einzelnen Sub-Channels nicht so deutlich erkennbar, da hier (infolge des Guard-Intervalls) keine Orthogonalität herrscht. Bild 6.2 zeigt berechnete OFDM-Spektren. Bei der unverrundeten Symbolform ( $\text{rect}$ ) haben die Teilkanäle im Spektrum eine  $\frac{\sin(x)}{x}$  Form. Daher ist der Schulter-Abstand<sup>2</sup>  $S_D < 20$  dB und die Nebenaussendungen sind sehr hoch. Bereits eine sehr geringe Symbol-Verrundung (Roll-Off  $\rho = [0.02, 0.1]$ ) wirkt sich günstig auf die Außerband-Strahlung aus. Bei

<sup>2</sup>Der Schulter-Abstand ist der Unterschied zwischen dem Betrag des Spektrums im Kanal und dessen Wert unmittelbar am Rand desselben.

OFDM ist jedoch keine Verrundung der Symbole üblich, so daß das Spektrum gemäß dem Fall mit  $\rho = 0$  entsteht. Die Außerband-Strahlung wird in der Praxis durch eine nachträgliche steilflankige Filterung beseitigt.<sup>3</sup>

Im OFDM-Spektrum von Bild 6.3 wurde zunächst ein OFDM Signal (mit  $\rho = 0$ , also  $\square$  förmige Symbole) so gefiltert, daß das mit „unverzerrt“ bezeichnete Spektrum entsteht. Beim Durchgang dieses Signals durch einen im Prinzip „linearen“ Sendeverstärker kommt es infolge des hohen Crest-Faktors der OFDM zum Clipping der Amplituden-Spitzen. Dies äußert sich in unerwünschten Spektral-Anteilen außerhalb des Nutzkanals, die als Neben- oder Stör-Aussendungen bezeichnet werden. Dieser Fall tritt offensichtlich bereits ein, wenn der Senderverstärker noch 30 dB (Faktor 30 in der Spannung) Headroom hat. Der notwendige Headroom wird bei einem Sende-Verstärker auch als „back-off“ bezeichnet.

### 6.3.1 Erniedrigung des Crest-Faktors der OFDM ohne Erhöhung der Randaussendungen

Notwendige Back-Off Faktoren von 20 dB (oder höher) sind in der Praxis nicht vertretbar. Dies würde bedeuten, daß die effektive Leistung eines Senders nur  $\frac{1}{100}$  seiner Spitzen-Leistung sein dürfte! Die Investitionskosten der Sender würden dadurch unwirtschaftlich hoch ansteigen.

Zur Erhöhung der effektiven Sendeleistung empfiehlt es sich daher, das OFDM Zeitsignal gezielt (und damit definiert) in seiner Amplitude zu begrenzen, damit bei gegebener Spitzen-Leistung eines Sendeverstärkers noch genügend effektive Leistung erzeugt werden kann. Ein „hartes“ Clipping kann dabei nicht zur Anwendung kommen, weil es sonst, wie in Bild 6.3 gezeigt ist, zu unzulässig hohen Nebenaussendungen kommt. Es gibt hierfür verschiedene Verfahren, denen allen gemeinsam ist, daß sie zeit- und rechenaufwändig sind.

1. Unterteilen jedes OFDM-Symbols in mehrere (z.B. 4) gleich große Bereiche und systematisches Verdrehen der Phasenlagen (z.B. um Vielfache von  $\pi/2$ ) der einzelnen Bereiche gegeneinander und Heraussuchen derjenigen Transformierten, die den geringsten Crest-Faktor aufweist.

Die Information über die benötigten Teil-Rotationen muß zusätzlich übertragen werden. Das muß zeitlich vor der Übertragung des gedrehten Symbols passieren, also im vorausgehenden Symbol. Dadurch wird eine entsprechende Zwischenspeicherung erforderlich, die eine Zeitverzögerung bedeutet.

2. Erhöhen der Zahl der Unterträger um eine Anzahl von „Dummy“-Unterträgern. Diese werden gezielt so ausgesucht, daß der Crest-Faktor des OFDM-Symbols reduziert wird.

Die „Dummy“-Subchannels müssen zusätzlich übertragen werden, wodurch die Brutto-Datenrate erhöht oder die Netto-Datenrate erniedrigt wird. Hierbei kann im Extremfall die Hälfte aller Subchannels (z.B. jeder zweite) aus „Dummy“-Kanälen bestehen.<sup>4</sup>

3. Festlegen einer Schwelle für den zulässigen Crest-Faktor und „Verbiegen“ des Vektor-Diagramms durch Hinzufügen von geformten Impulsen geeigneter Größe und Phase (soft clipping).

Es muß zwar hier keine Zusatz-Information übertragen werden, jedoch bedeuten die hinzugefügten Impulse eine Erhöhung des Störgeräusches in Bezug auf die Datenübertragung. Man kann hier also nicht beliebig „verbiegen“, weil sonst die Symbol- und Bit-Feherrate unzulässig ansteigt. Dieses Verfahren ist „verlust-behaftet“, läßt sich im Empfänger also nicht umkehren.<sup>5</sup>

In Bild 6.4 ist gezeigt, wie mit einigem Aufwand der Crest-Faktor einer OFDM nach der 2. Methode sogar bis auf 3 dB erniedrigt werden kann. Das OFDM-Symbol wird dadurch stark verformt, wie aus dem Vergleich der Vektor-Diagramme erkennbar wird. In mehreren Iterations-Schritten erreicht man damit schließlich eine Erhöhung des Schulterabstandes im Spektrum auf ca. 50 dB, auch wenn der Sende-Verstärker (wie in diesem Beispiel) nur ein Back-Off von 3 dB aufweist, Bild 6.5.

<sup>3</sup>Diese Methode bedeutet eine (leichte) Verbiegung des ausgesendeten OFDM-Signals.

<sup>4</sup>Eine Modifikation dieses Verfahrens, bei dem (im Spektrum) in der einen Hälfte Daten und in der anderen Hälfte nur Dummy-Daten übertragen werden, wird bei DRM als „Simulcast“-Verfahren angewendet. Durch Hinzufügung eines RF-Trägers in der Mitte des Spektrums erreicht man schließlich, daß damit die Hüllkurve der modulierten Schwingung (bei idealer Übertragung) mit einer Amplituden-Modulation übereinstimmt. Ziel ist es hierbei, daß herkömmliche AM-Empfänger auch nach einer Umstellung auf Digitale Modulation (während einer Übergangszeit) noch weiter betrieben werden können. Da die AM jedoch nur im Zusammenwirken aller Subchannels (quasi als Kompensation der Daten durch die Dummy-Daten) entsteht, bewirkt jegliche Störung dieser Kompensation durch den Übertragungs-Kanal, daß der demodulierten AM ein sehr deutlich wahrnehmbares scharfes Rauschen überlagert ist.

<sup>5</sup>Wird dieses Soft-Clipping auf die Bereiche kleiner Amplituden angewendet, läßt sich damit ein „Loch“ in das Vektor-Diagramm der OFDM einbringen. Dieses wird zur Reduzierung der Außerband-Strahlung erforderlich, wenn Sende-Verstärker mit EER-Technik zum Einsatz kommen. Siehe den Teil über EER-Technik.

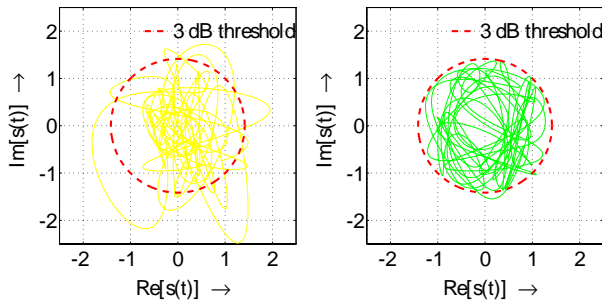


Bild 6.4: Vektor-Diagramm eines OFDM-Symbols vor und nach der Begrenzung des Crest-Faktors auf 3 dB durch „Dummy“-Daten

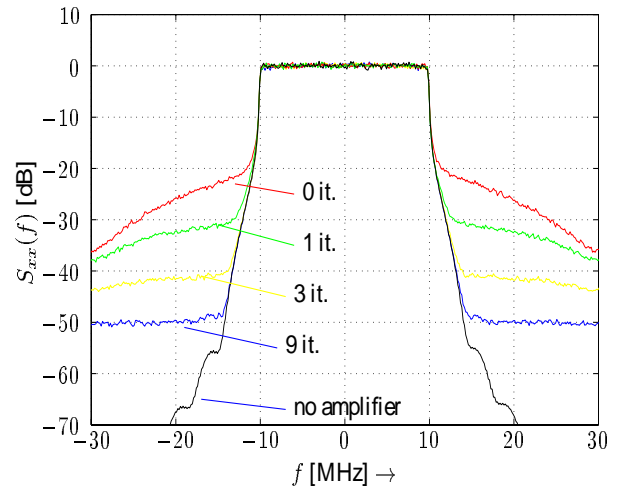


Bild 6.5: OFDM Spektren ohne und mit „Dummy“-Daten zur Reduzierung der Nebenaussendungen, Back-Off 3 dB (mehrere Iterationen)

## 7 Analyse des OFDM Empfängers

### 7.1 Auswertung von Mis-Matched Symbolen

Der OFDM Sender verwendet (pro Subchannel)  $\square$  förmige Symbole der Länge  $T_{S_V}$ . Im Empfänger werden  $\square$  förmige Symbole der Länge  $T_{Nutz}$  ausgewertet.  $\square$  förmige Symbole sowohl im Sender, als auch im Empfänger sind (zu 100 %) an einander angepaßt (matched) für den Fall, daß sie gleich lang sind. Sind wie bei OFDM die Sende-Symbole um  $T_G$  länger als die Symbole, mit denen sie im Empfänger verglichen werden, hat man einen Fall von „mis-matched“, wodurch ein Energie-Verlust entsteht, der aber durch entsprechende Erhöhung der Sende-Leistung ausgeglichen werden kann.

Gemäß dem Blockschaltbild für den OFDM Empfänger, Bild 5.2 (Seite 13), werden die Signale der Subchannels nach dem Heruntermischen durch die  $2N + 1$  Mischer und Oszillatoren jeweils einem gleichartigen Matched Filter  $h(t)$  zugeführt. Dieses Matched Filter wird als Korrelator ausgeführt.

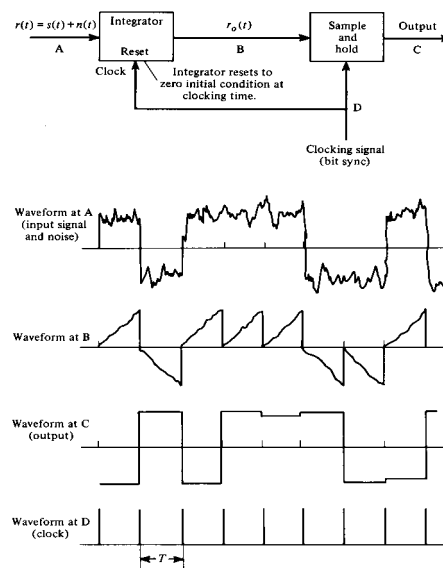


Bild 7.1: Intergrate & Dump Verfahren bei  $\square$  förmigen Symbolen, das für jeden Subchannel auszuführen ist.

Rechteckförmige Symbole lassen sich besonders einfach mit Hilfe eines Korrelations-Empfängers auswerten, der nach dem „Integrate and Dump“ Verfahren arbeitet und auf diese Weise eine Matched Filtering durchführt.<sup>1</sup> Bild 7.1 zeigt die dabei auftretenden Signale, wenn beim Heruntermischen nur der Konstant-Anteil entstände.

Tatsächlich entsteht auch noch eine Komponente die eine cos-förmige Schwingung mit der jeweiligen doppelten der Umsetzfrequenz  $2\omega_c$  darstellt und, da alle Frequenz-Umsetzer das gesamte OFDM Signal umsetzen, noch jede Menge cos-förmiger Schwingungen mit anderen Frequenzen.

Aufgrund der **Orthogonalität** filtert das „Integrate and Dump“ Verfahren hierbei jeweils nur den Gleichanteil heraus, da infolge der Integrationszeit  $T_{\text{Nutz}}$  von sämtlichen entstehenden cos-förmigen Schwingungen über **exakt** eine ganze Anzahl von Perioden integriert wird, wodurch sich hierfür jeweils der Wert Null ergibt. Somit ist **keine explizite Filterung notwendig**.<sup>2</sup> Es zeigt sich an dieser Stelle, wie wichtig die Orthogonalität für den OFDM Empfänger tatsächlich ist.

## 7.2 Die FFT im Empfänger

Dieser „Integrate and Dump“ Prozess muß nun für jeden Subchannel so erfolgen. Da die Verarbeitung digital erfolgt, wird die Integration durch eine Summation ersetzt und damit approximiert. Der Prozess, der dies für alle Teilkanäle simultan durchführt, ist die DFT (*Discrete Fourier Transform*), die im Empfänger ausgeführt wird. Zur Durchführung der DFT existiert ein effizienter und schneller Algorithmus, die FFT (*Fast Fourier Transform*). Übliche FFT Algorithmen arbeiten mit einer 2er Potenz von Stützstellen, also z.B.  $2^M$ .

Die empfangenen OFDM Symbole werden abgetastet und davon jeweils  $2^M$  Stützstellen gebildet. Die dadurch erhaltenen  $2^M$  komplexen Abtastwerte sind die Eingangsgrößen für die FFT. Die FFT berechnet daraus die gleiche Anzahl  $2^M$  komplexer Werte als Frequenz-Koeffizienten. Diese entsprechen den  $2^M$  komplexen Symbolen am Ausgang des Mappers auf der Sende-Seite und somit den demodulierten Daten-Symbolen.

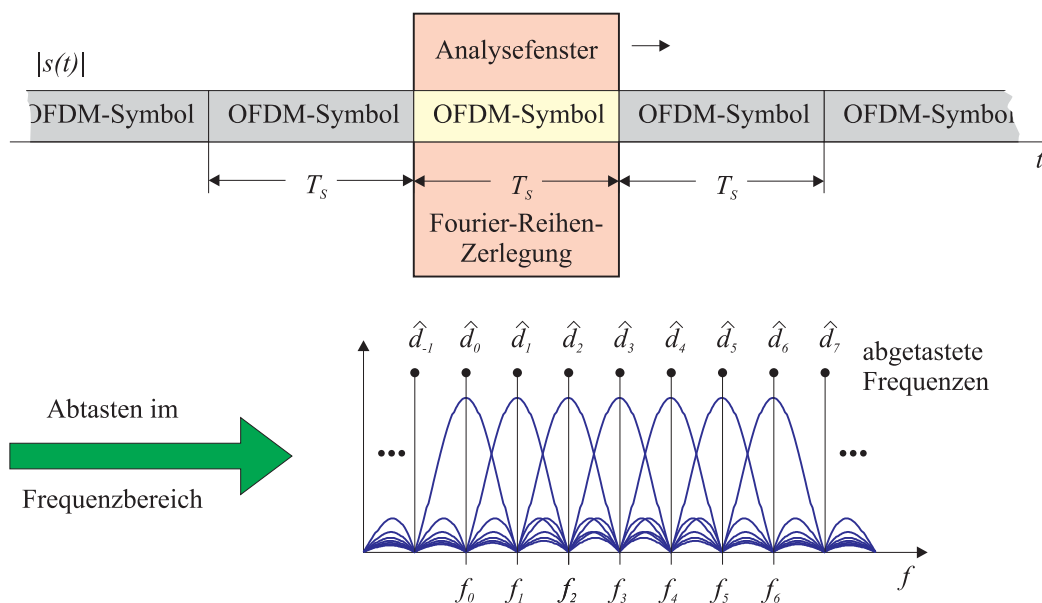


Bild 7.2: Veranschaulichung des FFT Analyse-Vorgangs im OFDM Empfänger ( $T_S = T_{\text{Nutz}}$ )

Bildlich ausgedrückt wird das empfangene Signal durch ein Analyse-Fenster betrachtet und jeder dieser Abschnitte als in sich **periodisch fortgesetzt** angenommen. Von einer (nunmehr) periodischen Zeitfunktion wird dann die Fourier-Reihe berechnet, Bild 7.2. Diese Vorgehensweise stellt eine Veranschaulichung der Wirkungsweise der FFT dar.

<sup>1</sup>Siehe den Teil „Basisband-Signale“, Kapitel „Korrelations-Empfänger“. Dort ist auch gezeigt, daß der Korrelations-Empfänger einem Matched-Filter-Empfänger gleichwertig ist.

<sup>2</sup>Der „Integrate und Dump“ Prozess ist äquivalent zu einer  $\frac{\sin(x)}{x}$  Filterung, bei der sämtliche Subträger-Frequenzen auf die Nullstellen fallen, wenn exakt über  $T_{\text{Nutz}}$  integriert wird.

Auch bei der FFT ist die Orthogonalität entscheidend.<sup>3</sup> Nur dann, wenn eine volle Periode einer Schwingung oder Vielfache davon in das ( $\square$  förmige) Fenster der FFT fallen, entsteht kein „Leak-Effekt“ („Lattenzaun“-Effekt).

Nur dann, wenn die Orthogonalitätsbedingung empfangsseitig exakt erfüllt ist, fallen die mit der FFT berechneten Abtastwerte (Stützstellen) im Frequenzbereich auf die Maxima der  $\frac{\sin(x)}{x}$  förmigen Spektren der einzelnen Subchannels und damit gleichzeitig auf die Nulldurchgänge der  $\frac{\sin(x)}{x}$  förmigen Spektren aller anderen (benachbarten) Subchannels. Infolge der  $\frac{\sin(x)}{x}$  Form ist daher ein sehr genaues Einhalten des Timings für die Abtastwerte notwendig.<sup>4</sup>

Anders ausgedrückt: Bei Nichteinhaltung der Orthogonalität enthalten die Abtastwerte — und damit die Empfangssymbole — Störanteile, die von allen anderen Symbolen abhängen. Dies kann zu Fehlern bei der Decodierung der Symbole führen.

### 7.3 Augendiagramme der OFDM

Die Betrachtung der Augen-Diagramme der OFDM zeigt die Wichtigkeit des Guard-Intervalles  $T_G$ . Das OFDM Augendiagramm entsteht so, daß sämtliche Subträger-Signale übereinander gezeichnet werden. Ohne Guardintervall ergibt sich dann auch bereits bei einem als ideal angenommenen Kanal nur eine sehr kleine horizontale Öffnung.

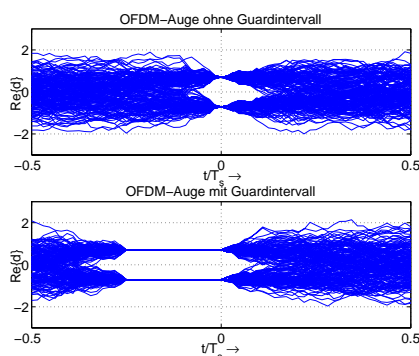


Bild 7.3: Auge der OFDM ohne und mit Guardintervall

Mit einem Guardintervall, hier  $T_G = T_S/4$ , erhält man eine ideale Augenöffnung von der Länge  $T_G$ . Hier zeigt das Auge konstante Verläufe, wie es der  $\square$  Form der Symbole entspricht, Bild 7.3.<sup>5</sup>

### 7.4 Synchronisation

Nach dem Einschalten des OFDM Empfängers muß zunächst ein Synchronisierungs-Vorgang stattfinden. Dieser setzt sich aus mehreren Teilen zusammen.

1. Auffinden der Grenzen der OFDM Symbole, damit die FFT ausgeführt werden kann.  
Erst danach kommt man an die Daten überhaupt erst heran.
2. Detektieren der Continuous Pilots und Korrektur der Frequenz.
3. Detektieren des Anfangs des OFDM Rahmens und Durchzählen der OFDM Symbole.
4. Feinkorrektur des Zeitrahmens mittels AKF der CAZAC Symbole.
5. Auswertung der TPS (*Transmission Parameter Signalling*) Informationen.

<sup>3</sup>Bei praktischen Realisierungen eines OFDM Empfängers kann die Orthogonalität z.B. durch Frequenz- und Phasen-Fehler oder durch Phasen-Rauschen des Lokaloszillators, sowie durch Ungenauigkeiten des Zeittaktes verloren gehen.

<sup>4</sup>Ein gleichartiges Problem ergab sich bei der Symbol-Verrundung (Teil INV). Dort wurde jedoch die  $\frac{\sin(x)}{x}$  Verrundung als technisch unbrauchbar verworfen.

<sup>5</sup>Das Augendiagramm ist hier also vor dem „Integrate and Dump“ Prozess aufgenommen, d.h. vor dem Durchgang durch das empfangsseitige Matched Filter, welches ja infolge der Verarbeitung mittels FFT gar nicht explizit zugänglich ist.

Die meisten dieser Vorgänge werden mit Hilfe der Korrelation (KKF oder AKF) ausgeführt. Als Beispiel soll die Methode zur Auffindung der Symbol-Grenzen betrachtet werden.

Hierbei spielt das Guardintervall eine wichtige Rolle. Nach Bild 3.5 (Seite 5) stellt das Guardintervall eine zyklische Erweiterung der Symbole dar. Man hat somit am Anfang und am Ende des ausgesendeten OFDM-Symbols zwei identische Abschnitte.

Wird daher im Empfänger das empfangene OFDM Signal (kreuz-) korreliert mit dem um die Zeit  $T_{\text{Nutz}} - T_G$  verzögertem OFDM Signal, so ergeben sich jeweils dann Maxima, wenn die Guardintervalle mit den entsprechenden Teilen der Symbole zusammenfallen. Daraus gewinnt man dann die Information über die Symbol-Grenzen.<sup>6</sup>

Zur Veranschaulichung dieser Methode ist in Bild 7.4 die Autokorrelation (AKF) einer OFDM gezeigt. Der maximale Peak in der Mitte entspricht der exakten Überdeckung der Symbole, während die kleineren Peaks zu beiden Seiten die Übereinstimmung der Enden der Symbole mit den jeweiligen Guardintervallen zeigt. Die Höhe der Peaks ist dabei proportional zur jeweiligen Zeitdauer.

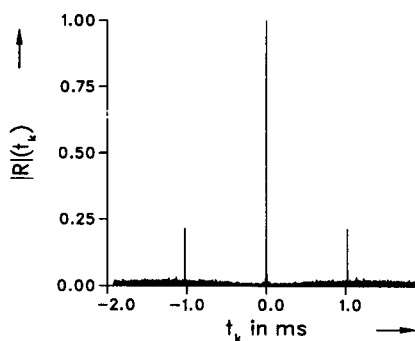


Bild 7.4: Autokorrelationsfunktion des OFDM Signals

## 8 Von der OFDM zur COFDM

Betrachtet man die OFDM aus dem Blickwinkel des Empfängers, so interessiert insbesondere die empfangsseitig erzielbare Fehlerrate, die möglichst gering sein sollte. Unter Berücksichtigung der Ausbreitungsverhältnisse im Funk-Kanal wurde bereits im Kapitel 3.2 „Die Auswirkung der Echos im Zeitbereich“ (Seite 4) deutlich, daß dabei die OFDM auf untragbar hohe Fehlerraten in der Größenordnung von  $10^{-1}$  kommt. Es muß also eine leistungsfähige Fehlerschutz-Codierung (FEC *Forward Error Correction*) erfolgen.

### 8.1 Die Notwendigkeit einer Fehlerschutz-Codierung

Ein einfaches Beispiel dient der Verdeutlichung der Problemstellung. Hierfür wird angenommen, daß im Kanal eine 2 Wege Ausbreitung stattfindet, wobei jeder dieser Übertragungswege zu Empfangssignalen mit gleicher Amplitude beim Empfänger führt. Der direkte Pfad und der Echo-Pfad sind also gleich stark. (Unterschied ist 0 dB.) Die Verzögerung (*delay*)  $T_E$  des Echos solle  $T_E = T_G = T_{\text{Nutz}}/4$  betragen und somit gerade noch im zulässigen Bereich liegen.

Bei einer 2 Wege-Ausbreitung mit 0 dB Echos stellt sich der Kanal als Kamm-Filter dar. Die einzelnen Durchlaßbereiche der Kanal-Übertragungsfunktion erhalten die Form einer Cos-Kuppe  $|\cos|$ . Betrachtet man die empfangene Leistung, wird daraus eine  $\cos^2$  Form, Bild 8.1. Wegen  $T_E = T_{\text{Nutz}}/4$  wird dabei jeder 4. Subchannel gelöscht.

Auch wenn das Signal-zu-Geräusch Verhältnis im Kanal ansonsten  $\infty$  groß wäre, ergibt sich hier eine Symbol-Fehler-Rate (SER symbol error rate) von 25%.<sup>1</sup>

Eine Fehlerschutzcodierung, die mit „harten“ Symbol-Entscheidungen (hard decision) arbeitet, ist hier nicht geeignet. Die Lösung des Problems besteht in einer Faltungs-Codierung<sup>2</sup> (*Convolutional Coding*) mit

<sup>6</sup>Die Echo-Störungen des Kanals machen eine Mittelung über mehrere Korrelationsergebnisse erforderlich.

<sup>1</sup>Vergleichsweise ist dagegen eine Störung durch einen einzelnen Störträger harmlos (wenn auch praktisch nicht vernachlässigbar), bei dem 1 von  $2N + 1$  Subchannel gestört ist.

<sup>2</sup>Siehe hierzu den Teil über die Faltungs-Codierung.

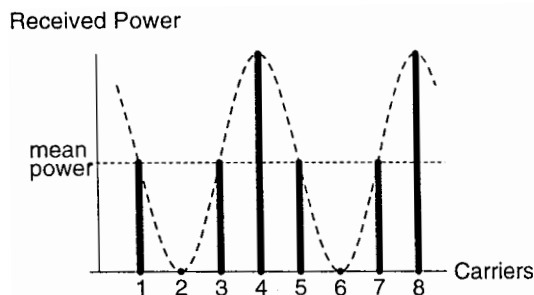


Bild 8.1: Empfangsleistung in den Subchannels bei einer 0 dB Zweiwegeausbreitung (Ausschnitt)

Soft Decision Decodierung (*Soft-Decision Decoding*). Soft Decision bedeutet, daß nicht nur entschieden wird, ob ein Symbol diesseits oder jenseits einer Schwelle zuzuordnen ist, sondern daß auch noch bewertet wird, wie sicher diese Entscheidung ist.

## 8.2 Ein Vergleich mit einer Einträger-Übertragung

Zur Darstellung des Prinzips genügt es, eine 2PSK Übertragung zu betrachten. Die nominellen Empfangswerte seien  $+1$  und  $-1$  und die Entscheidungs-Schwelle sei beim Wert  $0$ .<sup>3</sup>

Ein Empfänger mit *Hard Decision* Entscheidungen ordnet alle Empfangssymbole, die mit Werten  $> 0$  empfangen werden, dem Wert  $1$  zu und entsprechendes gilt für Empfangssymbole mit Werten  $< 0$ , die dem Wert  $-1$  zugeordnet werden. Es wird also eine „Vorzeichen“-Entscheidung getroffen. Es gibt wenig Zweifel daran, daß diese Entscheidung richtig ist, wenn die empfangenen Symbole betragsmäßig groß sind.

Wird jedoch z.B. ein Symbol mit dem Wert  $0.3$  empfangen, wurde höchst wahrscheinlich eine  $1$  gesendet. Es gibt aber (abhängig von der Störung im Kanal) auch eine gewisse Wahrscheinlichkeit dafür, daß eine  $-1$  gesendet wurde. Das Vertrauen in die Richtigkeit der Entscheidung wächst also, wenn der Kanal zu diesem Zeitpunkt ein großes Signal-zu-Geräusch Verhältnis hatte.

Der erste Schritt lautet daher:

- Die Information über den Zustand des Kanals (*CSI Channel-State Information*) wird bei einer Soft Decision mit ausgewertet.

Realisiert ist eine solche Decodierung in einem Viterbi Decoder mit Soft Decision<sup>4</sup>. Ein Viterbi Decoder speichert Informationen über den Verlauf der empfangenen Sequenzen und gewinnt daraus Werte für deren relative Wahrscheinlichkeit. Mit dieser Kenntnis entscheidet er dann auf  $-1$  oder  $1$  gemäß der größten Wahrscheinlichkeit (*Maximum Likelihood*).

Zur Berechnung werden die logarithmierten Wahrscheinlichkeitswerte benutzt (*log Likelihood*), weil sonst die Werte für die Wahrscheinlichkeiten multipliziert werden müßten. Im Falle von 2PSK ist das entsprechende Maß für die Log-Likelihood (oder die Metrik) für die Zuverlässigkeit der Entscheidungen direkt proportional zum Abstand von der Entscheidungs-Grenze. Daher erhält der Viterbi Decoder die beiden Informationen (Vorzeichen und Abstand) um daraus eine Soft Decision generieren zu können.

Für höherstufige Modulationen gibt es im Prinzip ähnliche Entscheidungskriterien für eine Soft Decision.

## 8.3 Anwendung auf Mehrträger-Modulation

Bei einem zeitinvarianten Einträger-System werden alle Symbole im Mittel durch die gleiche Geräuschleistung beeinträchtigt. Für die Soft-Decision muß nur die zufällige Variation der Geräuschleistung von Symbol zu Symbol berücksichtigt zu werden.

Bei einem Mehrträger-System müssen diesbezüglich die einzelnen Subchannel betrachte werden, weil für jeden ein anderes Signal-zu-Geräusch Verhältnis bestehen kann. Z.B. wird ein Subchannel, der in ein Notch fällt, praktisch nur noch Geräuschleistung enthalten. Die Symbole, die darin übertragen werden haben absolut keine Zuverlässigkeit. Diese Symbole erhalten ein Flag, womit sie als unzuverlässig gekennzeichnet sind. Umgekehrt werden die Symbole, die in einem Subchannel mit hohem Signal-zu-Geräusch Verhältnis

<sup>3</sup>Siehe hierzu den Teil BBS, Kapitel „Fehler-Raten bei Binär-Übertragung“.

<sup>4</sup>Siehe das Kapitel über die Viterbi Decodierung.



übertragen werden, a priori eine größere Zuverlässigkeit haben. Diese a priori Information wird mit CSI (*Channel State Information*) bezeichnet.

## 8.4 Zweiwege Pfad und punktierte Faltungs-Codes

Im Beispiel des Bildes 8.1 werden alle Symbole (bzw. Bits) die aus der Auswertung der ausgelöschten Subchannels stammen als „absolut unzuverlässig“ gekennzeichnet (*flag*). Dies ist gleichbedeutend wie eine Löschung (*erasure*). Der Viterbi Decoder nimmt praktisch zur Kenntnis, daß er über diese Bits keine Informationen hat.

Es gibt in der Codierungs-Theorie einen anderen Fall, bei dem auch regelmäßige Erasures zum Einsatz kommen. Dies sind die **punktierten Faltungs-Codes** (*Punctured Convolutional Codes*).

Faltungs-Codes erzeugen (nach einem vorgegebenen Muster) z.B. 2, 3 oder mehr Ausgangs-Bits pro Eingangs-Bit. Man erhält damit Code-Raten von  $\frac{1}{2}$ ,  $\frac{1}{3}$  usw. Die Fehlerkorrektur-Eigenschaften der Faltungs-Codes werden dabei um so besser, je kleiner die Code-Raten sind. Aber die zu übertragenen Daten-Raten steigen entsprechend an.

Die Leistungsfähigkeit der Faltungs-Codes ist so gut, daß diese selbst dann noch vorteilhaft sind, wenn bei der Übertragung systematisch Bits weggelassen werden. Dies wird mit Punktierung (*Puncturing*) bezeichnet.

Als Beispiel soll ein Rate  $\frac{1}{2}$  Faltungs-Code betrachtet werden. Diese macht aus 1 Eingangs-Bit 2 Ausgangs-Bits oder entsprechend aus 2 Eingangs-Bits 4 Ausgangs-Bits. Wird davon 1 Bit punktiert, so gibt es 3 Ausgangs-Bits für 2 Eingangs-Bits, was einen punktierten Faltungs-Code mit Code-Rate  $\frac{2}{3}$  darstellt. Dieser ist noch sehr leistungsfähig betreffend der Fehlerschutz-Codierung.

Das interessante Ergebnis besteht darin, daß eine COFDM Übertragung mit Faltungs-Codierung der Rate  $\frac{1}{2}$  und Soft Viterbi Decodierung, bei der jede 4. Subchannel ausfällt (stark selektiver Kanal) damit immer noch so gut ist wie eine Einträger-Übertragung mit Code-Rate  $\frac{2}{3}$  bei nicht frequenzselektivem Kanal und Soft Viterbi Decodierung. Dies ist die Stärke von COFDM.

## 8.5 Interleaving

Bei **kürzerem Echo-Delay** werden die **Notches im Frequenzbereich breiter**, so daß immer mehrere neben einander liegende Kanäle davon erfaßt werden. In solchen Fällen erhielte der Viterbi-Decoder keine Einzel-Fehler, mit denen er gut zurecht kommt, sondern **Bündel-Fehler**. Um solche Bündel-Fehler zu vermeiden, werden die Daten senderseitig umsortiert (*interleaving*). Bei Mehrträger-Verfahren kann dabei sowohl ein **frequenz-mäßiges Interleaven** (innerhalb einer OFDM Symbols) als auch ein **zeit-mäßiges Interleaven** zum Einsatz kommen.

Besteht nur eine ausgeprägte Selektivität im Frequenzbereich, genügt das frequenzmäßige Interleaving, wie z.B. bei DVB-T. Kommt eine Zeit-Selektivität hinzu, wie z.B. beim mobilen Empfang von DAB oder bei Ionosphären-Ausbreitung von Kurzwellen bei DRM, ist auch noch ein zeitmäßiges Interleaving notwendig.

Bild 8.2 stellt das Interleaving schematisch dar.

## Literatur

- [1] Karrenberg, U.: *Signale, Prozesse, Systeme: Eine multimediale und interaktive Einführung in die Signalverarbeitung*, Springer, 2.A. 2002
- [2] Reimers, U.: *Digitale Fernsehtechnik*, Springer 1985
- [3] Tuisel, U.: *Multiträgerkonzepte für die digitale, terrestrische Hörrundfunkübertragung*, Wissenschaftliche Beiträge zur Nachrichtentechnik und Signalverarbeitung aus dem Arbeitsbereich der Technischen Universität Hamburg-Harburg, Nr. 15, 1993, herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. Norbert Fliege und Prof. Dr.-Ing. Dirk Kammeyer
- [4] Wächter, T.: *Das Übertragungsverfahren des zukünftigen digitalen Hörrundfunks*, Der Fernmeldeingenieur, 11 & 12, 1992

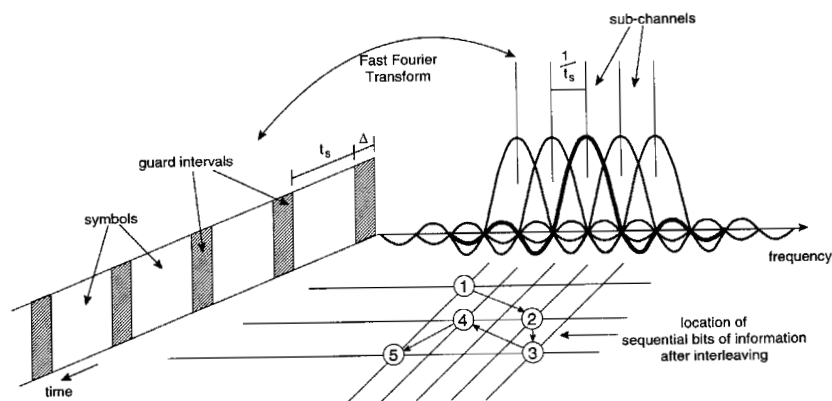


Bild 8.2: Veranschaulichung des Interleaving in der Zeit- und Frequenz-Ebene

- [5] Engels, V.; Rohling, H.; Breide, S.: *OFDM-Übertragungsverfahren für den Digitalen Fernseh Rundfunk*, *Rundfunktechnische Mitteilungen*, Jahrg. 37, 1993, H. 6, pp. 260 — 270
- [6] Kammeyer, K.D.: *Nachrichtenübertragung*, Teubner, 2.A. 1996
- [7] Kammeyer, K.D.; Kühn, V.: *MATLAB in der Nachrichtentechnik*, Schlegel Fachverlag, 2001
- [8] Schmidt, H.; Kammeyer, K.D.: *Reducing the Peak to Average Power Ratio of Multicarrier Signals by Adaptive Subcarrier Selection*, Department of Telecommunications University of Bremen (Germany), Florence ICUPC, 1998
- [9] Merchán, S.; García Armada, A.; García, J.L.: *OFDM Performance in Amplifier Nonlinearity*, IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 44, No. 1, March 1998, pp. 106 — 114
- [10] Stott, J.: *Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (COFDM) – Theory*, IEE Summer School on „New Broadcast Standards and Systems“, July 1997
- [11] Stott, J.: *Explaining some of the magic of COFDM*, 20th Montreux International Television Symposium, 1997
- [12] Schmidt, H.: *OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)*, Arbeitsbereich Nachrichtentechnik, Universität Bremen, o.J.
- [13] Couch, L.W.: *Digital and Analog Communication Systems*, McMillan, 4th ed., 1993