

## 8 Digitale Modulation für den Mobilfunk

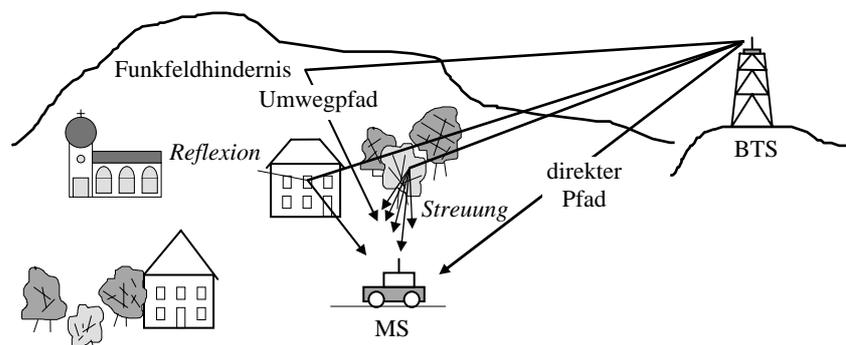
Im vorangehenden Abschnitt 7 wird die digitale Modulation mit Sinusträger behandelt. Prinzipielle Strukturen für Modulatoren und Demodulatoren werden diskutiert und mit Überlegungen zur spektralen Effizienz und Robustheit der Modulationsverfahren ergänzt. Dabei wird der Einfachheit halber die Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER, Bit Error Rate) bei Übertragung in Kanälen mit additiver gaußscher Rauschstörung (AWGN, Additive White Gaussian Noise) betrachtet. In der heute immer wichtiger werdenden Mobilkommunikation, seien es die öffentlichen zellularen Mobilfunknetze oder die drahtlosen Netze (WLAN, Wireless Local Area Network), müssen die speziellen Eigenschaften des Mobilfunkkanals in die Überlegungen einbezogen werden. Nur so lassen sich effiziente Verfahren entwickeln, die den steigenden Anforderungen durch wachsenden Verkehrsbedarf sowie dem Wunsch nach höheren Datenraten bei möglichst geringer Sendeleistung nachkommen.

### 8.1 Mobilfunkkanal

Die Übertragungseigenschaften von Mobilfunkkanälen werden durch die physikalischen Eigenschaften der informationstragenden elektromagnetischen Wellen und der Situation im Funkfeld vorgegeben. Wie in Bild 8-1 illustriert, werden die von der Basisstation (BTS, Base Transmitter Station) ausgesandten elektromagnetischen Wellen durch Hindernisse im *Funkfeld* reflektiert, gestreut und gebeugt. An die Empfangsantenne der Mobilstation (MS, Mobile Station) gelangen so eine Vielzahl von zeitlich verzögerten, phasenverschobenen und amplitudenbewerteten Kopien des Sendesignals. Man spricht deshalb hier vom *Mehrwegeempfang*.

Der Mehrwegeempfang führt einerseits zu störenden Signalinterferenzen, die bis zur gegenseitigen Auslöschung führen können; andererseits liegt im Mehrwegeempfang eine gewisse Diversität, die einen Signalempfang auch dann noch ermöglicht, wenn die Sichtverbindung zum Sender, der *direkte Pfad*, blockiert ist. Für den Entwurf von Mobilfunksystemen ist es wichtig, die Eigenschaften des Mobilfunkkanals mit einzubeziehen.

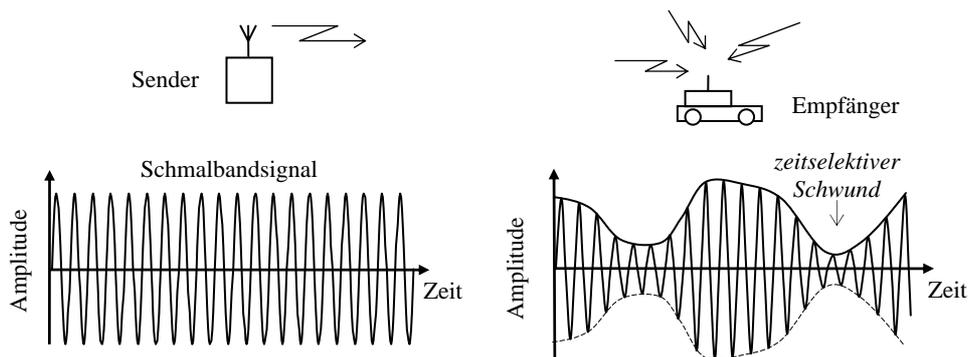
*Anmerkung:* Der Planung von Mobilfunknetzen werden computerunterstützte Prognosen über die Funkversorgung zugrunde gelegt, die aus detaillierten topographischen Karten abgeleitet werden.



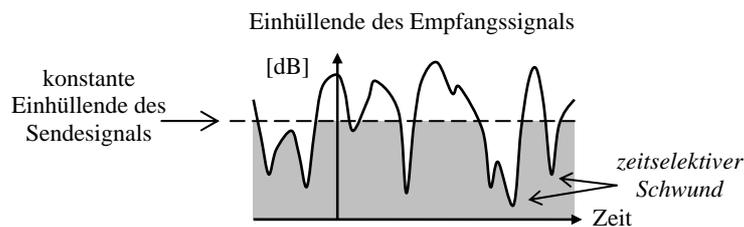
**Bild 8-1** Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen im Funkfeld

Die Wirkung des Mobilfunkkanals auf die Signalübertragung wird durch Messungen sichtbar. In Anlehnung an die bis in die 1990er Jahre üblichen schmalbandigen Mobilfunksignale, z. B. im C-Netz in Deutschland, wird ein monofrequentes Testsignal, ein unmodulierter Träger, gesendet. Durch die Fahrzeugbewegung oder auch die Bewegung von Funkfeldhindernissen, wie andere Fahrzeuge, Bäume im Wind, usw., entstehen zeitlich variierende Interferenzbedingungen. Es kann zu tiefen Einbrüchen in der Empfangsfeldstärke kommen, dem *zeitselektiven Schwund* in Bild 8-2. Besonders deutlich wird er bei einer Darstellung der Einhüllenden des Empfangssignals im logarithmischen Maß, dem Empfangspegel in Bild 8-3. Für die Übertragung mit einem schmalbandigen Signal bedeutet das, dass temporär starke Störungen bis hin zum Verlust der Nachrichten auftreten können.

*Anmerkungen:* (i) Man kann sich den zeitselektiven Schwund mit der Fahrt durch ein stehendes Wellenfeld mit den Schwingungsbäuchen und Schwingungsknoten gut veranschaulichen. Die Zeitabstände zwischen zwei Einbrüchen bestimmen dann die Wellenlänge und die Fahrzeuggeschwindigkeit. (ii) Statistische Auswertungen von Messkampagnen und Modellüberlegungen zeigen, dass die Einhüllende des Empfangssignals oft rayleigh- oder rice-verteilt ist [Wer91]. Man spricht deshalb auch vom Rayleigh- und Rice-Schwund, engl. Fading genannt. (iii) Das C-Netz der deutschen Telekom gehört wegen der analogen Sprachübertragung zu den Mobilfunknetzen der 1. Generation, obwohl Steuerinformationen bereits digital übertragen werden. Eine Datenübertragung mit 2400 bit/s wird unterstützt. Das C-Netz war von 1985 bis 2000 im Frequenzbereich um 450 MHz mit der Kanalbandbreite von 20 kHz in Betrieb und erreichte eine maximale Teilnehmerzahl von knapp über 800 000.



**Bild 8-2** Schmalbandmessung im Mobilfunkkanal mit zeitselektivem Schwund (schematisch)

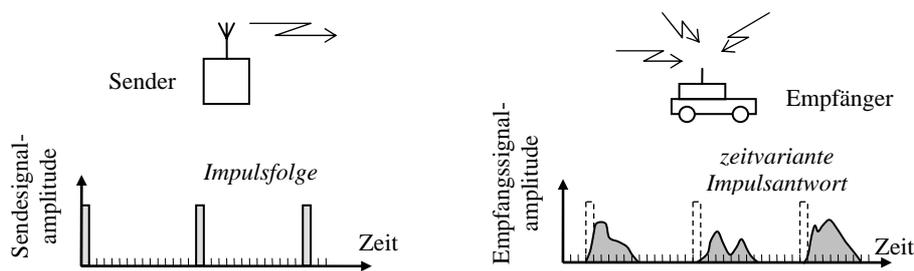


**Bild 8-3** Zeitselektiver Schwund in der Einhüllenden im Mobilfunkkanal (schematisch)

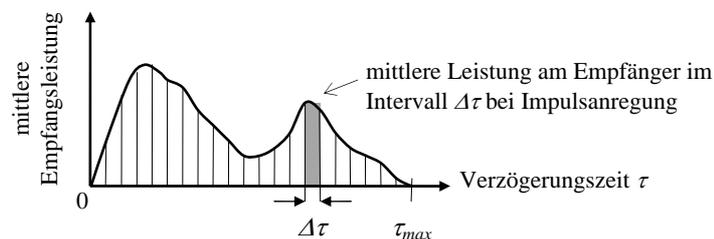
Komplementär zur schmalbandigen Übertragung ist die breitbandige - im Extremfall die Übertragung der Impulsfunktion. Bild 8-4 zeigt die Messung der Kanalimpulsantwort mit kurzen Impulsen. Werden die zugehörigen Empfangssignale aufgezeichnet, erhält man als Kanalreaktion Aufnahmen von Schätzwerten für die momentanen Kanalimpulsantworten. Wie Bild 8-4

illustriert, werden die Sendepulse bei der Übertragung verzerrt. Es treten zeitliche Verschiebungen aufgrund der Laufzeiten im Funkfeld auf. Die Impulse werden verschmiert. Man spricht von zeitlicher *Dispersion* der Signale. Ein wichtiger Parameter ist die *maximale Verzögerungszeit*  $\tau_{max}$ . Das Dispersionsverhalten wird durch die Verteilung der mittleren Empfangsleistung bzgl. der Verzögerungszeit beschrieben, s. Bild 8-5.

*Anmerkungen:* (i) Aus der Verzögerungszeit wird die Grundlaufzeit der Signale, die sich beispielsweise im direkten Pfad aufgrund der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen ergibt, herausgenommen. (ii) Die Messergebnisse können als Häufigkeitsverteilung dargestellt werden. Nach Normierung der Fläche auf eins liegt die Schätzung einer Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion vor. Sie wird Verzögerungsleistungsdichte genannt.



**Bild 8-4** Impulsmessung in der Mobilfunkübertragung mit zeitvarianter Impulsantwort (schematisch)



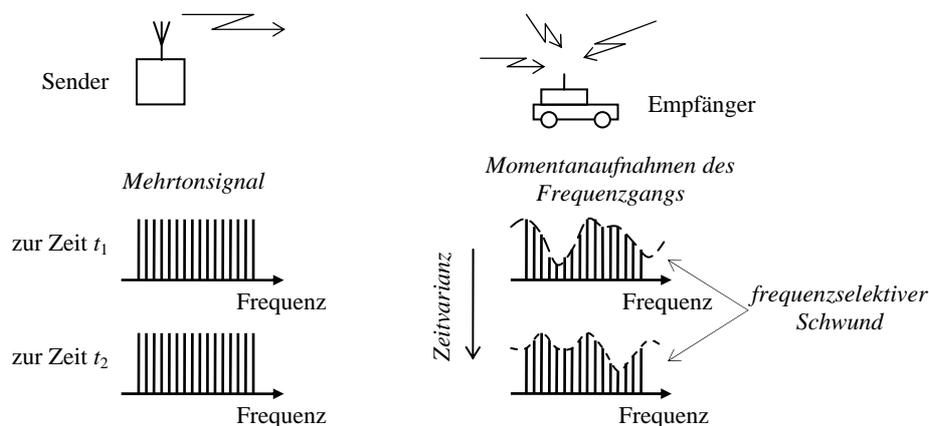
**Bild 8-5** Mittlere Empfangsleistung über der Verzögerungszeit (schematisch)

Zur Beurteilung des Übertragungsverhaltens im Frequenzbereich eignet sich besonders ein Mehrtonsignal. Entsprechende Messgeräte, so genannte *Channel Sounder*, wurden Anfang der 1990er Jahre entwickelt und eingesetzt [HMRSS90]. Im Frequenzband des Kanals senden sie ein periodisches Mehrtonsignal, so dass im Empfänger jeweils Momentaufnahmen des Frequenzganges des Kanals bestimmt werden können. Bild 8-6 veranschaulicht das Prinzip. In den Amplituden der empfangenen Frequenzkomponenten ist deutlich der *frequenzselektive Schwund* zu erkennen. Einzelne Abschnitte des Frequenzbandes werden nur schwach oder praktisch gar nicht übertragen; andere Frequenzkomponenten finden gute Übertragungsbedingungen vor. Man beachte, dass sich der Frequenzgang des Kanals mit der Zeit stark ändern kann, so dass die gut und schlecht übertragenen Teilbänder wechseln. Der Kanal ist zeitvariant. Insgesamt liegt jedoch bei breitbandiger Übertragung eine Diversität vor, die für eine robustere Übertragung genutzt werden kann.

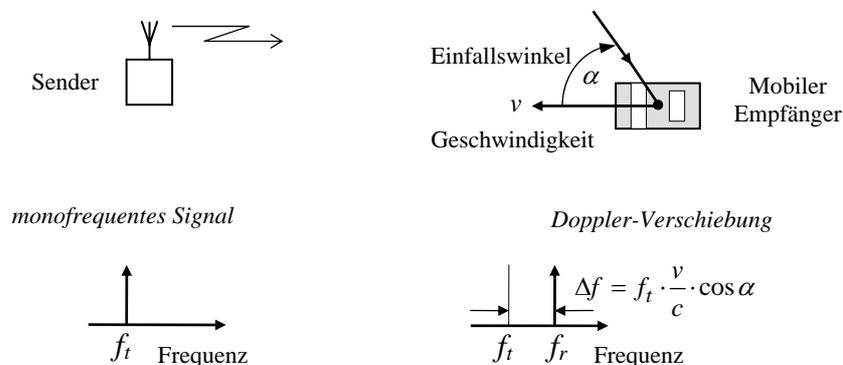
*Anmerkung:* Beispiele für die Nutzung der Bandbreitendiversität sind in UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), WLAN nach dem Standard IEEE 802.11 und Bluetooth zu finden.

In die Überlegungen ist ein weiterer physikalischer Effekt einzubeziehen. Durch die Relativbewegungen zwischen Sender, Empfänger und Funkfeldhindernissen kommt es zu dem als *Doppler-Effekt* bekannten Verschiebungen der Empfangsfrequenzen. Bild 8-7 erinnert an die Zusammenhänge aus der Physik. Die Frequenzverschiebung, die *Doppler-Verschiebung*  $\Delta f$ , ist proportional zur Sendefrequenz  $f_t$ , dem Betrag der Relativgeschwindigkeit  $v$  und dem Kosinus des Einfallswinkels  $\alpha$ . Der Doppler-Effekt hat vor allem störenden Einfluss auf die Trägersynchronisation im Empfänger.

Anmerkung: *Christian Johann Doppler*: \*1803/+1853, österreichischer Mathematiker und Physiker.



**Bild 8-6** Breitbandmessung im Mobilfunkkanal mit frequenzselektivem Schwund (schematisch)



**Bild 8-7** Doppler-Effekt in der Mobilfunkübertragung (schematisch)

Für die Übertragungstechnik spielen die genannten Phänomene eine wichtige Rolle. Jeweils bezogen auf die Bandbreite und Symboldauer der Verfahren werden die Mobilfunkkanäle durch ihre Wirkung auf das Sendesignal klassifiziert. Tabelle 8-1 stellt einige wichtige Überlegungen zusammen. Man beachte dabei, dass die Selektivität im Frequenzbereich sowie im Zeitbereich von der Bandbreite bzw. Symboldauer der jeweiligen Funksignale abhängen - also durch das Übertragungsverfahren mit bestimmt werden. Da die Zeitselektivität mit abnehmen-

der Bandbreite zunimmt und umgekehrt ist für ein leistungsfähiges digitales Übertragungsverfahren, ein guter Kompromiss zwischen Bandbreite und Symboldauer bereitzustellen. In den beiden folgenden Abschnitten werden zwei Konzepte vorgestellt, die in ihren jeweiligen Einsatzgebieten einen solchen Kompromiss darstellen.

**Tabelle 8-1** Klassifizierung von Mobilfunkkanälen bzgl. der Signaleigenschaften der Modulation

Modulation	Mobilfunkkanal	Kommentar
kleine Bandbreite	nicht frequenzselektiv	die Frequenzkomponenten des schmalbandigen Signals werden gleichartig „gestört“ ☞ tiefe Schwundeinbrüche in der momentanen Empfangsleistung sind wahrscheinlicher als bei größerer Bandbreite
große Bandbreite	frequenzselektiv	die Frequenzkomponenten des breitbandigen Signals werden nicht gleichartig „gestört“ ☞ tiefe Schwundeinbrüche der momentanen Empfangsleistung sind unwahrscheinlicher (Diversität im Frequenzbereich) als bei kleinerer Bandbreite ☞ lineare Verzerrungen im Signal, verursacht durch den Frequenzgang des Mobilfunkkanals, kann aufwändige Entzerrung erfordern
kurze Symboldauer	nicht zeitselektiv	Symbol wird über seine gesamte Dauer gleichartig „gestört“ ☞ Auslöschung ganzer Symbole ist wahrscheinlicher als bei längeren Symboldauern ☞ da sich viele Symbole überlagern können, können Nachbarzeichenstörungen auftreten und eine aufwändige Entzerrung notwendig werden
lange Symboldauer	zeitselektiv	Symbol wird über seine Dauer unterschiedlich „gestört“ ☞ Auslöschung der Symbole ist unwahrscheinlicher (Diversität im Zeitbereich) als bei kürzeren Symboldauern ☞ da sich die Symbole kaum überlagern, kann eine aufwändige Entzerrung entfallen

## 8.2 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Die Forderung nach immer höheren Übertragungskapazitäten hat speziell in der Mobilkommunikation das Konzept des Multiträgersystems in den Blickpunkt gerückt [Kam04][Klo01]. Dabei werden die Bits der zu sendenden Nachrichten auf mehrere Träger aufgeteilt und im Frequenzmultiplex gemeinsam übertragen. Eine einfache Bündelung der Kanäle ist jedoch unattraktiv wegen der geringen spektralen Effizienz und der hohen Komplexität der Realisierung, insbesondere der Trägersynchronisation. Damit lassen sich keine preiswerten Produkte für den Massenmarkt entwickeln.

Durch die Fortschritte der Digitaltechnik und der digitalen Signalverarbeitung ist es heute möglich im Kurzstreckenfunkbereich der WLAN und im terrestrischen digitalen Fernsehen DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) wirtschaftliche Lösungen anzubieten. In den modernen WLAN und beim DVB-T hat sich das *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) etabliert.

### 8.2.1 Multiträgersystem

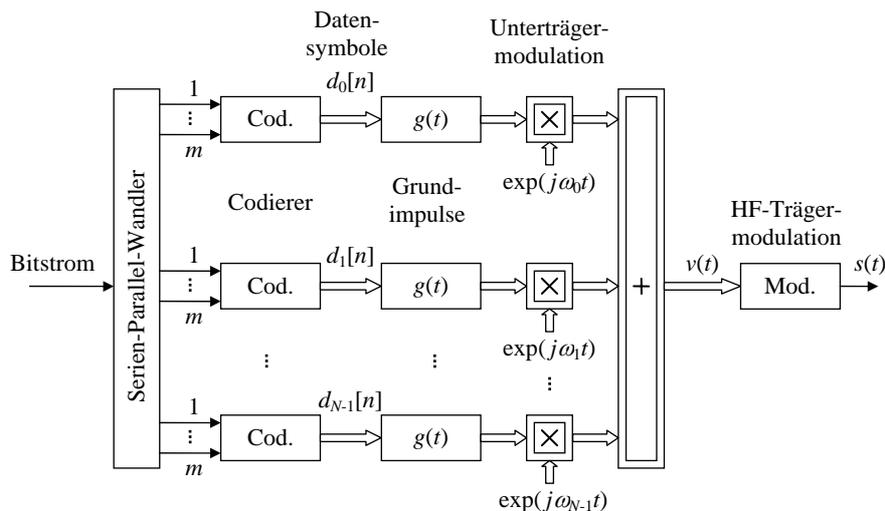
Im Folgenden wird das OFDM ausgehend von dem *Multiträgersystem* in Bild 8-8 eingeführt. Die zu übertragenden Bits werden auf  $N$  *Unterkanäle* aufgeteilt. Durch Serien-Parallel-Wandlung wird der Bitstrom in  $N$  Teilströme mit Blöcken von jeweils  $m$  Bits aufgespaltet. Die Blöcke werden in den Unterkanälen durch einen Codierer auf ein komplexes Sendesymbol  $d_k[n]$  abgebildet. Darin steht der Index  $k$  für den  $k$ -ten Unterkanal und die normierte Zeitvariable  $n$  für den  $n$ -ten Block im Unterkanal.

Nun werden die Datenfolgen wie bei der digitalen QAM verarbeitet. Zunächst geschieht die Impulsformung mit den in allen Unterkanälen identischen *Sendegrundimpulsen*  $g(t)$ . Danach schließt sich die Modulation mit dem jeweiligen *Unterträger* an. Die Unterträger haben die komplexe Form

$$\exp(j\omega_k t) \quad \text{mit} \quad \omega_k = 2\pi f_k = 2\pi \cdot kF \quad \text{für} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (8.1)$$

mit gleichmäßigem *Frequenzabstand*  $F$  zwischen den Unterträgern.

Die Signale der Unterträger werden zum äquivalenten Tiefpass-Signal  $v(t)$  zusammengeführt. Eine HF-Trägermodulation erzeugt daraus das Sendesignal  $s(t)$ .



**Bild 8-8** Sender des Multiträgersystems mit  $N$  Unterkanälen

Bei idealer Übertragung sind die äquivalenten Tiefpass-Signale vor und nach der HF-Stufe im Sender bzw. im Empfänger identisch, s. Bild 8-9.

$$y(t) = v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{\infty} d_k[n] g(t - nT_s) \cdot e^{j\omega_k t} \quad (8.2)$$

Im  $l$ -ten Unterkanal gilt am Ausgang des Tiefpasses für das äquivalente Tiefpass-Signal

$$u_l(t) = \left[ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{\infty} d_k[n] g(t - nT_s) \cdot e^{j(\omega_k - \omega_l)t} \right] * h(t) \quad (8.3)$$

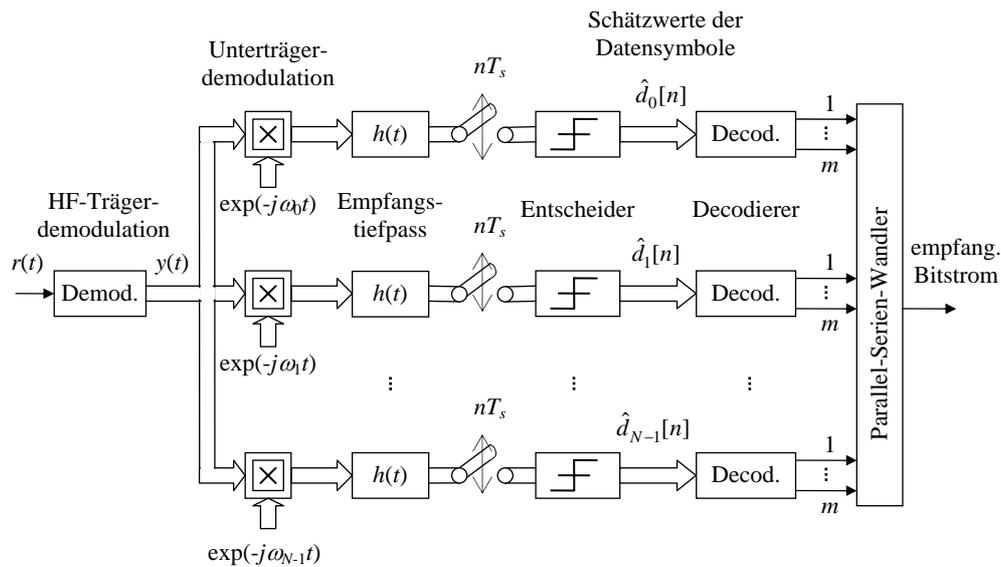
Die Faltung mit der Tiefpass-Impulsantwort unter die Doppelsumme genommen, liefert für  $n = 0$  Beiträge, so genannte *Empfangs-* oder *Detektionsgrundimpulse*, der Form

$$r_{k,l}(t) = g(t) \cdot e^{j2\pi F(k-l)t} * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau) e^{j2\pi F(k-l)\tau} h(t - \tau) d\tau \quad (8.4)$$

Damit lässt sich das Empfangssignal im  $l$ -ten Unterkanal kompakter angeben

$$u_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{\infty} d_k[n] \cdot e^{j2\pi F(k-l)nT_s} \cdot r_{k,l}(t - nT_s) \quad (8.5)$$

*Anmerkung:* Die Verschiebung der Sendegrundimpulse um  $nT_s$  führt zur Verschiebung der Empfangsgrundimpulse um  $nT_s$ .



**Bild 8-9** Empfänger des Multiträgersystems mit  $N$  Unterkanälen

Die Empfangsgrundimpulse nehmen entscheidend Einfluss auf die Qualität der Übertragung. Bei idealer Übertragung müssen nach Abtastung den Entscheidern die jeweiligen Symbole ohne *Intersymbol-Interferenzen* (ISI, Inter Symbol Interference) und *Nachbarkanal-Interferenzen* (ACI, Adjacent Channel Interference) angeboten werden; also die Empfangsgrundimpulse die erweiterten *Nyquist-Bedingungen* erfüllen:

$$r_{k,k}(nT_s) = \begin{cases} 1 & \text{für } n = 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } k, l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8.6)$$

$$r_{k,l}(nT_s) = 0 \quad \text{für } k \neq l \quad \text{mit } k, l = 0, 1, \dots, N-1$$

Zur Berechnung der Empfangsgrundimpulse sind der Sendegrundimpuls  $g(t)$ , die Impulsantwort  $h(t)$  und der Frequenzabstand  $F$  vorzugeben. Mit Blick auf das OFDM-Verfahren werden im Folgenden der rechteckförmiger Grundimpuls und das zugehörige Matched-Filter betrachtet.

$$g(t) = h(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq T_s/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (8.7)$$

Mit der Vorgabe der effizienten Bandbreitenausnutzung

$$F \cdot T_s = 1 \quad (8.8)$$

können die Empfangsgrundimpulse wie in Abschnitt 8.4 berechnet werden. Im Weiteren werden - ohne tief ins Detail zu gehen - die Ergebnisse vorgestellt und wichtige Folgerungen gezogen. Es ergeben sich die Realteile

$$\operatorname{Re}\{r_{k,l}(t)\} = \begin{cases} -\frac{(-1)^{k-l}}{2\pi(k-l)} \cdot \sin[2\pi(k-l) \cdot t/T_s] & \text{für } |t| \leq T_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (8.9)$$

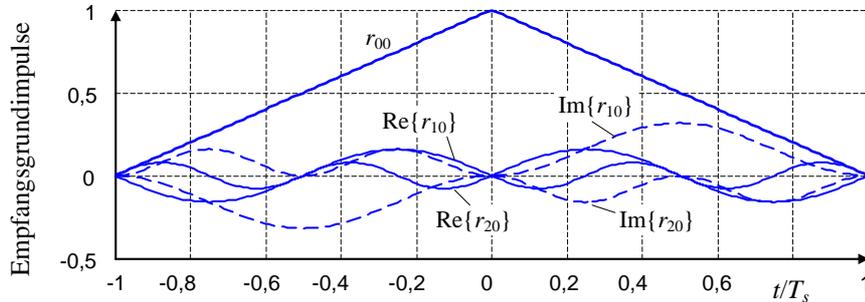
und die Imaginärteile

$$\operatorname{Im}\{r_{k,l}(t)\} = \begin{cases} -\frac{(-1)^{k-l}}{2\pi(k-l)} \cdot \operatorname{sgn}(t) \cdot [1 - \cos[2\pi(k-l) \cdot t/T_s]] & \text{für } |t| \leq T_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (8.10)$$

Einige graphische Beispiele für die Empfangsgrundimpulse sind in Bild 8-10 zu finden. Man erkennt den gewünscht dominanten, dreieckförmigen Empfangsgrundimpuls  $r_{00}(t)$  entsprechend dem Matched-Filterempfänger für Rechteckimpulse. Die für das Übersprechen der Unterkanäle (ACI) verantwortlichen Empfangsgrundimpulse weisen zum Detektionszeitpunkt  $t = 0$  eine Nullstelle auf. Damit sind die erweiterten Nyquist-Bedingungen in (8.6) erfüllt. Man beachte jedoch, dass die Empfangsgrundimpulse bereits für relativ kleine Abweichungen vom idealen Detektionszeitpunkt deutlich von null verschieden sind. Berücksichtigt man die unvermeidliche Rauschstörung, so sind hohe Anforderungen an die Präzision der Synchronisationsschaltungen zu stellen.

Bezüglich der störenden Symbolinterferenzen ist festzuhalten:

- ☞ ISI treten nicht auf, da die Empfangsgrundimpulse außerhalb des Intervalls  $-T_s < t < T_s$  null sind.
- ☞ ACI tritt in den Abtastzeitpunkten  $nT_s$  bei idealer Synchronisation nicht auf; die Detektion ist empfindlich gegen Synchronisationsfehler in der Abtastung, insbesondere wenn eine große Zahl von Unterträgern verwendet wird.



**Bild 8-10** Beispiele für die Empfangsgrundimpulse  $r_{ki}(t)$

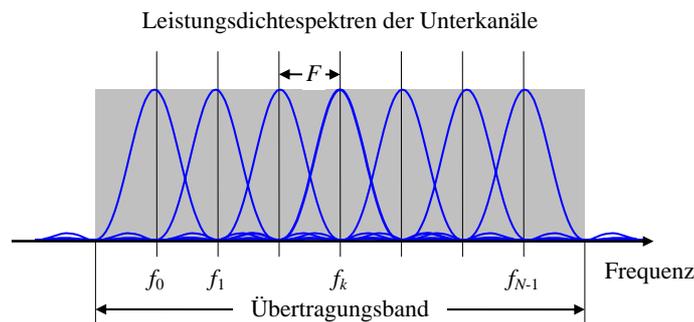
Bei Multiträgersystemen mit der vorgestellten Parameterwahl ist eine interferenzfreie Nachrichtenübertragung prinzipiell möglich, obwohl sich die Spektren der Unterträgersignale überlagern. Letzteres sieht man anhand einer Skizze im Frequenzbereich. Das Spektrum des Sendegrundimpulses ist die si-Funktion

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq T_s/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \leftrightarrow G(j\omega) = \frac{1}{T_s} \text{si}(\omega T_s/2) \quad (8.11)$$

Berücksichtigt man die Modulation der Unterträger, so ergibt sich das Spektrum des äquivalenten Tiefpass-Signals als Summe von  $N$  jeweils um die Frequenz  $k \cdot F$  verschobene si-Funktionen

$$V(j\omega) = \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \text{si}([\omega - \omega_k] T_s/2) = \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \text{si}([\omega - 2\pi F \cdot k] T_s/2) \quad (8.12)$$

Die Modulation mit dem HF-Träger verschiebt das Spektrum in das Übertragungsband. In Bild 8-11 ist das resultierende Leistungsdichtespektrum schematisch dargestellt. Für jeden Unterkanal ergibt sich ein  $\text{si}^2$ -förmiger Verlauf. Die Spektren überlagern sich, wobei die Frequenzen der Unterkanalträger  $f_k$ , mit  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , jeweils in den Nullstellen der Spektren der anderen Unterkanäle liegen.



**Bild 8-11** Leistungsdichtespektrum des Multiträgersystems im Übertragungsband (schematisch)

Bild 8-11 erinnert an die si-Interpolation zum Abtasttheorem in Abschnitt 2.4. Denkt man sich ein konstantes Signal abgetastet, so führt die si-Interpolation auf das ursprüngliche Signal. Hier überlagern sich die Leitungsdichtespektren der Unterkanäle in idealer Weise zu einer gleichmäßigen Belegung des Übertragungsbandes, so dass es vollständig genutzt wird. Durch die endliche Zahl der Unterkanäle geschieht dies allerdings nur näherungsweise, wobei insbesondere Abweichungen an den Rändern des Übertragungsbandes auftreten.

*Anmerkung:* In der Anwendung sind unter anderem Vorschriften der Regulierungsbehörden bzgl. der in die Nachbarbänder ausgestrahlten Leistungen einzuhalten.

Für den kommerziellen Einsatz des Multiträgersystems ist auf eine einfache und robuste technische Realisierung zu achten. Hierbei sind zwei Maßnahmen von besonderer Bedeutung:

- ☞ Erstens, der Einsatz der algorithmisch effizienten *schnellen Fourier-Transformation* (FFT, Fast Fourier Transform) in den Sendern und Empfängern mit jeweils gemeinsamer Synchronisation der Unterkanalträger.
- ☞ Zweitens, die Beschränkung auf kurze Funkreichweiten bis ca. 100 m, so dass nur relativ geringe Echolauftzeiten auftreten und eine aufwändige Echoentzerrung unnötig wird. Die Störungen durch den Mehrwegeempfang können dann durch die Einführung eines Schutzintervalls, eine zyklische Erweiterung, entschärft werden.

Beide Maßnahmen werden im Folgenden näher erläutert.

Den Zusammenhang mit der schnellen Fourier-Transformation der digitalen Signalverarbeitung stellt die „Abtastung“ der Signale der Unterkanäle im Sender her. Für das äquivalente Tiefpass-Signal gilt

$$v[m] = v(mT) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{\infty} d_k[n] g(mT - nT_s) \cdot e^{j\omega_k mT} \quad (8.13)$$

mit dem speziell gewählten Abtastintervall

$$T = \frac{T_s}{N} \quad (8.14)$$

Im  $n$ -ten Symbolintervall resultiert daraus

$$v_n[m] = \sum_{k=0}^{N-1} d_{k,n} \cdot e^{j2\pi FT \cdot m} \quad (8.15)$$

Mit den Festlegungen (8.8) und (8.14) gilt insbesondere

$$F \cdot T = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{T_s}{N} = \frac{1}{N} \quad (8.16)$$

so dass für das äquivalente Tiefpass-Signal die Formel der inversen *diskreten Fourier-Transformation* (IDFT) der Länge  $N$  bzgl. der Datensymbole in den Unterkanälen folgt.

$$v_n[m] = \sum_{k=0}^{N-1} d_{k,n} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} \cdot m} = N \cdot \text{DFT} \{d_{0,n}, d_{1,n}, \dots, d_{N-1,n}\} \quad (8.17)$$

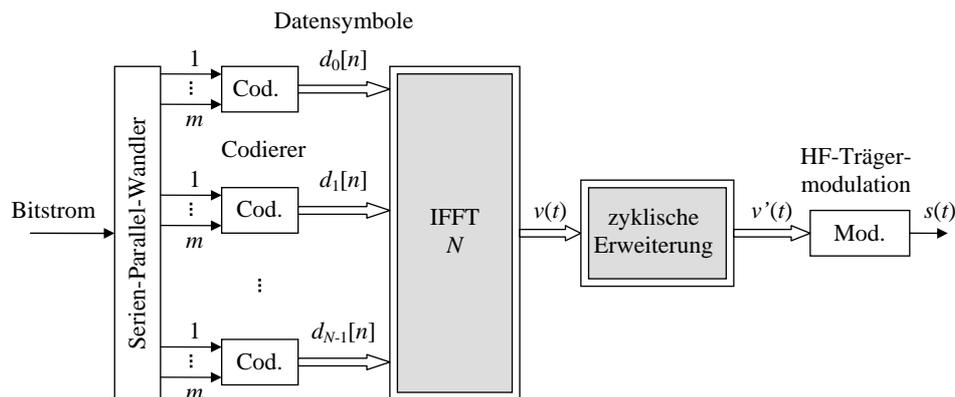
Die Datensymbole  $d_{k,n}$  spielen darin die Rolle der DFT-Koeffizienten - also formal des DFT-Spektrums.

Ist die DFT-Länge  $N$  eine Zweierpotenz, so kann die DFT und ihre Inverse algorithmisch effizient als schnelle Fourier-Transformation, kurz Radix-2-FFT (Fast Fourier Transform) genannt [Wer05], ausgeführt werden. Das Blockschaltbild des so modifizierten OFDM-Modulators zeigt Bild 8-12.

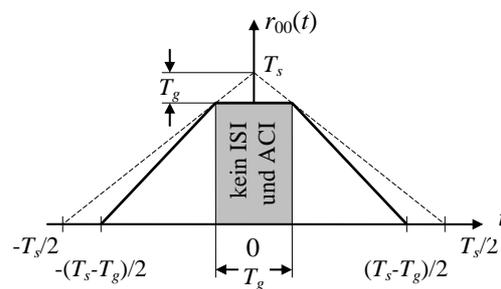
Der Block IFFT (Inverse FFT) wird durch einen Block zur *zyklischen Erweiterung* ergänzt. Die zyklische Erweiterung entspricht einer periodischen Fortsetzung des Sendesignals um ein gewisses *Schutzintervall*  $T_g$ , auch Guard Interval genannt.

*Anmerkung:* Das Schutzintervall verlangsamt die Datenübertragung. Die effektive Symboldauer, die Zeit die tatsächlich zur Übertragung eines OFDM-Symbols aufgewendet wird, verlängert sich.

Durch das Schutzintervall verändern sich die Empfangsgrundimpulse, wie in Abschnitt 8.4 berechnet wird. Der Hauptgrundimpuls  $r_{00}(t)$  ist in Bild 8-13 zu sehen. Sein Verlauf ist am Dreieckimpuls des Matched-Filterempfängers angelehnt, vgl. Bild 8-10. Die Basis ist jedoch auf  $T_s - T_g$  verkürzt und die Spitze des Dreieckimpulses ist einem tiefer liegenden Plateau gewichen. Im optimalen Detektionszeitpunkt hat das Signal-Geräuschverhältnis im Vergleich zur Übertragung ohne Schutzintervall abgenommen.



**Bild 8-12** OFDM-Sender mit IFFT für  $N$  Unterkanäle und zyklischer Erweiterung



**Bild 8-13** Empfangsgrundimpuls bei zyklischer Erweiterung

$$(S/N)_g = \left(1 - \frac{T_g}{T_s}\right) \cdot (S/N)_o \quad (8.18)$$

Ohne Schutzintervall ist die ACI nur im optimalen Detektionszeitpunkt gleich null. Treten wie im Mobilfunkkanal Signalechos mit unterschiedlichen Laufzeiten im Funkfeld auf, so zeigt das Empfangssignal durch die ACI-Störung starke Verzerrungen. Durch das Schutzintervall wird der ACI-freie Bereich aufgeweitet. Dies sieht man an den Empfangsgrundimpulsen (8.4). Für  $k \neq l$  ergibt sich aus der Faltung für das Zeitintervall der Dauer  $T_g$  um  $t$  gleich null

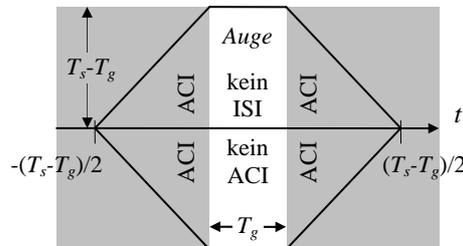
$$r_{k,l}(t) = \int_{t - \frac{T_s - T_g}{2}}^{t + \frac{T_s - T_g}{2}} e^{j2\pi F(k-l)\tau} d\tau = 0 \quad \text{für } |t| \leq \frac{T_g}{2} \quad (8.19)$$

wenn das Schutzintervall im Frequenzabstand der Unterträger berücksichtigt wird.

$$F = \frac{1}{T_s - T_g} \quad (8.20)$$

Im Augendiagramm resultiert die Aufweitung des ACI-freien Bereiches auf das Zeitintervall  $T_g$ , s. Bild 8-14. In diesem Bereich treten bei idealer Übertragung keine ISI und keine ACI auf. Treffen, z. B. aufgrund des Mehrwegeempfangs, Signalechos mit Laufzeiten kleiner  $T_g$  ein, so bleibt das verbleibende Auge prinzipiell geöffnet. Signallaufzeiten bis (etwa)  $T_g$  sind nun tolerierbar, so dass auf einen Entzerrer verzichtet werden kann.

*Anmerkung:* Außerhalb des Schutzintervalls steigen die ACI schlagartig an [Kam04], so dass Laufzeiten größer  $T_g$  die Übertragung stark stören können.



**Bild 8-14** Augendiagramm bei zyklischer Erweiterung (schematisch)

### 8.2.2 OFDM-Übertragung für WLAN

Die Empfehlung IEEE 802.11a (1999) sieht für die WLAN-Anwendung des OFDM-Verfahrens ein Guard Interval  $T_g = 0,8 \mu\text{s}$  und  $T_s - T_g = 3,2 \mu\text{s}$  vor [NMG01] [Sch03]. Damit ergibt sich eine SNR-Degradation von etwa 1,25 dB.

$$\left. \frac{(S/N)_g}{(S/N)_o} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(1 - \frac{T_g}{T_s}\right) \text{ dB} \approx -1,25 \text{ dB} \quad (8.21)$$