

A5.1: FDMA, TDMA und CDMA

Die Grafik verdeutlicht das Prinzip von

- *Frequency Division Multiple Access* (FDMA),
- *Time Division Multiple Access* (TDMA), und
- *Code Division Multiple Access* (CDMA).

Bei den hier aufgeführten Vielfachzugriffsverfahren geht man davon aus, dass es mehrere Sender–Empfänger–Paare gibt, die sich ein Übertragungsmedium selbständig aufteilen. Dagegen spricht man von Multiplexing, wenn am Anfang eines Übertragungsweges ein Multiplexer (MUX) mehrere Signale bündelt und am Ende ein Demultiplexer (DEMUX) das gemeinsame Signal wieder auftrennt. Abkürzend verwendet man in diesem Fall FDM, TDM und CDM – also *Frequency (Time, Code) Division Multiplexing*.

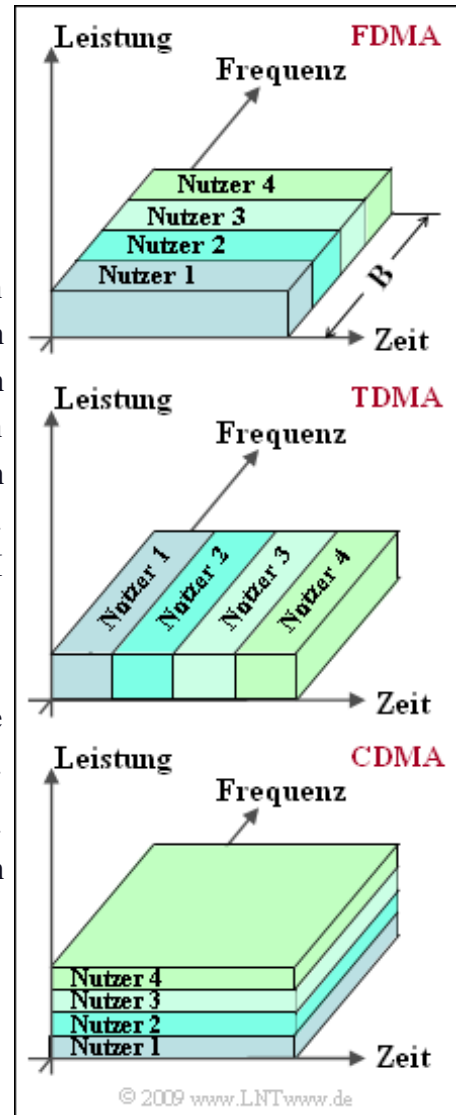
In der vorliegenden Aufgabe ist gefragt, welche dieser Verfahren (FDMA/FDM, TDMA/TDM, CDMA/CDM) einige der heute wichtigsten Kommunikationssysteme (GSM, UMTS, DSL) nutzen.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf **Kapitel 5.1** dieses Buches. Hinweise zu den hier betrachteten Kommunikationssystemen finden Sie unter den folgenden Links:

GSM (*Global System for Mobile Communications*),

UMTS (*Universal Mobile Communications Systems*),

DSL (*Digital Subscriber Line*).



Fragebogen zu "A5.1: FDMA, TDMA und CDMA"

a) Was bezeichnen FDMA, TDMA und CDMA?

- Modulationsverfahren,
- Vielfachzugriffsverfahren,
- Entzerrungsverfahren.

b) Welche dieser Verfahren sind nur bei Digitalsystemen anwendbar?

- FDMA/FDM,
- TDMA/TDM,
- CDMA/CDM.

c) Welche Technik(en) nutzt der europäische 2G–Mobilfunkstandard GSM?

- FDMA/FDM,
- TDMA/TDM,
- CDMA/CDM.

d) Welche Technik(en) nutzt der 3G–Mobilfunkstandard UMTS?

- FDMA/FDM,
- TDMA/TDM,
- CDMA/CDM.

e) Welche Technik(en) nutzt das „schnelle Internet“ (DSL)?

- FDMA/FDM,
- TDMA/TDM,
- CDMA/CDM.

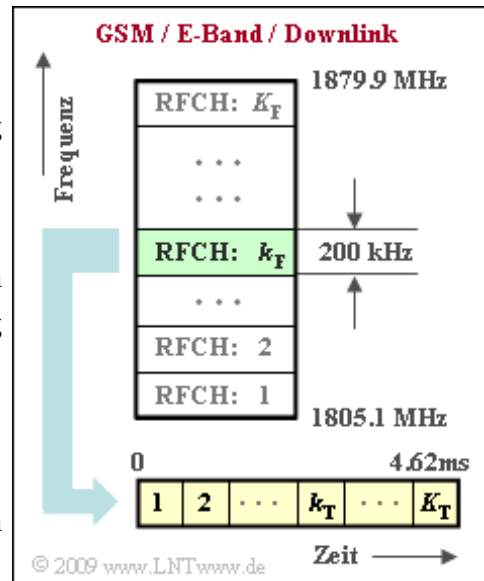
Z5.1: GSM-System/E-Band

Der seit ca. 1992 in Europa etablierte Mobilfunkstandard GSM (*Global System for Mobile Communications*) nutzt gleichzeitig Frequenz- und Zeitmultiplex, um mehreren Teilnehmern die Kommunikation in einer Zelle zu ermöglichen.

Nachfolgend sind einige Charakteristika des GSM-Systems in etwas vereinfachter Form angegeben. Eine genaue Beschreibung finden Sie im **Kapitel 3** des *LNTwww*-Fachbuches „Beispiele von Nachrichtensystemen“. Im Gegensatz zur **Aufgabe A1.1** wird hier der Download-Bereich des E-Netzes betrachtet.

- Das Frequenzband des Downlinks (darunter versteht man die Verbindung von der Basis- zur Mobilstation) liegt im Frequenzbereich zwischen 1805 MHz und 1880 MHz. Unter Berücksichtigung der Guard-Bänder an den beiden Enden (je 100 kHz) steht somit für den Uplink eine Gesamtbandbreite von 74.8 MHz zur Verfügung.
- Dieses Band wird von insgesamt K_F Teilkanälen (*Radio Frequency Channels*) genutzt, die mit einem jeweiligen Abstand von 200 kHz frequenzmäßig nebeneinander liegen. Die Nummerierung geschieht mit der Laufvariablen k_F .
- Der Frequenzbereich für den Uplink (die Verbindung von einer Mobilstation zur Basisstation) liegt um 95 MHz unterhalb des Downlinks und ist sonst in genau gleicher Weise wie dieser aufgebaut.
- Jeder dieser FDMA-Teilkanäle wird gleichzeitig von K_T Teilnehmern per TDMA (*Time Division Multiple Access*) genutzt.
- Jedem Teilnehmer steht im Abstand von 4.62 Millisekunden ein Zeitschlitz der Dauer $T \approx 577 \mu\text{s}$ zur Verfügung. Während dieser Zeit müssen die (näherungsweise) 156 Bit übertragen werden, die das Sprachsignal unter Berücksichtigung von Datenreduktion und Kanalcodierung beschreiben.

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von **Kapitel 1.1** dieses Buches sowie auf das **Kapitel 5.1**.



Fragebogen zu "Z5.1: GSM-System/E-Band"

a) Wieviele Teilkanäle entstehen durch Frequenzmultiplex?

$$K_F =$$

b) Welche Mittenfrequenz f_M hat der *Radio Frequency Channel* im Downlink mit der laufenden Nummer $k_F = 100$?

$$f_M(k_F = 100) = \text{MHz}$$

c) Welcher Uplink-Kanal (Nummer k_F) benutzt die Frequenz 1750 MHz?

$$k_F =$$

d) Wieviele Teilkanäle entstehen durch Zeitmultiplex?

$$K_T =$$

e) Wieviele Teilnehmer K können beim GSM/E-Netz gleichzeitig aktiv sein?

$$K =$$

f) Wie groß ist hierbei die Brutto-Bitrate?

$$R_B = \text{kbit/s}$$

A5.2: Bandspreizung und Schmalbandstörer

Betrachtet wird ein *Spread Spectrum System* gemäß der vorliegenden Grafik im äquivalenten Tiefpassbereich. Das Digitalsignal $q(t)$ besitze das Leistungsdichtespektrum $\Phi_q(f)$, das als rechteckförmig mit der Bandbreite $B = 1/T = 100$ kHz angenähert werden soll:

$$\Phi_q(f) = \begin{cases} \Phi_{q0} & \text{für } |f| < B/2, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Im Tiefpassbereich ist somit die Bandbreite (nur die Anteile bei positiven Frequenzen) gleich $B/2$. Die Bandbreite im Bandpassbereich ist B .

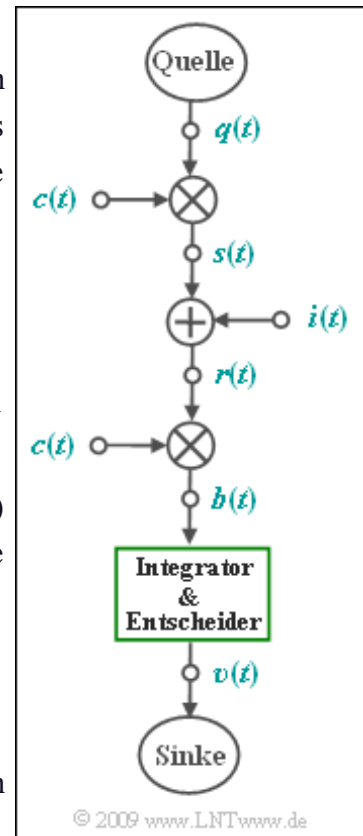
Die Bandspreizung erfolgt durch Multiplikation mit der PN-Sequenz $c(t)$ der Chipdauer $T_c = T/100$ (PN steht dabei für *Pseudo Noise*). Für die Autokorrelationsfunktion gelte vereinfachend:

$$\varphi_c(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T_c & \text{für } -T_c \leq \tau \leq T_c, \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Beim Empfänger wird wieder die gleiche Spreizfolge $c(t)$ phasensynchron zugesetzt.

Das Interferenzsignal $i(t)$ soll zunächst vernachlässigt werden. In der Teilaufgabe (d) bezeichnet $i(t)$ einen schmalbandigen Störer bei der Trägerfrequenz $f_T = 30$ MHz = f_I mit der Leistung P_I . Der Einfluss des AWGN-Rauschens $n(t)$ wird in dieser Aufgabe nicht betrachtet.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf das **Kapitel 5.2**.



Fragebogen zu "A5.2: Bandspreizung und Schmalbandstörer"

a) Wie lautet das Leistungsdichtespektrum des Spreizsignals $c(t)$? Welcher Wert ergibt sich bei der Frequenz $f = 0$?

$$\Phi_c(f=0) = \quad \quad \quad 1/\text{Hz}$$

b) Berechnen Sie die äquivalente Bandbreite B_c des Spreizsignals als Breite des flächengleichen LDS-Rechtecks:

$$B_c = \quad \quad \quad \text{MHz}$$

c) Welche Aussagen sind für die Bandbreiten der Signale $s(t)$ und $b(t)$ zutreffend? Die (zweiseitige) Bandbreite von $q(t)$ ist B .

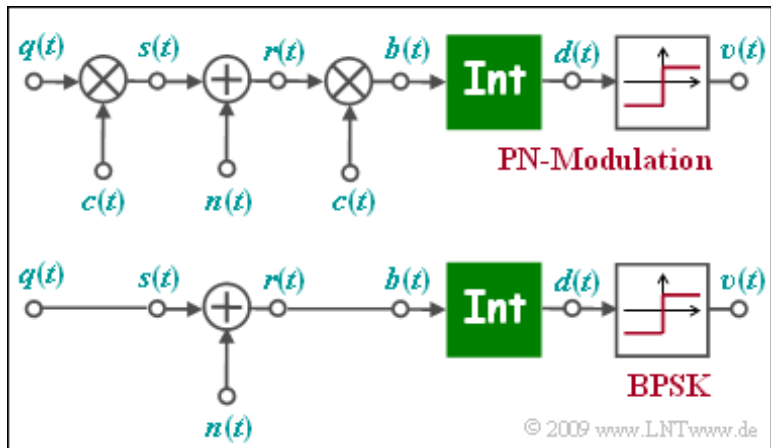
- B_s ist exakt gleich B_c .
- B_s ist näherungsweise gleich $B_c + B$.
- B_b ist exakt gleich B_s .
- B_b ist gleich $B_s + B_c = 2B_c + B$.
- B_b ist exakt gleich B .

d) Welchen Einfluss hat eine Bandspreizung auf einen schmalbandigen Störer bei der Trägerfrequenz? Es gelte also $f_1 = f_T$.

- Der störende Einfluss wird durch Bandspreizung abgeschwächt.
- Die Störleistung ist nur mehr halb so groß.
- Die Störleistung wird durch die Bandspreizung nicht verändert.

Z5.2: PN-Modulation

Die Grafik zeigt das Ersatzschaltbild der PN-Modulation (engl. *Direct Sequence Spread Spectrum*, abgekürzt DS-SS) im äquivalenten Tiefpassbereich, wobei AWGN-Rauschen $n(t)$ zugrunde liegt. Darunter dargestellt ist das TP-Modell der binären Phasenmodulation (BPSK). Das Tiefpass-Sendesignal $s(t)$ ist aus Gründen einheitlicher Darstellung gleich



dem rechteckförmigen Quellensignal $q(t) \in \{+1, -1\}$ mit Rechteckdauer T gesetzt ist. Die Funktion des Integrators kann wie folgt beschrieben werden:

$$d(\nu T) = \frac{1}{T} \cdot \int_{(\nu-1)T}^{\nu T} b(t) dt.$$

Die beiden Modelle unterscheiden sich durch die Multiplikation mit dem ± 1 -Spreizsignal $c(t)$ bei Sender und Empfänger, wobei von $c(t)$ lediglich der Spreizgrad J bekannt ist. Für die Lösung dieser Aufgabe ist die Angabe der spezifischen Spreizfolge (M-Sequenz oder Walsh-Funktion) nicht von Bedeutung.

Zu untersuchen ist, ob sich das untere BPSK-Modell auch bei PN-Modulation anwenden lässt und ob die BPSK-Fehlerwahrscheinlichkeit

$$p_B = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_B}{N_0}}\right)$$

auch für die PN-Modulation gültig ist, bzw. wie die angegebene Gleichung zu modifizieren ist.

Hinweis: Die Aufgabe gehört zum **Kapitel 5.2**.

Fragebogen zu "Z5.2: PN-Modulation"

a) Welche Detektionssignalwerte sind bei BPSK möglich (ohne Rauschen)?

- $d(vT)$ ist gaußverteilt.
- $d(vT)$ kann die Werte +1, 0 und -1 annehmen.
- Es sind nur die Werte $d(vT) = +1$ und $d(vT) = -1$ möglich.

b) Welche Werte sind bei PN-Modulation im rauschfreien Fall möglich?

- $d(vT)$ ist gaußverteilt.
- $d(vT)$ kann die Werte +1, 0 und -1 annehmen.
- Es sind nur die Werte $d(vT) = +1$ und $d(vT) = -1$ möglich.

c) Welche Modifikation muss am BPSK-Modell vorgenommen werden, damit es auch für die PN-Modulation anwendbar ist?

- Das Rauschen $n(t)$ muss durch $n'(t) = n(t) \cdot c(t)$ ersetzt werden.
- Die Integration muss nun über $J \cdot T$ erfolgen.
- Die Rauschleistung σ_n^2 muss um den Faktor J vermindert werden.

d) Welche Bitfehlerwahrscheinlichkeit p_B ergibt sich für $10 \lg \cdot (E_B/N_0) = 6$ dB bei PN-Modulation? Bei BPSK gilt in diesem Fall: $p_B \approx 2.3 \cdot 10^{-3}$.

- Je größer J gewählt wird, desto kleiner ist p_B .
- Je größer J gewählt wird, desto größer ist p_B .
- Es ergibt sich unabhängig von J stets der Wert $2.3 \cdot 10^{-3}$.

A5.3: PAKF von PN-Sequenzen

Mit einem rückgekoppelten Schieberegister vom Grad G lässt sich eine Spreizfolge $\langle c_\nu \rangle$ mit der (maximalen) Periodenlänge $P = 2^G - 1$ erzeugen, wenn die Rückführungskoeffizienten (Anzapfungen) richtig gewählt sind. In dieser Aufgabe wird dabei der PN-Generator mit der **Oktalkennung (31)** betrachtet, der eine Folge mit der Periodenlänge $P = 15$ liefert.

Für den Einsatz in einem CDMA-System verwendet man die bipolare (antipodische) Folge $\langle c_\nu \rangle$ mit $c_\nu \in \{+1, -1\}$. In der Grafik sind die unipolare Folge $\langle u_\nu \rangle$ mit $u_\nu \in \{0, 1\}$ und daraus abgeleitete zyklische Verschiebungen $\langle u_{\nu+\lambda} \rangle$ dargestellt, wobei die Verschiebung λ Werte zwischen 1 und 15 annimmt. Eine Verschiebung um λ bedeutet dabei absolut einen Versatz um $\lambda \cdot T_c$. Hierbei bezeichnet T_c die Chipdauer.

Gesucht ist die PAKF (periodische Autokorrelationsfunktion)

$$\varphi_c(\lambda) = E [c_\nu \cdot c_{\nu+\lambda}] .$$

Zur Herleitung soll dabei zunächst die PAKF

$$\varphi_u(\lambda) = E [u_\nu \cdot u_{\nu+\lambda}]$$

mit den unipolaren Koeffizienten $u_\nu \in \{0, 1\}$ berechnet werden. Die Umrechnung der Koeffizienten ist durch $c_\nu = 1 - 2u_\nu$ gegeben.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf das **Kapitel 5.3**.

© 2009 www.LNTwww.de

$\langle u_\nu \rangle$	=	000100110101111
$\langle u_{\nu+1} \rangle$	=	100010011010111
$\langle u_{\nu+2} \rangle$	=	110001001101011
$\langle u_{\nu+3} \rangle$	=	111000100110101
$\langle u_{\nu+4} \rangle$	=	111100010011010
$\langle u_{\nu+5} \rangle$	=	011110001001101
$\langle u_{\nu+6} \rangle$	=	101111000100110
$\langle u_{\nu+7} \rangle$	=	010111100010011
$\langle u_{\nu+8} \rangle$	=	101011110001001
$\langle u_{\nu+9} \rangle$	=	110101111000100
$\langle u_{\nu+10} \rangle$	=	011010111100010
$\langle u_{\nu+11} \rangle$	=	001101011110001
$\langle u_{\nu+12} \rangle$	=	100110101111000
$\langle u_{\nu+13} \rangle$	=	010011010111100
$\langle u_{\nu+14} \rangle$	=	001001101011110
$\langle u_{\nu+15} \rangle$	=	000100110101111

Fragebogen zu "A5.3: PAKF von PN-Sequenzen"

a) Wie groß ist der Grad des PN-Generators?

$$G =$$

b) Wie groß ist der quadratische Erwartungswert der Koeffizienten $u_v \in \{0, 1\}$?

$$E[u_v^2] =$$

c) Wie groß ist der quadratische Erwartungswert der Koeffizienten $c_v \in \{+1, -1\}$?

$$E[c_v^2] =$$

d) Welche Aussagen gelten für den Erwartungswert $E[u_v \cdot u_{v+\lambda}]$?

- Es ist $E[u_v \cdot u_{v+1}] = 4/15$.
- Es ist $E[u_v \cdot u_{v+2}] = 4/15$.
- Es ist $E[u_v \cdot u_{v+15}] = 4/15$.
- Die PAKF-Werte $\varphi_u(\lambda = 1), \dots, \varphi_u(\lambda = 14)$ sind alle gleich.

e) Berechnen Sie die PAKF-Werte bei bipolarer Darstellung ($\lambda = 1, \dots, 14$):

$$\varphi_c(\lambda) =$$

f) Geben Sie folgende PAKF-Werte für den Fall $G = 6$ an.

$$\varphi_c(\lambda = 0) =$$

$$\varphi_c(\lambda = 1) =$$

$$\varphi_c(\lambda = 63) =$$

$$\varphi_c(\lambda = 64) =$$

Z5.3: Realisierung einer PN-Sequenz

Die Grafik zeigt zwei mögliche Generatoren zur Erzeugung von PN-Sequenzen in unipolarer Darstellung: $u_v \in \{0, 1\}$. Der obere Generator mit den Koeffizienten

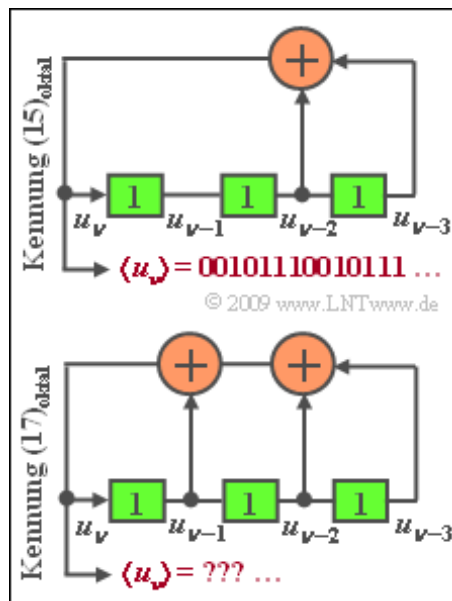
$$g_0 = 1, \quad g_1 = 0, \quad g_2 = 1, \quad g_3 = 1.$$

wird durch die Oktalkennung $(g_3, g_2, g_1, g_0)_{\text{oktal}} = (15)$ bezeichnet. Entsprechend ist die Oktalkennung des zweiten PN-Generators gleich (17).

Man spricht von einer M-Sequenz, wenn für die Periodenlänge der Folge $\langle u_v \rangle$ gilt: $P = 2^G - 1$. Hierbei bezeichnet G den Grad des Schieberegisters, der gleich der Anzahl der Speicherzellen ist.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf das **Kapitel 5.3** dieses Buches sowie auf das **Kapitel 2.5** im Buch „Stochastische Signaltheorie“. Wir möchten Sie gerne auch auf das folgende Lehrvideo hinweisen:

Verdeutlichung der PN-Generatoren (Dateigröße 982 kB – Dauer 5:08)



Fragebogen zu "Z5.3: Realisierung einer PN-Sequenz"

a) Wie groß ist der Grad der PN-Generatoren?

$$G =$$

b) Geben Sie die Periodenlänge des PN-Generators $(15)_{\text{oktal}}$ an.

$$P =$$

c) Welche der nachfolgenden Aussagen treffen für jede M-Sequenz zu?

- Die Anzahl der Nullen und Einsen ist gleich.
- In jeder Periode gibt es eine Eins mehr als Nullen.
- Die maximale Anzahl aufeinander folgender Einsen ist G .
- Die Folge 1 0 1 0 1 0 ist nicht möglich.

d) Geben Sie die Periodenlänge des Generators $(17)_{\text{oktal}}$ an:

$$P =$$

e) Welcher PN-Generator liefert eine M-Sequenz?

- Generator Nr. $(15)_{\text{oktal}}$
- Generator Nr. $(17)_{\text{oktal}}$

A5.4: Walsh-Funktionen (PKKF, PAKF)

Häufig verwendet man zur Bandspreizung und Bandstauchung so genannte *Walsh-Funktionen*, die mittels der Hadamard-Matrix konstruiert werden können. Ausgehend von der Matrix

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}$$

lassen sich durch folgende rekursive Berechnungsvorschrift die weiteren Hadamard-Matrizen \mathbf{H}_4 , \mathbf{H}_8 , usw. herleiten:

$$\mathbf{H}_{2J} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_J & \mathbf{H}_J \\ \mathbf{H}_J & -\mathbf{H}_J \end{bmatrix}.$$

$$\mathbf{H}_8 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}$$

© 2009 www.LNTwww.de

Die Grafik zeigt die Matrix \mathbf{H}_8 für den Spreizfaktor $J = 8$. Daraus lassen sich die Spreizfolgen

$$\begin{aligned} \langle w_v^{(1)} \rangle &= +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1, \\ \langle w_v^{(2)} \rangle &= +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1, \\ &\dots \\ \langle w_v^{(7)} \rangle &= +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1. \end{aligned}$$

für sieben CDMA-Teilnehmer ablesen. Die Spreizfolge $\langle w_v^{(0)} \rangle$ entsprechend der ersten Zeile in der Hadamard-Matrix wird meistens nicht vergeben, da sie nicht wirklich spreizt.

Die Fragen beziehen sich meist auf den Spreizfaktor $J = 4$. Damit können entsprechend mit den Spreizfolgen $\langle w_v^{(1)} \rangle$, $\langle w_v^{(2)} \rangle$ und $\langle w_v^{(3)} \rangle$ maximal drei CDMA-Teilnehmer versorgt werden, die sich aus der zweiten, dritten und vierten Zeile der Matrix \mathbf{H}_4 ergeben.

Hinsichtlich der Korrelationsfunktionen soll in dieser Aufgabe folgende Nomenklatur gelten:

- Die periodische Kreuzkorrelationsfunktion (PKKF) zwischen den Folgen $\langle w_v^{(i)} \rangle$ und $\langle w_v^{(j)} \rangle$ wird mit $\varphi_{ij}(\lambda)$ bezeichnet. Hierbei gilt:

$$\varphi_{ij}(\lambda) = \text{E} \left[w_v^{(i)} \cdot w_{v+\lambda}^{(j)} \right].$$

- Ist die PKKF $\varphi_{ij}(\lambda)$ identisch 0 (das heißt: $\varphi_{ij}(\lambda) = 0$ für alle Werte von λ), so stören sich die CDMA-Teilnehmer nicht, auch wenn zwei Teilnehmer unterschiedliche Laufzeiten aufweisen.
- Gilt wenigstens $\varphi_{ij}(\lambda = 0) = 0$, so kommt es zumindest bei synchronem CDMA-Betrieb (keine oder gleiche Laufzeiten aller Teilnehmer) zu keinen Interferenzen.
- Die periodischen Autokorrelationsfunktionen (PAKF) der Walsh-Funktion $\langle w_v^{(i)} \rangle$ wird mit $\varphi_{ii}(\lambda)$ bezeichnet. Es gilt:

$$\varphi_{ii}(\lambda) = \text{E} \left[w_v^{(i)} \cdot w_{v+\lambda}^{(i)} \right].$$

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf das **Kapitel 5.3**. Die Abszisse ist auf die Chipdauer T_c normiert. Das bedeutet, dass $\lambda = 1$ eigentlich eine Verschiebung um die Verzögerungszeit $\tau = T_c$ beschreibt.

Fragebogen zu "A5.4: Walsh-Funktionen (PKKF, PAKF)"

a) Wie lauten die Spreizfolgen für $J = 4$?

- $\langle w_v^{(1)} \rangle = +1 -1 +1 -1,$
- $\langle w_v^{(2)} \rangle = +1 +1 -1 -1,$
- $\langle w_v^{(3)} \rangle = +1 -1 -1 +1.$

b) Welche Aussagen gelten bezüglich der PKKF-Werte $\varphi_{ij}(\lambda = 0)$?

- Für $J = 4$ ist $\varphi_{12}(\lambda = 0) = 0.$
- Für $J = 4$ ist $\varphi_{13}(\lambda = 0) = 0.$
- Für $J = 4$ ist $\varphi_{23}(\lambda = 0) = 0.$
- Für $J = 8$ kann durchaus $\varphi_{ij}(\lambda = 0) \neq 0$ gelten ($i \neq j$).
- Bei synchronem CDMA stören sich die Teilnehmer nicht.

c) Welche Aussagen gelten für die PKKF-Werte mit $\lambda \neq 0$?

- Die PKKF $\varphi_{12}(\lambda)$ ist für alle Werte von λ gleich 0.
- Die PKKF $\varphi_{13}(\lambda)$ ist für alle Werte von λ gleich 0.
- Die PKKF $\varphi_{23}(\lambda)$ ist für alle Werte von λ gleich 0.
- Bei asynchronem CDMA stören sich die Teilnehmer nicht.

d) Welche Aussagen gelten für die PAKF-Kurven?

- Alle $\varphi_{ii}(\lambda)$ sind periodisch.
- Es gilt $\varphi_{11}(\lambda = 0) = 1$ und $\varphi_{11}(\lambda = 1) = -1.$
- Es gilt $\varphi_{22}(\lambda) = \varphi_{11}(\lambda).$
- Es gilt $\varphi_{33}(\lambda) = \varphi_{22}(\lambda).$

Z5.4: OVSF-Codes

Die Spreizcodes für UMTS sollen

- alle zueinander orthogonal sein, um eine gegenseitige Beeinflussung der Teilnehmer zu vermeiden,
- zusätzlich eine flexible Realisierung unterschiedlicher Spreizfaktoren J ermöglichen.

Ein Beispiel hierfür sind die sog. **Codes mit variablem Spreizfaktor** (englisch: *Orthogonal Variable Spreading Factor*, OVSF), die Spreizcodes der Längen von $J = 4$ bis $J = 512$ bereitstellen. Diese können, wie in der Grafik zu sehen ist, mit Hilfe eines Codebaums erstellt werden. Dabei entstehen bei jeder Verzweigung aus einem Code C zwei neue Codes $(+C +C)$ und $(+C -C)$.

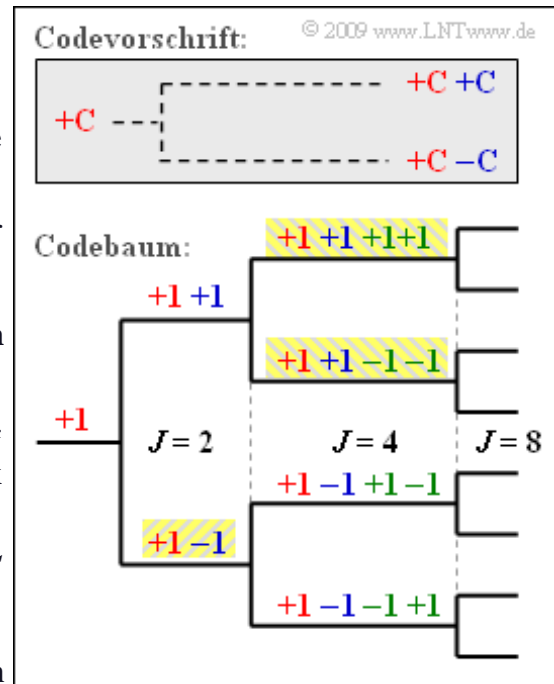
Die Grafik verdeutlicht das hier angegebene Prinzip am Beispiel $J = 4$. Nummeriert man die Spreizfolgen von 0 bis $J-1$ durch, so ergeben sich hier die Spreizfolgen

$$\begin{aligned} \langle c_v^{(0)} \rangle &= +1 +1 +1 +1, & \langle c_v^{(1)} \rangle &= +1 +1 -1 -1, \\ \langle c_v^{(2)} \rangle &= +1 -1 +1 -1, & \langle c_v^{(3)} \rangle &= +1 -1 -1 +1. \end{aligned}$$

Entsprechend dieser Nomenklatur gibt es für den Spreizfaktor $J = 8$ die Spreizfolgen $\langle c_v^{(0)} \rangle, \dots, \langle c_v^{(7)} \rangle$.

Anzumerken ist, dass kein Vorgänger und Nachfolger eines Codes für einen anderen Teilnehmer benutzt werden darf. Im Beispiel könnten also vier Spreizcodes mit Spreizfaktor $J = 4$ verwendet werden oder die drei gelb hinterlegten Codes – einmal mit $J = 2$ und zweimal mit $J = 4$.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf **Seite 8** von Kapitel 5.3.



Fragebogen zu "Z5.4: OVVSF-Codes"

a) Konstruieren Sie das Baumdiagramm für $J = 8$. Welche OVVSF-Codes ergeben sich daraus?

$\langle c_v^{(1)} \rangle = +1 +1 +1 +1 -1 -1 -1 -1,$

$\langle c_v^{(3)} \rangle = +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 -1,$

$\langle c_v^{(5)} \rangle = +1 -1 +1 -1 -1 +1 -1 +1,$

$\langle c_v^{(7)} \rangle = +1 -1 -1 +1 -1 +1 +1 -1.$

b) Wieviele UMTS-Teilnehmer können mit $J = 8$ maximal bedient werden?

$$K_{\max} =$$

c) Wieviele Teilnehmer können versorgt werden, wenn drei dieser Teilnehmer einen Spreizcode mit $J = 4$ verwenden sollen?

$$K =$$

d) Gehen Sie von einer Baumstruktur für $J = 32$ aus. Ist folgende Zuweisung machbar: Zweimal $J = 4$, einmal $J = 8$, zweimal $J = 16$ und achtmal $J = 32$?

Ja.

Nein.

A5.5: Mehrteilnehmer-Interferenzen

Wir betrachten die PN-Modulation mit folgenden Parametern:

- Die Spreizung erfolgt mit der M-Sequenz $(45)_{\text{oktal}}$ vom Grad $G = 5$. Die Periodenlänge ist somit $P = 2^5 - 1 = 31$.
- Der AWGN-Parameter wird mit $10 \cdot \lg(E_B/N_0) = 5$ dB festgelegt. Daraus folgt $E_B/N_0 = 3.162 = 1/0.316$.
- Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit beträgt ohne interferierende Teilnehmer im gleichen Frequenzband

$$p_B = Q\left(\sqrt{2E_B/N_0}\right) \approx Q\left(\sqrt{2 \cdot 3.162}\right) = Q(2.515) \approx 6 \cdot 10^{-3}.$$

- Da ohne interferierende Teilnehmer alle Nutztastwerte gleich $\pm s_0$ sind (Nyquistsystem), gilt für die Fehlerwahrscheinlichkeit in gleicher Weise:

$$p_B = Q(s_0/\sigma_d).$$

σ_d bezeichnet den Rauscheffektivwert vor dem Entscheider, herrührend vom AWGN-Rauschen.

In dieser Aufgabe soll untersucht werden, wie die Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch einen einzigen zusätzlichen Teilnehmer verändert wird. Die Spreizfolgen der interferierenden Teilnehmer seien ebenfalls durch $P = 31$ festgelegt. Zur Verfügung stehen die PN-Generatoren mit den Oktalkennungen (45), (51), (57), (67), (73) und (75). In der Tabelle sind die PKKF-Werte für $\lambda = 0$ angegeben, desweiteren auch der jeweilige Maximalwert für eine andere Anfangsphase:

i	$\phi_{45,i}(\lambda = 0)$	Max $ \phi_{45,i} $
45	1	1
51	3/31	11/31
57	-1/31	9/31
67	7/31	9/31
73	7/31	9/31
75	7/31	9/31

© 2009 www.LNTwww.de

$$\text{Max } |\varphi_{45,i}| = \max_{\lambda} |\varphi_{45,i}(\lambda)|.$$

Der Sonderfall $\varphi_{45,45}(\lambda = 0)$ gibt den PAKF-Wert der Spreizfolge mit der Oktalkennung (45) an.

Im Verlauf dieser Aufgabe und in der Musterlösung werden folgende Signale erwähnt:

- $q(t)$: binäres bipolares Quellensignal, Symboldauer T ,
- $c(t)$: ± 1 -Spreizsignal, Chipdauer T_c ,
- $s(t) = q(t) \cdot c(t)$: bandgespreiztes Sendesignal, Amplitude $\pm s_0$, Chipdauer T_c ,
- $n(t)$: AWGN-Rauschen, festgelegt durch den Quotienten E_B/N_0 ,
- $i(t)$: Interferenzsignal des störenden Teilnehmers,
- $r(t) = s(t) + n(t) + i(t)$: Empfangssignal,
- $b(t) = r(t) \cdot c(t)$: bandgestauchtes Signal,
- $d(t)$: Detektionssignal nach Integration von $b(t)$ über die Symboldauer T ,
- $v(t)$: Sinkensignal, der Vergleich mit $q(t)$ liefert die Fehlerwahrscheinlichkeit.

Hinweis: Die Aufgabe gehört zum Themengebiet von **Kapitel 5.4**. Für die sog. Q-Funktion kann von folgenden Näherungen ausgegangen werden:

$$Q(2) \approx 0.02275, \quad Q(3) \approx 0.00135, \quad Q(5) \approx 2.45 \cdot 10^{-7}.$$

Fragebogen zu "A5.5: Mehrteilnehmer-Interferenzen"

a) Wie groß ist der (normierte) Rauscheffektivwert am Entscheider?

$$\sigma_d/s_0 =$$

b) Welche Bitfehlerwahrscheinlichkeit erhält man, wenn der störende Teilnehmer $i(t)$ die gleiche M-Sequenz $(45)_{\text{oktal}}$ nutzt wie der betrachtete Teilnehmer?

$$i(t) = (45)_{\text{oktal}} \cdot p_B =$$

c) Welche Fehlerwahrscheinlichkeit ergibt sich näherungsweise, wenn der störende Teilnehmer die M-Sequenz $(57)_{\text{oktal}}$ nutzt?

$$i(t) = (75)_{\text{oktal}} \cdot p_B =$$

d) Welche Aussagen könnten unter Umständen für eine andere Spreizfolge des interferierenden Teilnehmers möglich sein?

- Mit der Oktalkennung (51) ist $p_B = 0.001$ möglich.
- Mit der Oktalkennung (57) ist $p_B = 0.007$ möglich.
- Mit der Oktalkennung (67) ist $p_B = 0.012$ möglich.

Z5.5: RAKE-Empfänger

Die Grafik zeigt einen Zweiwegekanal (gelbe Hinterlegung). Die entsprechende Beschreibungsgleichung lautet:

$$r(t) = 0.6 \cdot s(t) + 0.4 \cdot s(t - \tau).$$

Die Verzögerung auf dem Nebenpfad sei $\tau = 1 \mu\text{s}$. Darunter gezeichnet ist die Struktur eines RAKE-Empfängers (grüne Hinterlegung) mit den allgemeinen Koeffizienten K , h_0 , h_1 , τ_0 und τ_1 .

Der RAKE-Empfänger hat die Aufgabe, die Energie der beiden Signalpfade zu bündeln und dadurch die Entscheidung sicherer zu machen. Die gemeinsame Impulsantwort von Kanal und RAKE-Empfänger kann in der Form

$$h_{\text{KR}}(t) = A_0 \cdot \delta(t) + A_1 \cdot \delta(t - \tau) + A_2 \cdot \delta(t - 2\tau)$$

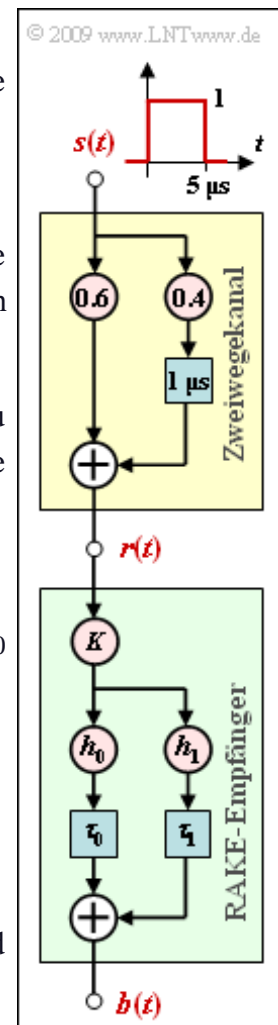
angegeben werden, allerdings nur dann, wenn die RAKE-Koeffizienten h_0 , h_1 , τ_0 und τ_1 geeignet gewählt werden. Der Hauptanteil von $h_{\text{KR}}(t)$ soll bei $t = \tau$ liegen.

Die Konstante K ist so zu wählen, dass die Amplitude des Hauptpfads $A_1 = 1$ ist:

$$K = \frac{1}{h_0^2 + h_1^2}.$$

Gesucht sind außer den geeigneten RAKE-Parametern auch die Signale $r(t)$ und $b(t)$, wenn $s(t)$ ein Rechteck der Höhe 1 und der Breite $T = 5 \mu\text{s}$ ist.

Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf die Seite 6 von Kapitel 5.4.



Fragebogen zu "Z5.5: RAKE-Empfänger"

a) Welche Aussagen gelten für die Kanalimpulsantwort $h_K(t)$?

- $h_K(t)$ besteht aus zwei Diracfunktionen.
- $h_K(t)$ ist komplexwertig.
- $h_K(t)$ ist eine mit der Verzögerungszeit τ periodische Funktion.

b) Welche Aussagen gelten für den Kanalfrequenzgang $H_K(f)$?

- Es gilt $H_K(f=0) = 2$.
- $H_K(f)$ ist komplexwertig.
- $|H_K(f)|$ ist eine mit der Frequenz $1/\tau$ periodische Funktion.

c) Setzen Sie $K = 1$, $h_0 = 0.6$ und $h_1 = 0.4$. Bestimmen Sie die Verzögerungen τ_0 und τ_1 , damit die $h_{KR}(t)$ -Gleichung mit $A_0 = A_2$ erfüllt wird.

$$\tau_0 = \quad \mu\text{s}$$
$$\tau_1 = \quad \mu\text{s}$$

d) Welcher Wert ist für die Konstante K zu wählen?

$$K =$$

e) Welche Aussagen gelten für die Signale $r(t)$ und $b(t)$?

- Der Maximalwert von $r(t)$ ist 1.
- Die Breite von $r(t)$ ist $7 \mu\text{s}$.
- Der Maximalwert von $b(t)$ ist 1.
- Die Breite von $b(t)$ ist $7 \mu\text{s}$.

A5.6: OFDM–Spektrum

Wir betrachten hier ein OFDM–System mit $N = 4$ Trägern. Zur Vereinfachung beschränken wir uns auf ein einziges Zeitintervall T und gehen auch von der Rahmendauer $T_R = T$ aus. Ein Guard–Intervall wird demnach nicht verwendet.

Mit der Zusammenfassung von Impulsformung und Modulation durch die gemeinsame Funktion

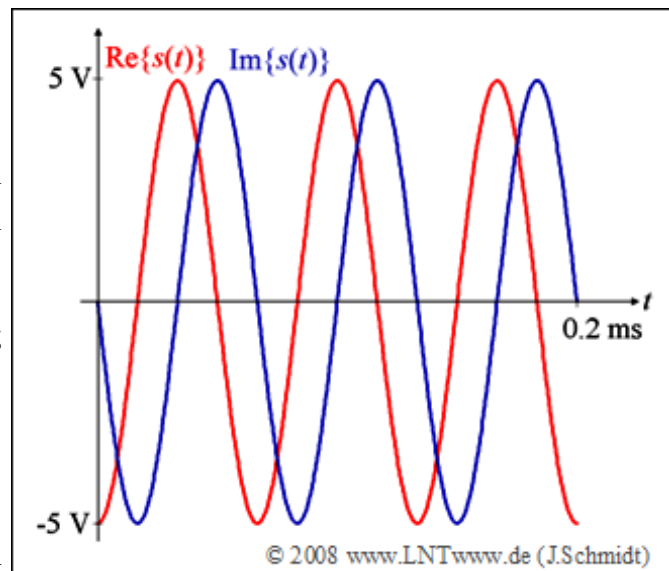
$$g_\mu(t) = \begin{cases} s_0 \cdot e^{j2\pi\mu f_0 t} & 0 \leq t < T, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

ergibt sich das (komplexe) OFDM–Sendesignal im betrachteten Zeitintervall ($0 \leq t < T$) zu:

$$s(t) = \sum_{\mu=0}^{N-1} a_\mu \cdot g_\mu(t).$$

Für alle Trägerkoeffizienten gilt hier allgemein: $a_0, a_1, a_2, a_3 \in \{0, -1, +1\}$. Die Grafik zeigt den Real– und Imaginärteil des Sendesignals $s(t)$ für eine gegebene Kombination von a_0, \dots, a_3 , die in der Teilaufgabe c) ermittelt werden soll.

Hinweis: Die Aufgabe gehört zum Themengebiet von **Kapitel 5.5**.



Fragebogen zu "A5.6: OFDM-Spektrum"

a) Wie groß ist die Amplitude s_0 ?

$s_0 =$ V

b) Wie groß ist die Symboldauer T ?

$T =$ ms

c) Welche Amplitudenkoeffizienten liegen der Grafik zugrunde?

$a_0 =$
 $a_1 =$
 $a_2 =$
 $a_3 =$

d) Welche Aussagen sind bezüglich der OFDM-Betragsfunktion $|s(t)|$ zutreffend?

- $|s(t)|$ ist konstant ohne Begrenzung.
- $|s(t)|$ ist konstant innerhalb von T .
- $|s(t)|$ besitzt einen cosinusförmigen Verlauf.
- $|s(t)|$ besitzt einen sinusförmigen Verlauf.

e) Nun sei $a_0 = 0$, $a_1 = +1$, $a_2 = -1$ und $a_3 = +1$. Berechnen Sie das Spektrum $S(f)$. Welche Werte ergeben sich für die nachfolgend genannten Frequenzen?

$S(f=0) =$ V/Hz
 $S(f=5\text{ kHz}) =$ V/Hz
 $S(f=10\text{ kHz}) =$ V/Hz
 $S(f=15\text{ kHz}) =$ V/Hz

f) Interpretieren Sie Ihre Ergebnisse zu c) und e). Welche Aussagen treffen zu?

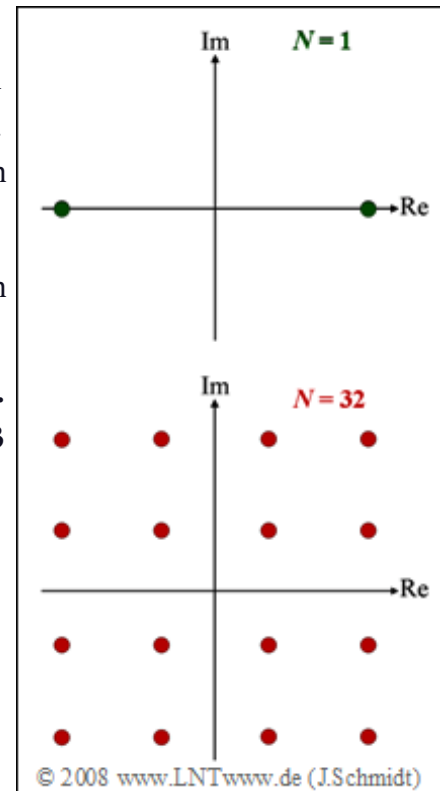
- OFDM erfüllt das erste Nyquist-Kriterium im Zeitbereich.
- OFDM erfüllt das erste Nyquist-Kriterium im Frequenzbereich.

Z5.6: Einträger- und Mehrträgersystem

In dieser Aufgabe soll ein Vergleich zwischen einem Einträgersystem ($N = 1$) und einem Mehrträgersystem mit $N = 32$ Trägern erfolgen. Für beide Übertragungssysteme wird jeweils eine Datenbitrate von $R_B = 1$ Mbit/s gefordert.

Die Grafik zeigt die verwendeten Signalraumzuordnungen für den Fall von *Single-Carrier* (SC) bzw. *Multi-Carrier* (MC).

Hinweis: Die Aufgabe gehört zum Themengebiet von **Kapitel 5.5**. Weitere Informationen zu dieser Thematik finden Sie im **Kapitel 4.3** des Buches „Modulationsverfahren“.



Fragebogen zu "Z5.6: Einträger- und Mehrträgersystem"

a) Welches Mapping verwendet das Einträgersystem?

- ASK,
- BPSK,
- 4-QAM,
- 16-QAM.

b) Welches Mapping verwendet das Mehrträgersystem?

- ASK,
- BPSK,
- 4-QAM,
- 16-QAM.

c) Berechnen Sie die Symboldauer des Einträgersystems.

$$T_{SC} = \quad \mu\text{s}$$

d) Berechnen Sie die Symboldauer des Mehrträgersystems.

$$T_{MC} = \quad \mu\text{s}$$

e) Welche der nachfolgenden Aussagen treffen zu?

- Die Impulsinterferenzen sind unabhängig von der Symboldauer.
- Die Impulsinterferenzen nehmen mit steigender Symboldauer ab.
- Die Impulsinterferenzen nehmen mit steigender Symboldauer zu.

A5.7: OFDM-Sender mittels IDFT

In dieser Aufgabe wird ein OFDM-Sender genauer betrachtet, der mit Hilfe der Inversen Diskreten Fouriertransformation (IDFT) realisiert wird. Dabei gelte:

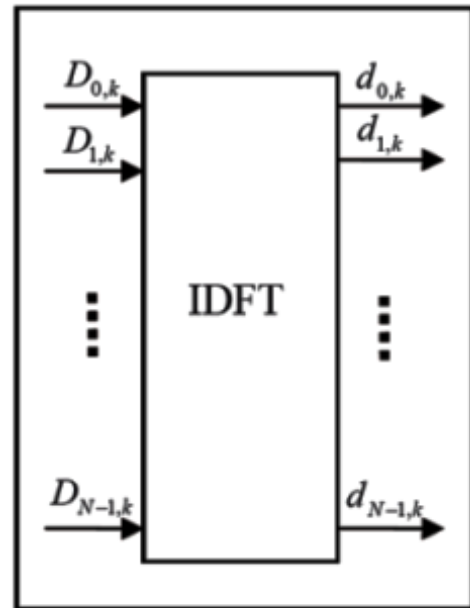
- Das System habe $N = 4$ Träger.
- Die Rahmendauer sei $T_R = 0.25$ ms.
- Ein Guard-Intervall wird nicht verwendet.
- In einem Rahmen werden 16 Bit übertragen.

Die Grafik zeigt den Block IDFT der OFDM-Senderstruktur. Jeweils vier Bit ergeben hierbei ein komplexes Symbol gemäß der unten gegebenen 16-QAM-Signalraumzuordnung.

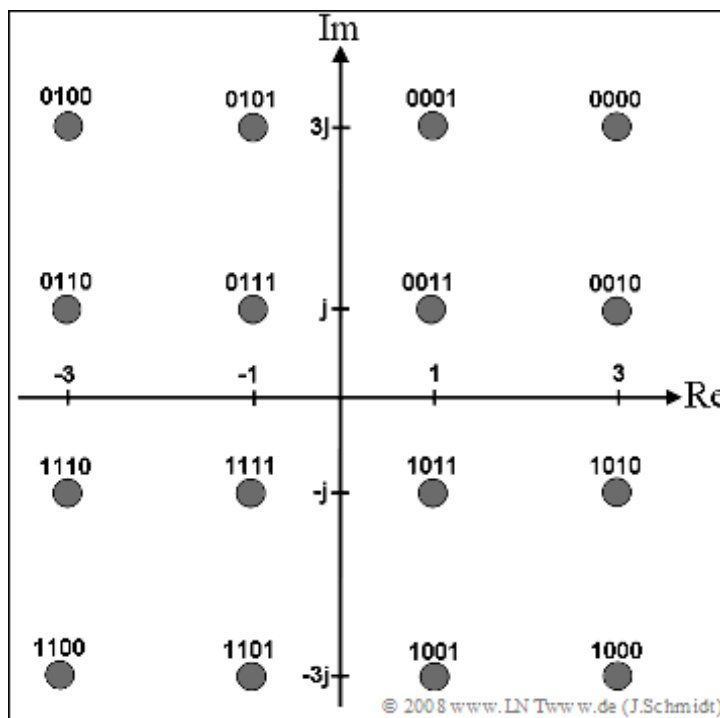
Hinweis: Die Aufgabe bezieht sich auf das **Kapitel 5.6** dieses Buches sowie auf **Kapitel 5.2** des Buches „Signaldarstellung“. Die Gleichung der IDFT lautet mit $\nu = 0, \dots, N-1$:

$$d_{\nu,k} = \sum_{\mu=0}^{N-1} D_{\mu,k} \cdot w^{-\nu \cdot \mu} \quad \text{mit} \quad w = e^{-j2\pi/N}.$$

Für die 16-QAM soll in dieser Aufgabe von folgender Signalraumkonstellation ausgegangen werden:



© 2008 www.LNTwww.de (J.Schmidt)



© 2008 www.LNTwww.de (J.Schmidt)

Fragebogen zu "A5.7: OFDM–Sender mittels IDFT"

a) Geben Sie die maximale Datenbitrate des Systems an:

$$R_B = \quad \text{kbit/s.}$$

b) Geben Sie für die gegebene 16–QAM–Signalraumzuordnung die komplexen Trägerkoeffizienten für die folgenden Eingangsbitfolgen an:

Bitfolge 1111: $\text{Re}\{D_0\} =$

$$\text{Im}\{D_0\} =$$

Bitfolge 0111: $\text{Re}\{D_1\} =$

$$\text{Im}\{D_1\} =$$

Bitfolge 1000: $\text{Re}\{D_2\} =$

$$\text{Im}\{D_2\} =$$

Bitfolge 0000: $\text{Re}\{D_3\} =$

$$\text{Im}\{D_3\} =$$

c) Berechnen Sie daraus die diskreten Zeitbereichswerte innerhalb des Rahmens.

$$\text{Re}\{d_0\} =$$

$$\text{Im}\{d_0\} =$$

$$\text{Re}\{d_1\} =$$

$$\text{Im}\{d_1\} =$$

$$\text{Re}\{d_2\} =$$

$$\text{Im}\{d_2\} =$$

$$\text{Re}\{d_3\} =$$

$$\text{Im}\{d_3\} =$$

d) Welche Aussagen sind für den Crest–Faktor zutreffend, der das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert einer Wechselgröße bezeichnet?

- Der Crest–Faktor ist bei einem OFDM–System eher gering.
- Der Crest–Faktor kann bei OFDM–Systemen sehr groß werden.
- Ein großer Crest–Faktor kann zu Realisierungsproblemen führen.

Z5.7: Anwendung der IDFT

Bei der Diskreten Fouriertransformation (DFT) werden aus den Zeitabstastwerten $d(\nu)$ mit der Laufvariablen $\nu = 0, \dots, N - 1$ die diskreten Spektralkoeffizienten $D(\mu)$ mit $\mu = 0, \dots, N - 1$ wie folgt berechnet:

$$D(\mu) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{\nu=0}^{N-1} d(\nu) \cdot w^{\nu \cdot \mu}.$$

Hierbei ist mit w der komplexe Drehfaktor abgekürzt, der wie folgt definiert ist:

$$w = e^{-j \cdot 2\pi/N} = \cos(2\pi/N) - j \cdot \sin(2\pi/N).$$

Entsprechend gilt für die Inverse Diskrete Fouriertransformation (IDFT) als **Umkehrfunktion** der DFT:

$$d(\nu) = \sum_{\mu=0}^{N-1} D(\mu) \cdot w^{-\nu \cdot \mu}.$$

In dieser Aufgabe sollen für verschiedene komplexwertige Beispielfolgen $D(\mu)$ – die in der Tabelle mit „A“, „B“ und „C“ bezeichnet sind – die Zeitkoeffizienten $d(\nu)$ ermittelt werden. Es gilt somit stets $N = 8$.

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von **Kapitel 5.6** dieses Buches und auf das **Kapitel 5.2** des Buches „Signaldarstellung“. Wir verweisen auch auf das Interaktionsmodul **Diskrete Fouriertransformation**

	A	B	C
D(0)	1 - j	0	0
D(1)	0	1 - j	1
D(2)	0	0	2 · j
D(3)	0	0	3
D(4)	0	0	4 · j
D(5)	0	0	3
D(6)	0	0	-2 · j
D(7)	0	1 + j	1

© 2008 www.LNTwww.de

Fragebogen zu "Z5.7: Anwendung der IDFT"

a) Wie lauten die Zeitkoeffizienten $d(v)$ für die Koeffizienten gemäß Spalte A?

$$D(\mu) \text{ gemäß „A“: } \operatorname{Re}\{d(1)\} =$$

$$\operatorname{Im}\{d(1)\} =$$

b) Wie lauten die Zeitkoeffizienten $d(v)$ für die Koeffizienten gemäß Spalte B?

$$D(\mu) \text{ gemäß „B“: } \operatorname{Re}\{d(1)\} =$$

$$\operatorname{Im}\{d(1)\} =$$

c) Wie lautet der Zeitkoeffizient $d(1)$ für die Koeffizienten gemäß Spalte C?

$$D(\mu) \text{ gemäß „C“: } \operatorname{Re}\{d(1)\} =$$

$$\operatorname{Im}\{d(1)\} =$$

A5.8: Entzerrung in Matrix-Vektor-Notation

Wir betrachten die in der Grafik hinterlegten Blöcke eines OFDM-Systems, wobei wir von einem System mit $N = 4$ Trägern und einem Kanal mit $L = 2$ Echos ausgehen. Es wird nur ein einziger Rahmen betrachtet und für den Sendevektor (im Zeitbereich) gelte:

$$\mathbf{d} = (d_0, d_1, d_2, d_3) = (+1, -1, +1, -1).$$

Die Kanalimpulsantwort sei beschrieben durch

$$\mathbf{h} = (h_0, h_1, h_2) = (0, 0.6, 0.4).$$

Zur Repräsentation des zyklischen Präfixes verwenden wir in dieser Aufgabe statt des erweiterten Sendevektors mit der zugehörigen Übertragungsmatrix \mathbf{H}_{ext} die zyklische Übertragungsmatrix

$$\mathbf{H}_C = \begin{pmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \\ & h_0 & h_1 & h_2 \\ h_2 & & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & & h_0 \end{pmatrix}.$$

Für die Spektralkoeffizienten am Empfänger gelte nach der Diskreten Fouriertransformation (DFT):

$$\mathbf{R} = \mathbf{D} \cdot \begin{pmatrix} H_0 & & & \\ & H_1 & & \\ & & H_2 & \\ & & & H_3 \end{pmatrix},$$

wobei die Diagonalelemente wie folgt zu berechnen sind:

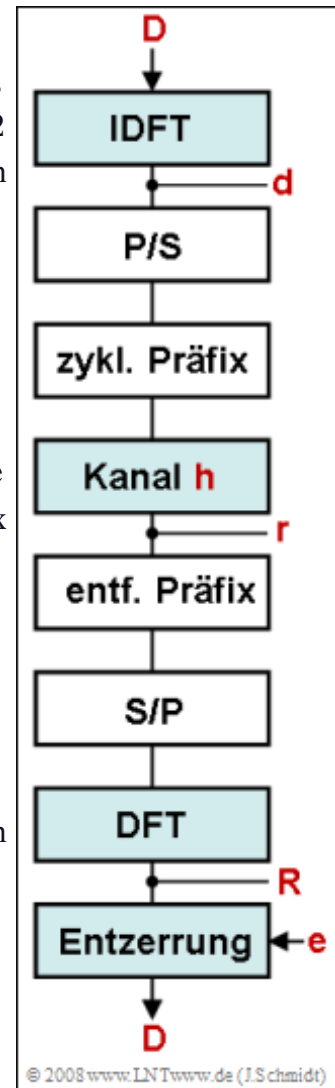
$$H_\mu = \sum_{l=0}^2 h_l \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot l \cdot \mu / 4}.$$

Die Entzerrung am Empfänger erfolgt durch Multiplikation im Frequenzbereich mit den Koeffizienten

$$e_\mu = 1/H_\mu.$$

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von **Kapitel 5.6** dieses Buches sowie auf das **Kapitel 5.2** im Buch „Signaldarstellung“. Für die Diskrete Fouriertransformation (DFT) gilt in Matrix-Vektor-Notation:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & & & \\ \vdots & e^{-j2\pi\nu\mu/N} & & \\ 1 & & & \end{pmatrix}, \quad \text{DFT mit } 1/N \cdot \mathbf{F}; \quad \text{IDFT mit } \mathbf{F}^*.$$



Fragebogen zu "A5.8: Entzerrung in Matrix-Vektor-Notation"

a) Berechnen Sie die diskreten Empfangswerte $\mathbf{r} = (r_0, r_1, r_2, r_3)$ im Zeitbereich.
Geben Sie zur Kontrolle r_0 und r_1 ein:

$$\text{Re}\{r_0\} =$$

$$\text{Im}\{r_0\} =$$

$$\text{Re}\{r_1\} =$$

$$\text{Im}\{r_1\} =$$

b) Wie lauten die diskreten Spektralbereichskoeffizienten $\mathbf{D} = (D_0, D_1, D_2, D_3)$ am Sender? Geben Sie zur Kontrolle D_2 und D_3 ein:

$$\text{Re}\{D_2\} =$$

$$\text{Im}\{D_2\} =$$

$$\text{Re}\{D_3\} =$$

$$\text{Im}\{D_3\} =$$

c) Berechnen Sie die diskreten Spektralkoeffizienten $\mathbf{R} = (R_0, R_1, R_2, R_3)$ nach dem Kanal. Geben Sie zur Kontrolle R_2 und R_3 ein:

$$\text{Re}\{R_2\} =$$

$$\text{Im}\{R_2\} =$$

$$\text{Re}\{R_3\} =$$

$$\text{Im}\{R_3\} =$$

d) Bestimmen Sie die diskreten Entzerrerkoeffizienten $\mathbf{e} = (e_0, e_1, e_2, e_3)$:

$$\text{Re}\{e_0\} =$$

$$\text{Im}\{e_0\} =$$

$$\text{Re}\{e_1\} =$$

$$\text{Im}\{e_1\} =$$

$$\text{Re}\{e_2\} =$$

$$\text{Im}\{e_2\} =$$

$$\text{Re}\{e_3\} =$$

$$\text{Im}\{e_3\} =$$

e) Wie bezeichnet man den verwendeten Entzerrungsansatz?

- als „Zero Forcing“-Ansatz,
- als „Matched Filter“-Ansatz,
- als „Minimum Mean Square Error (MMSE)“-Ansatz.

Z5.8: Zyklisches Präfix und Guard-Intervall

Wir gehen in dieser Aufgabe von einem OFDM-System mit $N = 8$ Trägern und zyklischem Präfix aus. Der Subträgerabstand f_0 sei 4 kHz. Die Grafik zeigt das Prinzip des zyklischen Präfixes.

Die Übertragung erfolgt über einen Zweiwegekanal, wobei beide Pfade verzögert sind. Die Kanalimpulsantwort lautet somit mit $\tau_1 = 50 \mu\text{s}$ und $\tau_2 = 125 \mu\text{s}$:

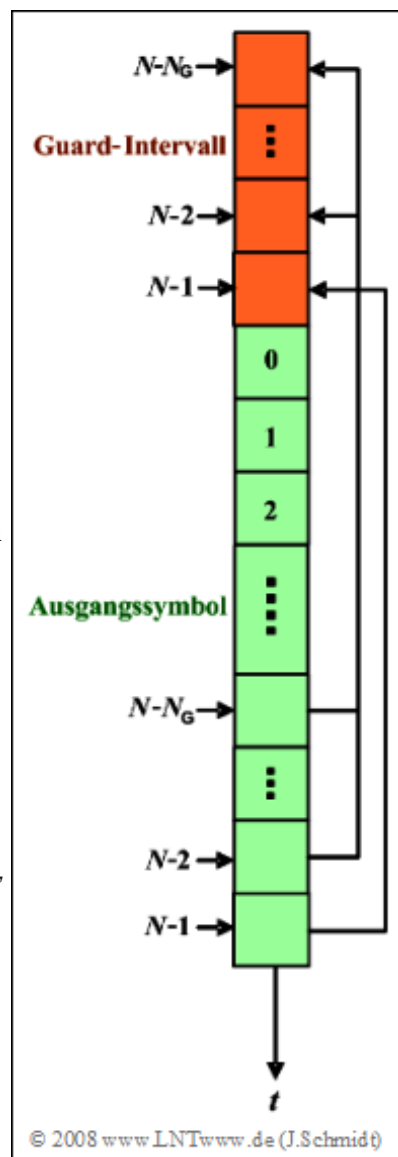
$$h(t) = h_1 \cdot \delta(t - \tau_1) + h_2 \cdot \delta(t - \tau_2).$$

Der Einsatz eines solchen zyklischen Präfixes vermindert allerdings die Bandbreiteneffizienz (Verhältnis von Symbolrate zu Bandbreite) um den Faktor

$$\beta = \frac{1}{1 + T_G/T}$$

und führt auch zu einer Verringerung des Signal-Rausch-Verhältnisses um ebenfalls diesen Wert β . Voraussetzung für die Gültigkeit des hier angegebenen SNR-Verlustes ist allerdings, dass die Impulsantworten $g_S(t)$ und $g_E(t)$ von Sende- und Empfangsfilter an die Symboldauer T angepasst sind (Matched-Filter-Ansatz).

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von Kapitel 5.6.



Fragebogen zu "Z5.8: Zyklisches Präfix und Guard-Intervall"

a) Geben Sie die Kernsymboldauer an.

$$T = \quad \mu\text{s}$$

b) Wie lang sollte das Guard-Intervall mindestens sein?

$$T_G = \quad \mu\text{s}$$

c) Bestimmen Sie die resultierende Rahmendauer.

$$T_R = \quad \mu\text{s}$$

d) Welche Aussagen sind richtig? Durch eine Guardlücke, also das Nullsetzen des OFDM-Signals im Guard-Intervall, können

- Intercarrier-Interferenzen (ICI) unterdrückt werden,
- Impulsinterferenzen (ISI) unterdrückt werden.

e) Welche Aussagen sind richtig? Durch ein zyklisches Präfix, also durch eine zyklische Erweiterung des OFDM-Signals im Guard-Intervall, können

- Intercarrier-Interferenzen (ICI) unterdrückt werden,
- Impulsinterferenzen (ISI) unterdrückt werden.

f) Nennen Sie die jeweilige Anzahl der Abtastwerte für

das Kernsymbol: $N =$

das Guard-Intervall: $N_G =$

den gesamten Rahmen: $N_{\text{gesamt}} =$

g) Geben Sie unter der Voraussetzung, dass lediglich der erste Träger mit dem Trägerkoeffizienten -1 verwendet wird, die Abtastwerte des Guard-Intervalls vor der Übertragung über den Kanal an:

$$\text{Re}\{d_{-1}\} =$$

$$\text{Im}\{d_{-1}\} =$$

$$\text{Re}\{d_{-2}\} =$$

$$\text{Im}\{d_{-2}\} =$$

$$\text{Re}\{d_{-3}\} =$$

$$\text{Im}\{d_{-3}\} =$$

$$\text{Re}\{d_{-4}\} =$$

$$\text{Im}\{d_{-4}\} =$$

h) Welche Bandbreiteneffizienz ergibt sich inklusive des Guard-Intervalls?

$$\beta =$$

i) Wie groß ist der damit verbundene SNR-Verlust unter der Voraussetzung des Matched-Filter-Ansatzes?

$$10 \cdot \lg \Delta\rho = \quad \text{dB}$$

A5.9: Wahl der OFDM-Parameter

In dieser Aufgabe sollen einige OFDM-Parameter eines Mobilfunksystems bestimmt werden. Dabei wird von folgenden Voraussetzungen ausgegangen:

- Die Kohärenzzeit des Kanals ist $T_{\text{coh}} = 0.4 \text{ ms}$.
- Die maximale Pfadverzögerung sei $\tau_{\text{max}} = 25 \text{ }\mu\text{s}$.
- Die Datenrate (Bitrate) beträgt $R_B = 1 \text{ Mbit/s}$.
- Alle Unterträger werden 4-QAM-moduliert.

Um eine gewisse Robustheit des Systems gegenüber zeit- und frequenzsektivem Fading zu gewährleisten, muss die folgende Ungleichung erfüllt werden:

$$T_G \ll T \ll T_{\text{coh}} - T_G.$$

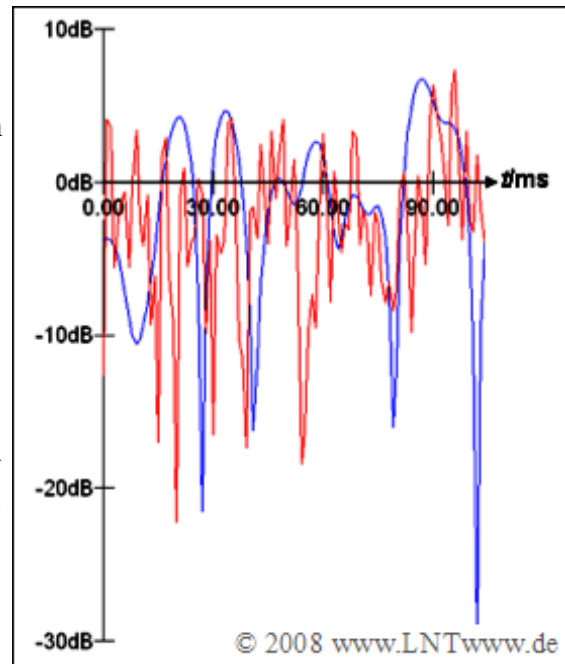
Insgesamt soll folgendermaßen vorgegangen werden:

- Vorläufige Festlegung des Guard-Intervalls (T_G'),
- Bestimmung der optimalen Kernsymboldauer T ,
- entsprechende Festlegung der Stützstellenzahl der FFT.

Danach ist eventuell eine erneute Bestimmung einiger Systemgrößen aufgrund der bei den Berechnungen vorgenommenen Rundungen erforderlich.

Die obere Grafik zeigt zwei beispielhafte Dämpfungsverläufe von Mobilfunksystemen in logarithmischer Darstellung. Bei der blauen Kurve geschehen die zeitlichen Veränderungen relativ langsam, bei der roten Kurve viermal so schnell. Demzufolge weist der blaue Kanal eine viermal größere Kohärenzzeit als der rote Kanal auf.

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von **Kapitel 5.7** sowie auf das Buch **Mobile Kommunikation**.



Fragebogen zu "A5.9: Wahl der OFDM-Parameter"

a) Bestimmen Sie die minimal sinnvolle Dauer T_G' des vorläufigen Guard-Intervalls:

$$T_G' = \quad \mu\text{s}$$

b) Bestimmen Sie die optimale Kernsymboldauer T_{opt} als geometrisches Mittel:

$$T_{\text{opt}} = \quad \mu\text{s}$$

c) Bestimmen Sie die benötigte Anzahl an Nutzträgern:

$$N_{\text{Nutz}} =$$

d) Geben Sie die daraus resultierende Stützstellenzahl der FFT an:

$$N_{\text{FFT}} =$$

e) Berechnen Sie die Anzahl N_G der Zeitabstastwerte des Guard-Intervalls und daraus die neue resultierende Schutzzeit T_G :

$$N_G =$$

$$T_G = \quad \mu\text{s}$$

f) Geben Sie nun anhand Ihrer Berechnungen die Dauer eines Rahmens T_R an:

$$T_R = \quad \mu\text{s}$$

g) Wie groß ist die Anzahl der in einem Rahmen enthaltenen Abstastwerte?

$$N_{\text{gesamt}} =$$

h) Ermitteln Sie mit den bestimmten Parametern die Nutzträgeranzahl erneut:

$$N_{\text{Nutz}} =$$

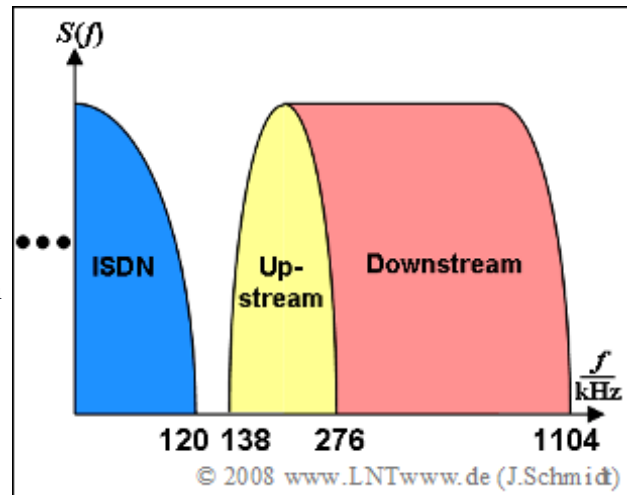
A5.10: DMT-Verfahren bei DSL

Wir betrachten in dieser Aufgabe ein DSL-System (*Digital Subscriber Line*), das zur Modulation

- DMT (*Discrete Multitone Transmission*)
- mit $N = 512$ Stützstellen

verwendet wird. In diesem Zusammenhang werden die Träger auch als „Bins“ bezeichnet. Für DSL gilt:

- Der Trägerabstand sei $f_0 = 4.3125$ kHz.
- Das Signal ist gleichanteilsfrei: $S(f = 0) = 0$.
- Der sogenannte Nyquist-Tone wird ebenfalls zu Null gesetzt: $S(256 \cdot f_0) = 0$.



Die Grafik zeigt die Bandbreitenorganisation des betrachteten Systems für positive Frequenzen. Ein Übertragungsrahmen der DMT setzt sich wie bei OFDM aus der Kernsymboldauer T und der Dauer T_G des zyklischen Präfixes zusammen. Dieses bestehe aus $N_G = 32$ Abtastwerten. Zur Synchronisation zwischen Sender und Empfänger wird nach jeweils 68 Rahmen ein Synchronisationsrahmen gesendet, der keine Nutzdaten enthält.

Hinweis: Diese Aufgabe bezieht sich auf die theoretischen Grundlagen von **Kapitel 5.8** sowie auf das **Kapitel 2** des Buches „Beispiele von Nachrichtensystemen“.

Fragebogen zu "A5.10: DMT-Verfahren bei DSL"

a) Welche der folgenden Aussagen ist richtig?

- Bei DSL handelt es sich um ein Bandpass-System.
- DSL wird im Basisband betrieben.

b) Welche der folgenden Aussagen trifft auf das DMT-Zeitsignal zu?

- Das Zeitsignal ist rein reell.
- Das Zeitsignal ist rein imaginär.
- Das Zeitsignal ist komplex.

c) Wie viele Bins stehen für den Upstream und den Downstream zur Verfügung?

$$N_{\text{Up}} =$$
$$N_{\text{Down}} =$$

d) Geben Sie die Dauer T des Kernsymbols an:

$$T = \quad \mu\text{s}$$

e) Wie groß ist die Dauer T_G des Guard-Intervalls?

$$T_G = \quad \mu\text{s}$$

f) Welcher Wert ergibt sich somit für die Rahmendauer T_R ?

$$T_R = \quad \mu\text{s}$$

g) Geben Sie die Nutzbitrate des gezeigten Systems für den Downstream an, wenn für alle Träger BPSK verwendet wird:

$$R_{B, \text{Down}} = \quad \text{kbit/s}$$

h) Die 198-te Stützstelle des (finiten) DMT-Spektrums sei mit $1 + 3 \cdot j$ belegt. Bestimmen Sie den Wert der 314-ten Stützstelle:

$$\text{Re}\{S(314 \cdot f_0)\} =$$

$$\text{Im}\{S(314 \cdot f_0)\} =$$