

Nachrichtenübertragung

(Vorlesung I + II und Rechenübung I + II)

- Prof. Dr.-Ing. Thomas Sikora -

Name:

Vorname:

Matr.Nr:

- | | |
|--------------------------------------|-----------------------------|
| <input type="checkbox"/> E-Technik | <input type="checkbox"/> HF |
| <input type="checkbox"/> Techn. Inf. | <input type="checkbox"/> SF |
| <input type="checkbox"/> Magister | <input type="checkbox"/> VF |
| | <input type="checkbox"/> EF |

Aufgabe	1	2	3	4	5	6	7	8	Σ
Max. Punk- tezahl	10	10	10	10	10	10	10	10	80
Erreichte Punktezahl									

Hinweise:

1. Die Fragen zur Rechenübung sind fettgedruckt und mit einem Stern (*) gekennzeichnet!
2. Schreiben Sie die Lösungen jeweils direkt auf den freien Platz unterhalb der Aufgabenstellung.
3. Die Rückseiten können bei Bedarf zusätzlich beschrieben werden. Nummerierungen in diesem Fall nicht vergessen.
4. Sollte auch der Platz auf der Rückseite nicht ausreichen, bitte **kein eigenes Papier verwenden**. Die Klausuraufsicht teilt auf Anfrage **zusätzlich leere Blätter** aus.
5. Taschenrechner sind als Hilfsmittel **n i c h t** erlaubt!
6. Es sind **keine Unterlagen** zur Lösung dieser Klausur zugelassen!
7. Bearbeitungszeit: **150 min**.
8. Bitte **keinen Bleistift** verwenden!

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 1
--	---	----------

Inhaltsverzeichnis

1	Nachrichtenkanäle	3
2	Amplituden-/Frequenzmodulation (AM/FM)	5
3	PAM/PCM	8
4	Kanalcodierung	11
5	Entzerrung mit Hilfe eines Transversalfilters	13
6	Binäre Basisbandübertragung	17
7	Binäre und mehrwertige Modulation	18
8	Phasenumtastung (BPSK)	20

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 2
---	---	----------

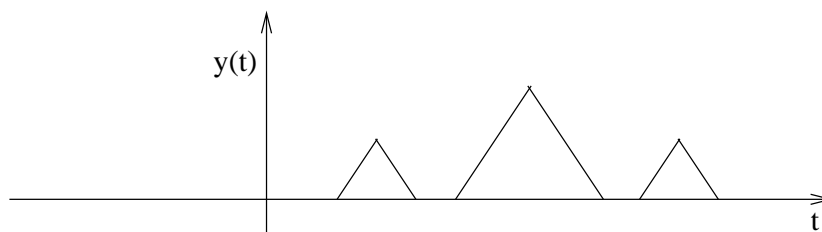
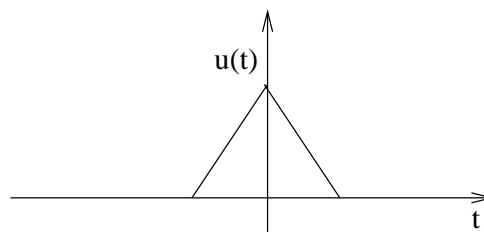
1 Nachrichtenkanäle

10 Punkte

- 1.1 Sei ein System mit der Übertragungsfunktion $H(j\omega) = A(\omega)e^{j\phi(\omega)}$ gegeben. Welche Bedingungen müssen $A(\omega)$ und $\phi(\omega)$ erfüllen, damit dieses System verzerrungsfrei ist?

Der Amplitudengang muß konstant, der Phasengang linear sein.

- 1.2 Sei in einem System mit Übertragungsfunktion $H(j\omega) = B(\omega)e^{j\phi(\omega)}$ eine cosinusförmige Welligkeit im Amplitudengang vorhanden. Sei das unten skizzierte Signal $u(t)$ das Eingangssignal. Skizzieren Sie das Ausgangssignal $y(t)$



- 1.3 Was versteht man unter Gruppenlaufzeit?
 $t_{\text{gruppe}} = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$. Sie gibt die Laufzeit in Abhängigkeit der Frequenz ω eines am System anliegenden sinusförmigen Signals an.

- 1.4 Was bezeichnet die Rauschtemperatur einer Systemkomponente?
Die Rauschtemperatur einer Systemkomponente ist eine Äquivalenzangabe für die Rauschleistung. Ein ohmscher Widerstand mit dieser Temperatur würde die gleiche Rauschleistung erbringen wie die Systemkomponente.

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 3
---	---	----------

1.5 Gegeben sei ein Kanal mit Rauschtemperatur T_K und daran angeschlossen ein Verstärker mit Rauschtemperatur T_V . Werden beide Komponenten zusammengefasst betrachtet, welche Rauschtemperatur ergibt sich? 1 P

$$T_K + T_V$$

1.6 Erklären Sie am Beispiel des Zweiwegemodells (Mobilfunkkanal) wodurch Frequenzselektivität verursacht wird. 3 P

Das Signal erreicht den Empfänger über einen direkten Pfad und einen Umwegpfad. Entspricht die Laufzeitdifferenz der zwei Wege einem ungeradzahligen Vielfachen der halben Periodendauer des Trägersignals, so löschen sich die Signale aus. Bei konstanter Laufzeitdifferenz ist diese Auslöschung abhängig von der Trägerfrequenz, daher Frequenzselektivität.

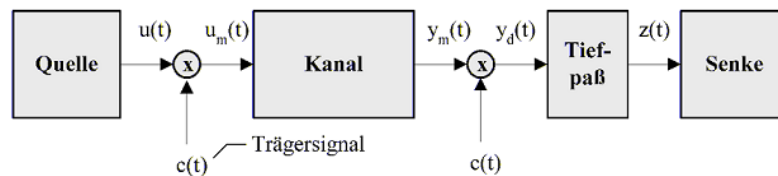
Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 4
---	---	----------

2 Amplituden-/Frequenzmodulation (AM/FM)

10 Punkte

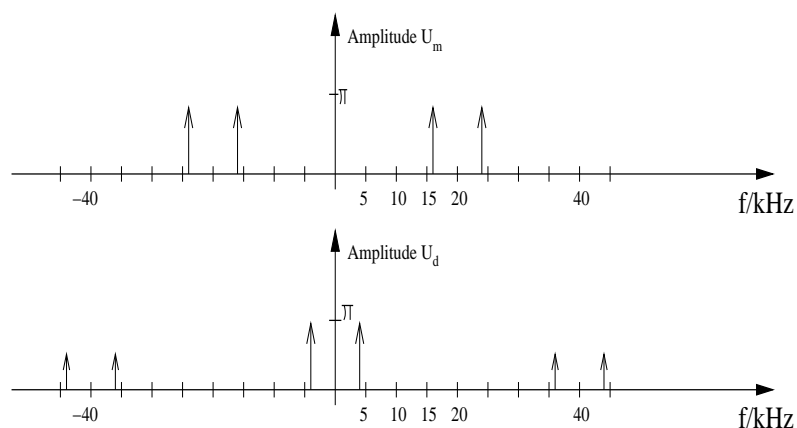
Amplitudenmodulation

- 2.1 Skizzieren Sie das Blockschaltbild einer AM - Zweiseitenbandmodulation (ZSB) ohne Träger und geben Sie die allgemeine Gleichung des Trägersignals an! 1 P



$$c(t) = \cos(\omega_c t)$$

- 2.2 Ein Cosinus-Signal der Frequenz $f_u = 4\text{kHz}$ und Amplitude $A_u = 2$ werde mittels ZSB mit einer Frequenz $f_c = 20\text{kHz}$ moduliert und übertragen! 3 P
- a) Zeichnen Sie die **exakten** Spektren des modulierten und des synchron demodulierten Signals! 1,5 P



- b) Zur Rekonstruktion des Signals wird eine Tiefpassfilterung mit einem nicht-idealen Tiefpass durchgeführt. Geben Sie die maximale Breite des Übergangsbereiches dieses Tiefpassfilters an, damit eine exakte Rekonstruktion gerade noch möglich ist! (Der Übergangsbereich ist der Bereich des Filterbetragspektrums zwischen Durchlass- und Sperrbereich.) 1,5 P

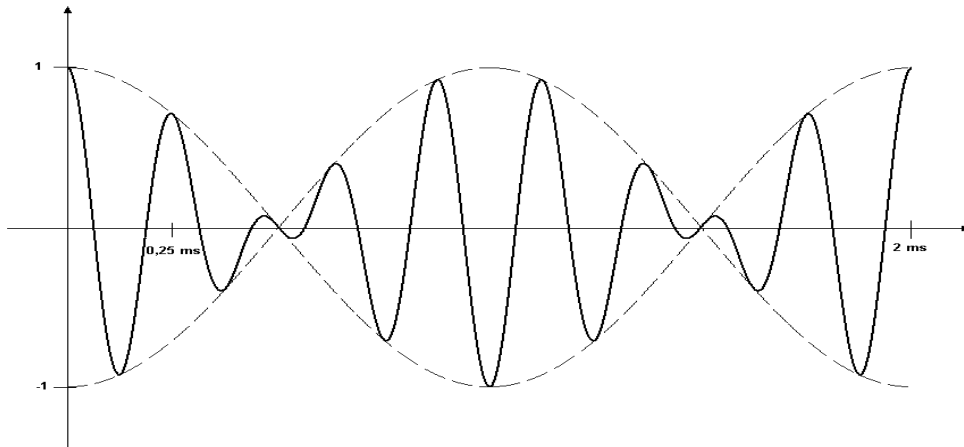
$$\text{maximale Frequenz: } f_{\max} = 2f_c - f_u = 36\text{kHz}$$

$$\text{minimale Frequenz: } f_{\min} = f_u = 4\text{kHz}$$

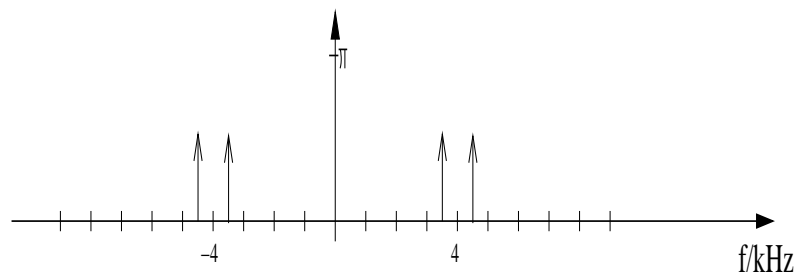
$$\text{Bandbreite: } B = f_{\max} - f_{\min} = 32\text{kHz}$$

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 5
--	---	----------

- 2.3 Nach fehlerhafter Demodulation des Signals aus **Aufgabe 2.2** und Tiefpassfilterung mit einem idealen Tiefpass ($f_g = 10\text{kHz}$) erhält man folgendes Signal. 2,5 P



- a) Wie groß sind absoluter und relativer Frequenzversatz? 1,5 P
Es entsteht eine Schwebung des Grundsignals $u(t)$ wobei die Einhüllende genau die Frequenz Δf_c besitzt.
Grundsignal: $T_u = 0,25\text{ms}$, $f_u = 4\text{kHz}$ (war zu erwarten)
Einhüllende: $T_{\Delta c} = 2\text{ms}$, $\Delta f_c = 500\text{Hz}$
Relativer Frequenzversatz: $\frac{\Delta f_c}{f_c} = \frac{500}{20000} = 2,5\%$
- b) Zeichnen Sie das Signal im Frequenzbereich 1 P



Frequenzmodulation

- 2.4 Wie berechnen sich der Phasenwinkel ϕ_{FM} und die Momentankreisfrequenz ω_{FM} aus dem zu modulierenden Signal $u(t)$ bei der Frequenzmodulation? 1 P
- $$\phi_{FM}(t) = \omega_c t + K_{FM} \int_{-\infty}^t u(\tau) d\tau$$
- $$\omega_{FM}(t) = \omega_c + K_{FM} u(t)$$

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 6
---	---	----------

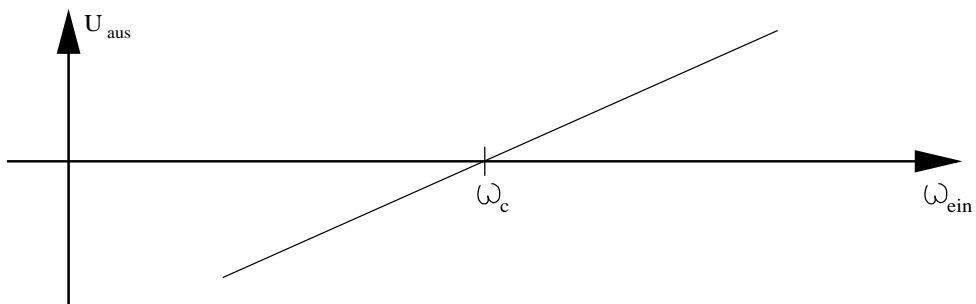
- 2.5 Wie groß ist der Bandbreitenbedarf bei FM eines Eintonsignals der Amplitude $A_u = 3$ und der Frequenz $f_u = 15\text{kHz}$, wenn $K_{FM} = 40\pi\text{kHz}$ ist? 1,5 P

$$\Delta\omega_{\max} = 3 \cdot 40\pi\text{kHz}$$

$$\beta = \frac{\Delta\omega_{\max}}{2\pi B_Q} = 4 \quad (\text{Breitband-FM})$$

$$B_{KM} = 2B_Q(1 + \beta) = 30\text{kHz}(1 + 4) = 150\text{kHz} \quad (\text{Carsonregel})$$

- 2.6 Zeichnen Sie die Kennlinie eines idealen FM Demodulators! 1 P



<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 7</p>
---	---	-----------------

3 PAM/PCM

10 Punkte

3.1 Ein Signal $u(t)$ werde ideal abgetastet. Die Abtastperiode beträgt $T = 2\text{ms}$. 2,5 P

a) Bis zu welcher Frequenz darf $u(t)$ Anteile enthalten, damit das Signal nach der Abtastung wieder rekonstruiert werden kann? 0,5 P

$$f_T = \frac{1}{T} = 500\text{Hz}$$

$$f_{\max} = \frac{f_T}{2} = 250\text{Hz}$$

b) Zeigen Sie mathematisch, dass die Ideale Abtastung ein periodisches Spektrum zur Folge hat! 2 P

(Hinweis: $\delta_T(t) \circ \bullet \omega_T \delta_{\omega_T}(\omega)$)

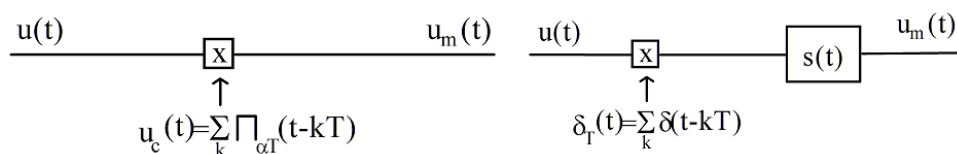
$$\begin{aligned} u^*(t) &= u(t)\delta_T(t) \\ U^*(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} U(j\omega) * \omega_T \delta_{\omega_T}(\omega) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} U(j\omega) * \delta(\omega - k\omega_T) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} U[j(\omega - k\omega_T)] \end{aligned}$$

3.2 Nichtideale Abtastung 1,5 P

a) Welche zwei Formen der nichtidealen Abtastung gibt es? Zeichnen Sie das Prinzip beider Formen als Blockschaltbild! 1,5 P

shape-top sampling

flat-top sampling



<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 8</p>
---	--	-----------------

- 3.3 Formulieren Sie die erste Nyquistbedingung für die PAM mit überlappenden Impulsen im Zeit- und Frequenzbereich! 1 P

$$s(kT) = \begin{cases} 1 & \text{für } k = 0 \\ 0 & \text{für } k \neq 0 \end{cases}$$

$$\sum_{\forall k \in \mathbb{Z}} S[j(\omega - k\omega_T)] = T$$

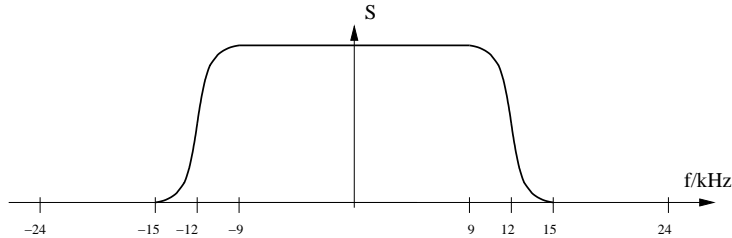
- 3.4 Ein Sinussignal der Frequenz $f_s = 12\text{kHz}$ werde nichtideal mittels überlappender Sendeimpulse abgetastet und auf einen Kanal der Bandbreite $B_K = 15\text{kHz}$ gegeben. 2 P

- a) Wie groß ist der maximal zulässige roll-off, damit das Signal ideal rekonstruiert werden kann? 1 P

$$R_{\min} = 2f_s, \quad B_K = \frac{R_{\min}}{2}(1 + r), \quad r_{\max} = \frac{B_K}{f_s} - 1 = 0,25$$

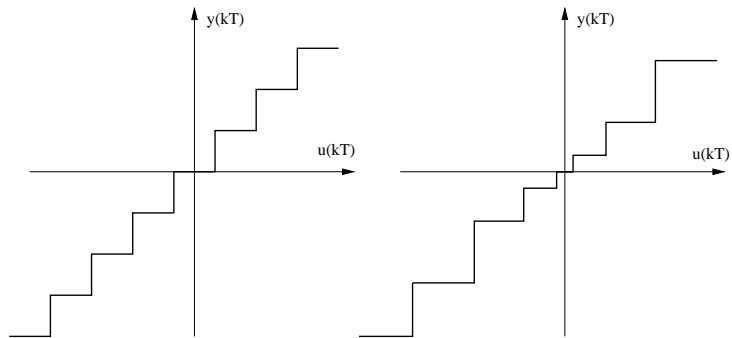
<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 9</p>
--	--	-----------------

- b) Zeichnen Sie das Spektrum eines solchen Sendepulses! Nehmen Sie dafür einen kosinusförmigen Flankenverlauf im Frequenzgang an! 1 P
 (Tragen sie die markanten Frequenzen ein!)



3.5 Quantisierung 3 P

- a) Zeichnen Sie die Quantisierungskennlinie für eine gleichförmige **und** eine ungleichförmige 3bit-midtread-Quantisierung! 1 P



- b) Durch welches Verfahren kann die ungleichförmige Quantisierung mithilfe eines gleichförmigen Quantisierers realisiert werden? Zeichne Sie das Blockschaltbild für eine solche A/D-D/A Wandlung und beschreiben Sie die einzelnen Blöcke! 2 P

Realisierung durch Kompondierung des Signals.



1. Kompondierung: Kompression großer Amplituden und Expansion kleiner Amplituden, 2. A/D Wandlung, 3. D/A Wandlung, 4. inverse Kompondierung

<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 10</p>
---	---	------------------

4 Kanalcodierung

10 Punkte

Gegeben sei ein (n, k, d) Blockcode mit $n=7$, $k=4$. Seien durch $i(n)$ die Eingangsbits und durch $c(n)$ die Prüfbits bezeichnet, die folgendermassen generiert werden:

$$c_0 = i_1 \oplus i_3 \oplus i_4$$

$$c_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3$$

$$c_2 = i_2 \oplus i_3 \oplus i_4$$

4.1 Geben Sie die Coderate r dieses Codes an! 1 P

4.2 Geben Sie die Generatormatrix \mathbf{G} in systematischer Form an! 1 P

4.3 Gegeben sei die Eingangsbitfolge $i(n) = 01011110$. Geben Sie die Ausgangsbitfolge $a(n)$ an! 2 P

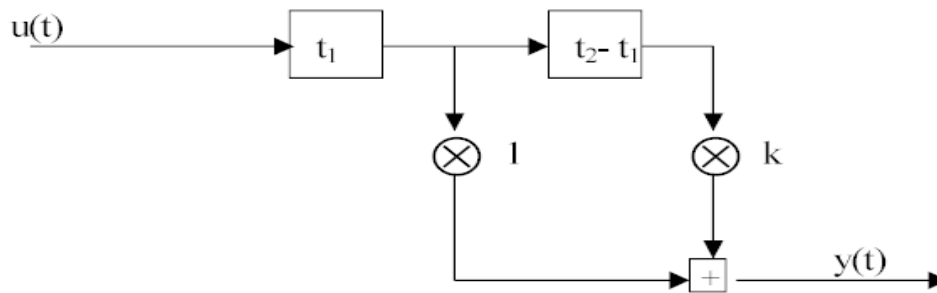
Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 11
--	--	-----------

- 4.4 Erklären Sie das Prinzip des Syndromtests bei der Decodierung von Blockcodes! 2 P
- 4.5 Geben Sie die Paritätsprüfmatrix \mathbf{H} des Codes an! 1 P
- 4.6 Die Übertragung von $a(n)$ ist fehlerhaft. Dies kann durch einen Kanalfehlervektor $e(n) = 10000100000101$ beschrieben werden. Können die Fehler korrigiert werden? Begründen Sie! 2 P
- 4.7 Sind zyklische Codes Blockcodes? 1 P

<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 12</p>
---	---	------------------

5 Entzerrung mit Hilfe eines Transversalfilters*10 Punkte**

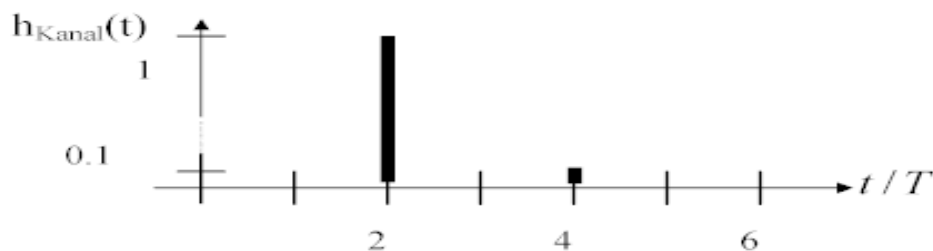
Durch Mehrwegeempfang in einem Mobilfunksystem kann es zu einem Mehrfachempfang des gesendeten Signals $u(t)$ kommen. Im einfachsten Fall gilt: $y(t) = u(t - t_1) + k \cdot u(t - t_2)$ mit $k > 0$. Das Sendesignal sei $u(t) = A \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \cdot \Pi_{2T}(t - T)$ mit $\omega_s = 2\pi \cdot 400\text{kHz}$ und $T = 2,5\mu\text{s}$.

5.1 Skizzieren Sie das Blockschaltbild des Übertragungssystems/Kanals!*1 P*****5.2 Geben Sie die Impulsantwort und die Übertragungsfunktion des Übertragungssystems/Kanals an und skizzieren Sie die Impulsantwort für folgende Werte:****1,5 P**

$k = 0,1$; $t_1 = 5\mu\text{s}$; $t_2 = 15\mu\text{s}$.

$$h_{\text{Kanal}}(t) = \delta(t - t_1) + k \cdot \delta(t - t_2)$$

$$H_{\text{Kanal}}(j\omega) = e^{-j\omega t_1} + k \cdot e^{-j\omega t_2} = e^{-j\omega t_1} (1 + k \cdot e^{-j\omega(t_2 - t_1)})$$

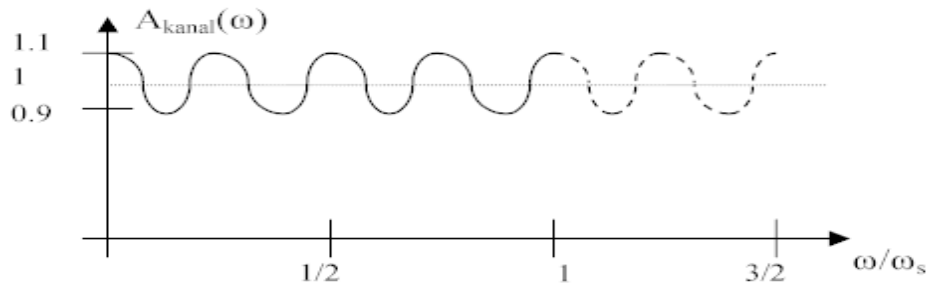


<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 13</p>
---	---	------------------

- *5.3 Für $k \ll 1$ tritt näherungsweise im Amplitudengang eine cosinusförmige Welligkeit auf: 1,5 P

$$A_{\text{kanal}}(\omega) = 1 + k \cdot \cos[\omega(t_2 - t_1)].$$

Skizzieren Sie den Amplitudengang $A_{\text{kanal}}(\omega) = |H_{\text{kanal}}(j\omega)|$ für die gegebenen Werte!

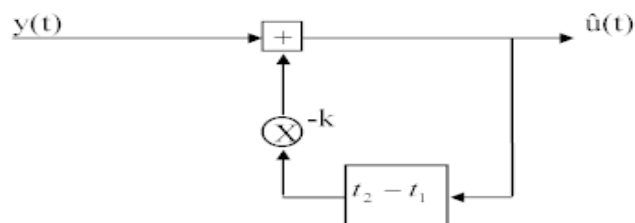


- *5.4 Damit der Amplitudengang des Gesamtsystems ≈ 1 ist, kann ein Entzerrungsfilter gewählt werden, so dass 2 P

$$|H_{\text{Gesamt}}(j\omega)| = |H_{\text{kanal}}(j\omega) \cdot H_{\text{Entzerrer}}(j\omega)| \approx 1 \text{ ist}$$

$$\text{mit } H_{\text{Entzerrer}}(j\omega) = \frac{1}{1+k \cdot e^{-j\omega(t_2-t_1)}}.$$

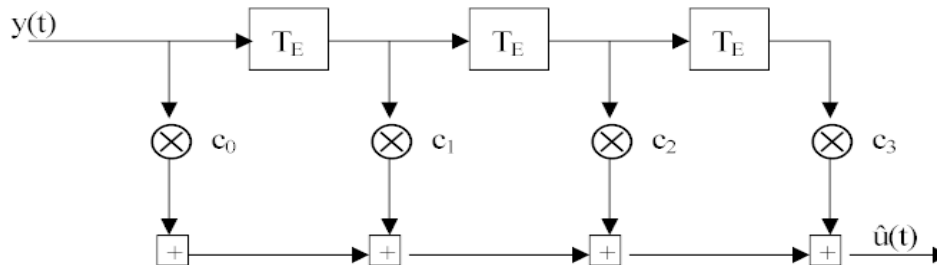
Skizzieren Sie das Blockschaltbild des Entzerrungsfilters und geben Sie dessen Impulsantwort $h_{\text{Entzerrer}}(t)$ an!



$$\begin{aligned} h_{\text{Entzerrer}}(t) &= \delta(t) - k \cdot \delta(t - (t_2 - t_1)) + k^2 \cdot \delta(t - 2(t_2 - t_1)) - k^3 \cdot \delta(t - 3(t_2 - t_1)) \cdots \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} (-k)^n \delta(t - n(t_2 - t_1)) \end{aligned}$$

<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 14</p>
---	---	------------------

- *5.5 Das Entzerrungsfilter soll nun durch das abgebildete Transversalfilter 3.Ordnung approximiert werden: 2 P



mit $T_E = t_2 - t_1$. Bestimmen Sie die Filterkoeffizienten des transversalen Entzerrers $H_T(j\omega)$ (3.Ordnung), wobei die auftretenden Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden.

$$h_T(t - n \cdot T_E) \stackrel{!}{=} h_T(t - n \cdot T_E) \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

$$h_T(t) = c_0 \cdot \delta(t) + c_1 \cdot \delta(t - T_E) + c_2 \cdot \delta(t - 2T_E) + c_3 \cdot \delta(t - 3T_E)$$

$$h_{\text{Entzerrer}}(t) = \delta(t) - k \cdot \delta(t - T_E) + k^2 \cdot \delta(t - 2T_E) - k^3 \cdot \delta(t - 3T_E) \dots$$

Koeffizientenvergleich: $c_0 = 1$; $c_1 = -k$; $c_2 = k^2$; $c_3 = -k^3$

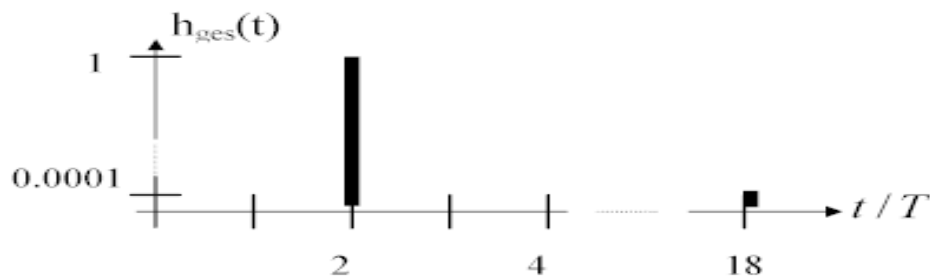
<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 15</p>
---	---	------------------

*5.6 Berechnen und skizzieren Sie die Impulsantwort des Gesamtsystems (Kanal und Transversalfilter)!

2 P

$$\begin{aligned}
 H_{\text{ges}}(j\omega) &= H_{\text{Kanal}}(j\omega) \cdot H_T(j\omega) \\
 &= \left(e^{-j\omega t_1} + 0.1 \cdot e^{-j\omega t_2} \right) \cdot \left(1 - 0.1 \cdot e^{-j\omega(t_2-t_1)} + \dots \right. \\
 &\quad \left. \dots + 0.01 \cdot e^{-j\omega 2(t_2-t_1)} - 0.001 \cdot e^{-j\omega 3(t_2-t_1)} \right) \\
 &= e^{-j\omega t_1} + 0.1 \cdot e^{-j\omega t_2} - 0.1 \cdot e^{-j\omega t_2} - 0.01 \cdot e^{-j\omega(2t_2-t_1)} + \dots \\
 &\quad \dots + 0.01 \cdot e^{-j\omega(2t_2-t_1)} + 0.001 \cdot e^{-j\omega(3t_2-2t_1)} - \dots \\
 &\quad \dots - 0.001 \cdot e^{-j\omega(3t_2-2t_1)} - 0.0001 \cdot e^{-j\omega(4t_2-3t_1)} \\
 &= e^{-j\omega t_1} - 0.0001 \cdot e^{-j\omega(4t_2-3t_1)}
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow h_{\text{ges}}(t) = \delta(t - t_1) + 0.0001 \cdot \delta(t - (4t_2 - 3t_1))$$



<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 16</p>
---	---	------------------

6 Binäre Basisbandübertragung**10 Punkte**

- 6.1 Erklären Sie kurz anhand einer Beispielskizze, was ein Augendiagramm darstellt und wie es erzeugt wird! 3 P
Skizze siehe Skript. Augendiagramme werden durch Übereinanderschreiben von n empfangenen Bits erzeugt. Die Überlagerten Kurven beschreiben also den zeitabhängigen Wertebereich, in dem die empfangenen Sendesignale liegen.
- 6.2 Anhand eines Augendiagramms lässt sich die Robustheit gegenüber bestimmten Störungen ablesen. Welches sind die Merkmale, die dies erlauben, und über welche Art von Störung geben sie Auskunft? 2 P
Die vertikale Augen-Öffnung ist ein Mass für Robustheit gegenüber Rauschen, die horizontale ist ein Mass für Robustheit gegenüber ungenauer zeitlicher Abtastung.
- 6.3 Binäre Datensignale liegen im Allgemeinen im unipolaren oder polaren NRZ-Code vor. Nennen Sie zwei Gründe für die Umcodierung auf Leitungscodes (wie z.B. HDB3, AMI etc.)! 2 P
- Verringerung der erforderlichen Kanalbandbreite
 - Erzielen von Gleichstromfreiheit
 - Vereinfachung der empfängerseitigen Taktrückgewinnung
 - Fehlererkennung
 - Um Unabhängigkeit von der Bitfolge sicherzustellen
- 6.4 Erklären Sie, warum Scrambler und Descrambler verwendet werden und erläutern Sie deren Funktionsweise anhand einer Skizze! 3 P
Scrambler stellen sicher, daß ausreichend oft Vorzeichenwechsel auftreten und ein längeres Auftreten von periodischen Mustern (einschließlich Dauerlängen) vermieden wird. Damit wird eine schnelle Taktrückgewinnung bei beliebigen Datenfolgen sichergestellt. Durch das Aufbrechen von Dauerlängen ist desweiteren eine Gleichstromfreiheit wahrscheinlicher. Scrambler und Descrambler sind rückgekoppelte binäre Schieberegister mit gleicher Registerlänge und gleichem Koeffizientensatz. Skizze siehe Skript.

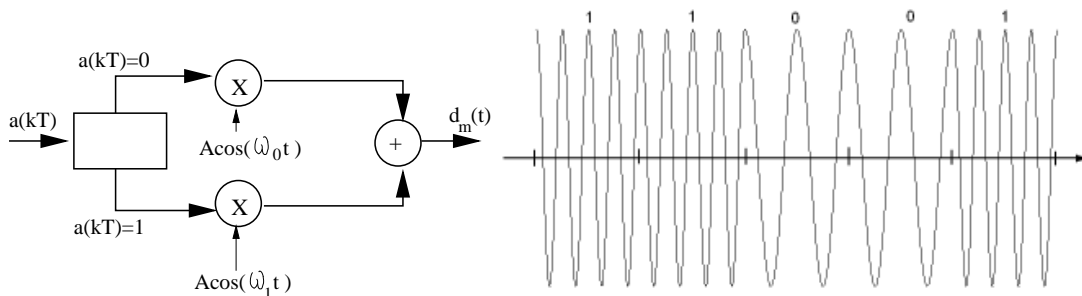
Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 17
---	---	-----------

7 Binäre und mehrwertige Modulation

10 Punkte

FSK

- 7.1 Skizzieren Sie das Prinzip der FSK-Modulation (Blockschaltbild) und stellen Sie beispielhaft ein FSK-Signal für die gesendete Bitfolge "11001" dar! 3 P



- 7.2 Orthogonale FSK 3 P

- a) Erklären sie das Prinzip der orthogonalen FSK! Gehen sie dabei auf das empfangene Signal bei einem Empfänger mit SAF ein! 1,5 P

Bei der orthogonalen FSK ergibt die Kreuzkorrelation der beiden Sendepulse s_{m0} und s_{m1} den Wert Null. Somit beeinflussen sich die beiden Zweige eines Empfängers mit den signalangepassten Filtern e_{m0} und e_{m1} nicht. Jeweils einer der beiden Zweige führt kein Signal!

- b) Wie groß ist der Frequenzabstand der beiden Sendefrequenzen f_1 und f_2 in Abhängigkeit von der Bitrate R_{bit} , wenn $\omega_m \cdot T_{\text{Bit}} \gg 1$ ist? Wie leitet sich daraus die MSK ab? 1,5 P

$$2\Delta\omega T_{\text{Bit}} = k\pi, \quad 2\Delta f = \kappa \frac{1}{2T_{\text{Bit}}} = \frac{\kappa}{2} R_{\text{Bit}} \quad \text{mit } \kappa = 1, 2, 3, \dots$$

Die MSK ist eine Sonderform der orthogonalen FSK mit $\kappa = 1$. Der höherfrequente Sendepuls für s_{m1} enthält somit nur eine halbe Schwingung pro Bitintervall mehr als der für s_{m0} . Zusätzlich wird ein kontinuierlicher Phasenverlauf realisiert!

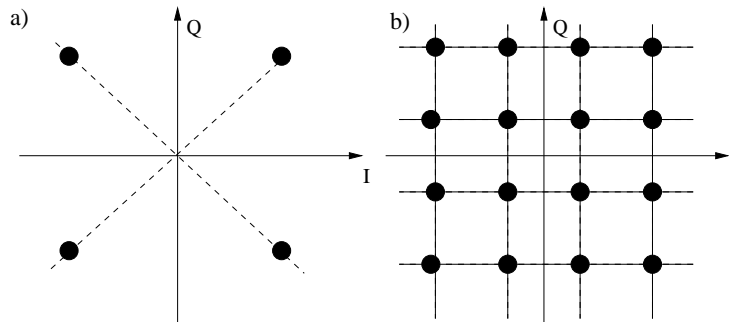
Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 18
--	---	-----------

Mehrwertige Modulation

7.3 Geben Sie die Signalraumdarstellung (Phasenraum) für

2 P

- a) QPSK mit $\frac{\pi}{4}$ -offset,
 b) 16-QAM an!



7.4 Das Signal einer diskreten Quelle werde sowohl mit QPSK als auch mit 16-PSK über den gleichen Kanal gesendet. Beide Verfahren sind so eingestellt, dass die Symbolenergie jeweils gleich ist.

2 P

- a) Für welches der beiden Verfahren ergibt sich dann eine höhere Symbolfehlerwahrscheinlichkeit und warum?

1 P

Da bei gleicher Bitenergie der Abstand zweier benachbarter Symbole für die 16-PSK wesentlich geringer ist als bei der QPSK, ist für die 16-PSK eine größere Symbolfehlerwahrscheinlichkeit zu erwarten.

- b) Welchen Vorteil bringt der Einsatz eines Gray-Codes bei der Wahl der Symbole für die physikalischen Signale?

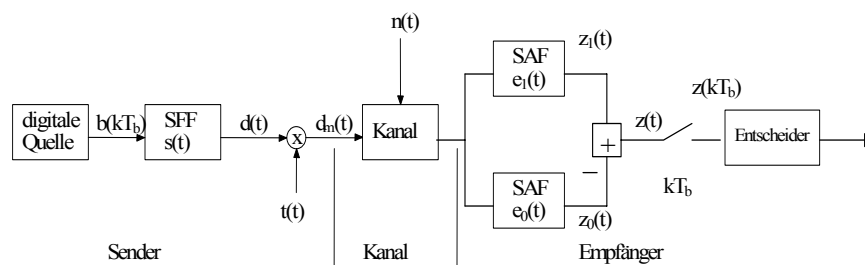
1 P

Kanalstörungen führen meist zu Verfälschungen eines Signals hin zu einem benachbarten Symbol. Der Graycode sorgt dafür, dass sich benachbarte Symbole nur um 1 Bit unterscheiden. Eine Verfälschung durch den Kanal würde demnach nur 1 Bitfehler je Symbolfehler verursachen.

<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 19</p>
---	--	------------------

8 Phasenumtastung (BPSK)*10 Punkte**

- *8.1 Ein binäres Datensignal soll mittels BPSK in modulierter Form übertragen und beim Empfänger mittels zweier signalangepasster Filter (SAF) mit den Impulsantworten $e_0(t)$ und $e_1(t)$ demoduliert werden. Die beiden SAF seien an das modulierte Signal $d_m(t)$ angepasst, so dass keine empfängerseitige Demodulation vor den SAF erfolgt. Das Trägersignal sei $t(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c t)$. Das Eingangssignal in den Sendeformfilter (SFF) sei $b(kT_b)$, das Ausgangssignal des SFF $d(t)$ und die Ausgangssignale der beiden SAF seien $z_0(t)$ und $z_1(t)$. Das SFF hat die folgenden Impulsantworten: $s_0(t) = -A\Pi_{T_b}(t)$ wenn $b(kT_b) = 0$ und $s_1(t) = +A\Pi_{T_b}(t)$ wenn $b(kT_b) = 1$ mit $A = 2V$. T_b sei die Bitlänge.**
- a) Zeichnen Sie die Übertragungsstrecke in der Form eines Blockschaltbildes! 2 P



Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 20
---	---	-----------

b) Das modulierte Sendesignal habe die folgende Form:

1 P

$$d_m(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) = d_{m1}(t) & \text{wenn } b(kT_b) = '1' \\ -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) = d_{m0}(t) & \text{wenn } b(kT_b) = '0' \end{cases}$$

Berechnen Sie die Amplitude von $d_m(t)$ und $t(t)$!

$$\begin{aligned} E_b &= \int_0^{T_b} s_0^2(t) dt = \int_0^{T_b} s_1^2(t) dt \\ &= \int_0^{T_b} A^2 dt = A^2 T_b \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_m &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} = \sqrt{\frac{2A^2 T_b}{T_b}} \\ &= \sqrt{2A^2} = \sqrt{2}A = \sqrt{2} \cdot 2V \end{aligned}$$

$$A_m = A \cdot A_c = \sqrt{2}A \quad \Rightarrow \quad A_c = \sqrt{2}$$

<p>Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora</p>	<p>Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003</p>	<p>Blatt: 21</p>
--	--	------------------

- c) Die Ausgangssignale $z_0(t)$ und $z_1(t)$ der beiden SAF werden zu $z(t)$ verknüpft und anschließend zu den optimalen Abtastzeitpunkten $t_a = T_b$ abgetastet. Berechnen Sie $z(T_b)$ und $z(2T_b)$ für den Fall, dass eine periodische Folge $b(kT_b) = \{1, 0, 1, 0, 1, 0, \dots\}$ übertragen wurde und kein Rauschen den Kanal beeinflusst! Auftretende sin-Terme können vernachlässigt werden.

Hinweis: $\cos 2x = 2\cos^2 x - 1$

$$\begin{aligned}
 z_1(T_b) &= \int_0^{T_b} \sqrt{2}A \cdot \cos(\omega_c t) \cdot \sqrt{2}A \cdot \cos(\omega_c t) dt \\
 &= 2A^2 \int_0^{T_b} \cos^2(\omega_c t) dt \\
 &= A^2 \int_0^{T_b} \cos(2\omega_c t) + 1 dt \\
 &= A^2 T_b + \frac{A^2}{2\omega_c} [\sin(2\omega_c t)]_0^{T_b} \\
 &\approx A^2 T_b \\
 z_1(2T_b) &= -z_1(T_b) \approx -A^2 T_b
 \end{aligned}$$

Wegen $e_0(t) = -e_1(t)$ gilt:

$$\begin{aligned}
 z_0(T_b) &= -z_1(T_b) \approx -A^2 T_b \\
 z_0(2T_b) &= -z_1(2T_b) \approx A^2 T_b
 \end{aligned}$$

Bestimmung von $z(T_b)$ und $z(2T_b)$:

$$\begin{aligned}
 z(T_b) &= z_1(T_b) - z_0(T_b) = 2A^2 T_b \\
 z(2T_b) &= z_1(2T_b) - z_0(2T_b) = -2A^2 T_b
 \end{aligned}$$

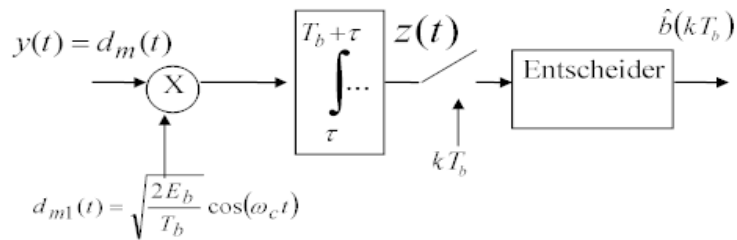
- d) Benennen Sie die Art der Signalisierung und geben Sie den Wert für die normierte Kreuzkorrelation ρ_{01} an! 1 P

Optimale Signalisierung $\Rightarrow \rho_{01} = -1$

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 22
---	---	-----------

*8.2 Anstelle des SAF werde nun empfangsseitig der folgende Korrelations-empfänger verwendet:

3 P



Das Integrationsintervall sei nun nicht $(0, T_b)$ sondern $(\tau, T_b + \tau)$. Berechnen Sie $z(t_a)$ für die gleiche periodische Eingangsfolge $b(kT_b) = \{1, 0, 1, 0, 1, 0, \dots\}$ zum Abtastzeitpunkt $t_a = T_b + \tau$ für den Fall, dass n volle Schwingungen in einem Bitintervall T_b enthalten sind ($n \in \mathbb{N}$).

Hinweise: Sämtliche sin-Terme können vernachlässigt werden und $\cos 2x = 2\cos^2 x - 1$

$$\begin{aligned} z(t_a) &= \int_{\tau}^{T_b} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) dt + \int_{T_b}^{T_b+\tau} -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(\omega_c t) dt \\ &= \frac{2E_b}{T_b} \left(\int_{\tau}^{T_b} \cos^2(\omega_c t) dt - \int_{T_b}^{T_b+\tau} \cos^2(\omega_c t) dt \right) \end{aligned}$$

Für n volle Schwingungen je Bitintervall gilt:

$$\begin{aligned} z(t_a) &= \frac{2E_b}{T_b} \left(\int_0^{T_b} \cos^2(\omega_c t) dt - 2 \cdot \int_0^{\tau} \cos^2(\omega_c t) dt \right) \\ &= \frac{E_b}{T_b} \left(\int_0^{T_b} \cos(2\omega_c t) + 1 dt - 2 \cdot \int_0^{\tau} \cos(2\omega_c t) + 1 dt \right) \\ &= \frac{E_b}{T_b} \left(T_b + [\sin(2\omega_c t)]_0^{T_b} - 2\tau - 2 [\sin(2\omega_c t)]_0^{\tau} \right) \\ &\approx \frac{E_b}{T_b} (T_b - 2\tau) = E_b \left(1 - \frac{2\tau}{T_b} \right) \end{aligned}$$

Technische Universität Berlin Fachgebiet Nachrichtenübertragung Prof. Dr.-Ing. T. Sikora	Gesamtklausur im Lehrgebiet Nachrichtenübertragung am 29.07.2003	Blatt: 23
--	--	-----------