

## **4 Untersuchung von digitalen Modulationsverfahren für CMOS Transceiver**

Alle bisher vorgestellten Systeme dienen dazu Daten zu übertragen. Um dies zu erreichen wird sich der aus der Nachrichtentechnik bekannten Verfahren bedient. Die Nachrichtenübertragung mit Hilfe elektrischer Signale macht es erforderlich die Daten in ihren Parametern den Eigenschaften des Übertragungskanals anzupassen. Dabei kommt es zu einer Signalumwandlung, die auch als Modulation bezeichnet wird. So wird zum Beispiel bei den RFIDS-Systemen ein niederfrequentes Meßsignal in eine höhere Frequenzlage umgesetzt, um eine effektivere Abstrahlung von der Antenne zu erreichen. Auch ist das Umsetzen von mehreren gleichartigen Meßsignalen in verschiedene, meist in einem bestimmten Raster aufeinanderfolgende, Frequenzbereiche möglich, um einen gemeinsamen Übertragungskanal nach dem Frequenzmultiplexverfahren für die gleichzeitige Übermittlung verschiedener Meßsignale auszunutzen. Wird ein bandbegrenztetes Meßsignal in ein breiteres Frequenzband umgesetzt, so lassen sich bei bestimmten Modulationsverfahren der Einfluß von überlagerten Störungen reduzieren, so daß es zu einem besseren Signal/Rauschabstand beim demodulierten Signal kommt. Die auf der Seite der Basiseinheit vorgenommene Modulation wird auf der Transceiverseite durch die Demodulation wieder rückgängig gemacht, so daß das ursprüngliche Signal in seiner eigentlichen Frequenzlage verfügbar ist.

Aus der Nachrichtentechnik sind einige digitale Modulationsverfahren bekannt und sollen auf Einsatzmöglichkeiten bei passiv versorgten RFIDS-Systemen geprüft werden. Die Wichtigkeit dabei ist, daß neben der Datenübertragung die optimale Energieversorgung des Systems gewährleistet wird. Dazu werden Kriterien aufgestellt, die eine Auswahl des geeignetsten Modulationsverfahren für eine Anwendung erleichtern. Auf die Betrachtung von analogen Modulationsverfahren ist verzichtet worden, da besonders bei integrierten Schaltkreisen die digitalen Schaltungen die einfacheren technischen Realisierungen bieten. Außerdem liegen die zu übermittelnden Daten in der Regel schon in digitaler Form vor, so daß analoge Modulations-

verfahren einen schaltungstechnischen Mehraufwand bedeuten würden.

## 4.1 Digitale Modulationsverfahren

Ein analoges Meßsignal wird in ein digitales Signal umgewandelt, denn durch die digitale Schaltungstechnik ist eine einfachere Weiterverarbeitung der Meßsignale möglich. Zudem weisen die digitalen Meßsignale eine geringere Störanfälligkeit im Vergleich zu dem analogen Meßsignal auf. Da das digitale Meßsignal nur noch zwischen festen Werten schwankt, wird nicht mehr von Modulation gesprochen, sondern von einer Tastung. Über eine entsprechende Codierung können die digitalen Meßsignale dem Übertragungskanal angepaßt werden. Durch die einfache technische Realisierung von digitalen Schaltungen lassen sich wirtschaftlichere Schaltungskonzepte erreichen, so daß gegenüber analoger Signalverarbeitung Abgleich- und Einstellvorgänge entfallen. Bei einer sinusförmigen Trägerschwingung lassen sich vom modulierenden Signal her die Parameter Amplitude, Frequenz und Phase beeinflussen. Es haben sich in der Literatur dabei die Abkürzungen der englischsprachigen Begriffe durchgesetzt. Durch die drei unterschiedlichen Parameter haben sich auch drei Möglichkeiten der Tastung eines digitalen Modulationssignals ergeben.

- Amplitudentastung (Amplitude Shift Keying, ASK)
- Frequenzumtastung (Frequency Shift Keying, FSK)
- Phasenumtastung (Phase Shift Keying, PSK)

Ausgehend von einem binären Modulationssignal entspricht die Tastung des Trägers einer Umschaltung zwischen zwei charakteristischen Zuständen des beeinflussten Parameters. Es werden der Einfachheit halber nur binäre digitale Modulationsverfahren betrachtet. Es sei aber darauf hingewiesen, daß mit höher wertigen digitalen Modulationsverfahren zwar eine bessere Ausnutzung der Bandbreite erreicht werden kann, dafür sind diese Verfahren aber auch störanfälliger und zusätzlich rechtfertigt der höhere schaltungstechnische Aufwand einen Einsatz nicht. Auf die Vorstellung der Realisierungsmöglichkeiten der digitalen Modulationsverfahren wird im Rahmen dieser Arbeit nicht näher eingegangen und kann der Literatur [5], [15], [97], [91] entnommen werden. Im Anhang dieser Arbeit ist ein kurzer Überblick über die wichtigsten digitalen Modulationsverfahren zu finden. In **Tabelle 4.2** sind die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale der binären digitalen Modulationsverfahren aus der erwähnten Literatur zusammengetragen. Dabei wurde bei der Amplitudentastung (ASK) der Einfachheit halber nur der Spezialfall On-Off-Keying (OOK) betrachtet.

**Tabelle 4.2:** Unterscheidungsmerkmale der binären digitalen Modulationsverfahren

Modulationsverfahren	Abstand am Detektor zum nächsten Nachbar	Mittlere Signalleistung	Benötigte Bandbreite	Detektionsart	Bitfehlerrate $P_e$
ASK	$\frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\hat{U}^2}{4}$	$\cong 2 \times$ Bitrate	kohärent	$\frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{4 \cdot n_0}} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \frac{\hat{U}}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot N}}$
				inkohärent	$\frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{E}{4 \cdot n_0}\right) = \frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{\hat{U}^2}{8 \cdot N}\right)$
FSK	$\hat{U}$	$\frac{\hat{U}^2}{2}$	$> 2 \times$ Bitrate	kohärent	$\frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{2 \cdot n_0}} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \frac{\hat{U}}{2 \cdot \sqrt{N}}$
				inkohärent	$\frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{E}{2 \cdot n_0}\right) = \frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{\hat{U}^2}{4 \cdot N}\right)$
PSK	$\frac{2 \cdot \hat{U}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\hat{U}^2}{2}$	$\cong 2 \times$ Bitrate	kohärent BPSK	$\frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{n_0}} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \frac{\hat{U}}{\sqrt{2 \cdot N}}$
				DBPSK	$\frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot E}{n_0}\right) = \frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{\hat{U}^2}{N}\right)$

Dabei handelt sich bei  $\hat{U}$  um die Amplitude des hochfrequenten Trägersignals, bei E um die Signalenergie, bei  $N = n_0 \cdot B$  um die Rauschleistung und bei  $N_0 = n_0/2$  um die Rauschleistungsdichte.

## 4.2 Festlegung eines Gütefaktors zur Bestimmung des günstigsten Modulationsverfahrens

Um eine sinnvolle Entscheidung treffen zu können, welches Modulationsverfahren für ein passiv versorgtes RFID- oder RFIDS-System am besten geeignet ist, müssen die verschiedenen, schon aus der Nachrichtentechnik bekannte, Bewertungskriterien, die auch in der **Tabelle 4.2** aufgelistet sind, mit den Kriterien aus der Energieübertragung in einem sogenannten Gütefaktor zusammen gefaßt werden. Aus Sicht der Datenübertragung ist sicherlich wichtig eine möglichst geringe relative Bandbreite für eine bestimmte Datenrate zu verwenden sowie für eine feste

Bitfehlerrate ein möglichst geringes Signal zu Rauschverhältnis SNR zu benötigen. Hingegen spielt neben der möglichen relativen Energieübertragung sicherlich die Hardware-Komplexität des Transceivers eine entscheidene Rolle bei den Bewertungskriterien aus Sicht der Energieübertragung. Je geringer der Aufwand, bzw. der Aufbau des Detektors, um so geringer wird der benötigte Energieverbrauch ausfallen. Auf der Seite der Basiseinheit wird die Hardware-Komplexität für alle betrachteten Übertragungsverfahren ungefähr gleich sein [97], so daß dieser Punkt in diese Betrachtung nicht mit hineinfließt. Zusammengefaßt kann dann ein Gütefaktor folgendermaßen definiert werden:

$$\text{Gütefaktor} = \frac{\text{relative Energieübertragung}}{\left( \begin{array}{c} \text{relative} \\ \text{Bandbreite} \end{array} \right) \cdot \left( \begin{array}{c} \text{Komplexität des} \\ \text{Transceivers} \end{array} \right) \cdot \left( \begin{array}{c} \text{relativer linearer} \\ \text{SNR bei fester } P_e \end{array} \right)}. \quad (4.1)$$

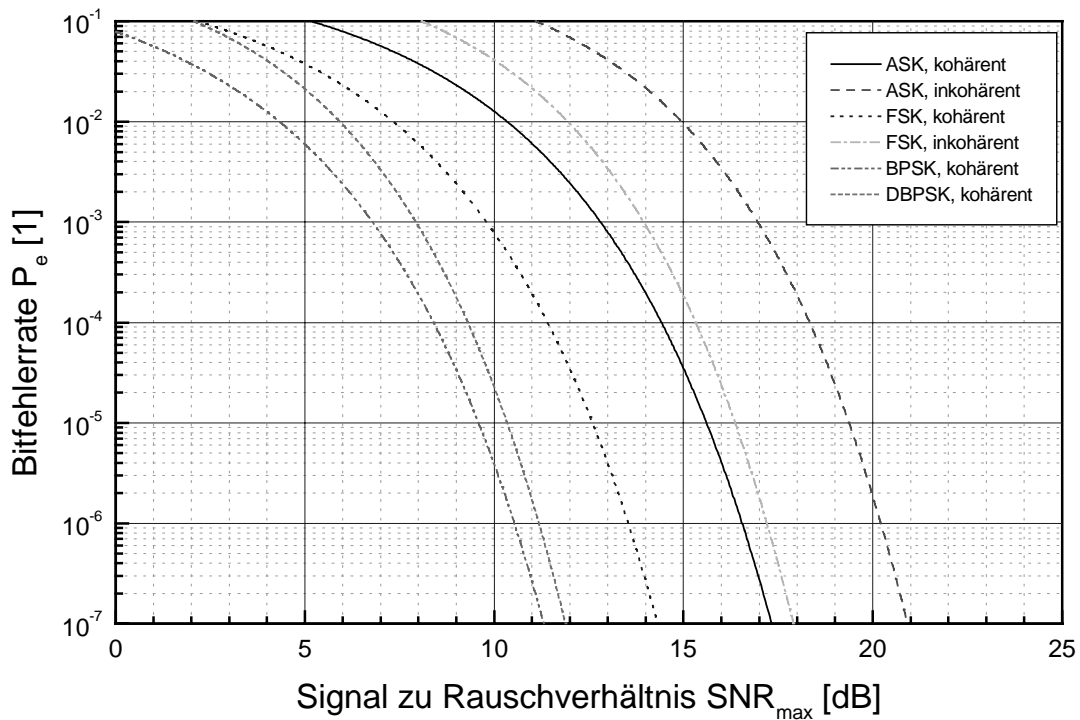
Im folgenden wird nun auf die einzelnen Bewertungskriterien näher eingegangen, so daß am Ende eine Entscheidung für das beste Modulationsverfahren getroffen werden kann.

## 4.2.1 Betrachtung der Bitfehlerrate $P_e$

Die Bitfehlerrate  $P_e$  gibt die Wahrscheinlichkeit an einen Binärwert falsch zu empfangen. Dabei wird vorausgesetzt, daß die beiden Pegel „high“ und „low“ gleich häufig in einem Datenwort vorkommen. Für das durch den Kanal eingekoppelte Rauschen wird ein mittelwertfreier, stationärer, Gauß verteilter Zufallsprozeß angenommen. Wird die Übertragungsstrecke zwischen Basiseinheit und Transceiver durch additives weißes Rauschen gestört und der Empfangsfilter als Matched Filter realisiert, dann ergibt sich ein maximales Signal zu Rauschverhältnis  $SNR_{\max}$  von

$$SNR_{\max} = \frac{2 \cdot E}{n_0} = \frac{\hat{U}^2}{N}. \quad (4.2)$$

Mit Hilfe dieses Zusammenhangs konnte die Bitfehlerrate  $P_e$  in Abhängigkeit der Amplitude  $\hat{U}$  der Trägerschwingung in **Tabelle 4.2** angegeben werden. Dabei wurde zwischen der kohärenten und inkohärenten Detektionsmöglichkeit im Transceiver unterschieden sowie bei der Phasenumtastung (PSK) zwischen der binären Phasenumtastung (BPSK) und der binären Phasenumtastung mit Differenzkodierung (DBPSK). In **Bild 4.1** sind die unterschiedlichen Bitfehlerraten in einem Diagramm aufgeführt.



**Bild 4.1:** Abhängigkeit der Bitfehlerrate  $P_e$  vom maximalen Signal zu Rauschverhältnis  $\text{SNR}_{\text{max}}$

Es ist deutlich zu erkennen, daß das Modulationsverfahren BPSK bei einer bestimmten Bitfehlerrate das geringsten Signal zu Rauschverhältnis  $\text{SNR}$  benötigt. Im Vergleich dazu benötigt das kohärent detektierte ASK-Verfahren ein 6 dB höheres Signal zu Rauschverhältnis um die selbe Bitfehlerrate zu erreichen. In **Tabelle 4.3** sind die Signal zu Rauschverhältnisse  $\text{SNR}$  für eine bestimmte Bitfehlerrate  $P_e \cong 1 \cdot 10^{-4}$  aufgeführt, sie können entweder aus dem **Bild 4.1** abgelesen werden oder über die in **Tabelle 4.2** aufgeführten Zusammenhänge bestimmt werden. Das Modulationsverfahren mit einem inkohärenten ASK-Detektor benötigt das höchste Signal zu Rauschverhältnis um die geforderte Bitfehlerrate zu erreichen. Doch die Betrachtung der Hardware-Komplexität wird zeigen, daß sich ein geringeres Signal zu Rauschverhältnis nur mit einem wesentlich größerem Stromverbrauch erkaufen läßt.

**Tabelle 4.3:** Signal zu Rauschverhältnisse SNR für eine Bitfehlerrate  $P_e \cong 1 \cdot 10^{-4}$ 

Modulationsverfahren	Detektionart	SNR in dB für $P_e \cong 1 \cdot 10^{-4}$	SNR in dB für relative Spitzenwerte *	linearer SNR für relative Spitzenwerte *	SNR in dB für relative Mittelwerte *
ASK	kohärent	14,45	+6,00	2,000	+3,00
	inkohärent	18,33	+9,88	3,119	+6,88
FSK	kohärent	10,6	+2,15	1,281	+2,15
	inkohärent	15,33	+6,88	2,210	+6,88
PSK	kohärent BPSK	8,45	+0,00	1,000	+0,00
	DBPSK	9,3	+0,85	1,103	+0,85

## 4.2.2 Abschätzung der Hardware-Komplexität bezogen auf den Stromverbrauch von Detektoren

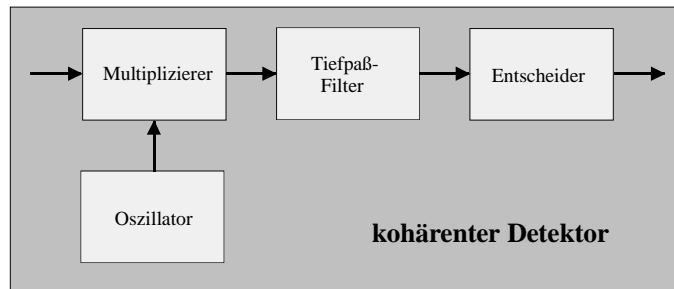
Wie schon in den beiden Tabellen aufgeführt wurde, kann zwischen zwei Detektionsarten unterschieden werden:

- synchrone, bzw. kohärente Demodulation. Sie ist das optimale Detektionsverfahren, ist aber für RFID- oder RFIDS-Systemen zu aufwendig zu realisieren.
- inkohärente Demodulation. Sie ist wesentlich einfacher zu realisieren, dafür aber auch störanfälliger als die kohärente Demodulation und somit nur suboptimal.

Das **Bild 4.2** zeigt den prinzipiellen Aufbau eines kohärenten Detektors. Das Eingangssignal am Detektor, welches aus dem zu detektierende Signal und einem durch den Kanal hinzugekommenen Störanteil besteht, wird mit einem Oszillatorsignal, welches in Phase und Frequenz synchronisiert ist mit dem störungsfreien Trägersignal, multipliziert und nach einer Tiefpaßfilterung dem Entscheider zugeführt wird. Daran kann der Aufwand schon erkannt werden, denn dieses Oszillatorsignal muß auf dem Transceiver erzeugt und mit dem Eingangssignal synchronisiert werden. Dies wird meistens mit Hilfe einer Phasenregelschleife (Phase-Locked-Loop: PLL) realisiert.

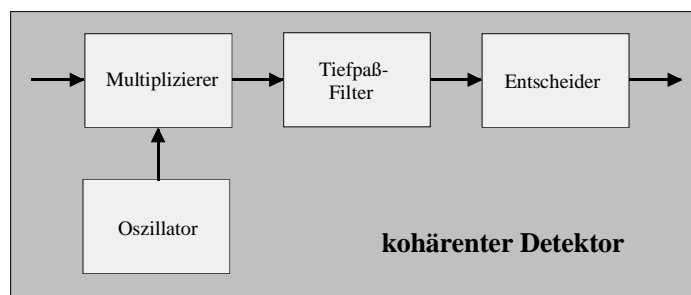
---

\* und auf das kohärente PSK-Verfahren normiert (siehe auch [15]).



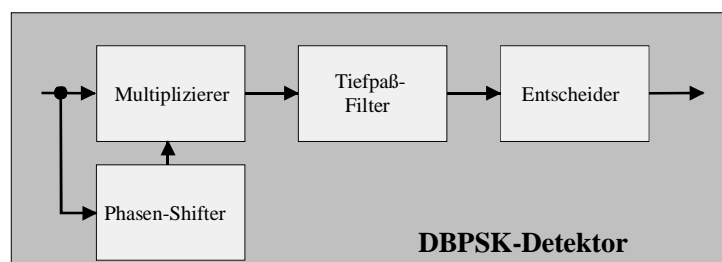
**Bild 4.2:** Aufbau eines kohärenten Detektors

Der Aufbau des inkohärenten Detektors, dargestellt in **Bild 4.3**, ist wesentlich einfacher. Er benötigt keinen stabilen Oszillator, sondern führt nur einem Entscheider das aus der Hüllkurve gewonnene Signal zu. Der Hüllkurvendemodulator besteht lediglich aus einem Gleichrichter und einem anschließenden Tiefpaß-Filter.



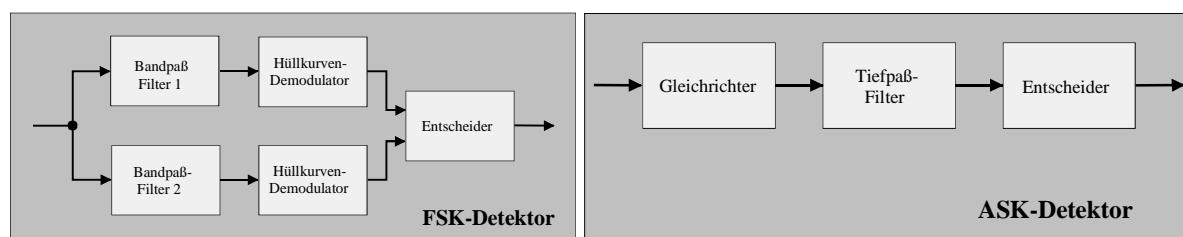
**Bild 4.3:** Aufbau des inkohärenten Detektors

Es gilt jetzt die Hardware-Komplexität der unterschiedlichen Detektoren abzuschätzen. Aus der Literatur [97] ist der Aufbau der Detektoren für die drei Modulationsverfahren bekannt. Für die kohärenten Detektoren gilt in der Regel der Aufbau, der schon in **Bild 4.2** gezeigt wurde, lediglich bei den beiden Verfahren mit FSK- und BPSK-Modulation werden aufgrund der beiden Frequenz-, bzw. Phasenzustände manche Komponenten doppelte benötigt im Gegensatz zu dem Verfahren mit ASK-Modulation. Der Detektor für das Verfahren mit DBPSK-Modulation benötigt als einziger von den kohärenten Detektoren keinen Oszillator, bzw. keine PLL, wie auch in **Bild 4.4** zusehen ist.



**Bild 4.4:** Aufbau des Detektors für das Verfahren mit DBPSK-Modulation

Der Aufbau der inkohärenten Detektoren kann dem **Bild 4.5** entnommen werden.



**Bild 4.5:** Aufbau der inkohärenten ASK- und FSK-Detektoren

In der **Tabelle 4.4** sind die Abschätzungen der Hardware-Komplexität von den einzelnen Detektoren noch einmal zusammengefaßt. Dabei wird der Einfachheit halber davon ausgegangen, daß jeder einzelne Block gleich viel Strom verbrauchen wird und somit nur die einzelnen Blöcke gezählt werden müssen. Die PLL besteht wiederum aus drei Blöcken, so daß sie eine Gewichtung von „Drei“ hat. Der Gleichrichter besteht nur aus einer Diode, die keinen Strom selber verbraucht, so daß er eine Gewichtung von „Null“ erhält. Es wurden folgende Abkürzungen verwendet: Multiplizierer MULT; Tiefpaßfilter TPF; Bandpaßfilter BPF; Gleichrichter GLEI; Komparator KOMP; Phasen-Shifter PS; Phasenregelschleife PLL.

**Tabelle 4.4:** Hardware-Komplexität von Detektoren

Modulationsverfahren	Detektionart	Hardware-Komplexität der Detektoren in Blöcken aufgeteilt	Hardware-Komplexität zusammengefaßt
ASK	kohärent	1 MULT; 1 TPF; 1 KOMP; 1 PLL	6
	inkohärent	1 GLEI; 1 TPF; 1 KOMP	2
FSK	kohärent	2 MULT; 2 TPF; 1 KOMP; 1 PLL	8
	inkohärent	2 BPF; 2 GLEI; 2 TPF; 1 KOMP	5
PSK	kohärent BPSK	2 MULT; 1 PS; 2 TPF; 1 KOMP; 1 PLL	9
	DBPSK	1 MULT; 1 PS; 1 TPF; 1 KOMP	4

An Hand der zusammengefaßten Hardwarekomponenten ist deutlich zu erkennen, daß der Detektor der inkohärente ASK-Modulation am wenigsten Komponenten benötigt, alle anderen brauchen mehr als das doppelte an Hardwareaufwand.



### 4.2.3 Auswertung des Gütefaktors

Zur Auswertung des Gütefaktors fehlt noch die Betrachtung der Bandbreite. Für eine konstante Datenrate benötigen die ASK- und PSK-Modulationsverfahren ungefähr die gleiche Bandbreite, so daß hierfür eine Gewichtung mit „Eins“ eingeführt wurde. Lediglich das FSK-Modulationsverfahren benötigt in der Praxis ein etwas breiteres Übertragungsband, deswegen eine Gewichtung mit „1,5“. Bei der relativen Energieübertragung können ähnliche Überlegungen angestellt werden. Die FSK- und PSK-Modulationsverfahren liefern sowohl bei der Übertragung einer logischen „1“ als auch bei einer logischen „0“ einen Beitrag zur Energieübertragung, so daß hier eine Gewichtung mit „2“ vorgesehen ist. Bei dem ASK-Modulationsverfahren ist bei der Übertragung eines logischen Pegels die Energieübertragung geringer oder es gibt sogar im Falle des OOK-Verfahrens in einer Phase keinen Beitrag zur Energieübertragung, so daß hier die Gewichtung nur mit „1“ gewählt wurde. In der **Tabelle 4.5** sind alle zur Berechnung des Gütefaktors benötigten Größen noch einmal aufgeführt. Der Faktor der Hardware-Komplexität wird einmal halbiert, da sonst die Relationen nicht stimmen und es zu einer Überbewertung durch den Hardware-Komplexitätsfaktor kommen würde. Über den Zusammenhang aus Gleichung (4.1) kann dann der Gütefaktor berechnet werden.

**Tabelle 4.5:** Auswertung des Gütefaktors

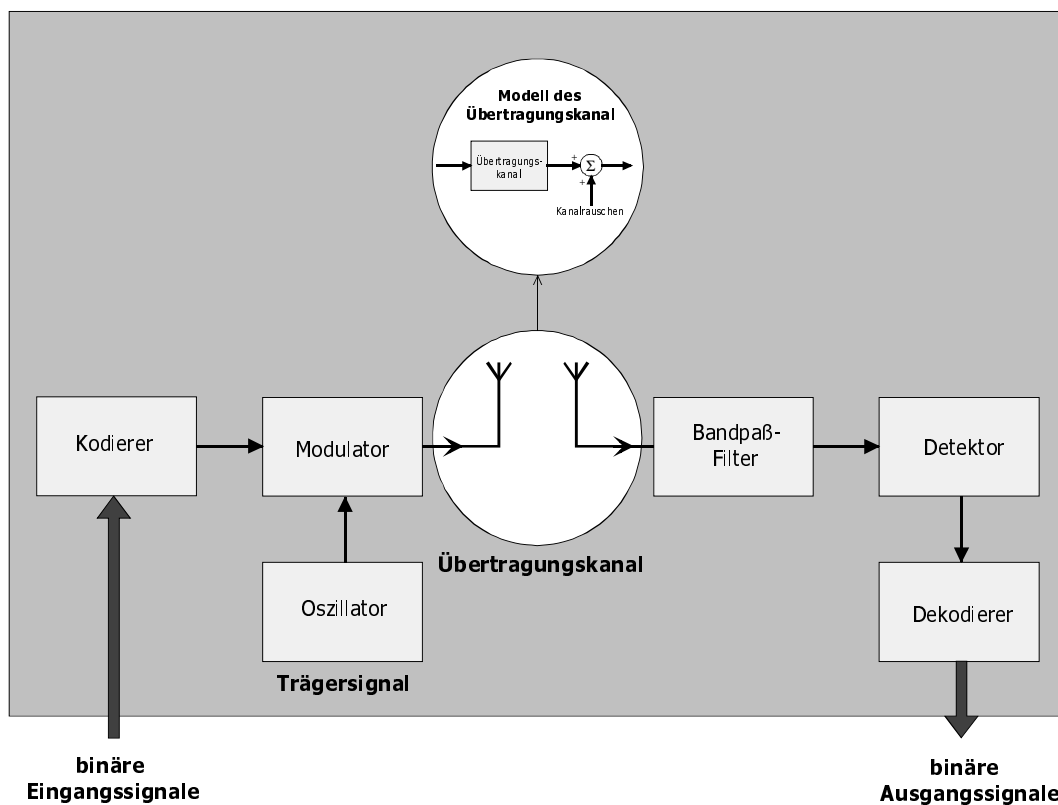
Modulationsverfahren	Detektionart	relative Energieübertragung	relative Bandbreite für konstante Datenrate	linearer SNR für relative Spitzensignale	Hardware-Komplexität des Transceivers	Gütefaktor
ASK	kohärent	1	1	2,000	3	0,16666
	inkohärent	1	1	3,119	1	0,32062
FSK	kohärent	2	1,5	1,281	4	0,26021
	inkohärent	2	1,5	2,210	2,5	0,24130
PSK	kohärent BPSK	2	1	1,000	4,5	0,24130
	DBPSK	2	1	1,103	2	0,90662

Das DBPSK-Verfahren hat den höchsten Gütefaktor, gefolgt von dem ASK-Verfahren mit inkohärentem Detektor. Die restlichen Modulationsverfahren folgen mit etwas Abstand und liegen alle sehr eng beieinander. In die Betrachtung ist aber nicht mit hineingeflossen, daß für die PSK-Verfahren eine genau definierte und temperaturunabhängige Zeitkonstante für die

Verzögerung des Phasen-Shifters benötigt wird. Zwar ist der Phasen-Shifter bei der Hardware-Komplexität berücksichtigt worden, doch um die Zeitkonstante für die Verzögerung einstellen zu können wird in der Regel ein Quarz benötigt. Dies wiederum ist zu viel Aufwand und damit auch zu teuer für einen Einsatz bei einem RFID- oder RFIDS-System. Aus diesem Grund wird das ASK-Modulationsverfahren mit einem inkohärenten Detektor für den Einsatz bei den später vorgestellten RFIDS-Systemen ausgewählt.

### 4.3 Betrachtungen zum Signal-Übertragungsmodell

Um die Anforderungen an einen ASK-Detektor stellen zu können, muß zunächst ein Signal-Übertragungsmodell festgelegt werden. Anhand dieses Modells kann dann der Einfluß des Rauschens untersucht werden, so daß anschließend abgeschätzt werden kann, wie der ASK-Detektor dimensioniert werden muß. Das **Bild 4.6** zeigt ein solches Signal-Übertragungsmodell.



**Bild 4.6:** Signal-Übertragungsmodell

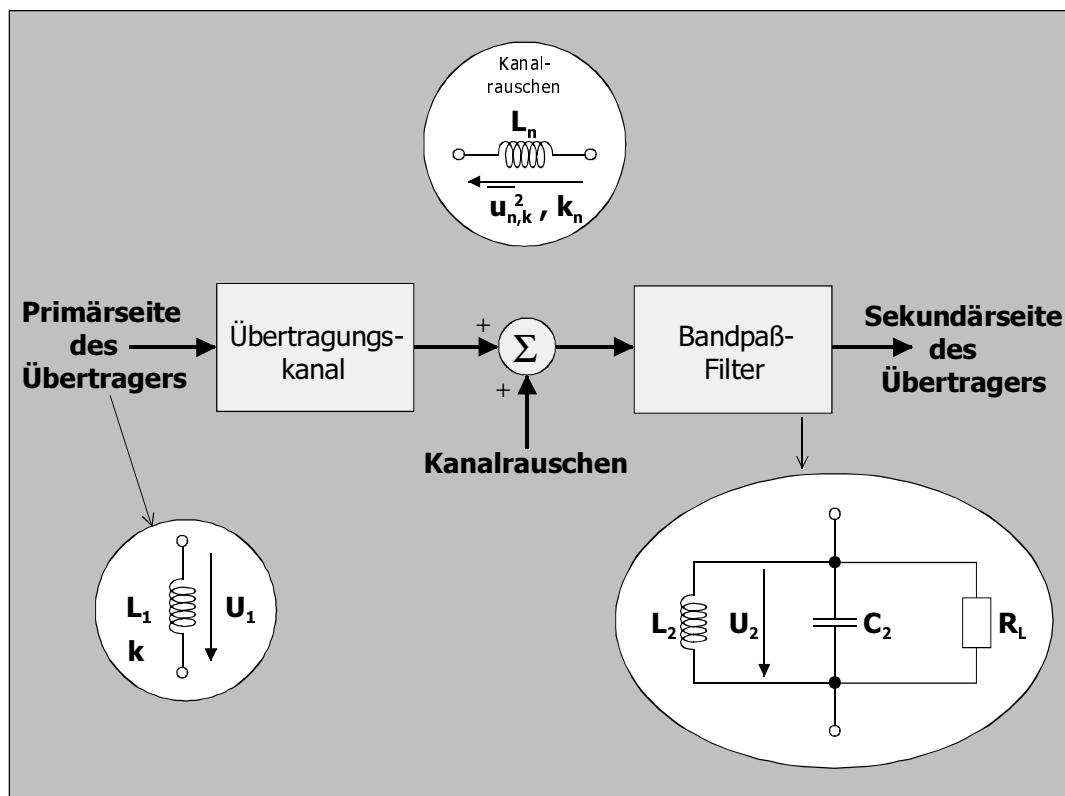
Die binären Eingangssignale werden kodiert und mit Hilfe eines Modulators auf ein aus einem Oszillator kommendes Trägersignal aufmoduliert. Dieses modulierte Signal wird dann über einen Übertragungskanal gesendet, wodurch Kanalrauschen eingekoppelt wird. Nach einer Bandbegrenzung mit Hilfe eines Bandpaßes wird das verrauschte Signal einem Detektor

zugeführt. Dieser Bandpaß-Filter entspricht dem Resonanzschwingkreis auf der Transceiverseite (siehe Kapitel 3). Nach der Detektion und der Dekodierung stehen dann wieder binäre Ausgangssignale zur Verfügung. Es soll nun untersucht werden, welchen Einfluß das eingekoppelte Kanalrauschens auf die zu übertragenen Datensignale hat.

### 4.3.1 Einfluß des eingekoppelten Kanalrauschens

Es wird nun das schon in **Bild 4.6** vorgestellte Model des Übertragungskanals näher untersucht. Das **Bild 4.7** gibt eine genauere Übersicht über den Aufbau des Übertragungskanals. Es werden nur die beiden Fälle (1) und (3) als Übertrager aus dem letzten Kapitel betrachtet, so daß für die äquivalente Rauschbandbreite  $B_{\text{äqÜ}}$  in beiden Fällen mit der Annahme nur sehr kleine Kopplungsfaktoren zu betrachten aus der **Tabelle 3.1** abgelesen werden kann:

$$B_{\text{äqÜ}} = \frac{\omega_0^2 \cdot L_2}{4 \cdot R_L} = \frac{\omega_0}{4 \cdot Q} \quad \text{mit } Q = \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L_2} . \quad (4.3)$$



**Bild 4.7:** Übertragungskanalmodell

Für die verrauschte Spannung  $\overline{U_{2n}^2}$  an der Last  $R_L$  gilt im Resonanzfall  $\omega = \omega_0$  folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 \overline{U}_{2n}^2 \Big|_{k_n \ll 1} &\cong \left( \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L_2} \cdot k_n \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_n}} \right)^2 \cdot \left( \frac{\overline{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right) \cdot B_{\ddot{a}q\ddot{U}} \\
 &= k_n^2 \cdot \frac{R_L}{4 \cdot L_n} \cdot \left( \frac{\overline{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right) \quad \text{mit } Q_n = \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L_n} \\
 &= k_n^2 \cdot \omega_0 \cdot \frac{Q_n}{4} \cdot \left( \frac{\overline{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right).
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Dabei wurde angenommen, daß das Kanalrauschen  $\overline{U}_{n,k}^2$  mit Hilfe eine Induktivität  $L_n$  eingekoppelt wurde (siehe **Bild 4.7**). Mit Hilfe dieses Zusammenhangs kann jetzt das Signal zu Rauschverhältnis an der Last  $R_L$  berechnet werden:

$$SNR_2 \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{U_{2Signal}^2}{\overline{U}_{2n}^2} \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{1}{k_n^2} \cdot \frac{4}{\omega_0 \cdot Q_n} \cdot \frac{U_{2Signal}^2}{\left( \frac{\overline{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right)}. \tag{4.5}$$

Mit der Übertragungsfunktion  $H_U$  aus **Tabelle 3.1** gilt für die Signalspannung  $U_{2Signal}$  für die Übertragermodelle in den Fälle (1) und (3):

$$U_{2Signal} \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1}} = k \cdot \frac{R_L}{\omega_0 \cdot L_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot U_{1Signal} = Q \cdot k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot U_{1Signal}. \tag{4.6}$$

Durch Einsetzen dieses Zusammenhangs in Gleichung (4.5) gilt jetzt für den  $SNR_2$ :

$$SNR_2 \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{U_{2Signal}^2}{\overline{U}_{2n}^2} \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{k^2}{k_n^2} \cdot \frac{4 \cdot Q^2}{\omega_0 \cdot Q_n} \cdot \frac{L_2}{L_1} \cdot \frac{U_{1Signal}^2}{\left( \frac{\overline{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right)}. \tag{4.7}$$

Um eine Aussage über den Einfluß des Kanalrauschens machen zu können, werden Annahmen für den schlimmsten Fall gemacht:

- $k = k_n$
- $Q = Q_n$
- $L_2 = 10 \cdot L_1$ ,

so daß sich Gleichung (4.7) vereinfachen läßt:

$$SNR_2 \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{U_{2Signal}^2}{\bar{U}_{2n}^2} \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}} = \frac{40}{\omega_0} \cdot \frac{U_{1Signal}^2}{\left( \frac{\bar{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right)} \quad (4.8)$$

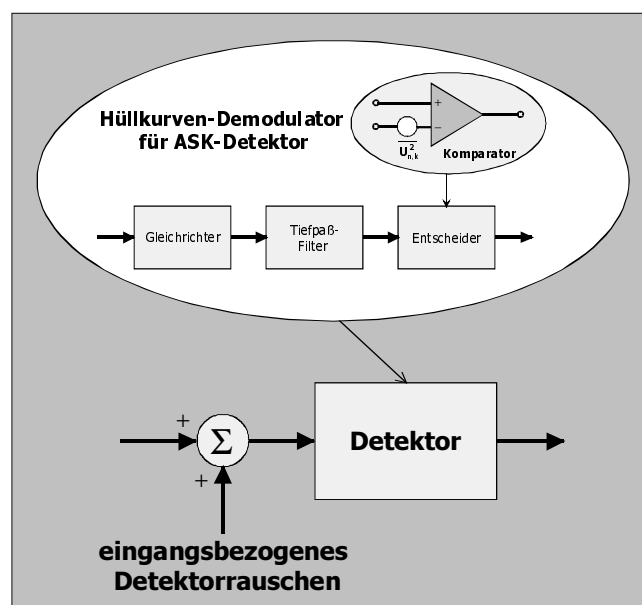
Für eine Abschätzung des Kanalrauschens wird von einer Eingangsspannung  $U_{1Signal} = 5 \text{ V}$  und einem  $SNR_2$  von 18,33 dB (inkohärenter ASK-Detektor aus **Tabelle 4.3**) ausgegangen. Daraus folgt für das Kanalrauschen:

$$\begin{aligned} \left( \frac{\bar{U}_{n,k}^2}{\Delta f} \right) &= \frac{40}{\omega_0} \cdot \frac{U_{1Signal}^2}{SNR_2 \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ k \ll 1 \\ k_n \ll 1}}} = \frac{40}{2 \cdot \pi \cdot 13,56 \text{ MHz}} \cdot \frac{25 \text{ V}^2}{8,25} \\ &= \left( 1,1927 \text{ mV}_{rms} / \sqrt{\text{Hz}} \right)^2. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Es ist nicht nur wichtig das Rauschen im Kanal abzuschätzen, sondern der eigentliche Detektor rauscht ebenfalls. Darum wird im folgenden Abschnitt das Detektor Model näher betrachtet und ebenfalls eine Abschätzung des Rauschens gemacht.

### 4.3.2 Betrachtungen zum Detektor Model

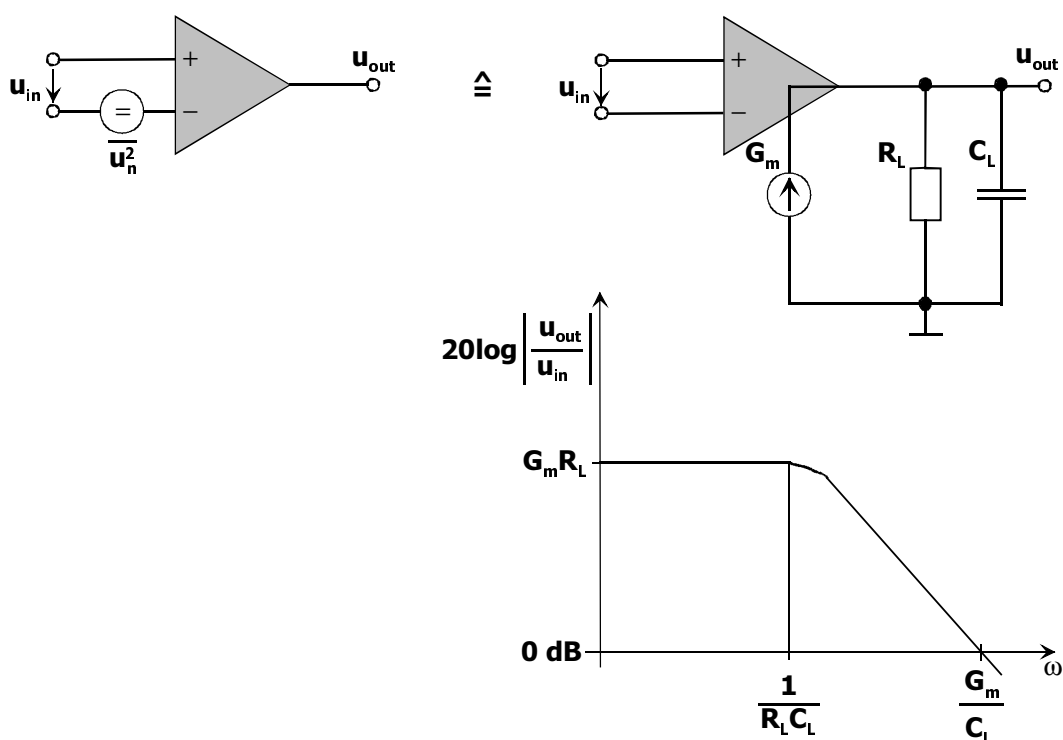
Es wurde sich durch die Auswertung des Gütefaktors für einen inkohärenten ASK-Detektor entschieden. In **Bild 4.8** ist der Aufbau des als Hüllkurven-Demodulator realisierte ASK-Detektor noch einmal aufgeführt.



**Bild 4.8:** Detektor Model eines Hüllkurven-Demodulators

Der Hüllkurven-Demodulator besteht aus einem Gleichrichter, einem nachgeschalteten Tiefpaß und einem Entscheider. Der Entscheider kann als ein Komparator oder als ein Schmitt-Trigger realisiert werden. Es soll nun das Rauschen des Komparators näher untersucht werden. Dabei wird nur der Komparator betrachtet und keine nachfolgende Treiber berücksichtigt. Es wird ein vereinfachtes Rauschmodell, wie es auch in **Bild 4.9** dargestellt ist, verwendet. Es läßt sich damit eine Übertragungsfunktion  $H_U(s)$  aufstellen:

$$H_U(s) = \frac{u_{out}(s)}{u_{in}(s)} = \frac{G_m \cdot R_L}{1 + s \cdot C_L \cdot R_L} \quad (4.10)$$



**Bild 4.9:** Rauschmodell des Komparators

Der logarithmische Betrag der Übertragungsfunktion  $H_U$  ist ebenfalls im **Bild 4.9** dargestellt. Wichtig ist, daß der Komparator schon bei kleinen Spannungen am Eingang entscheiden muß, so daß eine Betrachtung im Bereich des Verstärkungsbandbreiteprodukt  $GBW$  (Gain Band Width) erfolgen muß und nicht im Bereich des Pols der Übertragungsfunktion  $H_U$ . Mit  $GBW = G_m/C_L$  läßt sich auf die äquivalente Rauschbandbreite  $B_{\text{äq}}$  schließen:

$$B_{\text{äq}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{G_m}{2 \cdot \pi \cdot C_L} = \frac{G_m}{4 \cdot C_L} \quad (4.11)$$

Mit diesem Zusammenhang kann jetzt das eingangsbezogene Rauschen des Komparators abgeschätzt werden, wenn angenommen wird, daß der Komparator in CMOS-Technologie

implementiert wird. Bei MOS-Transistoren gilt für weißes Rauschen:

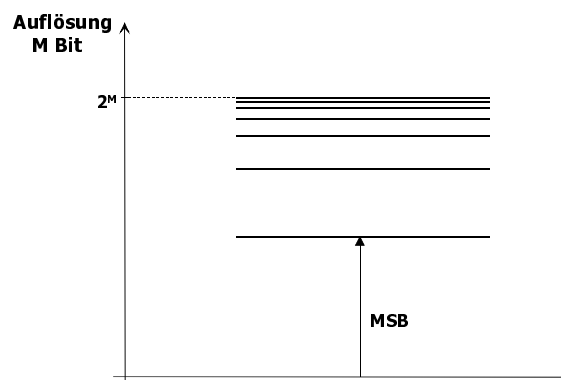
$$\begin{aligned}
 \frac{\bar{u}_{n,d}^2}{\Delta f} &= 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3 \cdot G_m} \Rightarrow \bar{u}_{n,d}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3 \cdot G_m} \cdot \Delta f \\
 &\Leftrightarrow \bar{u}_{n,d}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3 \cdot G_m} \cdot B_{\text{äq}} \\
 &\Leftrightarrow \bar{u}_{n,d}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{2}{3 \cdot G_m} \cdot \frac{G_m}{4 \cdot C_L} \\
 &\Leftrightarrow \bar{u}_{n,d}^2 = \frac{2}{3} \cdot \frac{k \cdot T}{C_L}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Um nun die benötigte Eingangsspannung des Komparators abschätzen zu können, muß eine äquivalente Bitfehlerrate  $P_{e,\text{äq}}$  definiert werden.

### 4.3.2.1 Berechnungen einer äquivalenten Bitfehlerrate $P_{e,\text{äq}}$

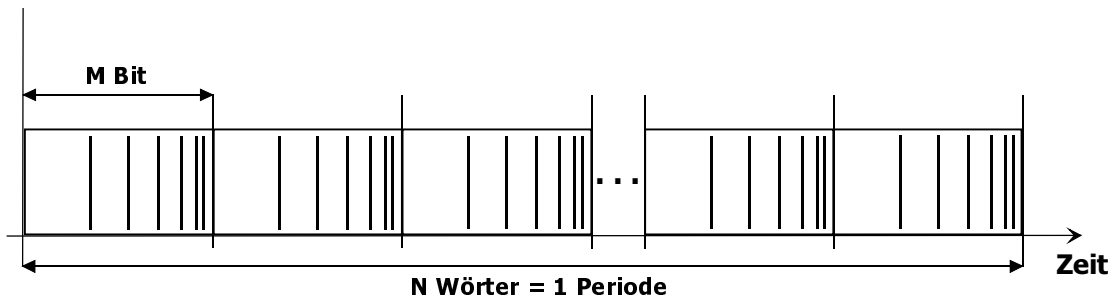
Aus der klassischen Nachrichtentechnik ist eine Bitfehlerrate  $P_e$  bekannt. Sie gibt, wie schon vorher festgestellt wurde, die Wahrscheinlichkeit an bei gleichverteilten Pegeln einen Binärwert falsch zu übertragen. Bei RFIDS-Systemen hilft diese Angabe nicht weiter, da hier genauso wie bei den sensorischen Signalen eher der integrale Fehler als ein Einzelfehler von Bedeutung ist. der Grund dafür ist, daß sensorische Signale im allgemeinen relativ viel Redundanz beinhalten und somit sich Einzelfehler mit Hilfe von statistischen Verfahren relativ leicht finden und korrigieren lassen (Zu beachten ist, daß dies nicht für den ID-Kode gilt, da hier jeder Fehler zählt). Es wird nun nach einer für RFIDS-Systeme äquivalenten Bitfehlerrate gesucht, die zumindest für die Sensorsignalübertragung gilt.

Es wird nun definiert, daß ein einzelnes Wort bestehend aus  $M$  Bit  $2^M$  unterschiedliche Amplitudenwerte darstellen kann (siehe **Bild 4.10**).



**Bild 4.10:** Definition der Wortbreite  $M$

Würde jetzt zum Beispiel ein MSB (Most Significant Bit) falsch übertragen werden, so hätte das einen Fehlerwert von  $2^{M-1}$  zur Folge. Das **Bild 4.11** zeigt nun den möglichen Aufbau einer Periode aus N Wörtern, so daß sich eine Perioden Länge von N·M Bit ergibt.



**Bild 4.11:** Definition der Periodenlänge N·M Bit

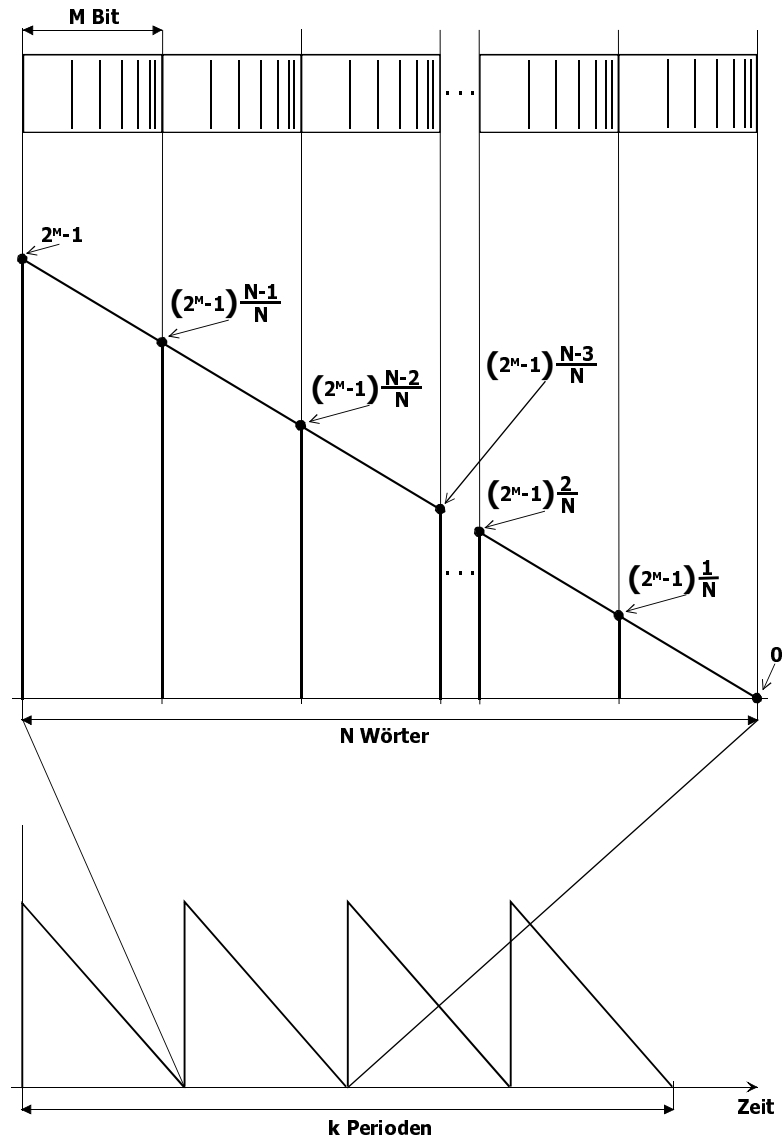
Besteht jetzt eine Nachricht aus K Perioden und wird zum Beispiel jetzt ein einzelner Bitfehler angenommen, so läßt sich bei K·N·M Bit eine Bitfehlerrate  $P_e$  definieren:

$$P_e = \frac{1}{K \cdot N \cdot M} \quad (4.13)$$

Jedoch muß im Falle von analogen Sensorsignalspannungen eventuelle Abweichungen von der Linearität bei der Bitfehlerrate berücksichtigt werden. Dies führt zu einer Betrachtung eines integralen Fehlers über N Wörter. In **Bild 4.12** ist eine Nachricht aus K Perioden dargestellt. Dabei ist eine Periode von N Wörtern hervorgehoben worden. Für die Summe aller in dieser Periode befindlichen Werte  $\Sigma P$  kann dann mit Hilfe einer Arithmetischen Folge vereinfacht geschrieben werden:

$$\begin{aligned} \Sigma P &= (2^M - 1) \cdot \left( 1 + \frac{N-1}{N} + \frac{N-2}{N} + \dots + \frac{2}{N} + \frac{1}{N} + 0 \right) \\ &= \frac{(2^M - 1)}{N} \cdot (N + (N-1) + (N-2) + \dots + 2 + 1 + 0) \\ &= \frac{(2^M - 1)}{N} \cdot \frac{(N+1) \cdot N}{2} \\ &= \frac{(2^M - 1)}{2} \cdot (N+1). \end{aligned} \quad (4.14)$$





**Bild 4.12:** Betrachtung einer Nachricht aus K Perioden

Für K Perioden würde die Summe aller Werte einer Nachricht N dann ergeben:

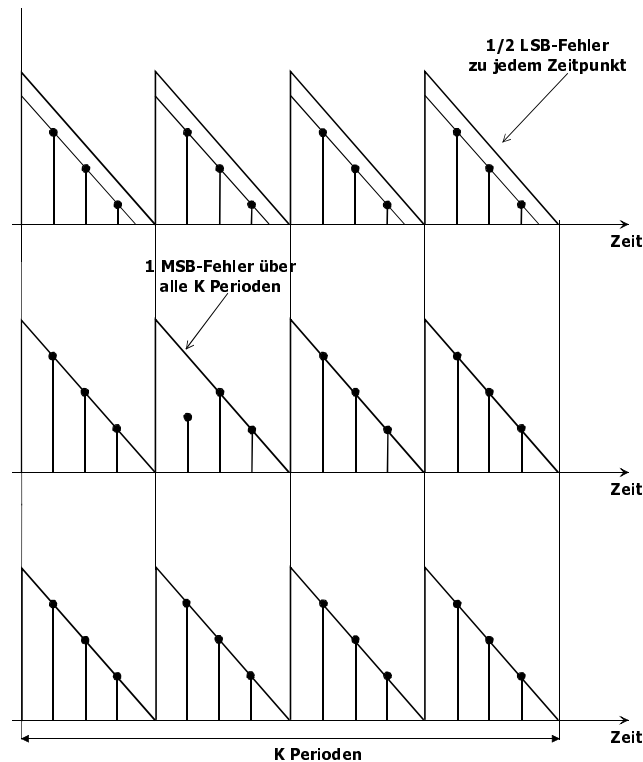
$$\begin{aligned}
 \Sigma N &= K \cdot \Sigma P \\
 &= K \cdot \frac{(2^M - 1)}{2} \cdot (N + 1).
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

Dies gilt für eine fehlerfreie Übertragung einer Nachricht, wie sie auch noch einmal im unteren Bereich in **Bild 4.13** dargestellt ist. Im oberen Bereich des **Bild 4.13** ist die selbe Nachricht aus K Perioden dargestellt, nur das hier jetzt zu jeder Zeit für die ganzen K Perioden ein  $1/2$  LSB-Fehler übertragen wird, so daß für den summierten Fehler  $1/2 \cdot K \cdot N$  gilt und daraus resultiert für den absoluten Wert über eine Nachricht aus K Perioden:

$$\text{absoluter Wert} = K \cdot \frac{(2^M - 1)}{2} \cdot (N + 1) \pm \frac{1}{2} \cdot K \cdot N \quad (4.16)$$

Im Falle eines einzelnen MSB-Fehler über alle K Perioden, wie er in der Mitte von **Bild 4.13** dargestellt wird, gilt für den Fehler  $2^{M-1}$  und dann für den absoluten Wert:

$$\text{absoluter Wert} = K \cdot \frac{(2^M - 1)}{2} \cdot (N + 1) \pm 2^{M-1} \quad (4.17)$$



**Bild 4.13:** Betrachtung unterschiedlicher Fehler in einer Nachricht (Oben: 1/2 LSB-Fehler zu jedem Zeitpunkt; Mitte: 1 einzelner MSB-Fehler über die ganze Nachricht; Unten: fehlerfrei)

Durch einen Vergleich der Gleichung (4.16) mit der Gleichung (4.17) folgt:

$$\left| \frac{2}{K \cdot N} \right| = \frac{1}{2^{M-1}}, \quad (4.18)$$

so daß jetzt eine äquivalente Bitfehlerrate  $P_{e,\ddot{a}q}$  definiert werden kann:

$$P_{e,\ddot{a}q} = \frac{1}{K \cdot N \cdot M} = \frac{1}{2 \cdot M \cdot 2^{M-1}}, \quad (4.19)$$

An einem Beispiel soll gezeigt werden, daß mit der äquivalenten Bitfehlerrate  $P_{e,\ddot{a}q}$  angegeben werden kann, wieviele Wörter  $K \cdot N$  übertragen werden müssen, damit ein MSB-Fehler genauso

viel Auswirkung hat, wie ein konstanter 1/2 LSB-Fehler über alle Wörter. Angenommen ein Wort  $N$  besteht aus 10 Bit, dann ergibt sich mit Gleichung (4.19),

$$P_{e,\ddot{a}q} = \frac{1}{K \cdot N \cdot 10} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 2^{10-1}} = \frac{1}{10240} = 0,976 \cdot 10^{-4} \Rightarrow$$

$$K \cdot N = \frac{1}{10 \cdot P_{e,\ddot{a}q}} = \frac{10240}{10} = 1024, \quad (4.20)$$

daß 1024 Wörter übertragen werden müssen. Für eine 10240 Bit lange Nachricht ergibt sich bei einem einzelnen MSB-Fehler ein Wert von  $2^9 = 512$ . Bei einem konstanten 1/2 LSB-Fehler über 1024 Wörter ergibt sich ein summierter Fehler von  $1024/2 = 512$ .

### 4.3.2.2 Bestimmung der minimalen Eingangsspannung des Komparators

Mit Hilfe den in den vorherigen Abschnitten gemachten Zusammenhängen läßt sich nun die mindestes benötigte Höhe der Eingangsspannung am Komparator bestimmen, damit der inkohärente ASK-Detektor die übertragenen Daten noch mit einer bestimmten Fehlerrate detektieren kann. Mit der Gleichung (4.12) und einer geschätzten minimalen Knotenkapazität von  $C_{Lmin}=10$  fF kann das auf den Eingang bezogene Rauschen zu  $\sqrt{\hat{u}_{n,d}^2} = 525 \mu V_{rms}$  bestimmt werden. Aus der **Tabelle 4.2** gilt für  $\hat{U}^2 \gg N$  der Zusammenhang für die Bitfehlerrate  $P_e$  für einen inkohärenten ASK-Detektor:

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \exp\left(-\frac{\hat{U}^2}{8 \cdot N}\right). \quad (4.21)$$

Durch Umstellen nach  $\hat{U}$  und Einsetzen der äquivalenten Bitfehlerrate  $P_{e,\ddot{a}q}|_{M=10\text{Bit}} = 1 \cdot 10^{-4}$  aus Gleichung (4.20) und des zuvor bestimmten Rauschens  $\sqrt{\hat{u}_{n,d}^2} = 525 \mu V_{rms}$  folgt für die minimale Signalspannungsamplitude am Eingang des Komparators  $\hat{U}_{2Signal\ min}$ :

$$\hat{U} = \sqrt{N} \cdot \sqrt{8 \cdot \ln \frac{1}{2 \cdot P_{e,\ddot{a}q}}} = \hat{U}_{2Signal\ min} = 4,33 mV_{rms}. \quad (4.22)$$

Nun kann mit Hilfe von Gleichung (3.86) und dem im letzten Kapitel bestimmten minimalen Kopplungsfaktor  $k_{min} = 0,005$  ein Rückschluß auf die maximal nötige Eingangssignalamplitude  $\hat{U}_{1Signal\ max}$  geschlossen werden:

$$\hat{U}_{1Signal\ max} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_L} \cdot \frac{1}{k_{\min}^2} \cdot \hat{U}_{2Signal\ min} = 701\text{mV} = U_1. \quad (4.23)$$

Dies gilt bei einer ASK-Modulation, die mit dem „On-Off-Keying“-Prinzip (OOK) arbeitet, wobei der Modulationsgrad  $m = 100\%$  ist. Bei einem Modulationsgrad  $m < 100\%$  muß dann gelten:

$$\Delta\hat{U}_{1Signal\ max} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_L} \cdot \frac{1}{k_{\min}^2} \cdot \Delta\hat{U}_{2Signal\ min}. \quad (4.24)$$

Der in Gleichung (4.23) ermittelte Wert entspricht der häufig in der Praxis gemachten Annahme, daß der Modulationshub im Bereich zwischen 10 % und 20 % von der maximalen Eingangsspannungsamplitude liegen muß.