

Missverständnisse soll die Bezeichnung „digitale Übertragung“ im Folgenden benutzt werden.

Eine Übertragung von analogen Quellensignalen, z. B. von Sprachsignalen, die in gleicher Weise nicht ganz korrekt auch *analoge Übertragung* genannt wird, wird erst später behandelt. Dies hat den Vorteil, dass die analogen Übertragungsverfahren aus den digitalen herzuleiten sind.

## 2.3 Binäre Übertragung

Bei einer binären Übertragung kann die Nachrichtenquelle zwischen zwei Elementarsignalen wählen. Für das *Elementarsignalalphabet*  $A_e$  gilt somit:

$$A_e = \{e_0(t), e_1(t)\}. \quad (2.3)$$

Welche konkreten Elementarsignale hier gewählt werden, ist für das Prinzip der Binärübertragung unerheblich. Es muss lediglich sichergestellt werden, dass sich  $e_0(t)$  und  $e_1(t)$  voneinander unterscheiden. Wie dieser „Unterschied“ zu messen ist und wie er sich auf die Resistenz gegen das AWGR auswirkt, wird später deutlich werden. Wichtig ist aber jetzt bereits, ein *Gütemaß* für die Binärübertragung zu definieren, über dessen Optimierung wir zu optimalen Empfangsalgorithmen bzw. zu optimalen Empfängerstrukturen gelangen. Ein in der Praxis wichtiges Gütemaß, das auch hier verwendet werden soll, ist die mittlere Zahl von richtig übertragenen Bits, die es zu maximieren gilt. Das wahrscheinlichkeitstheoretische Äquivalent hierzu ist die Wahrscheinlichkeit, mit der ein Bit – oder, hiermit korrespondierend, ein Elementarsignal – richtig empfangen wird.

Die zu lösende Aufgabe besteht also darin, eine Vorschrift zu finden, mit der das wahrscheinlichst gesendete Elementarsignal bei gegebenem Empfangssignal bestimmt werden kann.

Im Folgenden werden wir zunächst ein einmaliges Aussenden eines Elementarsignals zum Zeitpunkt  $t = 0$  und den korrespondierenden einmaligen Empfang betrachten. Die in einem solchen „Experiment“ auftretenden Signale werden dabei als Musterfunktionen von stochastischen Prozessen aufgefasst. Alle vorkommenden Wahrscheinlichkeiten sind somit in Ensemblerichtung über die verschiedenen Musterfunktionen zum Zeitpunkt  $t = 0$  gebildet zu verstehen und die Musterfunktionen entstehen durch (gedankliches) Wiederholen des Experiments.

Die Verallgemeinerung auf ein fortlaufendes Aussenden von Elementarsignalen, wie es in praktischen Anwendungen auftritt, wird in Abschn. 2.3.5 vorgenommen.

### 2.3.1 Optimales Empfangsverfahren

Abbildung 2.6 zeigt das vorausgesetzte Modell der Binärübertragung. Die Nachrichtenquelle wählt zwischen den beiden Elementarsignalen  $e_0(t)$  und  $e_1(t) \neq e_0(t)$  aus und sendet das ausgewählte über den AWGR-Kanal zum Empfänger. Wenn das ausgewählte Elementarsignal mit  $e_i(t)$  bezeichnet wird ( $i = 0$  oder  $i = 1$ ), dann ergibt sich am Eingang des Empfängers das Signal

$$g(t) = e_i(t) + n(t). \quad (2.4)$$

$n(t)$  ist hierbei, wie oben bereits erläutert, eine Musterfunktion des WGR-Prozesses. Der Empfänger berechnet nun zwei Wahrscheinlichkeiten:

$$\begin{aligned} P_0 &= \text{Prob}[e_0(t) \text{ gesendet} \mid g(t) \text{ empfangen}] \\ P_1 &= \text{Prob}[e_1(t) \text{ gesendet} \mid g(t) \text{ empfangen}]. \end{aligned} \quad (2.5)$$

$P_0$  und  $P_1$  sind *bedingte Wahrscheinlichkeiten*, bei denen vorausgesetzt ist, dass das Ereignis rechts von  $\mid$ , d. h. „ $g(t)$  empfangen“, bereits eingetreten ist. Auf den hier vorliegenden zeitlichen Ablauf bezogen spricht man bei  $P_0$  und  $P_1$  auch von *A-Posteriori*-Wahrscheinlichkeiten. Neben der Schreibweise nach (2.5) ist es üblich, eine abgekürzte Schreibweise zu verwenden:

$$P_i = \text{Prob}[e_i(t) \mid g(t)]; \quad i = 0, 1. \quad (2.6)$$

Wir wollen sie im Folgenden auch nutzen und dabei beachten, dass im Argument von  $\text{Prob}[\cdot]$  *Ereignisse* stehen. Die vom Empfänger anzuwendende Entscheidungsregel lautet somit

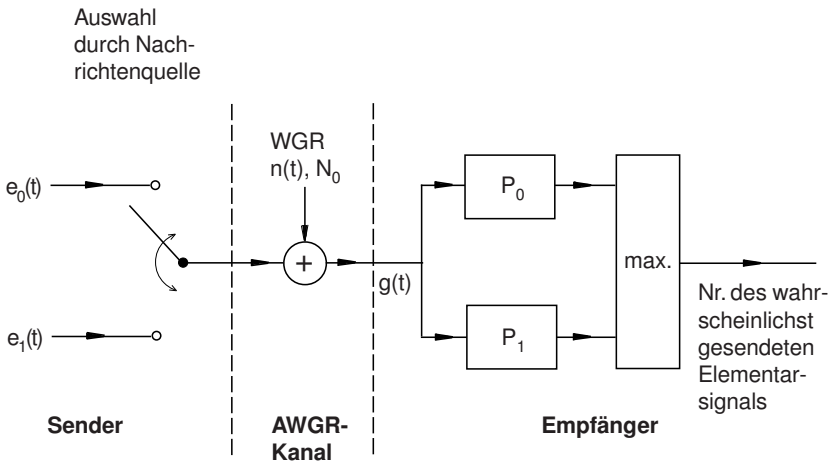


Abb. 2.6. Einfaches Modell für eine Binärübertragung über einen AWGR-Kanal

$$\max_{i=0,1} \{\text{Prob}[e_i(t) | g(t)]\} = P_k \quad (2.7)$$

$\Rightarrow e_k(t)$  mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet.

Wegen der hier vorkommenden A-Posteriori-Wahrscheinlichkeiten wird diese Regel auch *Maximum-A-Posteriori-Entscheidungsregel* oder kurz *MAP-Entscheidungsregel* genannt. Nun sind die beiden hier auftretenden A-Posteriori-Wahrscheinlichkeiten nicht direkt zu berechnen. „ $e_i(t)$  gesendet“ ist die Ursache für das sich anschließende Ereignis „ $g(t)$  empfangen“. Wenn aber „ $g(t)$  empfangen“ bereits eingetreten ist, dann müssen die beiden Ereignisse in (2.6) als *Hypothesen* aufgefasst werden, aufgrund deren das Ereignis „ $g(t)$  empfangen“ eingetreten ist. Die Wahrscheinlichkeiten sind somit Wahrscheinlichkeiten für Hypothesen, die einer Berechnung hier nicht zugänglich sind. Mit dem *Satz von Bayes* wird es aber möglich, das hier vorgegebene Übertragungsmodell ins Spiel zu bringen und die gesuchten Wahrscheinlichkeiten indirekt doch zu berechnen. Der Satz von Bayes lautet bei der hier vorgegebenen Aufgabe:

$$\text{Prob}[e_i(t) | g(t)] = \text{Prob}[e_i(t)] \frac{\text{Prob}[g(t) | e_i(t)]}{\text{Prob}[g(t)]}; \quad i = 0, 1. \quad (2.8)$$

$\text{Prob}[e_i(t)]$  auf der rechten Seite ist eine *A-Priori*-Wahrscheinlichkeit. Sie gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit die Nachrichtenquelle das Elementarsignal  $e_i(t)$  auswählt. Sie muss im voraus bekannt sein.  $\text{Prob}[g(t) | e_i(t)]$  ist – im Gegensatz zu  $\text{Prob}[e_i(t) | g(t)]$  – mit dem vorgegebenen Übertragungsmodell über ein Gedankenexperiment bestimmbar: Man nimmt an, dass  $e_0(t)$  gesendet wird und bestimmt mit dem Wissen über den AWGR-Prozess die Wahrscheinlichkeit  $\text{Prob}[g(t) | e_0(t)]$ . Mit dem Senden von  $e_1(t)$  wiederholt man das Gedankenexperiment und bestimmt in gleicher Weise  $\text{Prob}[g(t) | e_1(t)]$ . Bis auf  $\text{Prob}[g(t)]$  sind somit alle Wahrscheinlichkeiten auf der rechten Seite von (2.8) bekannt bzw. bestimmbar. Für die Maximierungsaufgabe nach (2.7) ist diese letztere Wahrscheinlichkeit irrelevant, da sie nicht von  $i$  abhängt. Die MAP-Entscheidungsregel kann daher auch so ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \max_{i=0,1} \{\text{Prob}[e_i(t)] \text{Prob}[g(t) | e_i(t)]\} &= \text{Prob}[e_k(t)] \text{Prob}[g(t) | e_k(t)] \\ \Rightarrow e_k(t) &\text{ mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet.} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Beim Entwurf eines digitalen Übertragungssystems geht man in der Regel davon aus, dass die zu übertragenden Bits alle mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten. Als Rechtfertigung für diese Annahme wird meist die *Transparenz* angeführt: Das Übertragungssystem soll für alle Arten von Quellen ohne jeweils neue Anpassung in gleicher Weise gut funktionieren. Mit dieser Annahme liegen die A-Priori-Wahrscheinlichkeiten  $\text{Prob}[e_i(t)]$  fest: Sie sind gleich. Für den hier vorliegenden binären Fall bedeutet dies:

$$\text{Prob}[e_0(t)] = \text{Prob}[e_1(t)] = \frac{1}{2}. \quad (2.10)$$

Da somit bei den A-Priori-Wahrscheinlichkeiten ebenfalls keine Abhängigkeit von  $i$  mehr vorliegt, können sie bei der Maximierungsaufgabe auch weggelassen werden. Die Entscheidungsregel nach (2.9) vereinfacht sich somit zu

$$\begin{aligned} \max_{i=0,1} \{\text{Prob}[g(t) | e_i(t)]\} &= \text{Prob}[g(t) | e_k(t)] \\ \Rightarrow e_k(t) &\text{ mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet.} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Diese neue Entscheidungsregel wird *Maximum-Likelihood-Entscheidungsregel* oder kurz *ML-Regel* genannt. „Likelihood“ bedeutet dabei so viel wie „Glaubwürdigkeit“ oder „Verlässlichkeit“. Im Anhang zu diesem Kapitel wird gezeigt, dass diese ML-Regel durch eine korrespondierende ML-Regel ausgedrückt werden kann, in der anstelle der zeitkontinuierlichen Signale nur noch Signalvektoren vorkommen:

$$\begin{aligned} \max_{i=0,1} \{p_g(\underline{x} = \underline{g} | \underline{e}_i)\} &= p_g(\underline{x} = \underline{g} | \underline{e}_k) \\ \Rightarrow e_k(t) &\text{ mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet.} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Die zwei Wahrscheinlichkeiten  $\text{Prob}[\cdot]$  aus (2.11) sind jetzt durch zwei  $N$ -dimensionale bedingte Wahrscheinlichkeitsdichten  $p_g(\underline{x} | \underline{e}_0)$  und  $p_g(\underline{x} | \underline{e}_1)$  ersetzt.  $\underline{g}$  ist der zu  $g(t)$  gehörige Empfangssignalvektor, die Vektoren  $\underline{e}_0$  und  $\underline{e}_1$  ersetzen die beiden zeitkontinuierlichen Elementarsignale.  $\underline{x}$  ist der Variablenvektor der Wahrscheinlichkeitsdichte. Die Wahrscheinlichkeitsdichten leiten sich aus dem AWGR auf dem Kanal ab:

$$\begin{aligned} p_g(\underline{x} | \underline{e}_i) &= p_n(\underline{x} - \underline{e}_i) \\ &= \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi (N_0 2f_g)^2}} \right]^N \exp \left( -\frac{\|\underline{x} - \underline{e}_i\|^2}{2(N_0 2f_g)^2} \right). \end{aligned} \quad (2.13)$$

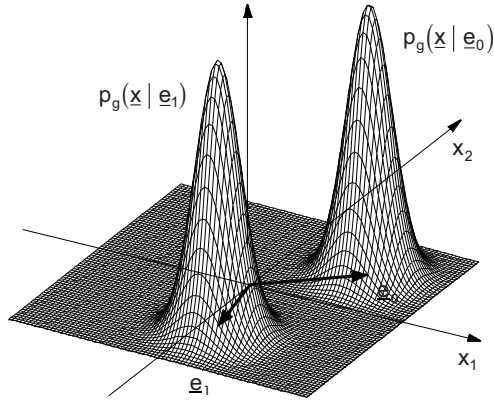
$f_g$  ist hierbei die Grenzfrequenz der als bandbegrenzt angenommenen Elementarsignale,  $N_0$  die Rauschleistungsdichte auf dem Kanal, und für die Dimension  $N$  des Signalraumes gilt:

$$N = 2f_g T, \quad (2.14)$$

wobei  $T$  wiederum die Dauer der Elementarsignale ist.

Die Entscheidungsregel (2.12) besagt somit, dass man von einem empfangenen Vektor  $\underline{g}$  jeweils  $\underline{e}_0$  bzw.  $\underline{e}_1$  subtrahieren muss um dann durch Einsetzen der beiden Differenzen in die mehrdimensionale Gauß-Verteilung (2.13) den größeren der beiden Wahrscheinlichkeitsdichte-Werte zu bestimmen. Der Vektor  $\underline{e}_k$ , der zum größeren der beiden Werte gehört, entspricht dem wahrscheinlichst gesendeten Elementarsignal  $e_k(t)$ .

Abbildung 2.7 soll dies als Beispiel für Signalvektoren mit  $N = 2$  Komponenten veranschaulichen. Die hier relevante zweidimensionale Gauß-Verteilung ist an den rotationssymmetrischen Glockenkurven zu erkennen. Die Leistungsdichte  $N_0$  des AWGR auf dem Kanal ist so angenommen, dass die Wahrscheinlichkeitsdichten  $p_{\underline{g}}(\underline{x}|\underline{e}_0)$  und  $p_{\underline{g}}(\underline{x}|\underline{e}_1)$  sehr schnell abfallen und sich kaum durchdringen.



**Abb. 2.7.** Verteilungsdichtefunktion im Signalraum bei binärer Übertragung

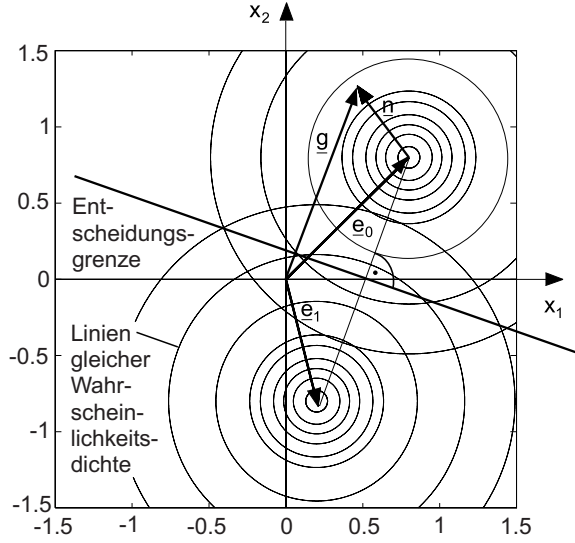
Abbildung 2.8 zeigt das gleiche Bild „von oben“. Eingezeichnet sind Linien gleicher Wahrscheinlichkeit und als Beispiel ein aktuell empfangener Vektor  $\underline{x} = \underline{g}$ .

Die größere von beiden Wahrscheinlichkeitsdichten ist für diesen Empfangsvektor  $\underline{g}$  offensichtlich die zu  $\underline{e}_0$  gehörende. Die ML-Regel (2.12) teilt die Ebene in zwei Gebiete: Wo die beiden Dichten gleich groß sind ergibt sich eine Trennlinie, die *Entscheidungsgrenze*. Vektoren  $\underline{g}$  auf der einen Seite der Entscheidungsgrenze führen zur Entscheidung „ $e_0(t)$  mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet“, solche auf der anderen Seite zu „ $e_1(t)$  mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet“. Da die Gauß-Glocken die gleiche Höhe besitzen, ergibt sich als Entscheidungsgrenze eine Gerade. Sie ist identisch mit der Mittelsenkrechten der Verbindungsgeraden  $\underline{e}_0 - \underline{e}_1$ .

Setzt man die beiden hier vorkommenden Wahrscheinlichkeitsdichten ins Verhältnis und bildet anschließend den natürlichen Logarithmus, d. h.

$$\log \left[ \frac{p_{\underline{n}}(\underline{g} - \underline{e}_0)}{p_{\underline{n}}(\underline{g} - \underline{e}_1)} \right] = \frac{\|\underline{g} - \underline{e}_1\|^2 - \|\underline{g} - \underline{e}_0\|^2}{2\sigma_n^2}, \quad (2.15)$$

dann wird offensichtlich, dass zwei euklidische Distanzen verglichen werden und die ML-Entscheidungsregel in eine *Minimaldistanz-Regel* umformuliert werden kann:



**Abb. 2.8.** Verteilungsdichtefunktion im Signalraum bei binärer Übertragung; Schnitt

$$\begin{aligned}
 d_0 &= \|\underline{g} - \underline{e}_0\| \\
 d_1 &= \|\underline{g} - \underline{e}_1\| \\
 \min\{d_0, d_1\} &= d_k
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

$\Rightarrow e_k(t)$  mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet,

d. h. man sucht den Elementarsignalvektor aus, der die kleinste euklidische Distanz  $d_i$  zum empfangenen Vektor  $\underline{g}$  besitzt.

Gleichung (2.15) wird auch als *Log-Likelihood-Verhältnis* bezeichnet. Die Umformungen und Erläuterungen gelten für Vektoren mit beliebig vielen Komponenten bzw. für beliebig hochdimensionale Vektor- oder Signalräume. Die euklidischen Distanzen sind Folge der Gauß-Verteilung, die wiederum durch den angenommenen AWGR-Kanal bedingt ist. Andere Arten von Störungen müssen nicht zu euklidischen Distanzen führen, d. h. die letzten Umformungen sind sicher Spezialfälle. Andererseits legt Abb. 2.7 nahe, dass auch andere Typen von Verteilungsdichtefunktionen zu einer Geraden als Entscheidungsgrenze führen können, die wiederum mit der abgeleiteten Minimaldistanz-Regel (2.16) konform ist. Bei Dimensionen größer als 2 wird aus der Entscheidungsgrenze eine Ebene bzw. Hyperebene, und die Linien gleicher Wahrscheinlichkeitsdichte werden bei der Gauß-Verteilung zu Kugelschalen bzw. Hyperkugelschalen. Beliebige Verteilungsdichtefunktionen

der Störungen führen schließlich zu allgemeinen Entscheidungsflächen im  $N$ -dimensionalen Raum der Signalvektoren, und die Minimaldistanz-Regel gilt dann nicht mehr. Dieser Fall ist jedoch bereits allgemeiner als der hier vorausgesetzte mit AWGR-Störungen.

### 2.3.2 Empfängerstrukturen

Die Berechnung der beiden quadratischen Distanzen ergibt:

$$\begin{aligned} d_i^2 &= \|\underline{g} - \underline{e}_i\|^2 \\ &= (\underline{g} - \underline{e}_i, \underline{g} - \underline{e}_i) \\ &= (\underline{g}, \underline{g}) + (\underline{e}_i, \underline{e}_i) - (\underline{g}, \underline{e}_i) - (\underline{e}_i, \underline{g}). \end{aligned} \quad (2.17)$$

$(.,.)$  bedeutet das Skalarprodukt zwischen den im Argument stehenden Signalvektoren. Für  $(\underline{e}_i, \underline{g})$  gilt beispielsweise

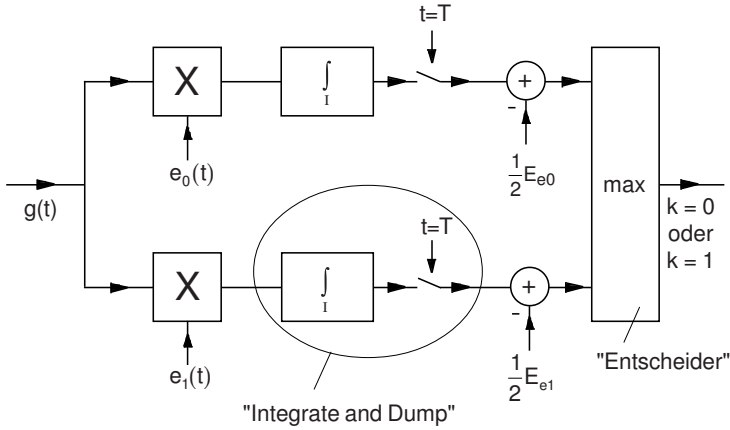
$$(\underline{e}_i, \underline{g}) = \sum_{l=1}^N e_{il} g_l^*.$$

Angenommen werden soll nun ein System mit orthonormalen Basisfunktionen, das den Übergang vom Signalraum zum hier betrachteten, korrespondierenden Raum der Signalvektoren ermöglicht, z. B. das zuvor bereits genutzte System von si-Funktionen (Abtasttheorem). Die Orthonormalität bewirkt, dass die Vektor-Skalarprodukte in (2.17) mit den korrespondierenden Skalarprodukten im Signalraum direkt identisch sind (s. Abschn. 1.1.3, Parseval-Theorem). Die ersten beiden Skalarprodukte stellen somit die Energien  $E_g$  und  $E_{e_i}$  der Signale  $g(t)$  und  $e_i(t)$  dar. Für die Berechnung der minimalen Distanz ist  $E_g$  offensichtlich irrelevant. Mit der allgemein gültigen Beziehung  $(\underline{g}, \underline{e}_i) = (\underline{e}_i, \underline{g})^*$  folgt, dass die Summe der beiden rechten Skalarprodukte mit dem doppelten Realteil eines Skalarprodukts identisch ist und die Entscheidungsregel wie folgt formuliert werden kann:

$$\begin{aligned} \max_{i=0,1} \{ \operatorname{Re}\{(\underline{g}, \underline{e}_i)\} - \frac{1}{2} E_{e_i} \} &= \operatorname{Re}\{(\underline{g}, \underline{e}_k)\} - \frac{1}{2} E_{e_k} \\ \Rightarrow \underline{e}_k(t) &\text{ mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet.} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Wir werden in späteren Abschnitten auf diese Entscheidungsregel zurückkommen, zunächst aber nur reellwertige Signale voraussetzen, d. h. keine äquivalenten TP-Signale. Für das Skalarprodukt in (2.18) gilt mit dem Parseval-Theorem (1.30)

$$(\underline{g}, \underline{e}_i) = \sum_l g_l e_{il} = \int_T g_{f_g}(t) e_i(t) dt. \quad (2.19)$$



**Abb. 2.9.** Optimaler Empfänger bei einer Binärübertragung; Korrelation

Beachtet man, dass die  $e_i(t)$  außerhalb des Integrationsintervalls der Dauer  $T$  identisch Null sein sollen, dann gilt weiter

$$(\underline{g}, \underline{e}_i) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{f_g}(t) e_i(t) dt. \quad (2.20)$$

Schließlich kann man die Bandbegrenzung der  $e_i(t)$  auf  $f_g$  berücksichtigen, womit das auf  $f_g$  bandbegrenzte Eingangssignal  $g_{f_g}(t)$  auch durch das Eingangssignal  $g(t)$  selbst ersetzt werden kann:

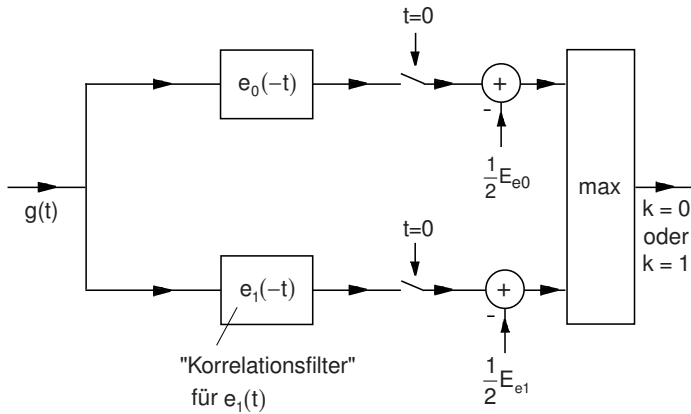
$$(\underline{g}, \underline{e}_i) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e_i(t) dt. \quad (2.21)$$

Diese Berechnungsvorschrift bezeichnet man auch als *Korrelation*. Sie kann wie in Abb. 2.9 dargestellt realisiert werden. Nach der Integrationszeit  $T$  darf der Wert des Skalarprodukts ausgegeben werden, woraus sich auch die Bezeichnung *Integrate and Dump* ableitet, die in der Praxis üblich ist. Eine weitere Möglichkeit ergibt sich, wenn man das Skalarprodukt als Ausgangssignal eines LTI-Systems zum Zeitpunkt  $t = 0$  auffasst:

$$(\underline{g}, \underline{e}_i) = e_i(-t) * g(t)|_{t=0}. \quad (2.22)$$

Das LTI-System besitzt hierbei eine Stoßantwort, die dem *zeitinversen* des jeweils vorausgesetzten Elementarsignals  $e_i(t)$  entspricht. Ein solches LTI-System wird auch als *Korrelationsfilter* bezeichnet, oder als *Matched Filter*





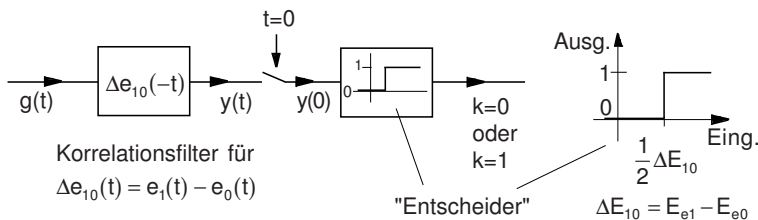
**Abb. 2.10.** Optimaler Empfänger bei einer Binärübertragung; Korrelationsfilter, Matched Filter (MF)

(MF), was so viel wie *angepasstes Filter* (an  $e_i(t)$ ) bedeutet. Ein MF für  $e_i(t)$  ist also ein LTI-System mit der Stoßantwort  $e_i(-t)$ . Abbildung 2.10 zeigt ein entsprechendes Blockbild.

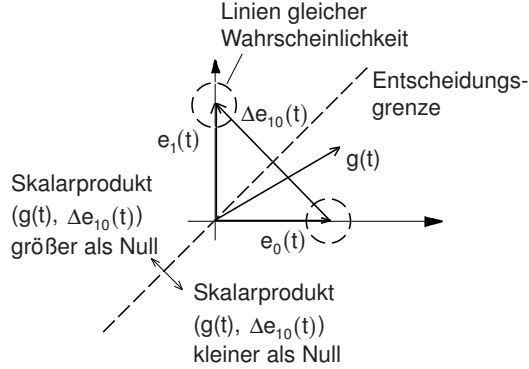
Da nur zwei Skalarprodukte gebildet werden müssen, kann die Entscheidungsregel auch lauten:

$$(\underline{g}, \Delta \underline{e}_{10}) \begin{cases} \geq \frac{1}{2} \Delta E_{10} \Rightarrow e_1(t) \text{ gesendet} \\ < \frac{1}{2} \Delta E_{10} \Rightarrow e_0(t) \text{ gesendet.} \end{cases} \quad (2.23)$$

Hierbei sind die Abkürzungen  $\Delta \underline{e}_{10} = \underline{e}_1 - \underline{e}_0$  und  $\Delta E_{10} = E_{e_1} - E_{e_0}$  verwendet worden. Die hieraus resultierende Struktur eines Empfängers zeigt Abb. 2.11. Der Block nach dem Abtaster ist der *Entscheider*, der die Grenze im Signalraum realisiert. Abbildung 2.12 zeigt dies als Beispiel in einem Vektorraum mit zwei Dimensionen.



**Abb. 2.11.** Optimaler Empfänger bei einer Binärübertragung; Variante mit Differenzsignalen



**Abb. 2.12.** Optimaler Empfänger bei einer Binärübertragung; Signalvektoren im Falle von orthogonalen Elementarsignalen gleicher Energie

Diese dritte Variante eines optimalen Empfängers bei einer Binärübertragung soll im Folgenden benutzt werden, um die Wahrscheinlichkeit für mögliche Fehlentscheidungen zu berechnen. Verwendet wird dabei die gerade schon erläuterte Gleichwertigkeit der Skalarprodukte von Signalvektoren und der zugehörigen zeitkontinuierlichen Signale (Parseval-Theorem).

### 2.3.3 Berechnung der Fehlerwahrscheinlichkeit

Die Entscheidungen des optimalen Empfängers sind im statistischen Sinn zu deuten. Das AWGR auf dem Kanal bewirkt, dass bei der Entscheidung auf  $e_0(t)$  oder  $e_1(t)$  Fehler vorkommen können. Die Wahrscheinlichkeit für solche Fehlentscheidungen – von nun an kurz mit *Fehlerwahrscheinlichkeit* bezeichnet – kann berechnet werden, wenn man beachtet, dass das Übertragungsmodell und die zuvor behandelten Empfangsverfahren gegeben sind.

Am Ausgang des Korrelationsfilters – s. Abb. 2.11 – ergibt sich das Signal

$$\begin{aligned} y(t) &= g(t) * \Delta e_{10}(-t) \\ &= s(t) * \Delta e_{10}(-t) + n(t) * \Delta e_{10}(-t). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Für den rechten Term, den Rauschsignalanteil in  $y(t)$ , soll die Abkürzung  $n_e(t)$  verwendet werden, d. h.

$$n_e(t) = n(t) * \Delta e_{10}(-t). \quad (2.25)$$

Der Abtastwert von  $y(t)$  zum Zeitpunkt  $t = 0$ , d. h.

$$y(0) = y(0)|_{n_e(t)=0} + n_e(0) \quad (2.26)$$

ist die sog. *Entscheidungsvariable*. Je nachdem, ob  $e_0(t)$  oder  $e_1(t)$  gesendet wird, ergibt sich für den *Nutzsignalanteil*, d. h. für  $y(0)$  bei  $n_e(0) = 0$ , ein anderer Wert. Wird  $e_0(t)$  gesendet, dann gilt:



<http://www.springer.com/978-3-540-21400-7>

Informationsübertragung

Grundlagen der Kommunikationstechnik

Lindner, J.

2005, XV, 474 S., Softcover

ISBN: 978-3-540-21400-7