

Versuche mit Matlab

Begleitmaterial zum Buch

Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik

Übertragungstechnik – Signalverarbeitung – Netze

Carsten Roppel

E-Mail: c.ropfel@fh-sm.de

Fachbuchverlag Leipzig, 2006



Inhaltsverzeichnis

| | | |
|-----|---|----|
| 1 | Übersicht | 2 |
| 2 | QPSK-Übertragungsstrecke und Empfänger mit signalangepasstem Filter | 2 |
| 2.1 | AWGN-Kanal..... | 3 |
| 2.2 | Mehrwegekanal | 6 |
| 3 | QPSK-Übertragungsstrecke und Empfänger mit Entzerrer | 8 |
| 3.1 | AWGN-Kanal..... | 9 |
| 3.2 | Mehrwegekanal | 10 |
| | Anhang: m-Files..... | 12 |
| | Literaturverzeichnis..... | 16 |

1 Übersicht

Wir beschreiben die Simulation einer Übertragungsstrecke mit Matlab. Einige der verwendeten Funktionen stammen aus der Communications Toolbox bzw. der Signal Processing Toolbox.

Das Übertragungssystem verwendet QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) als Modulationsverfahren. Zur Pulsformung wird ein Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter verwendet. Der Empfänger verwendet entweder ein signalangepasstes Filter (Matched Filter) oder einen linearen Entzerrer auf der Basis eines FIR-Filters. Die Signale werden mit Hilfe des Augendiagramms, des Konstellationsdiagramms und des Leistungsdichtespektrums untersucht. Der Einfluss des Übertragungskanal in Form von Rauschen und Verzerrungen wird untersucht. Die Bitfehlerhäufigkeit wird ermittelt und mit den theoretischen Ergebnissen verglichen.

Das System wird im Basisband simuliert, d. h. es werden die zum Bandpasssignal äquivalenten Tiefpasssignale $x_i(t)$ und $x_q(t)$ erzeugt und verarbeitet. Dadurch werden die bei einer Simulation im Bandpassbereich auftretenden hohen Frequenzen und Abtastraten vermieden. Andererseits können alle Einflüsse auf das Bandpasssignal (Kanalübertragungsfunktion, Störungen) durch äquivalente Tiefpassmodelle in die Simulation einbezogen werden.

Durch Variation der verschiedenen Parameter der Übertragungsstrecke kann man deren Einfluss beobachten und so ein tiefgehendes Verständnis für das System entwickeln. Die Simulation der Übertragungsstrecke kombiniert eine Vielzahl von Verfahren und Konzepten der Signalübertragung und der Visualisierung des Systemverhaltens. Deren Umsetzung in Matlab kann als Grundlage für die Simulation vieler weiterer Systeme dienen.

Die zugehörigen Matlab-Dateien QPSK_MatchedFilter.m und QPSK_Equalizer.m sind im Anhang enthalten und auf der Homepage www.fh-schmalkalden.de/roppel_digicom erhältlich.

2 QPSK-Übertragungsstrecke und Empfänger mit signalangepasstem Filter

Im Sender (Bild 1) wird zunächst eine binäre (zweiwertige) Zufallsfolge d_{bit} erzeugt. Es folgt eine parallel-seriell-Wandlung, bei der jeweils zwei Bit auf ein vierwertiges Symbol abgebildet werden. Der QPSK-Basisbandmodulator erzeugt das modulierte Signal; die Abtastrate beträgt ein Sample pro Symbol. Das modulierte Signal in Form des komplexen Basisbandsignals ist in Bild 1 durch die Doppelpfeile angedeutet. Das Pulsformfilter ist ein Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter mit der Impulsantwort $p_{\text{src}}(n)$, das gleichzeitig die Abtastrate auf acht Samples pro Symbol heraufsetzt.

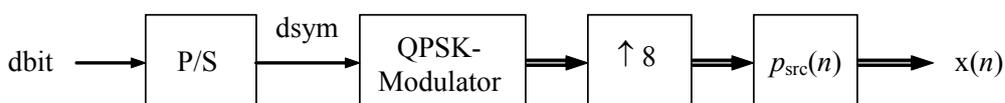


Bild 1: Simulationsmodell des Senders

Der Übertragungskanal ist wahlweise ein AWGN-Kanal, der lediglich weißes gaußsches Rauschen zum Nutzsignal addiert, oder ein Mehrwegekanal. Im ersten Fall ist der Kanal verzerrungsfrei und die Impulsantwort lautet $h_{\text{ch}}(n) = \delta(n)$ (Bild 2). Im zweiten Fall ist die Impulsantwort durch

$$h_{\text{ch}}(n) = \delta(n) + a \delta\left(n - \frac{t_0}{T_A}\right) \quad (1)$$

gegeben. Beim Mehrwegekanal gelangt das Signal einmal auf direktem Weg (Impulsantwort $\delta(n)$) und einmal auf einem indirekten Weg (Impulsantwort $a \delta(n - t_0/T_A)$) zum Empfänger. Auf dem indirekten Weg wird das Signal um t_0/T_A Samples verzögert und um den Faktor a gedämpft¹.

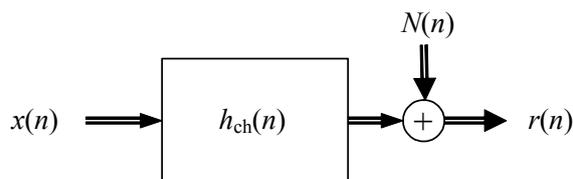


Bild 2: Simulationsmodell des Übertragungskanals

Das Modell des Empfängers mit signalangepasstem Filter zeigt Bild 3. Das zum sendeseitigen Pulsformfilter signalangepasste Filter ist ebenfalls ein Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter. Nach dem Herabsetzen der Abtastrate um den Faktor acht, der Demodulation und der Umwandlung der vierwertigen Symbolfolge in eine Bitfolge wird durch Vergleich mit der gesendeten Folge die Bitfehlerhäufigkeit ermittelt.

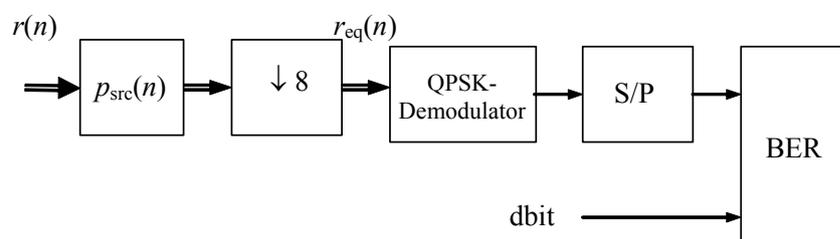


Bild 3: Simulationsmodell des Empfängers mit signalangepasstem Filter

Bei Gray-Codierung, Übertragung über einen AWGN-Kanal und signalangepasstem Filter im Empfänger beträgt die theoretische Bitfehlerwahrscheinlichkeit

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{n_0}} \quad (2)$$

2.1 AWGN-Kanal

Bild 4 zeigt die Augendiagramme nach dem sendeseitigen Pulsformfilter und nach dem empfangsseitigen signalangepassten Filter. Der Übertragungskanal ist verzerrungs- und rauschfrei. Der Roll-off-Faktor der Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter beträgt $\alpha = 0,5$. Nach dem Sende-

¹ Gl. (1) ist ein vereinfachtes Basisbandmodell des Mehrwegekanals aus [1], Beispiel 2-7, für den Fall, dass das Produkt $t_0 f_c$ ganzzahlig ist.

filter ist das Nyquist-Kriterium nicht erfüllt. Dies ist erst nach dem Empfangsfilter der Fall. Im Augendiagramm ist dies daran zu erkennen, dass sich alle Linien zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung in einem Punkt schneiden. Die Augendiagramme für die Normal- und die Quadraturkomponente sind jeweils identisch.

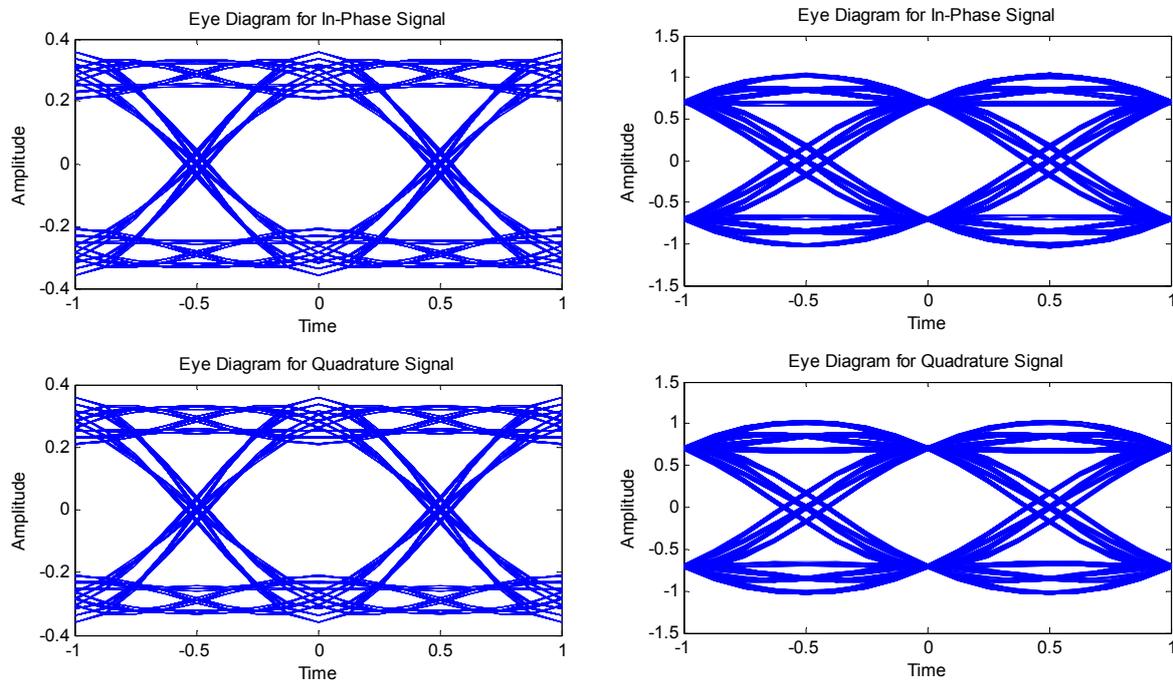


Bild 4: Augendiagramm nach dem Pulsformfilter und nach dem signalangepassten Filter (AWGN-Kanal, kein Rauschen)

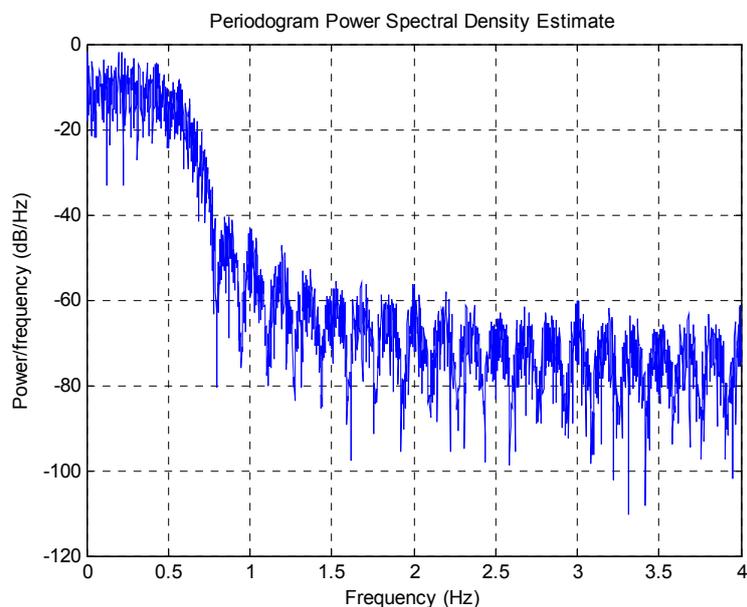


Bild 5: Leistungsdichtespektrum nach dem Pulsformfilter (AWGN-Kanal, kein Rauschen)

Im Versuch ist die Symbolrate $r_s = 1$ (Symbole pro Sekunde). Entsprechend ist die Nyquist-Bandbreite $B_N = r_s/2 = 0,5$ Hz und die Übertragungsbandbreite $B_K = (1 + \alpha) B_N = 0,75$ Hz. Das Leistungsdichtespektrum (Bild 5) ist deutlich auf diese Bandbreite begrenzt. Die Signal-

anteile oberhalb von B_K gehen auf die numerische Berechnung des Spektrums mittels der diskreten Fourier-Transformation zurück.

Bild 6 zeigt die ermittelte Bitfehlerhäufigkeit in Abhängigkeit vom Verhältnis der mittleren Energie pro Bit E_b zur Rauschleistungsdichte n_0 . Die simulierten Werte stimmen sehr gut mit den theoretischen Werten (Gl. (2)) überein.

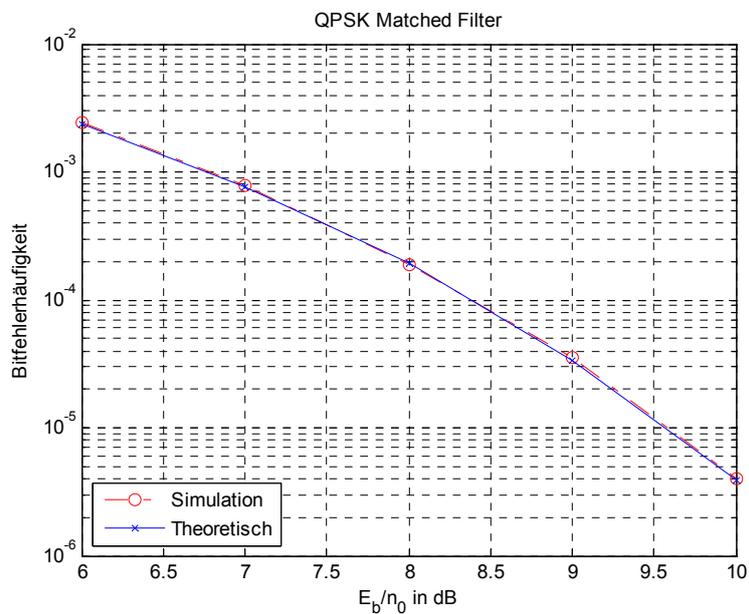


Bild 6: Bitfehlerhäufigkeit für den AWGN-Kanal

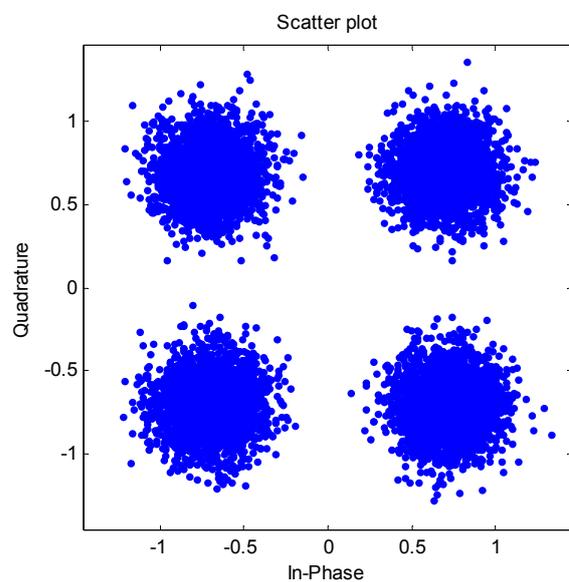


Bild 7: Signalraumkonstellation nach dem Empfangsfilter für den AWGN-Kanal ($10 \log(E_b/n_0) = 10$ dB)

Die Signalraumkonstellation nach dem Empfangsfilter zeigt Bild 7. Im idealen, rauschfreien Fall besteht die Signalraumkonstellation aus vier Punkten mit den Koordinaten $a_n \in (1/\sqrt{2})\{1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j\}$. Durch das additive Kanalrauschen bilden sich um die-

se Punkte Wolken, die umso größer erscheinen, je größer die Rauschleistung und je kleiner das Signal-Rausch-Verhältnis ist.

2.2 Mehrwegekanal

Bild 8 zeigt das Leistungsdichtespektrums am Kanalausgang für den Fall des Mehrwegekanals. Die Laufzeitdifferenz beträgt hier $t_0/T_A = 8$ Samples und die Dämpfung $a = 0,8$. Die Übertragungsfunktion weist Einbrüche bei ungeradzahigen Vielfachen der Frequenz $f = 1/(2 t_0) = 0,5$ Hz für $f_A = 1/T_A = 8$ Hz auf. Der erste Einbruch bei 0,5 Hz liegt innerhalb von B_K und ist im Spektrum gut zu erkennen. Er führt zu massiver Intersymbol-Interferenz und einem starken Anstieg der Bitfehlerhäufigkeit (Bild 9).

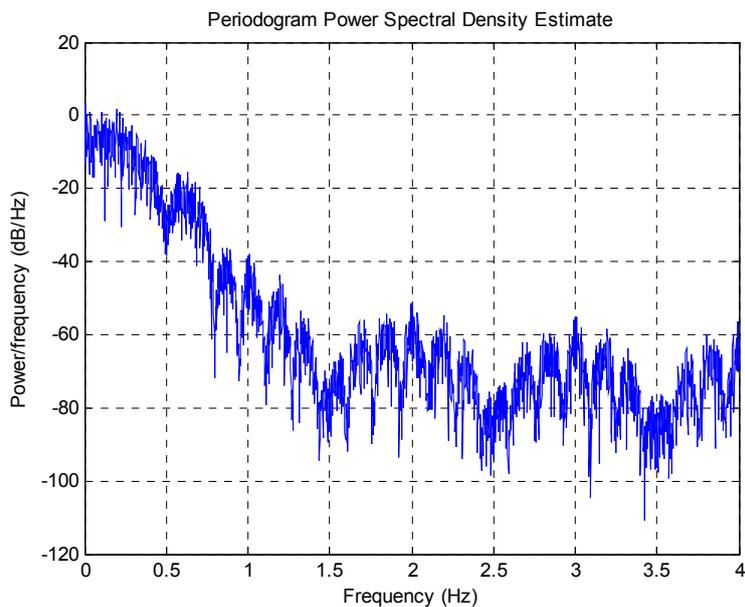


Bild 8: Leistungsdichtespektrum am Kanalausgang für den Mehrwegekanal ($t_0/T_A = 8$, kein Rauschen)

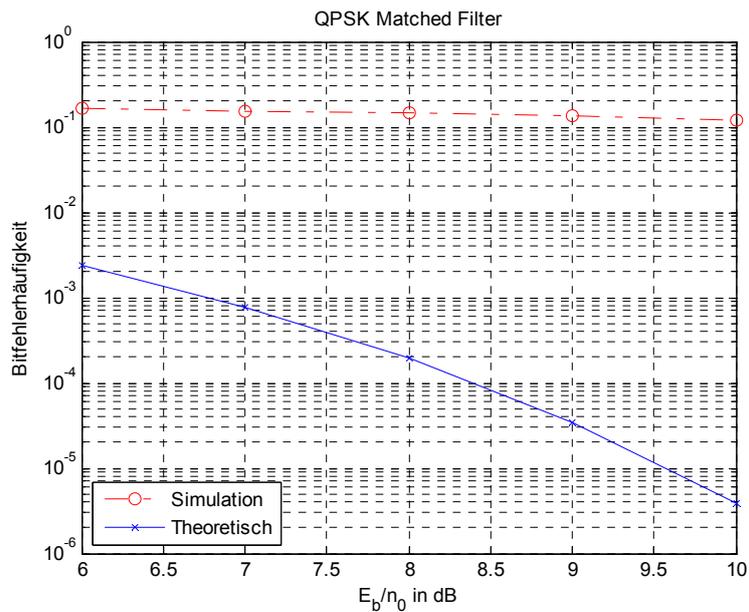


Bild 9: Bitfehlerhäufigkeit für den Mehrwegekanal ($t_0/T_A = 8$)

Für $t_0/T_A = 2$ Samples liegt der erste Einbruch bei 2 Hz und damit außerhalb der Übertragungsbandbreite B_K . Das Spektrum erscheint bis zur Bandbreite B_K im Vergleich zur verzerrungsfreien Übertragung nur minimal verändert. Dennoch führt der Mehrwegekanal auch in diesem Fall zu Intersymbol-Interferenz und einer höheren Bitfehlerhäufigkeit (Bild 10), wenn auch der Anstieg nicht so gravierend ausfällt wie im ersten Fall.

Ein Empfänger mit signalangepasstem Filter ist also erwartungsgemäß nicht in der Lage, die Verzerrungen durch den Mehrwegekanal zu kompensieren und die Fehlerwahrscheinlichkeit steigt. Im nächsten Versuch wird untersucht, wie mit einem Entzerrer bessere Ergebnisse erzielt werden können.

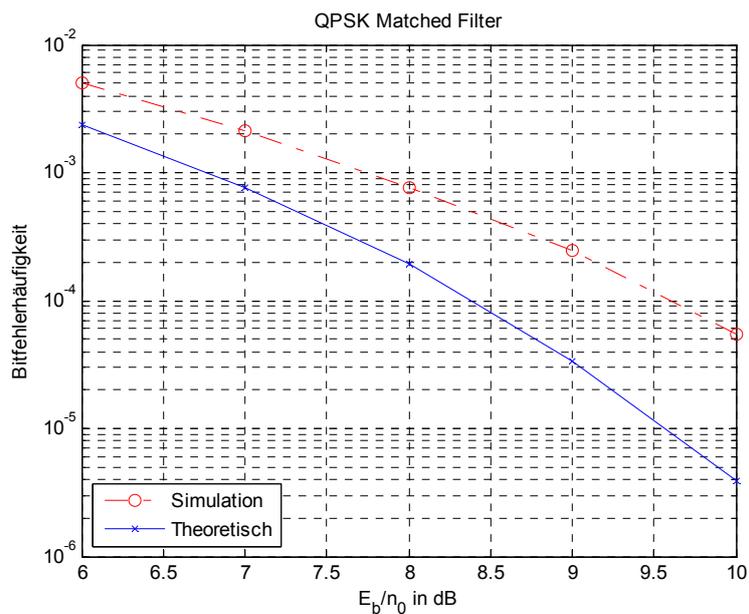


Bild 10: Bitfehlerhäufigkeit für den Mehrwegekanal ($t_0/T_A = 2$)

3 QPSK-Übertragungsstrecke und Empfänger mit Entzerrer

Das Modell des Empfängers mit Entzerrer zeigt Bild 11. Der Entzerrer ist ein FIR-Filter mit der Impulsantwort $e(n)$. Es handelt sich um einen Entzerrer mit Doppelabtastung oder $T/2$ -Entzerrer. Vor dem Entzerrer befindet sich ein Tiefpass mit der Bandbreite B_K , anschließend wird die Abtastrate um den Faktor vier auf zwei Samples pro Symbol herab gesetzt. Nach dem Entzerrer wird die Abtastrate auf ein Sample pro Symbol reduziert; die weitere Verarbeitung ist identisch zum Empfänger mit signalangepasstem Filter. Beim Vergleich der empfangenen Bitfolge mit der gesendeten Folge muss die Verzögerung durch das Tiefpassfilter und den Entzerrer kompensiert werden.

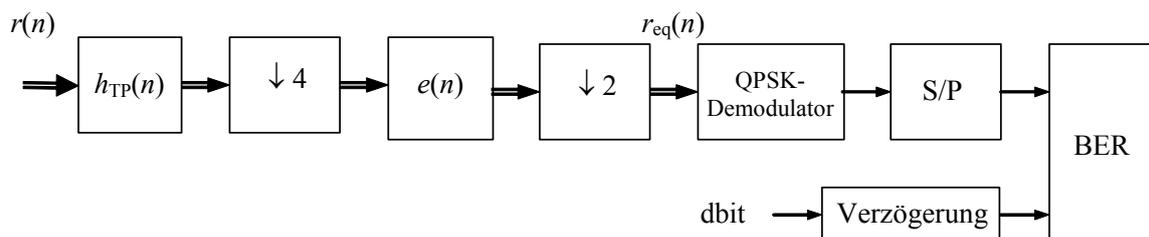


Bild 11: Simulationsmodell des Empfängers mit Entzerrer

Die exakte Entzerrung des Signals (Zero-Forcing) führt beim $T/2$ -Entzerrer auf die Entzerrerkoeffizienten ([1], Kapitel 8.3.1)

$$\mathbf{e} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{y} \quad (3)$$

mit der $(N+1) \times (N+1)$ Faltungsmatrix \mathbf{F} und dem gewünschten Ausgangsvektor \mathbf{y} . Die exakte Entzerrung entfernt zwar die Intersymbol-Interferenz vollständig, kann jedoch in sehr großen Koeffizienten und damit einer Anhebung der Rauschleistung resultieren. Günstiger ist die MMSE (minimum mean-square error)-Lösung, die die Summe aus Intersymbol-Interferenz und Rauschen minimiert [2], [3]. Für die Entzerrerkoeffizienten gilt

$$\mathbf{e} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}, \quad (4)$$

mit der $(N+1) \times (N+1)$ Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}^H \mathbf{F} + \sigma_N^2 \mathbf{I} \quad (5)$$

und dem Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p}

$$\mathbf{p} = \mathbf{F}^H \mathbf{y}. \quad (6)$$

Bild 12 zeigt ein Beispiel zur Autokorrelationsmatrix. Die Elemente g_i der Faltungsmatrix \mathbf{F} sind die Abtastwerte der Gesamtimpulsantwort $g(t) = p(t) * h_{ch}(t)$ des Systems. Im Beispiel werden drei Abtastwerte der Gesamtimpulsantwort verwendet und die Anzahl der Entzerrerkoeffizienten ist $N_e = 5$ (d. h. $N = 4$).

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} g_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_2 & g_1 & g_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_2 & g_1 & g_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{F}^H = \begin{pmatrix} g_0^* & g_2^* & 0 & 0 \\ 0 & g_1^* & 0 & 0 \\ 0 & g_0^* & g_2^* & 0 \\ 0 & 0 & g_1^* & 0 \\ 0 & 0 & g_0^* & g_2^* \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \sigma_N^2 + g_0^* g_0 + g_2^* g_2 & g_2^* g_1 & g_2^* g_0 & 0 & 0 \\ g_1^* g_2 & \sigma_N^2 + g_1^* g_1 & g_1^* g_0 & 0 & 0 \\ g_0^* g_2 & g_0^* g_1 & \sigma_N^2 + g_0^* g_0 + g_2^* g_2 & g_2^* g_1 & g_2^* g_0 \\ 0 & 0 & g_1^* g_2 & \sigma_N^2 + g_1^* g_1 & g_1^* g_0 \\ 0 & 0 & g_0^* g_2 & g_0^* g_1 & \sigma_N^2 + g_0^* g_0 + g_2^* g_2 \end{pmatrix}$$

Bild 12: Beispiel zur Autokorrelationsmatrix

Geht die Rauschleistung σ_N^2 gegen null, so nähert sich die MMSE-Lösung Gl. (4) der Zero-Forcing-Lösung Gl. (3) an. Im Versuch wird ein fester Wert für die Rauschleistung verwendet, da hier die Fehlerhäufigkeit nur geringfügig von σ_N^2 abhängt.

3.1 AWGN-Kanal

Bild 13 zeigt das Augendiagramm nach dem Entzerrer. Man erkennt deutlich die Abtastung mit zwei Samples pro Symbol. Der Übertragungskanal ist verzerrungs- und rauschfrei. Der Entzerrer übernimmt hier die Funktion des signalangepassten Filters. Das Ausgangssignal ist frei von Intersymbol-Interferenz (alle Linien schneiden sich im Moment der größten Augenöffnung in einem Punkt), und die Fehlerwahrscheinlichkeit erreicht die Werte des idealen Empfängers (Bild 14).

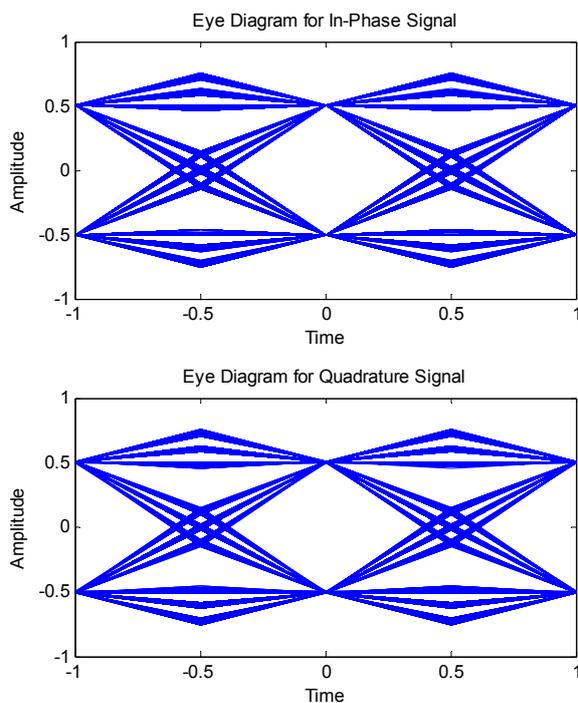


Bild 13: Augendiagramm nach dem Entzerrer (AWGN-Kanal, kein Rauschen)

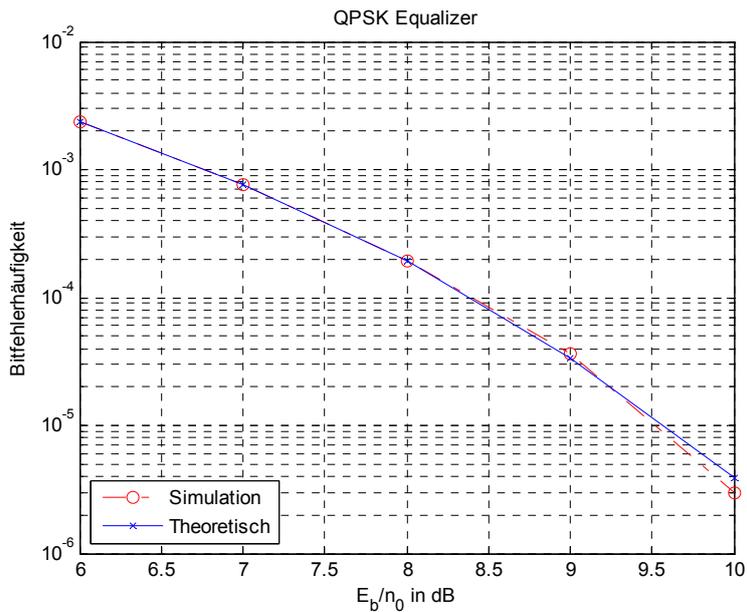


Bild 14: Bitfehlerhäufigkeit für den AWGN-Kanal

3.2 Mehrwegekanal

Bild 15 zeigt die Bitfehlerhäufigkeit für den Mehrwegekanal. Die Laufzeitdifferenz beträgt hier $t_0/T_A = 2$ Samples und die Dämpfung $a = 0,8$. Im Gegensatz zum Empfänger mit signalangepasstem Filter kann der Entzerrer die Verzerrungen des Kanals kompensieren, ohne dass es zu einer erhöhten Fehlerwahrscheinlichkeit kommt (vgl. mit Bild 10).

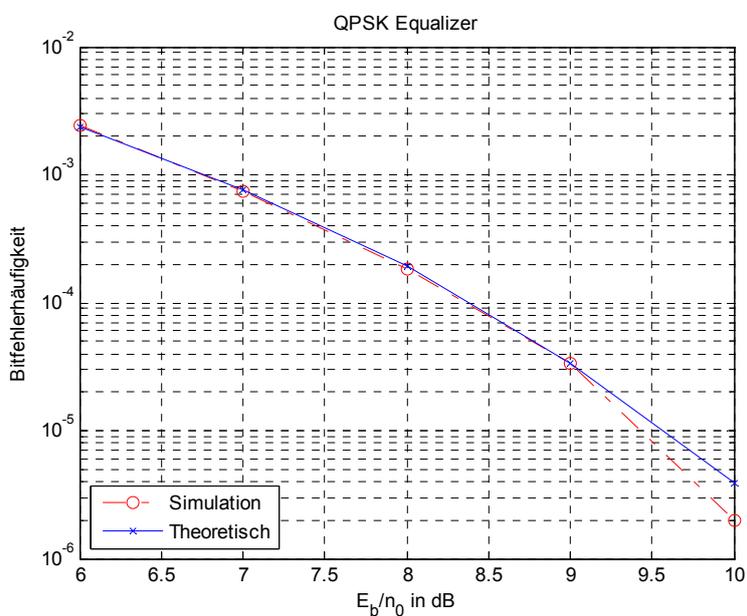


Bild 15: Bitfehlerhäufigkeit für den Mehrwegekanal ($t_0/T_A = 2$)

Dies gilt nicht mehr, wenn der Einbruch der Übertragungsfunktion des Kanals innerhalb der Signalbandbreite B_K liegt. Bild 16 zeigt die Bitfehlerhäufigkeit für eine Laufzeitdifferenz von $t_0/T_A = 8$ Samples. Zwar ist der Empfänger mit Entzerrer auch in diesem Fall besser als der

Empfänger mit signalangepasstem Filter (Bild 9), aber die Verzerrungen des Kanals können nicht kompensiert werden und die Fehlerhäufigkeit steigt.

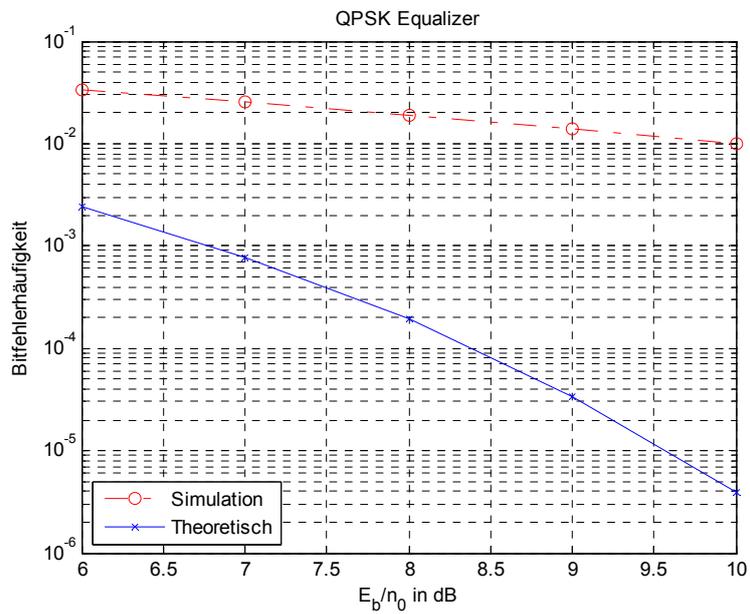


Bild 16: Bitfehlerhäufigkeit für den Mehrwegekanal ($t_0/T_A = 8$)

Anhang: m-Files

QPSK_MatchedFilter.m

```
%% Simulation einer QPSK-Übertragungsstrecke mit einem Matched-Filter-
Empfänger
% C. Roppel, FH Schmalkalden
% 31.08.2010
%
% Erläuterungen siehe "Versuche mit Matlab",
% Begleitmaterial zum Buch "Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik"
% Fachbuchverlag Leipzig, 2006
%
% Getestet mit Matlab 7.4.0 und 7.9.0
%
clear
clc
close all
format short

%% Modulationsparameter für QPSK
m = 4;           % m-wertige Symbole
k = log2(m);     % k Bit pro Symbol
alpha = 0.5;    % Roll-off-Faktor
nsym = 5e5;     % Anzahl der Symbole
os = 8;         % Samples pro Symbol (oversampling ratio)
dly_rc = 3;     % Verzögerung des Wurzel-Kosinus-roll-off-Filters

% Modulator und Demodulator
modobj = modem.pskmod('M', m, 'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolOrder', 'Gray')
demodobj = modem.pskdemod('M', m, 'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolOrder',
'Gray')

%% Bit- und Symbolfolge
dbit = randint(nsym*k, 1, [0 1], 12345);
dsym = bi2de(reshape(dbit, k, nsym).', 'left-msb');

%% Kanalmodell
% mehrwege = 0: verzerrungsfreier Kanal
% mehrwege = 1: Mehrwegekanal
mehrwege = 0;
dt = 2;         % Laufzeitdifferenz (in Samples)
a = 0.8;        % Dämpfung

% Impulsantwort des Kanals
if mehrwege == 0
    hch = 1;
else
    hch = zeros(1, dt+1);
    hch(1) = 1;
    hch(dt+1) = a;
end

%% Modulation - Kanal - Empfänger
% Modulation
xmod = modulate(modobj, dsym);

% Pulsformfilter (Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter)
x = rcosflt(xmod, 1, os, 'fir/sqrt', alpha, dly_rc);
x = x((os*dly_rc + 1):(end - os*dly_rc));
eyediagram(x(os*dly_rc:10000), 2*os, 2, 1);
figure; periodogram(real(x), [], 4096, os);
```

```

% Faltung mit der Kanalimpulsantwort
y = filter(hch, 1, x);
figure; periodogram(real(y), [], 4096, os);

% Augendiagramm nach dem signalangepassten Filter, kein Rauschen
ymf = rcosflt(y, 1, os, 'fir/sqrt/Fs', alpha, dly_rc);
ymf = ymf((os*dly_rc + 1):(end - os*dly_rc));
eyediagram(ymf(os*dly_rc:10000), 2*os, 2, 1);

% Schleife für verschiedene Eb/n0
Ebn0List = [6:10]; % Eb/n0 in dB
berTheoList = zeros(1, length(Ebn0List)); % theoretische Werte
berList = zeros(1, length(Ebn0List)); % aus Simulation bestimmte Werte

for i = 1:length(Ebn0List)
    % AWGN-Kanal
    Ebn0 = Ebn0List(i);
    snr = Ebn0 + 10*log10(k) - 10*log10(os);
    r = awgn(y, snr, 'measured', 12345);
    % Empfänger: signalangepasstes Filter, Demodulation
    rmf = rcosflt(r, 1, os, 'fir/sqrt/Fs', alpha, dly_rc);
    rmf = rmf((os*dly_rc + 1):(end - os*dly_rc));
    rmf = downsample(rmf, os);
    ysym = demodulate(demodobj, rmf);
    % Bestimmung der Bitfehlerhäufigkeit
    ybit = de2bi(ysym, 'left-msb');
    ybit = reshape(ybit.', prod(size(ybit)), 1);
    [nerror, ber] = biterr(dbit, ybit);
    berList(i) = ber;
    % Theoretische Werte
    berTheoList(i) = 0.5*erfc(sqrt(10^(Ebn0/10)));
    fprintf('i: %d Bitfehler: %d Bitfehlerhäufigkeit: %f\n', i, nerror,
ber);
end
scatterplot(rmf(1:1e4));

%% Plot BER vs. Eb/n0
figure; semilogy(Ebn0List, berList, '-.or'); grid; title('QPSK Matched Filter');
xlabel('E_b/n_0 in dB'); ylabel('Bitfehlerhäufigkeit'); hold on;
plot(Ebn0List, berTheoList, '-x'); hold off;
legend('Simulation', 'Theoretisch', 'Location', 'SouthWest');

```

QPSK_Equalizer.m

```

% Simulation einer QPSK-Übertragungsstrecke mit T/2-Entzerrer
% C. Roppel, FH Schmalkalden
% 31.08.2010
%
% Erläuterungen siehe "Versuche mit Matlab",
% Begleitmaterial zum Buch "Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik"
% Fachbuchverlag Leipzig, 2006
%
% Getestet mit Matlab 7.4.0 und 7.9.0
%
clear
clc
close all
format short

```

```

%% Modulationsparameter für QPSK
m = 4;           % m-wertige Symbole
k = log2(m);    % k Bit pro Symbol
alpha = 0.5;    % Roll-off-Faktor
nsym = 5e5;     % Anzahl der Symbole
os = 8;         % Samples pro Symbol (oversampling ratio)
dly_rc = 3;     % Verzögerung des Wurzel-Kosinus-roll-off-Filters

% Modulator und Demodulator
modobj = modem.pskmod('M', m, 'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolOrder', 'Gray')
demodobj = modem.pskdemod('M', m, 'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolOrder',
'Gray')

% Tiefpassfilter
B_K = (1 + alpha)/2;           % Bandbreite des Basisbandsignals
fir_lp = fir1(256, B_K/(os/2)); % TP der Bandbreite B_K
dly_lp = (length(fir_lp)-1)/(2*os); % Verzögerung des TP-Filters

%% Bit- und Symbolfolge
dbit = randint(nsym*k, 1, [0 1], 12345);
dsym = bi2de(reshape(dbit, k, nsym).', 'left-msb');

%% Kanalmodell
% mehrwege = 0: verzerrungsfreier Kanal
% mehrwege = 1: Mehrwegekanal
mehrwege = 0;
dt = 2;           % Laufzeitdifferenz (in Samples)
a = 0.8;         % Dämpfung

% Impulsantwort des Kanals
if mehrwege == 0
    hch = 1;
else
    hch = zeros(1, dt+1);
    hch(1) = 1;
    hch(dt+1) = a;
end

%% T/2-Entzerrer
Ne = 33;           % Anzahl der Koeffizienten
dly_eq = round((Ne-1)/(2*2)); % Verzögerung des Entzerrers

% Zu entzerrender Impuls g(n)
rcos = rcosine(1, os, 'fir/sqrt', alpha, dly_rc);
gn = conv(rcos, hch);
gn = downsample(gn, os/2, 0);

% Rauschleistung
var_n = 0.1;
% Faltungsmatrix mit m + 1 + N Zeilen und m + 1 Spalten
gn = gn(:);
F = toeplitz([gn; zeros(Ne-1, 1)], [gn(1) zeros(1, Ne-1)]);
% F hat z Zeilen und s Spalten, Weglassen jeder zweiten Zeile
[z, s] = size(F);
F(2:2:z, :) = [];
% Ideales Ausgangssignal
[z, s] = size(F);
yid = zeros(z, 1);
yid(round(z/2) + 1) = 1;
% Berechnung der Koeffizienten
I = diag(ones(1, s));
en = (F'*F + var_n*I)\F'*yid;

```

```

%% Modulation - Kanal - Empfänger
% Modulation
xmod = modulate(modobj, dsym);

% Pulsformfilter (Wurzel-Kosinus-roll-off-Filter)
x = rcosflt(xmod, 1, os, 'fir/sqrt', alpha, dly_rc);
x = x((os*dly_rc + 1):(end - os*dly_rc));
eyediagram(x(os*dly_rc:10000), 2*os, 2, 1);
figure; periodogram(real(x), [], 4096, os);

% Faltung mit der Kanalimpulsantwort
y = filter(hch, 1, x);
figure; periodogram(real(y), [], 4096, os);

% Augendiagramm nach dem Entzerrer, kein Rauschen
yeq = downsample(y, os/2);
yeq = filter(en, 1, yeq);
eyediagram(yeq(os*dly_rc:10000), 4, 2, 1);

% Schleife für verschiedene Eb/n0
Eb0List = [6:10]; % Eb/n0 in dB
berTheoList = zeros(1, length(Eb0List)); % theoretische Werte
berList = zeros(1, length(Eb0List)); % aus Simulation bestimmte Werte

for i = 1:length(Eb0List)
    % AWGN-Kanal
    Eb0 = Eb0List(i);
    snr = Eb0 + 10*log10(k) - 10*log10(os);
    r = awgn(y, snr, 'measured', 12345);
    % Empfänger: TP-Filter, Entzerrer, Demodulation
    r = filter(fir_lp, 1, r);
    r = downsample(r, os/2);
    req = filter(en, 1, r);
    req = downsample(req, 2);
    ysym = demodulate(demodobj, req);
    % Bestimmung der Bitfehlerhäufigkeit
    ybit = de2bi(ysym, 'left-msb');
    ybit = reshape(ybit.', prod(size(ybit)), 1);
    % Kompensation der Verzögerung der Filter
    dbit_ber = dbit(1:(end - 2*(dly_lp + dly_eq + 1)));
    ybit_ber = ybit((2*(dly_lp + dly_eq + 1) + 1):end);
    [nerror, ber] = biterr(dbit_ber, ybit_ber);
    berList(i) = ber;
    % Theoretische Werte
    berTheoList(i) = 0.5*erfc(sqrt(10^(Eb0/10)));
    fprintf('i: %d Bitfehler: %d Bitfehlerhäufigkeit: %f\n', i, nerror,
ber);
end
scatterplot(req(1:1e4));

%% Plot BER vs. Eb/n0
figure; semilogy(Eb0List, berList, '-.or'); grid; title('QPSK Equalizer');
xlabel('E_b/n_0 in dB'); ylabel('Bitfehlerhäufigkeit'); hold on;
plot(Eb0List, berTheoList, '-x'); hold off;
legend('Simulation', 'Theoretisch', 'Location', 'SouthWest');

```

Literaturverzeichnis

- [1] Roppel, C.: Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik. Hanser Verlag, 2006.
- [2] Proakis, J. G.: Digital Communications. McGraw-Hill, 3rd ed., 1995.
- [3] Qureshi, S.: Adaptive equalization. Proc. IEEE, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, Sep. 1985.