

Unterstützende Materialien zur Vorlesung

# Verfahren zur Kanalcodierung – Teil 7a

Prof. Dr. Bernd Friedrichs  
KIT CEL

## Inhalt

- Übersicht zur Satellitenkommunikation
- RS\*CC-Verkettung (CCSDS-Standard im Detail, Implementierung, Fehlerrate, Fehlerstruktur, Beispiel mit Detailcheck der gemessenen Fehlerraten)
- Simulator für Satellitenkommunikation und reale Imperfektionen (Nichtlineare Verstärker, Verstauchungen von APSK, Intermodulationen, nicht-Gaußisches und nicht-weißes Rauschen, digitaler Demodulator und BMD-Prinzip)
- Zusammenhang der Fehlerraten von Modulationssymbolen und Codesymbolen
- Galileo Orbiter und Software Radio
- Link Budget Berechnung – Ist eine Kommunikation mit Aliens möglich?

Der letzte Teil der Vorlesung ist durch weitere Anwendungen geprägt, nach der Compact Disc Digital Audio (siehe Teil 5) werden nun ausführlich weitere Anwendungen betrachtet:

- Verschiedene Aspekte der Satellitenkommunikation
  - **Codeverkettung RS\*CC im Detail**
  - Einflüsse und Randbedingungen jenseits des AWGN-Modells: (nicht-Gaußisches Rauschen, nicht-weißes Rauschen, nichtlineare Verzerrungen)
  - Link Budgets für den AWGN-Kanal bzw. die Frage ob wir aus Ingenieur-technischer Sicht mit Aliens (Außerirdische Radiozivilisationen) kommunizieren können
  - Link-Verkettung (Hintereinanderschaltung mehrerer Übertragungstrecken) am Beispiel EDRS
- Mobilfunk gemäß GSM-Standard, Fadingkanäle
- In früheren Jahren wurde in der Vorlesung auch das Thema TCM (Trelliscodierte Modulation, siehe Kapitel 10) ausführlicher behandelt, mit dem Ende der Modemtechnik für den 3 kHz Telefonkanal hat TCM jedoch an Bedeutung verloren (allerdings wird TCM auch in der Erd-nahen Satellitenkommunikation verwendet).

Hinweis: Zumindest die einfachen Grundlagen der Codeverkettung RS\*CC und Fadingkanäle sind Prüfungs-relevant. Ansonsten gibt Teil 7 eher Einblicke in Anwendungen und Randbedingungen der Kanalcodierung.

## Typen von Satelliten/Anwendungen

- **LEO-Satelliten (Low Earth Orbit)**, ca. 1000 km über Erdoberfläche
  - meistens zur Erdbeobachtung eingesetzt
  - zunehmend auch zur Kommunikation (in Konstellationen)
  - Klein(st)-Satelliten, beispielsweise von Universitäten betrieben
- **MEO-Satelliten (Medium Earth Orbit)**, ca. 10000-20000 km über Erdoberfläche
  - zur Kommunikation
  - zur Navigation
- **GEO-Satelliten (Geostationay Earth Orbit)**, ca. 36000 km über Erdoberfläche, „feststehend“ über einem Punkt
  - TV-Verteilung (Hauptanwendung)
  - Relay-Anwendung
  - Kommunikation (nur in Sonderfällen, Laufzeitproblem)
- **Erdferne Satelliten** zur Forschung (deep space)
  - „erdfern“ beginnt ab Lagrange-Punkt L2 (Entfernung 1.5 Millionen km), z.B. das JWST (James Webb Space Telescope), Launch geplant 2021
  - Erkundung des Sonnensystems mit jahrelangen Flugzeiten (Entfernung mehrere Milliarden km)
  - ... hier ist der Aufwand für den Empfänger (Decoder) am Boden sekundär

## Charakterisierung des Übertragungskanals bei Satellitenkommunikation, basierend auf Funk/Mikrowellen

(dabei ist zu unterscheiden zwischen den Richtungen UL (Uplink, Boden → Satellit) und DL (Downlink, Satellit → Boden))

- **AWGN**, also Begrenzung durch Rauschen, das in extrem guter Näherung normal-verteilt ist
- **Nichtlineare Verzerrungen und Intermodulationsrauschen** durch Betrieb von Leistungsverstärkern (HPA = High Power Amplifier) nahe der Sättigungsgrenze, tritt auf in beiden Fällen:
  - Ein Einzelträger pro HPA
  - Mehrere Träger von einer/verschiedenen Basisstation(en) pro HPA
- Beeinträchtigungen beim Durchgang durch die irdische Atmosphäre
  - stark abhängig vom Frequenzbereich
  - bei hohen Frequenzen (ab 12 GHz / 20 GHz / 26 GHz) zusätzlich starkes Regenfading
- Sonstiges
  - Lineare Verzerrungen durch Filter (TX, RX)
  - Phasenrauschen (TX, RX)
  - Ungenaue Ausrichtung von Antennen (Satellit)
  - Diverse technische Imperfektionen, inklusive Alterungseffekte (primär/nur auf Satelliten-Seite)
  - Doppler-Effekte (Bewegung des Satelliten)

*Die Beschreibung  
des Satellitenkanals im Buch  
ist inzwischen veraltet*

**Zunehmend gewinnt auch optische (Laser-basierte) Kommunikation an Bedeutung:**

- erfordert eine andere Charakterisierung, insbesondere Blockierung des Signals durch Wolken

Von den Anfängen



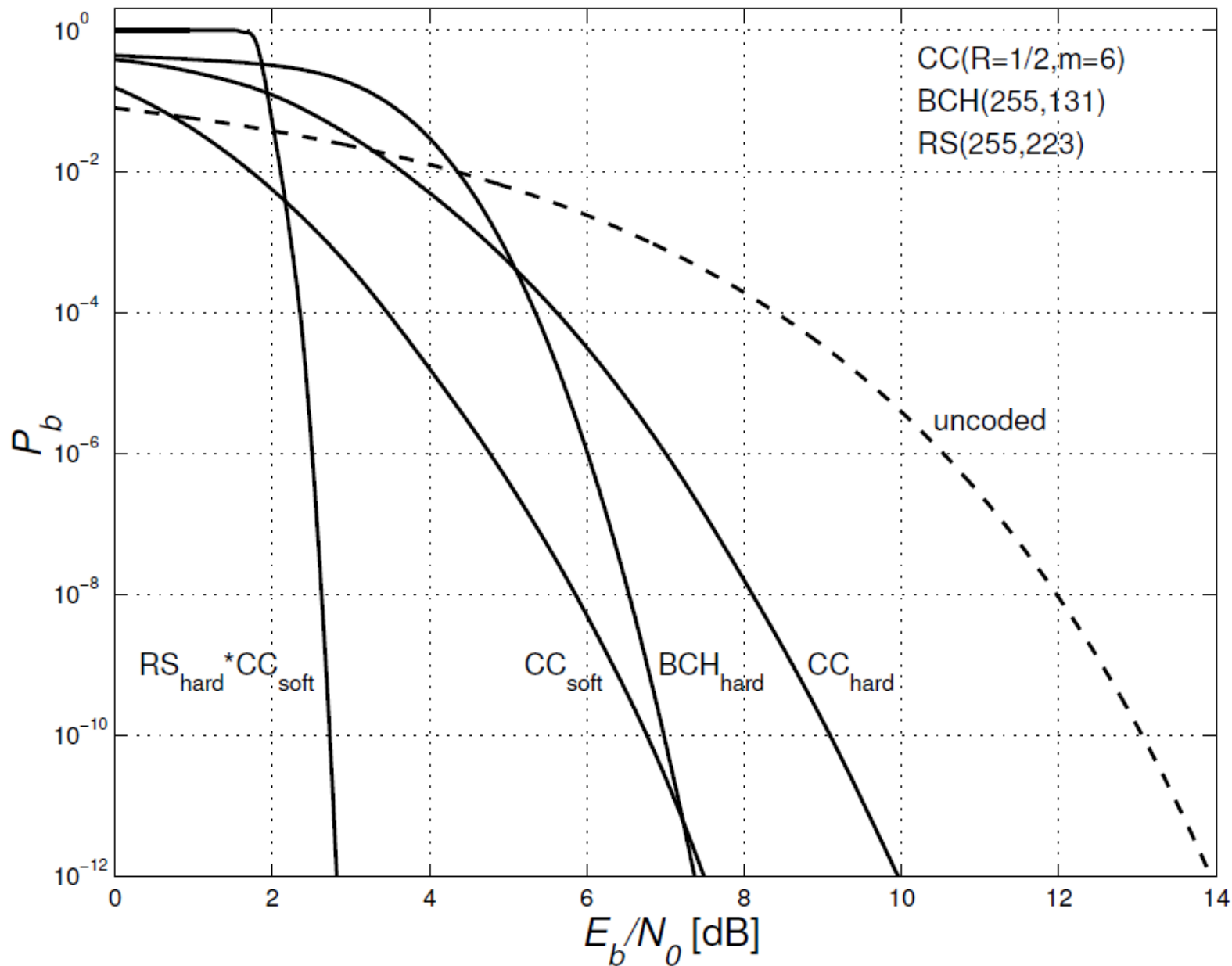
bis zu RS\*CC

(inzwischen gibt es aber modernere Verfahren wie LDPC und SCCC die RS\*CC um mehrere dB verbessern)

Schon bei der Konzeption der frühen Satellitenprojekte war den Nachrichtentechnikern bewußt, daß durch Soft-Decision Decodierung ein Codierungsgewinn von 2 bis 3 dB erzielt werden kann. Bei der Mariner 69 Mission wurde jedoch noch kein Faltungscodes verwendet, weil damals der Viterbi-Algorithmus noch nicht verfügbar war. Die Wahl fiel stattdessen auf einen Blockcode, nämlich auf den  $(32, 6, 16)_2$ -Reed-Muller Code RM(1, 5), weil dieser eine einfache Soft-Decision Decodierung erlaubt. Der asymptotische Codierungsgewinn beträgt 4,8 dB nach (11.10.8). Bei  $P_b = 10^{-5}$  ist  $E_b/N_0 = 5,9$  dB erforderlich [27], so daß der Gewinn gegenüber der uncodierten Übertragung 3,7 dB beträgt. Als Modulationsverfahren wurde 4-PSK verwendet.

Bei der Voyager 77 Mission zu den äußeren Planeten wurde ein  $R = 1/2$ - bzw.  $R = 1/3$ -Faltungscodes mit der Gedächtnislänge  $m = 6$  verwendet, wobei  $d_f = 10$  bzw.  $d_f = 15$  gilt. Allerdings handelt es sich dabei nicht um den Industriestandard-Code aus Tabelle 8.1, sondern um einen auf  $P_b = 0,005$  optimierten Code mit anderen Generatorpolynomen. Bei  $P_b = 10^{-5}$  beträgt der Codierungsgewinn 5,1 dB bzw. 5,6 dB ähnlich wie in Tabelle 9.3.

Mit der Einführung von Bildkompressionsverfahren wurde der Optimierungspunkt auf  $P_b = 10^{-5}$  verschoben. Es zeigt sich schnell, daß hierbei die einfachen Faltungscodes durch verkettete Codes wesentlich verbessert werden können. Der innere Code wird so gewählt, daß damit die Fehlerrate des Kanals (bei gedachter Hard-Decision) etwa um den Faktor 10 bis 100 reduziert wird. Dazu eignen sich Faltungscodes mit Soft-Decision am besten. Die weitere Reduzierung der Fehlerrate bis zum gewünschten (eventuell extrem kleinen) Wert geschieht durch leistungsfähige Reed-Solomon Codes, die mit etwa 10% Redundanz auskommen.



Dieses Bild ist bereits aus Teil 6 bekannt.

Offensichtlich ist die Codeverkettung RS\*CC den Einzelcodes RS und CC weit überlegen (abgesehen vom uninteressanten Fall großer Fehlerraten).

Das Verfahren wird nachfolgend intensiv behandelt da

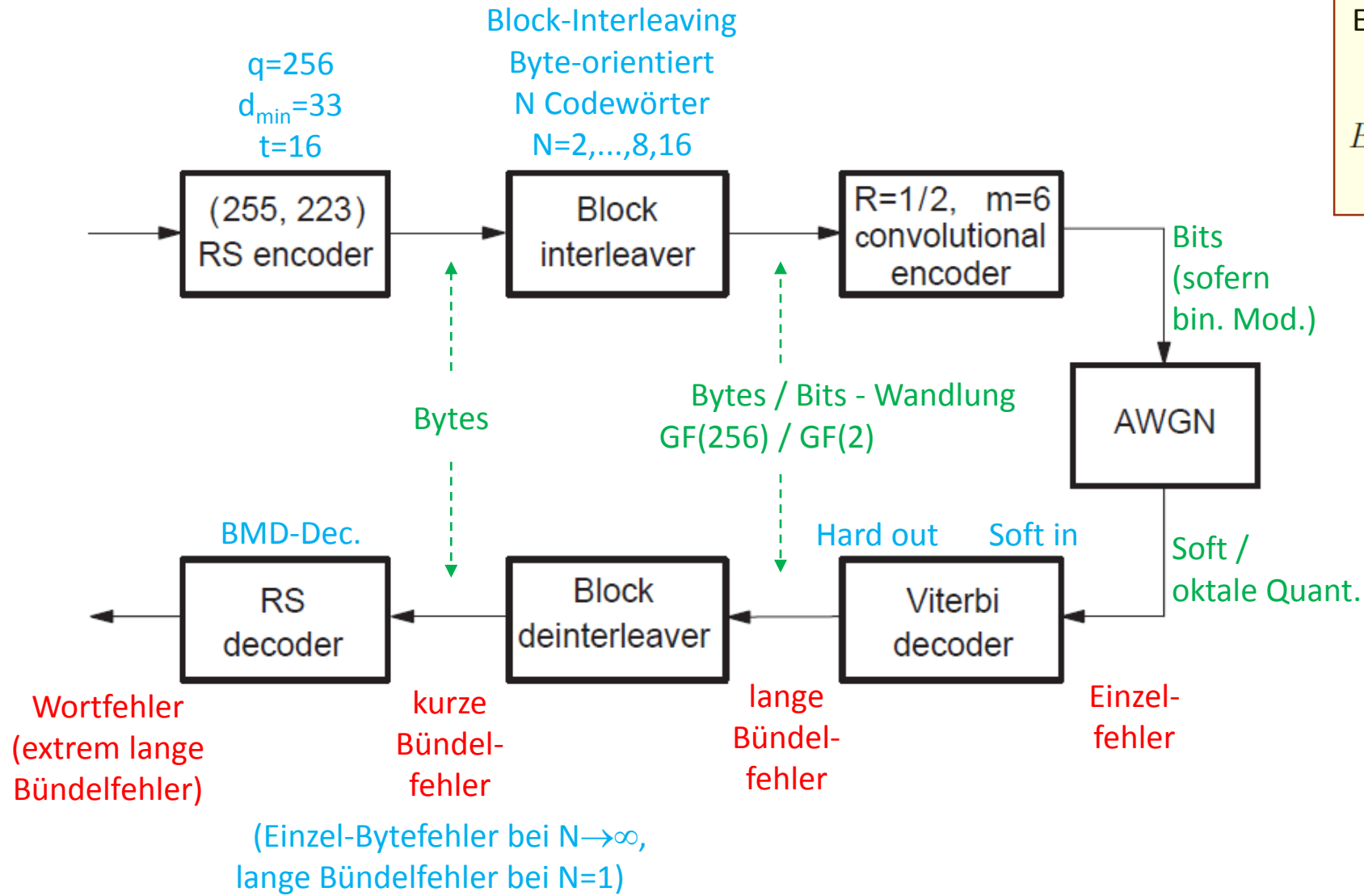
- es sowohl didaktisch interessant
- wie auch von überragender Bedeutung bei vielen Anwendungen ist
- und außerdem deutlich wird dass über die bisherigen Kenntnisse zu Einzelcodes noch weitere Aspekte für die Ausgestaltung des verketteten Codierungsverfahrens bedacht werden müssen.

Als konkrete Anwendung wird hier die Satellitenkommunikation betrachtet, von CCSDS wurde ein konkretes Verfahren für die Verkettung RS\*CC spezifiziert.

CCSDS = Standardisierungs-Gremium der Raumfahrtagenturen wie NASA, ESA, DLR, CNES, JAXA, CSA, etc.

Anmerkung zu einem Detail: BER=1 bedeutet ja eigentlich fehlerfreie Übertragung mit vertauschtem Vorzeichen. Hier wird jedoch beim Überschreiten der RS-Korrekturfähigkeit das gesamte RS-Wort als falsch eingestuft und deshalb kommt BER=1 statt BER=0.5 zustande.

Figure 10.17. Performance comparison of block and convolutional codes



Erforderlich für  $p_b=10^{-5}$ :

$$E_b/N_0 = \left\{ \begin{array}{ll} 2,60 & N = 2 \\ 2,45 & N = 4 \\ 2,35 & N = 8 \end{array} \right\} \text{ dB}$$

Bezeichnung:  
 $N$  = Interleavingtiefe  
 (auch mit  $J$  bezeichnet)

Bild 12.1. Verkettung von Faltungs- und Blockcodes nach dem CCSDS-Standard Standardisierung 1984



Die von Raumfahrtbehörden verschiedener Länder einschließlich der amerikanischen NASA und der europäischen ESA getragene Organisation CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) hat 1984 die in Bild 12.1 dargestellte Codeverkettung als Standard festgelegt [88].

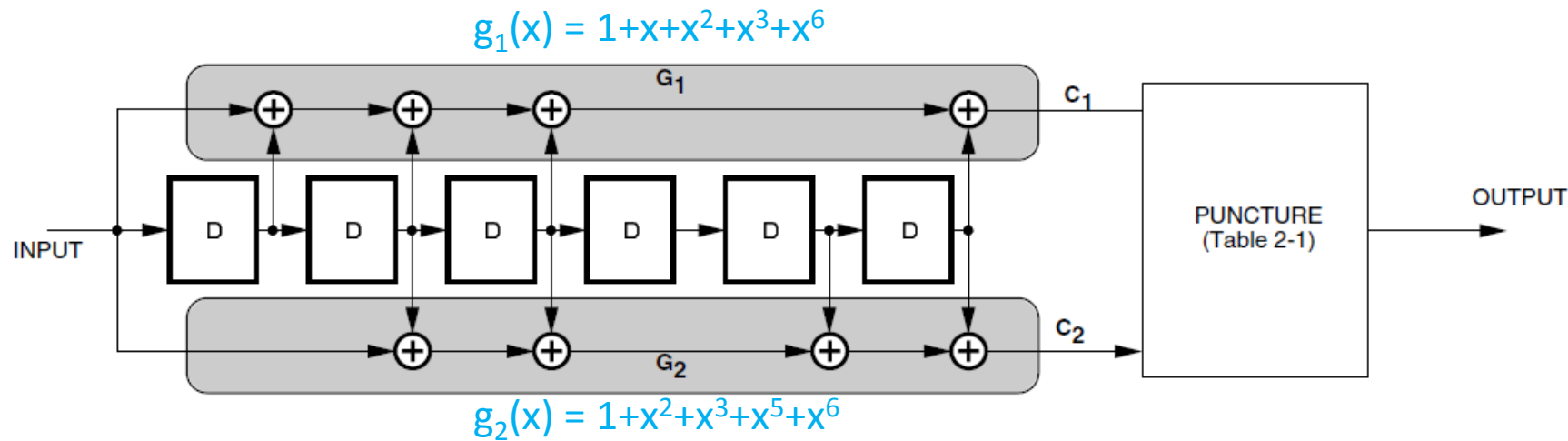
Wie bei Tabelle 12.1 wird beim CCSDS-Standard innen ein  $R = 1/2$ -Faltungscode mit der Gedächtnislänge  $m = 6$  und oktaler Quantisierung verwendet. Als äußerer Code dient der  $(255, 223, 33)_{256}$ -RS-Code zur Korrektur von 16 Symbolen. Die Gesamtcoderate beträgt  $1/2 \cdot 223/255 \approx 0,44$ . Für das Galoisfeld  $\mathbb{F}_{256}$  wird nicht das primitive Polynom vom Grad 8 aus Tabelle 6.1 verwendet, sondern  $p(x) = x^8 + x^7 + x^2 + x + 1$ . Wegen  $\text{GGT}(11, 255) = 1$  ist mit  $z$  auch  $z^{11}$  ein primitives Element. Als Generatorpolynom für den RS-Code wird

$$g(x) = \prod_{i=112}^{143} (x - z^{11 \cdot i}) \quad (12.1.1)$$

gewählt. Aufgrund dieser Festlegungen können die Elemente des Galoisfeldes nicht nur in der Komponentendarstellung (6.2.6) repräsentiert werden, sondern auch bezüglich einer sogenannten *Dualbasis*, die eine vereinfachte Bit-serielle Implementierung des Encoders ermöglicht.

Der Block-Interleaver wird mit einer  $(255, N)$ -Matrix auf Symbolbasis realisiert, wobei  $N = 2, \dots, 8$  vorgesehen ist.





Standardisierung des CC-Teils  
von RS\*CC [Quelle: CCSDS 101.0-B-6]

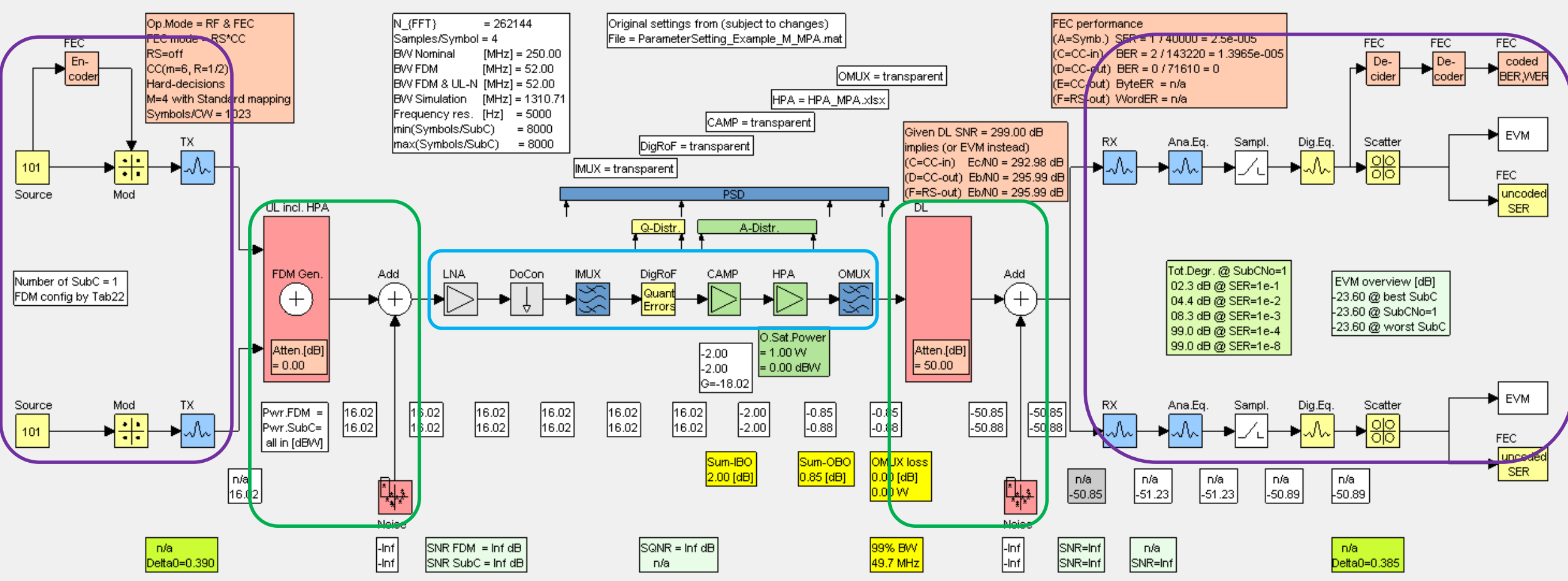
Die Gesamt-Coderate ergibt  
sich als  $R = R_{RS} * R_{CC}$  mit  
 $R_{RS} = 223/255$  oder  $239/255$   
 $R_{CC} = 1/2$  oder  $2/3, 3/4, 5/6, 7/8$

**Figure 2-2: Punctured Encoder Block Diagram**

**Table 2-1: Puncture Code Patterns for Convolutional Code Rates**

<b>Puncturing Pattern</b> 1 = transmitted symbol 0 = non-transmitted symbol	<b>Code Rate</b>	<b>Output Sequence</b> $C_1(t), C_2(t)$ denote values at bit time $t$
$C_1: 1\ 0$ $C_2: 1\ 1$	$2/3$	$C_1(1)\ C_2(1)\ C_2(2)\ \dots$
$C_1: 1\ 0\ 1$ $C_2: 1\ 1\ 0$	$3/4$	$C_1(1)\ C_2(1)\ C_2(2)\ C_1(3)\ \dots$
$C_1: 1\ 0\ 1\ 0\ 1$ $C_2: 1\ 1\ 0\ 1\ 0$	$5/6$	$C_1(1)\ C_2(1)\ C_2(2)\ C_1(3)\ C_2(4)\ C_1(5)\ \dots$
$C_1: 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1$ $C_2: 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0$	$7/8$	$C_1(1)\ C_2(1)\ C_2(2)\ C_2(3)\ C_2(4)\ C_1(5)\ C_2(6)\ C_1(7)\ \dots$

# ReSAT = Repeater Simulation and Analysis Tool



## Sende-Bodenstation(en)

## Uplink (UL)

## Satelliten-Nutzlast (Payload)

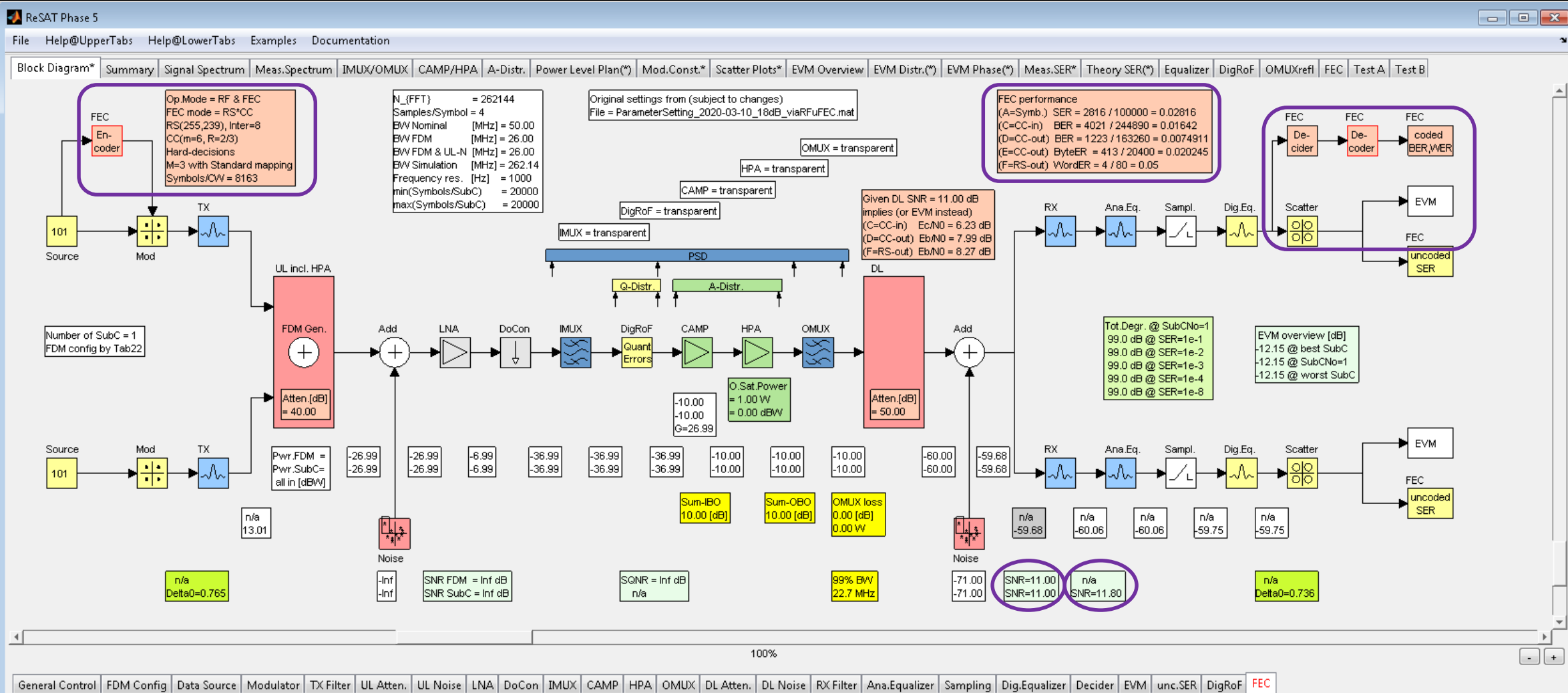
## Downlink (DL)

## Empfangs-Bodenstation(en)

Bei Erdbeobachtungs-Satelliten generieren die Sensoren des Satelliten selber das Signal, die „Bodenstation“ wird zum Teil der Nutzlast, es gibt keinen Uplink und im blau markierten Teil entfallen LNA...IMUX. Nur Einzelträger pro HPA. Nur wenige Kanäle.

- bestehend aus mehreren (dutzenden) Repeatern / Kanälen.
- Jeder Kanal mit einem Verstärker (HPA), über den entweder ein Einzelträger- oder Mehrträger- (FDM) Signal läuft.
- Die Subcarrier eines FDM-Signals kommen von einer oder von verschiedenen Bodenstationen.
- Meist keine Signal-Regeneration, d.h. die Nutzlast operiert im RF-Bereich ohne jede Digitaltechnik, das wird sich aber zukünftig ändern.

- Ursache von Störungen / Signal-Degradationen in der Kette:
- Rauschen auf UL und DL (idealer AWGN)
  - Nichtlineare Verzerrungen im Nutzlast-HPA
  - Lineare Verzerrungen durch Kanalfilter (IMUX, OMUX)
  - Sonstige Nutzlast-Imperfektionen (Phasenrauschen, Reflektionen, Übersprechen, Mehrwegeausbreitung, etc.)
  - Imperfektionen in den Bodenstationen

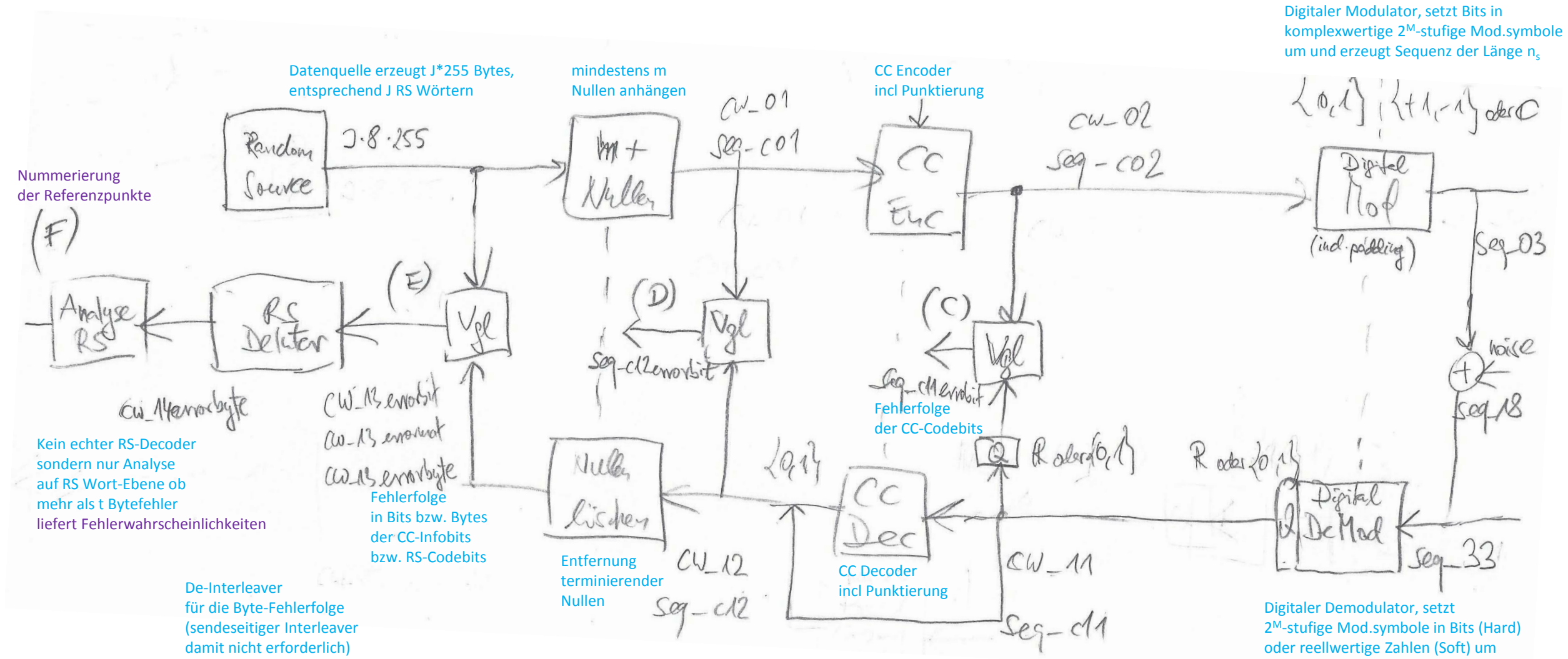


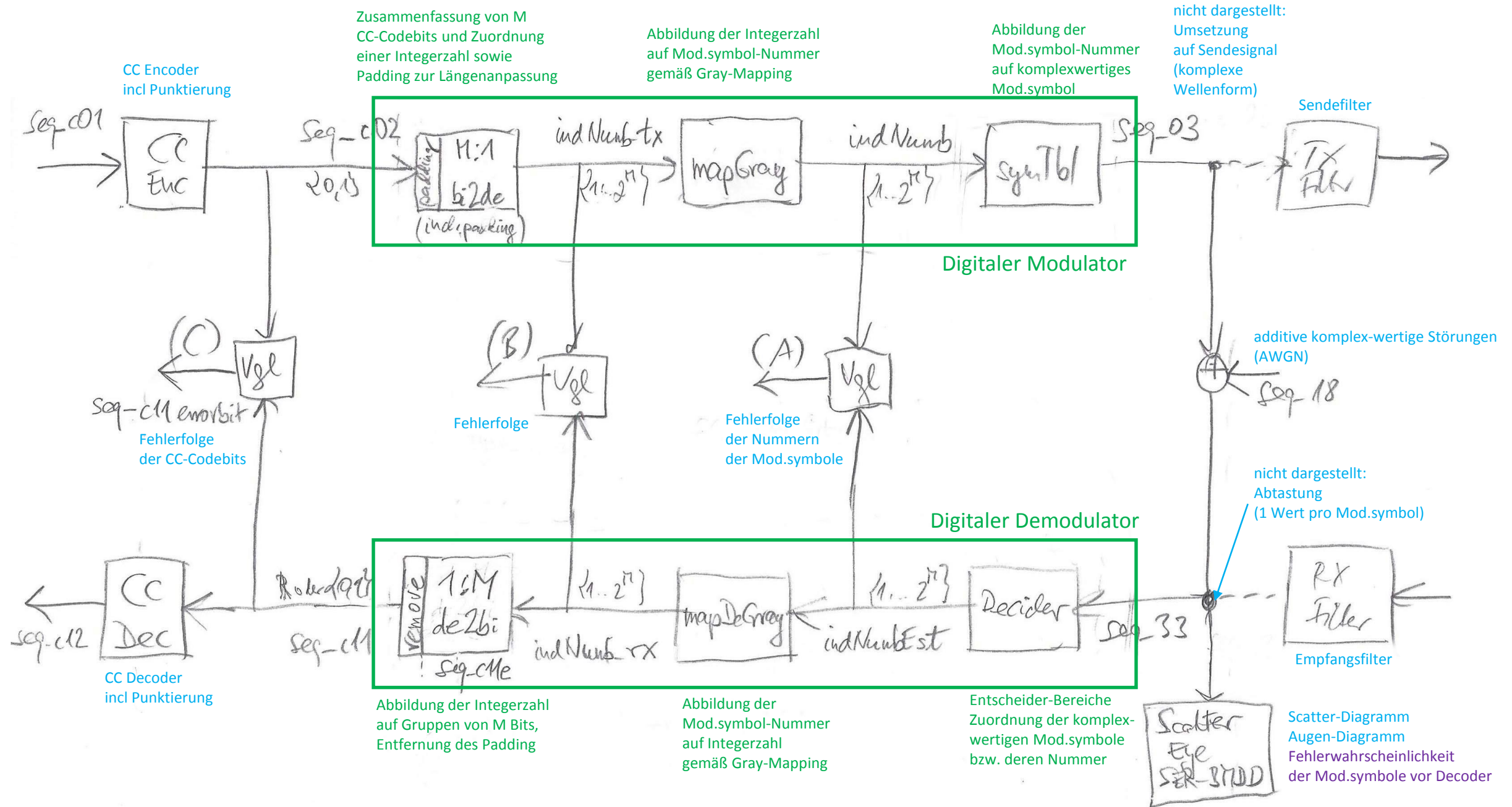
General Control FDM Config Data Source Modulator TX Filter UL Atten. UL Noise LNA DoCon IMUX CAMP HPA OMUX DL Atten. DL Noise RX Filter Ana.Equalizer Sampling Dig.Equalizer Decoder EVM unc.SER DigRoF **FEC**

Operation mode (RF or FEC)  FEC type  Symbols/Run (no FFT limit, only for RF=off)  Error pattern print

Convolutional code parameters  CC infoblocklength (only for RS=off)  Hard / Soft decisions  Gray mapping (only for BPSK, QPSK)

RS parameters  RS interleaving depth (1 for interleaving=off)







Grundlage: J RS-Wörter werden zusammengefasst und gemeinsam CC-encodiert incl Terminierung und Punktierung. Es entsteht ein Packet auf Bit-Ebene (abgeschlossener Codeblock). Der Übergang zwischen Packets kann innerhalb eines Mod.symbols erfolgen.

$$\text{num\_packets} = \left\lceil \frac{M \cdot n_s}{\text{cwlength-02}} \right\rceil = \left\lceil \frac{n_s}{\text{fab23\_packetkapaz}} \right\rceil = \lfloor 20000 \cdot 3 / 24489 \rfloor = 2$$

J RS-Wörter und terminierende Nullen

...  
...  
...

bilden das CC-Infowort

Länge =  $8 \cdot 8 \cdot 255 + 6 = 16326$  Bit

Nach dem CC-Encoder ist das Packet abgeschlossen bzgl. Terminierung und Punktierung (aber nicht bzgl. Mod.symbol)

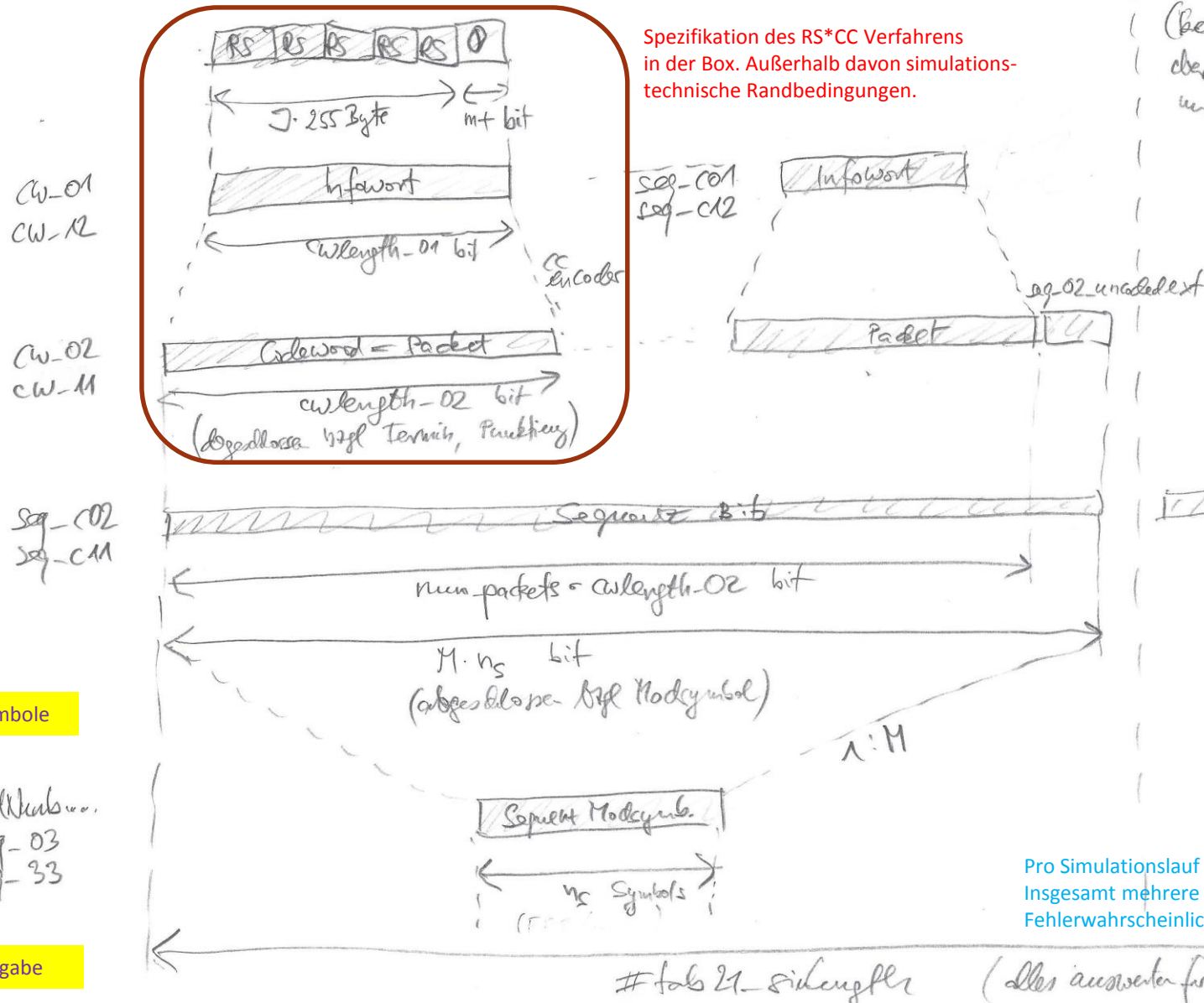
Länge =  $16326 \cdot 3 / 2 = 24489$  Bit

Zusammenfassung mehrerer Packets zu einer Sequenz und Auffüllen mit uncodierten Bits damit die Sequenzlänge ein Vielfaches von M ist ( $2^M$ -stufige Modulation) und die Gesamt-Sequenz die vom RF-Teil vorgegebene Länge  $n_s$  hat.

Länge eines Packets =  $24489 / 3 = 8163$  Mod.symbole

Nach der Abbildung der Bits auf die Mod.symbole (M Bits = 1 Symbol) entsteht eine Sequenz der Länge  $n_s$ . Diese war vorgegeben wg. FFT-Transformation (Zeit-Frequenz-Übergänge im Simulator) und hat die Anzahl der Packets bestimmt.

$n_s = 2 \cdot 8163 + 3674 = 20000$  Symbole gemäß Vorgabe



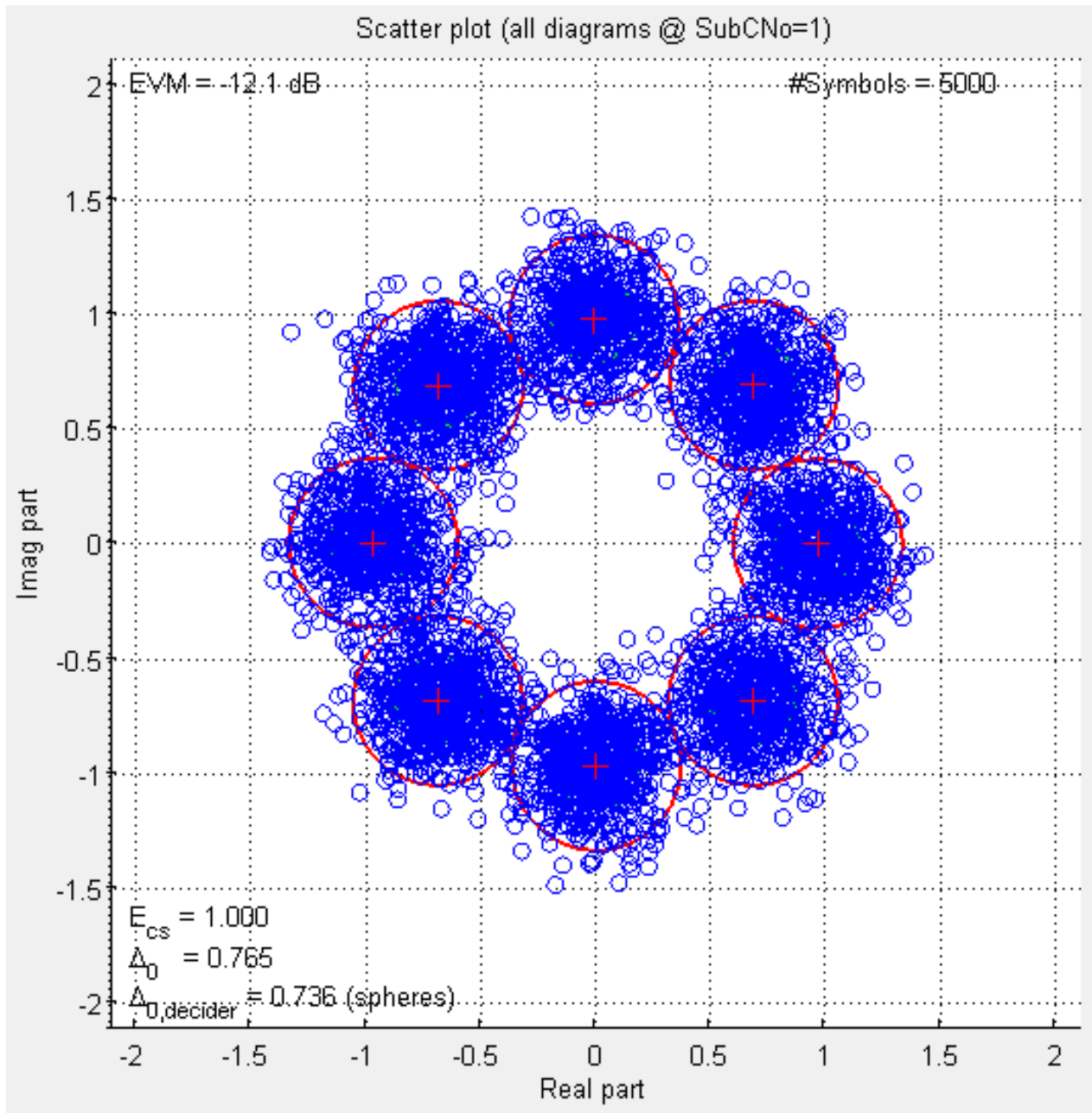
next Run  
(Beim Fortschreiben von Daten, aber laufende Mittelwerte und zähler)

Längenangaben für dieses Beispiel:  
RS(255,239), q=256, t=8  
J=N=8  
CC(R=2/3, m=6), P=2 (Länge Punkt.sch)  
M=3 (8PSK)

Pro Simulationslauf werden  $n_s$  Modsymbole verarbeitet. Insgesamt mehrere Läufe damit Mittelung auch kleiner Fehlerwahrscheinlichkeit möglich wird..

# fab 21 - sikelngler (alles auswerten für Fehlerwerten)





### Scatter-Diagramm vor dem digitalen Demodulator

repräsentiert die komplex-wertigen Empfangswerte nach der Abtastung bzw. unmittelbar vor dem digitalen Demodulator, ist also unabhängig von der Kanaldecodierung.

Das Scatter-Diagramm und die nachfolgenden Fehlermuster basieren auf dem Beispiel

- 8-PSK
- SNR = 11 dB auf dem DL vor RX Filter  
( $\Rightarrow E_{cs}/N_0 = 11.8$  dB im digitalen Demodulator, s.u.)
- keine sonstigen Degradationen
- RS(255,239)\*CC(R=2/3,m=6,Hard)

### Fehlerwahrscheinlichkeiten vor und nach dem Decoder

Messergebnisse:

FEC performance

(A=Symb.) SER = 2816 / 100000 = 0.02816

(C=CC-in) BER = 4021 / 244890 = 0.01642

(D=CC-out) BER = 1223 / 163260 = 0.0074911

(E=CC-out) ByteER = 413 / 20400 = 0.020245

(F=RS-out) WordER = 4 / 80 = 0.05

Mod.symbole  
 vor dem CC-Decoder  
 nach dem CC-Decoder  
 vor dem RS-Decoder  
 nach dem RS-Decoder, ungenau

Siehe auch die Blockschaltbilder für die Definition der Referenzpunkte (A) bis (F)

Plausibilitätskontrolle des Beispiels

**Theorie und Simulation stimmen sehr gut überein!**

FEC performance

(A=Symb.) SER = 2816 / 100000 = 0.02816

(C=CC-in) BER = 4021 / 244890 = 0.01642

(D=CC-out) BER = 1223 / 163260 = 0.0074911

(E=CC-out) ByteER = 413 / 20400 = 0.020245

(F=RS-out) WordER = 4 / 80 = 0.05

Mod.symbole

vor dem CC-Decoder

nach dem CC-Decoder

vor dem RS-Decoder

nach dem RS-Decoder, ungenau

(A) Vor dem CC-Decoder wird die Symbol-Fehlerrate (SER) der 8-PSK Symbole mit  $SER_{(A)}=0.028$  gemessen. Das passt auch anschaulich zum Scatter-Diagramm.

Die Vorgabe war  $SNR = E_s/N_0 = 11$  dB. Nach dem Empfangsfilter (RX) wird daraus 11.8 dB (siehe Blockschaltbild). Ursache ist ein rechteckförmiges Rauschspektrum vor dem RX-Filter und dann bewirkt das Filter eine Cosinus-Rolloff Filterung bei der vom Rauschen mehr als vom Nutzsignal beschnitten wird. Aus 11.8 dB ergibt sich eine uncodierte 8-PSK Fehlerrate von  $SER_{(A)}=0.03$ , also eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Simulation.

(C) Die Fehlerrate der entsprechenden Bits (BER) würde ein Drittel davon bei Gray Mapping betragen:  $BER_{(C)} = SER_{cod} = 1 - (1 - SER_{mod})^{m/M} \approx \frac{m}{M} \cdot SER_{mod}$  (setze dazu  $m=1, M=3$  in der Formel, Herleitung folgt später). Hier ohne Gray Mapping ist es mit  $BER_{(C)}=0.016$  etwas mehr.

(D)  $BER_{(C)} = 0.016$  bedeutet etwa  $E_c/N_0 = 3.5$  dB (siehe die Kurven für uncodierte Übertragung). Für  $R=2/3$  gilt deshalb  $E_b/N_0 = 1/R \cdot E_c/N_0$  bzw. in dB formuliert:  $E_b/N_0 = 1.8 + 3.5 = 5.3$  dB

Da der CC-Decoder in diesem Beispiel mit 8-PSK mit Hard-Decision arbeitet (etwa 2.0 dB Abzug, siehe dazu auch BER in den Qualcomm-Grafiken in Teil 6) sollte BER bei etwa 3.3 dB und  $R=2/3$  abgelesen werden mit dem Ergebnis  $BER_{(D)}=0.008$ . Gute Übereinstimmung!

[Einschub: Warum wurde Hard-Decision für den CC-Decoder verwendet? Soft-Decision wurde bisher immer nur für binäre Modulation betrachtet. Die Verallgemeinerung auf QPSK ist simpel. Bei 8-PSK wird es aber erheblich schwieriger: aus dem komplex-wertigen Empfangswert müssen drei reell-wertige Größen berechnet werden.]

(E) Bei der Zusammenfassung von Bits zu Bytes erhöht sich die Fehlerrate um den Faktor 2...4, also  $ByteER_{(E)} = 3 \cdot BER_{(D)} = 0.02$ .

(F) Die Wortfehlerrate ( $P_w=WER$ ) basiert hier nur auf 4 falsch decodierten RS-Wörtern bei 80 Wörtern. Das sind zu wenig Fehlerereignisse. Dennoch, nach den Kurven aus Teil 5 für den RS-Code führt  $SER_{(E)}=ByteER_{(E)}=0.02$  am Eingang bei  $t=8$  zu  $WER_{(F)}=0.08$  am Ausgang. Das passt also auch zusammen.

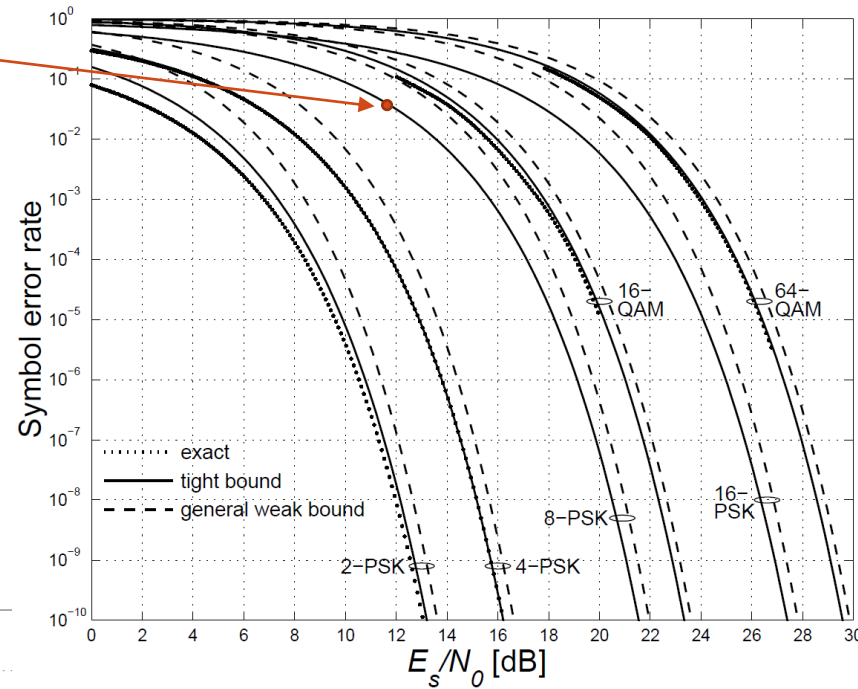


Figure 2.10. Performance of uncoded PSK and QAM over symbol energy

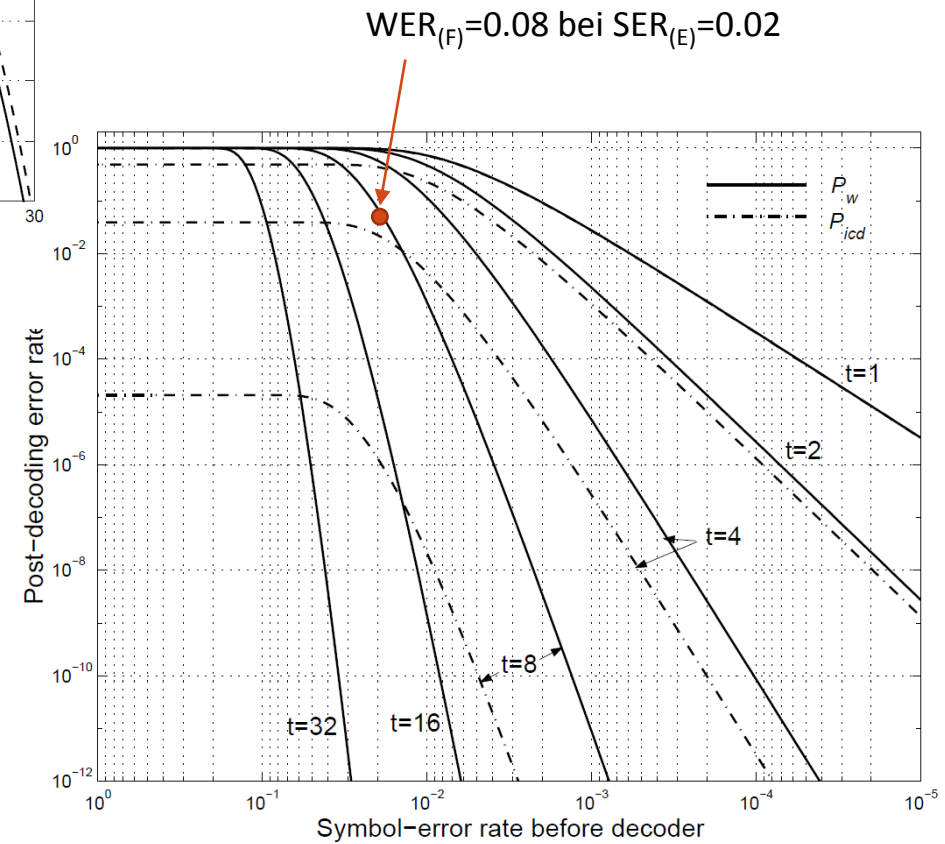


Figure 8.5.  $P_w$  and  $P_{gcd}$  of  $(255, 255 - 2t, 2t + 1)_{256}$ -RS codes for several  $t$

$SER_{(D)}=0.03$  bei  $SNR=E_s/N_0=11$  dB

$BER_{(D)}=0.008$  bei  $E_b/N_0=3.3$  dB

$BER_{(C)}=0.016$  bei  $E_c/N_0=3.5$  dB

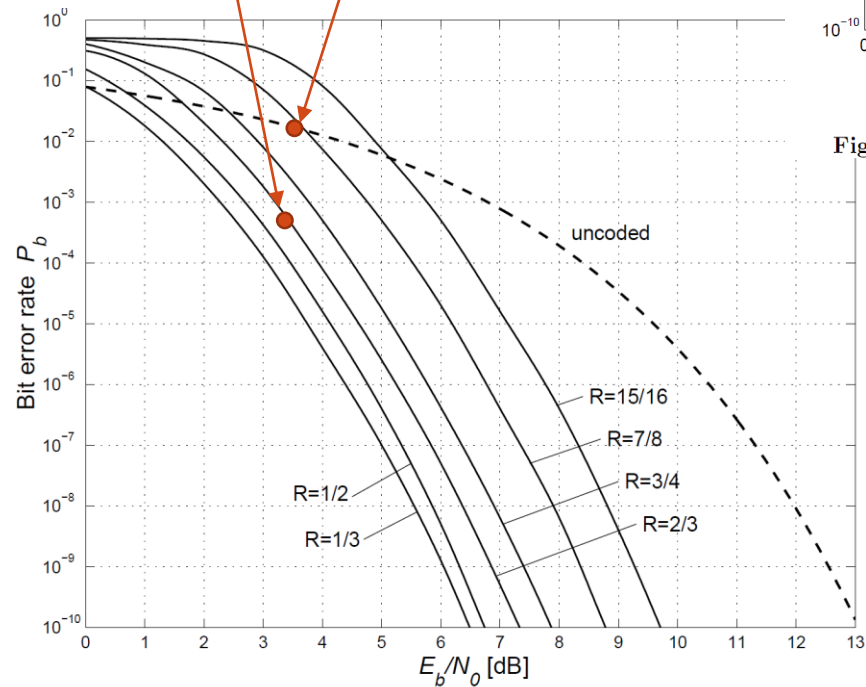
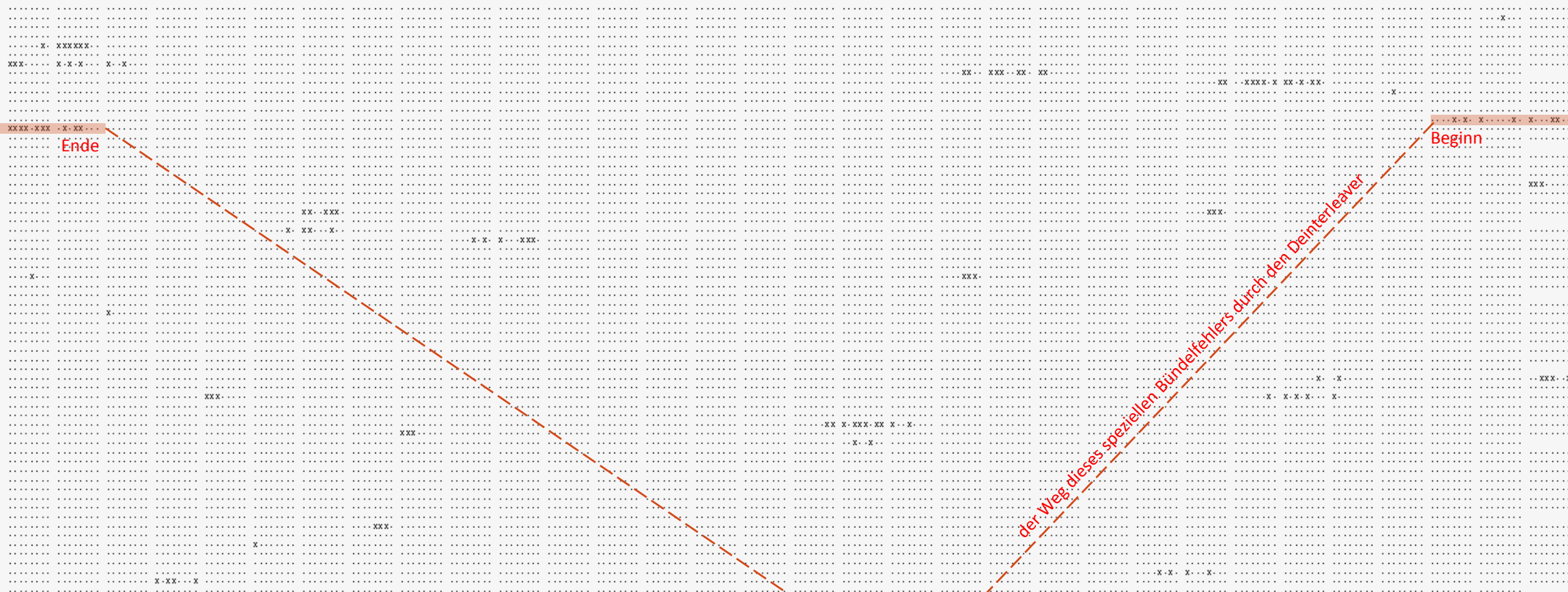


Bild 9.8. Fehlerwahrscheinlichkeit der  $m=6$ -Codes bei verschiedenen Coderaten

8\*8\*(8\*32-1) = 16320 Bits nach CC-Decoder

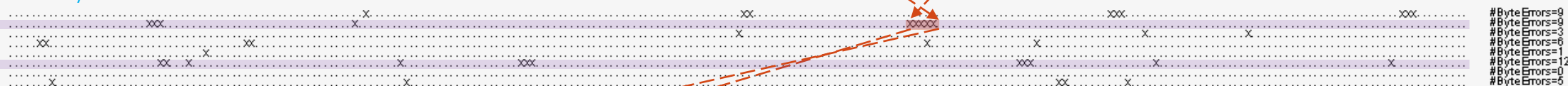
Output bit errors of CC decoder prior to deinterleaver (256=8\*32 Bits per row, 8 rows per RS codeword, 8 RS codewords)



Bündelfehler nach CC-Decoder erstreckt sich über 33 Bits entsprechend 5 Bytes

8\*255 Bytes vor Deinterleaver = 16320 Bits nach CC-Decoder

Group of RS codewords prior to deinterleaver (in Byte errors, row-wise, @end of simulation)

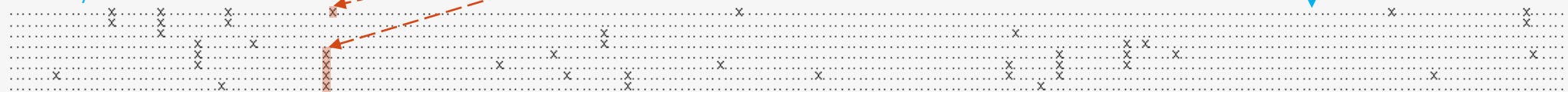


#ByteErrors=9  
#ByteErrors=9  
#ByteErrors=9  
#ByteErrors=6  
#ByteErrors=1  
#ByteErrors=0  
#ByteErrors=5

Ohne Interleaving:  
Das 2. RS-Wort enthält 3+1+5=9 Bytefehler, also nicht korrigierbar. Auch 1. und 6. RS-Wort sind nicht korrigierbar.

8\*255 Bytes nach Deinterleaver

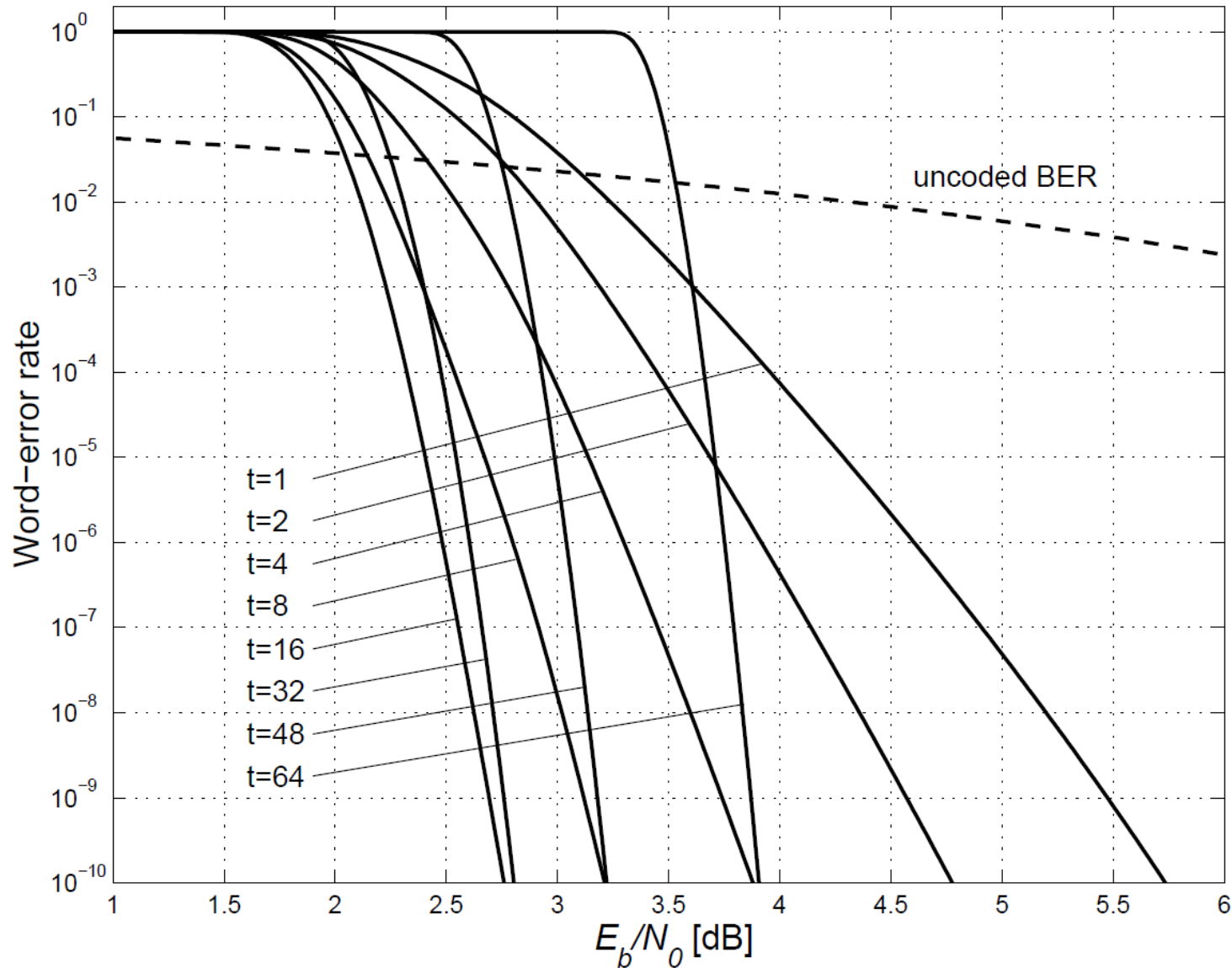
Group of RS codewords after deinterleaver (row-wise, in Byte errors, @end of simulation)



#ByteErrors=7  
#ByteErrors=4  
#ByteErrors=3  
#ByteErrors=5  
#ByteErrors=7  
#ByteErrors=8  
#ByteErrors=4

Die oberen Zeilen werden spaltenweise in den unteren Speicher geschrieben und zeilenweise als RS-Wort ausgelesen

Mit Interleaving wird die Korrekturfähigkeit bei keinem RS-Wort überschritten.



**Figure 12.4.** Performance of concatenated codes  $RS(255,t)*CC(R = 1/2, m_{cc} = 6)$  for various values of  $t$

$t=16$  erweist sich als optimal (bei  $N \rightarrow \infty$ )

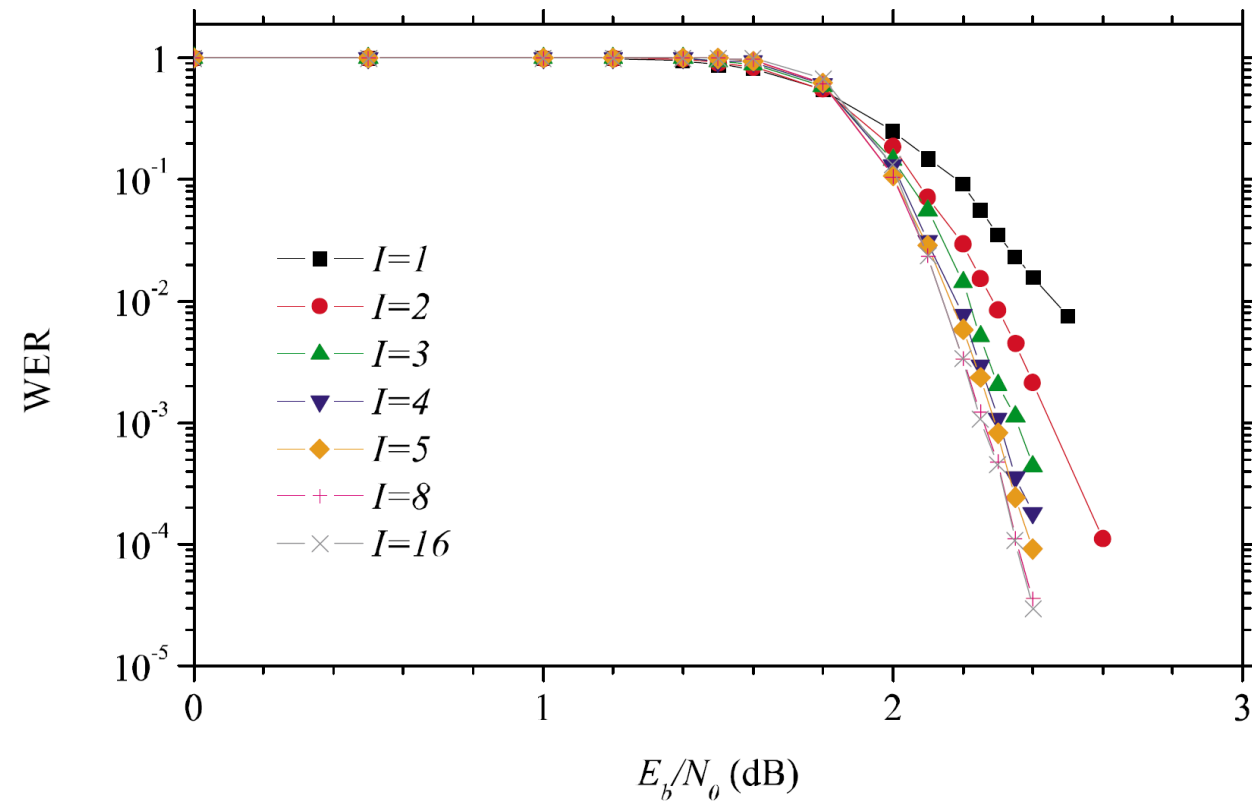
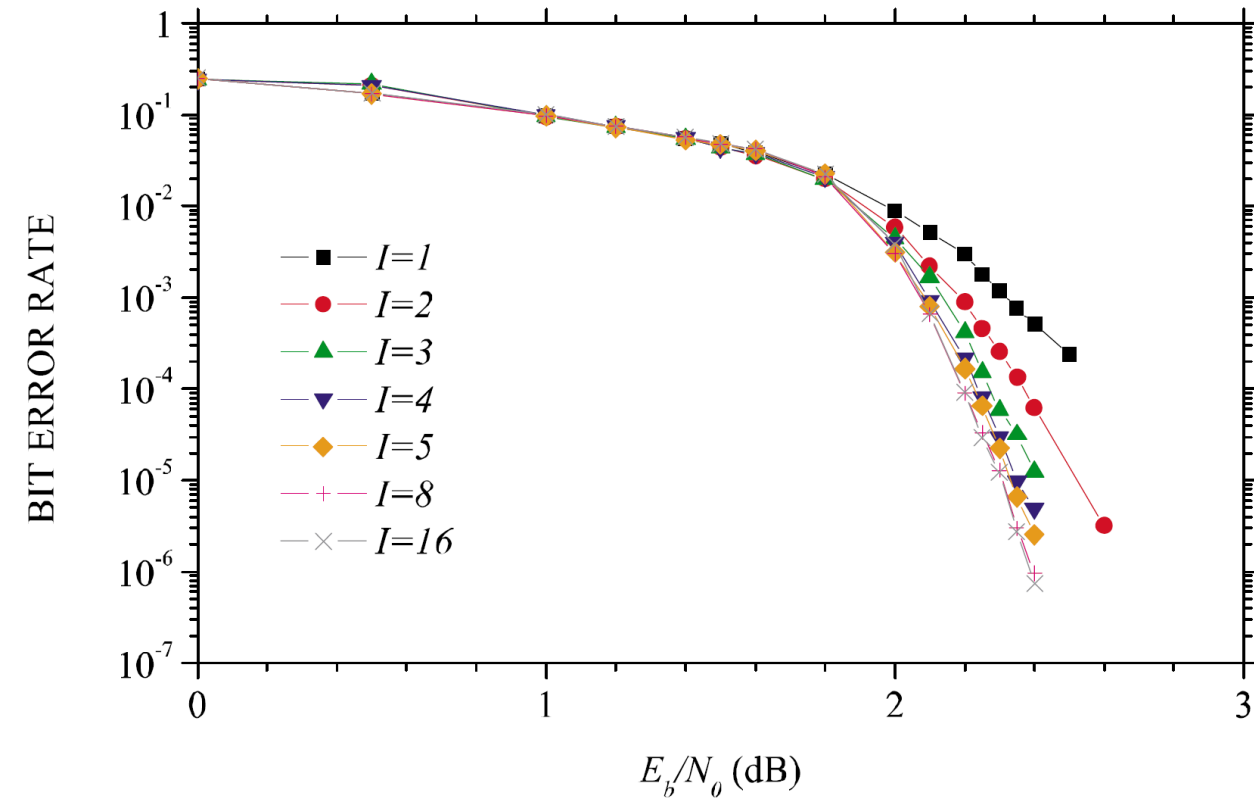
Eine kleinere oder größere RS-Korrekturfähigkeit bietet keine Vorteile.

In der Praxis wird neben  $t=16$  auch  $t=8$  verwendet wegen Decoder-Komplexität und Bandbreiten-expansion.

Anmerkungen:

- Die Fehlerwahrscheinlichkeits-Kurven bei gleichem Code können je nach Publikation leicht unterschiedlich (um einige 0.1 dB) ausfallen.
- Ursachen: CC-Quantisierung, CC-Rückgrifftiefe, CC-Entscheiderregel, RS-Implementierung, Bit-Byte Zuordnung, Modulationsverfahren und Rahmenstruktur.
- Auch die Verlängerung der Kurven in Richtung sehr kleiner Fehlerraten kann zu Differenzen führen, denn eine simulative Bestimmung von  $P_w < 10^{-8}$  ist eigentlich extrem aufwendig, die folgenden CCSDS-Grafiken stoppen schon bei  $P_w = 10^{-4}$ .
- Hier und bei den CCSDS-Kurven wird immer binäre Modulation und Soft-Decision angenommen, deshalb ist kein direkter Vergleich mit dem vorangehendem Beispiel möglich.
- $E_b$  bezieht sich natürlich auf die RS-Infobits, also quasi auf den Referenzpunkt (F).

$t=16$ , Interleavingtiefe variiert

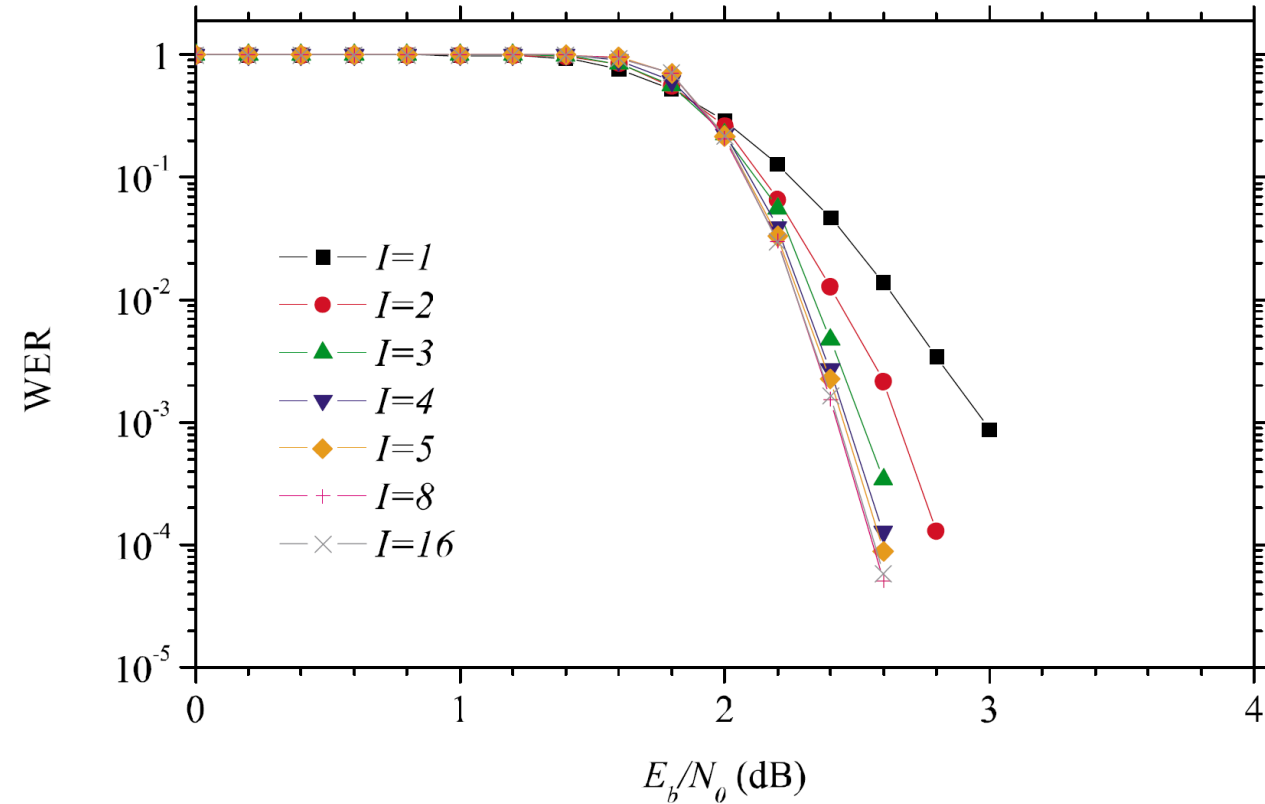
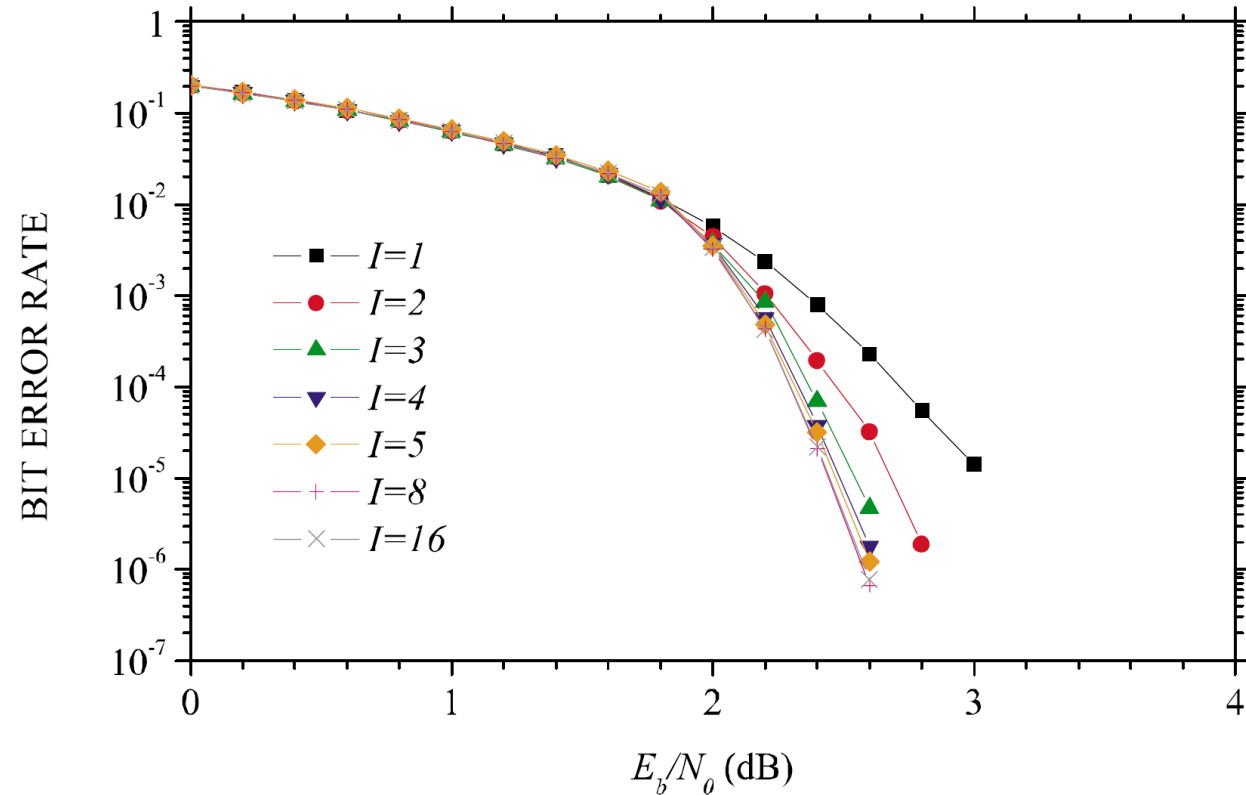


BER (Bit Error Rate) und WER (Word Error Rate) von  
RS(255,223)\*CC(R=1/2,m=6) als Funktion der Interleavingtiefe  $J=N$

[Quelle: CCSDS 130.1-G-1]



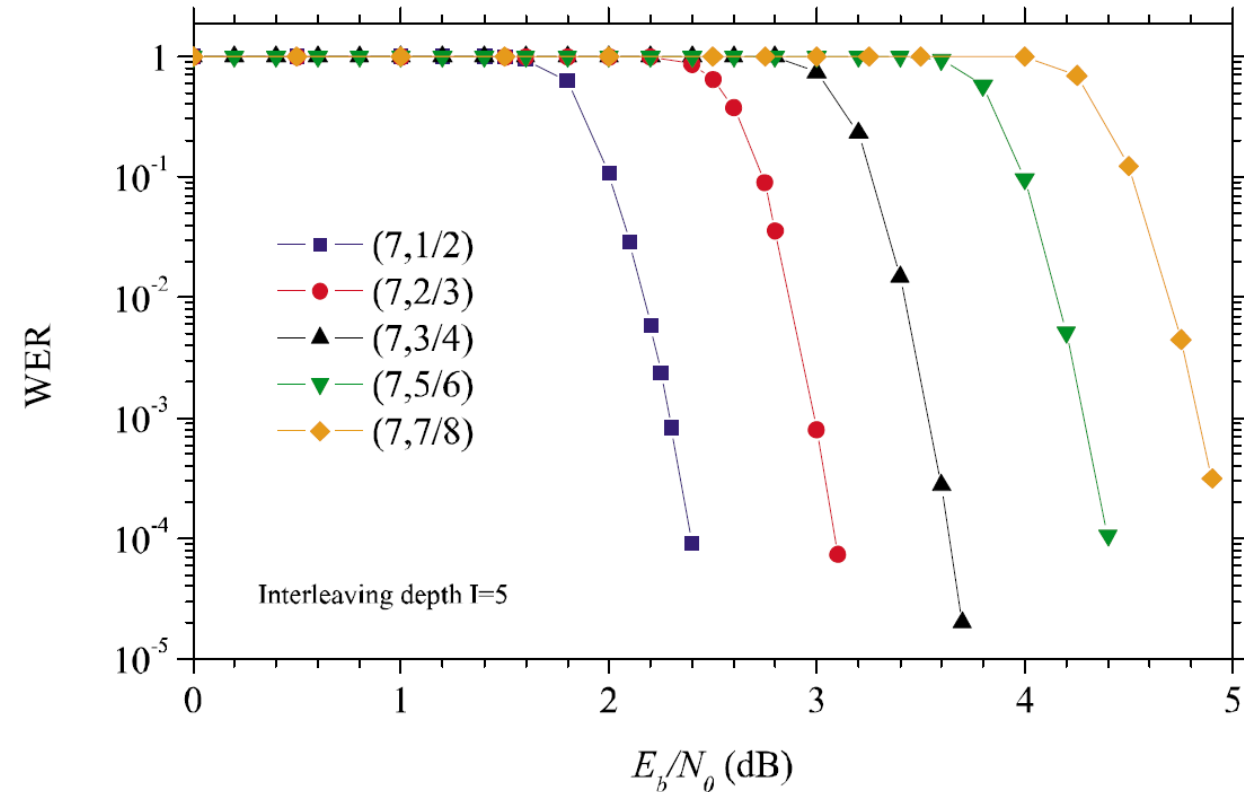
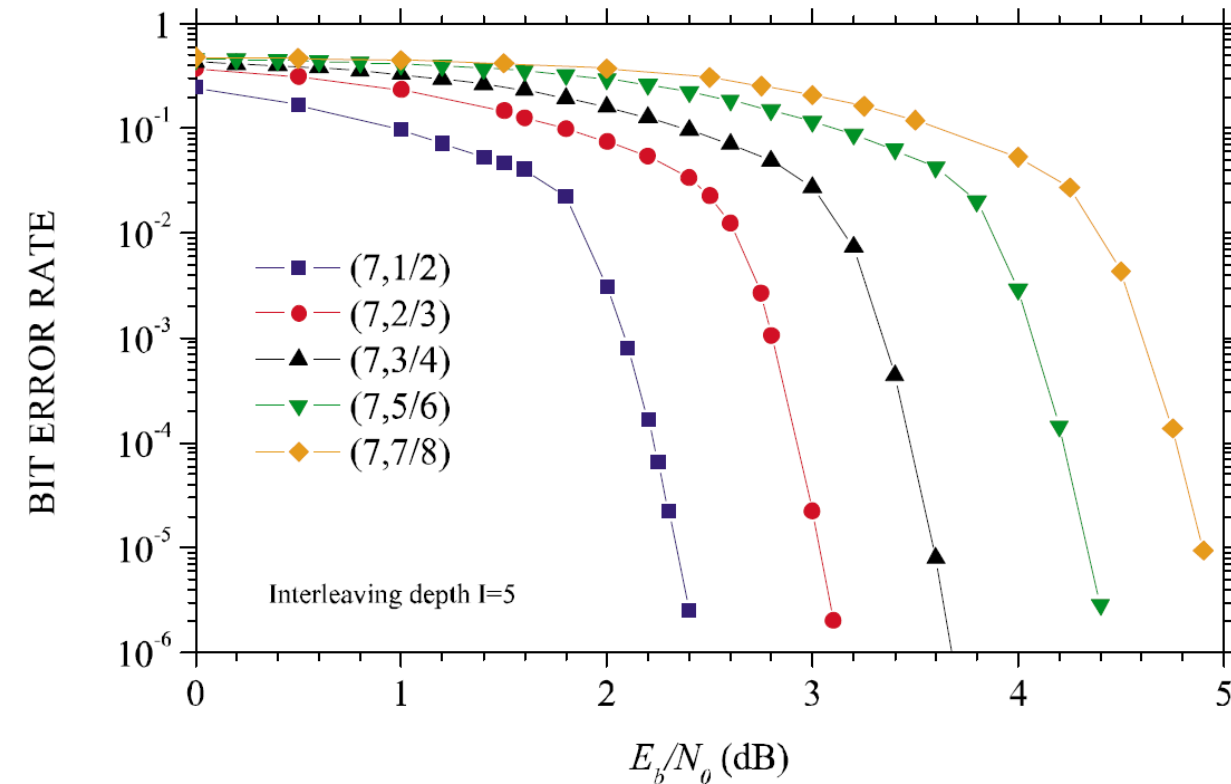
$t=8$ , Interleavingtiefe variiert



BER (Bit Error Rate) und WER (Word Error Rate) von  
RS(255,239)\*CC(R=1/2,m=6) als Funktion der Interleavingtiefe  $J=N$

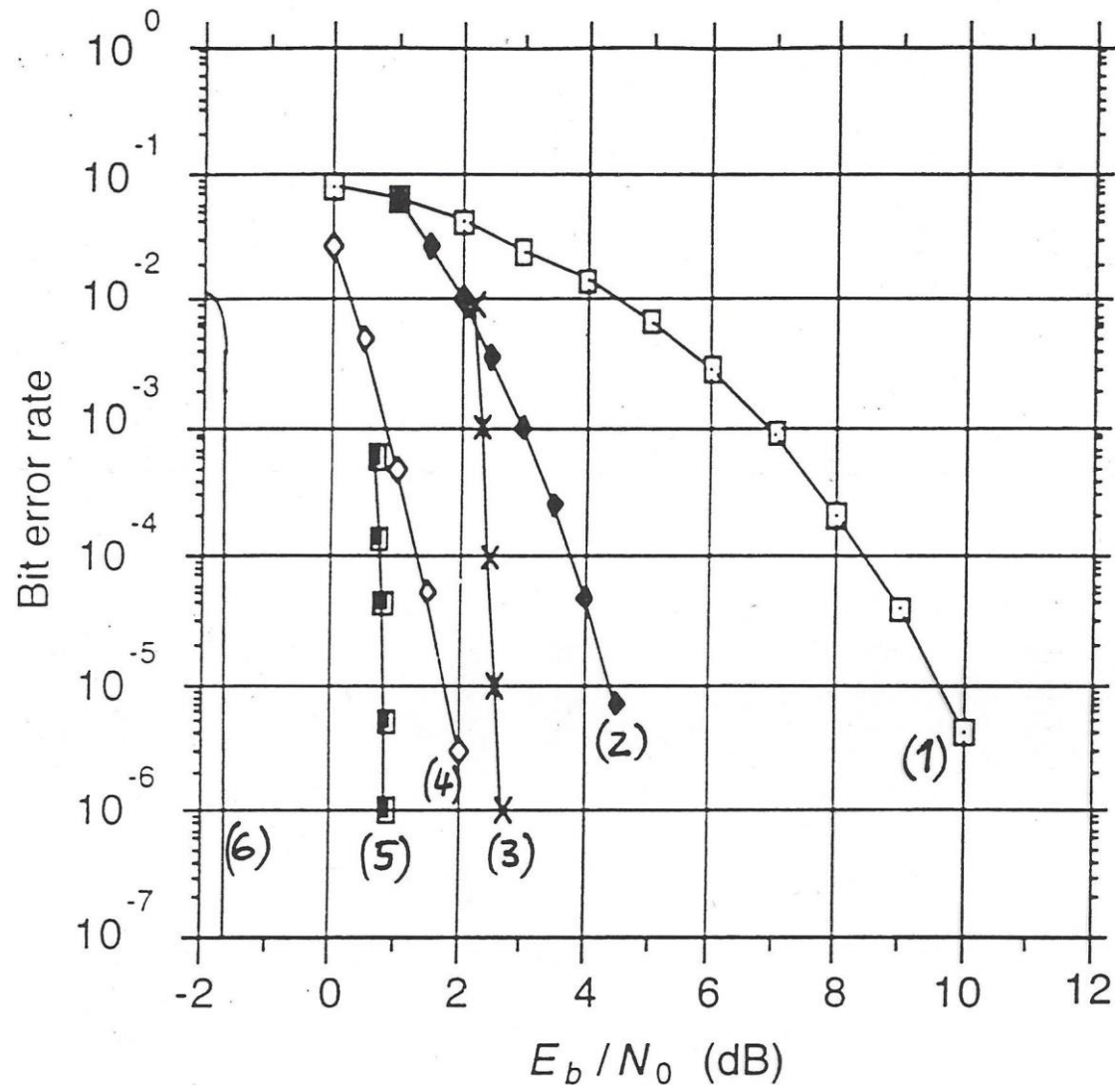
[Quelle: CCSDS 130.1-G-1]

t=16, CC-Coderate variiert



BER (Bit Error Rate) und WER (Word Error Rate) von RS(255,223)\*CC(m=6) bei Interleavingtiefe J=N=5 als Funktion der Coderate  $R_{CC}$

[Quelle: CCSDS 130.1-G-1], (7,R) bedeutet: 7 = constraint length = m+1, R = CC-Coderate


 $E_b/N_0$  für  $P_b = 10^{-5}$ 

- |     |  |         |
|-----|--|---------|
| (1) | uncodiert  | 9.6 dB  |
| (2) | FC ( $R = 1/2, m = 6$ )                          | 4.5 dB  |
| (3) | FC ( $R = 1/2, m = 6$ ) * RS(255,223) (CCSDS)    | 2.6 dB  |
| (4) | FC ( $R = 1/4, m = 14$ ) (BVD)                   | 1.7 dB  |
| (5) | FC ( $R = 1/4, m = 14$ ) * RS(255,223) (Galileo) | 0.8 dB  |
| (6) | Shannon-Grenze                                   | -1.6 dB |

Das Bild zeigt die Fehlerwahrscheinlichkeit einer vorgeschlagenen Weiterentwicklung von RS\*CC unter dem Namen BVD (Big Viterbi Decoder) mit Faltungscodes der Rate 1/4 und  $m=14$  (also 16382 Zustände und 32768 Kanten pro Segment). Das hat sich aber nicht durchgesetzt.

Wie schon erwähnt gibt es inzwischen modernere Verfahren wie LDPC und SCCC/PCCC und Polar-Codes.

⇒ RS\*CC ist damit nicht mehr letzter Stand der Technik!

## 32-APSK Signalkonstellation, verrauscht auf der Empfangsseite

Auch hier kann das **BMD-Prinzip** definiert werden (rote Kreise):  
Der Entscheider entscheidet auf dasjenige Modulationssymbol das dem Kugelmittelpunkt entspricht sofern der Empfangswert innerhalb einer Kugel liegt. Für Empfangswerte zwischen den Kugeln ist ein unkontrolliertes Verhalten des Entscheiders erlaubt.

Das ist ähnlich zum **BMD-Decoder** für Blockcodes – aber mit anderem Signalraum!

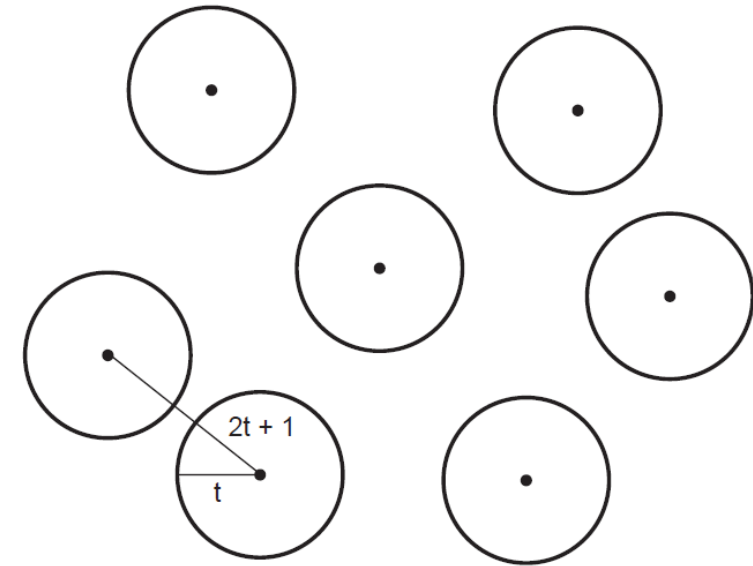
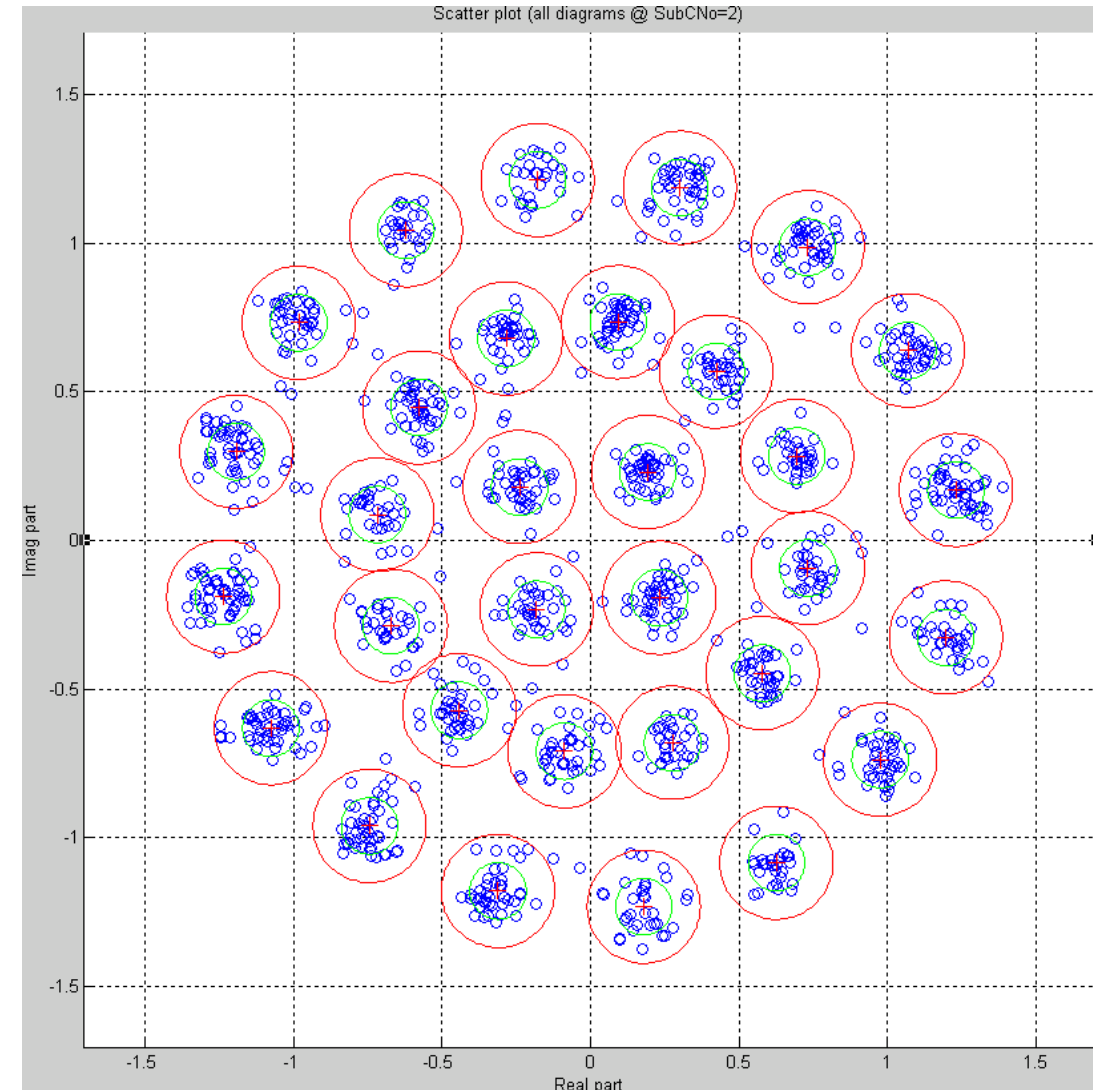
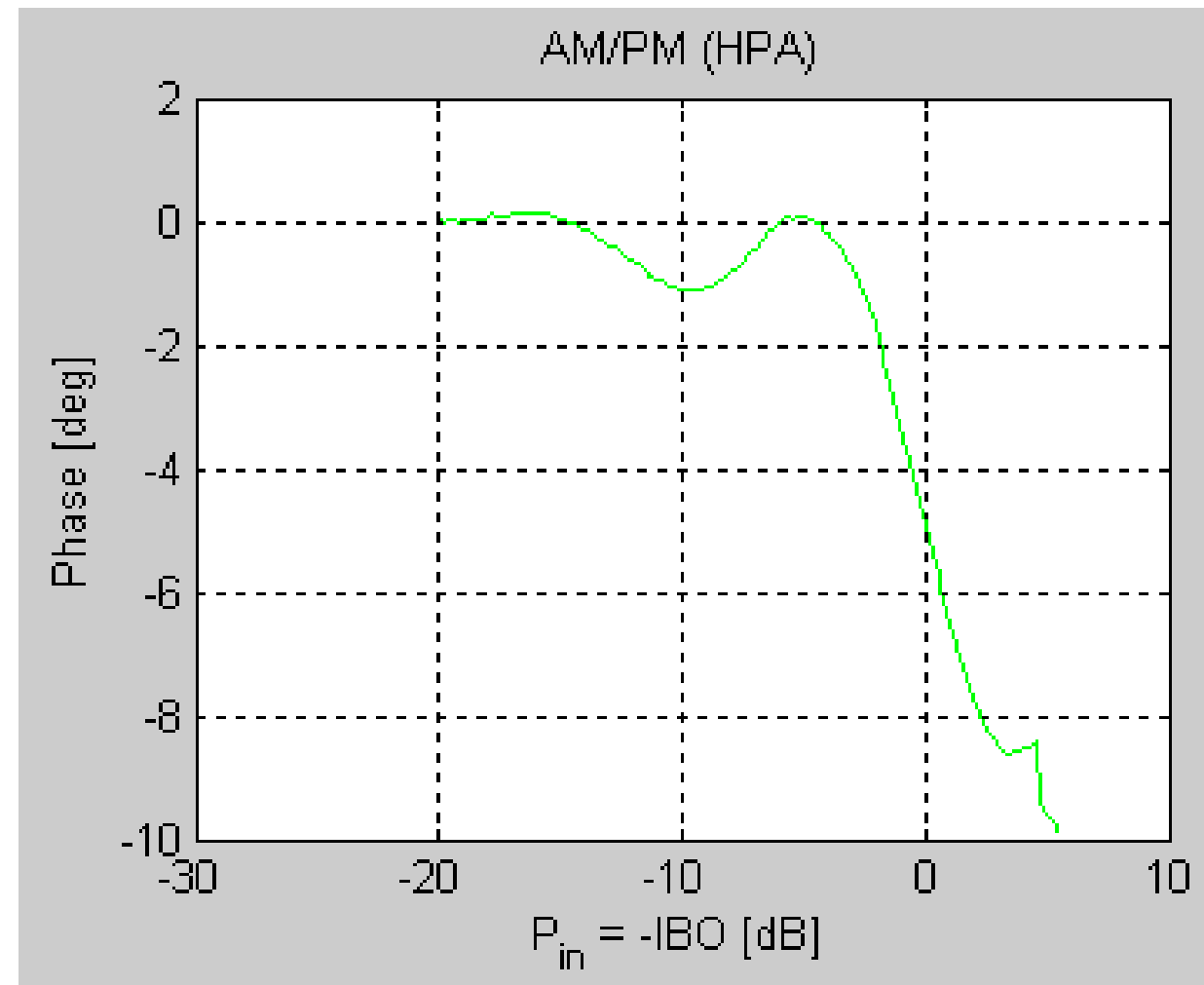
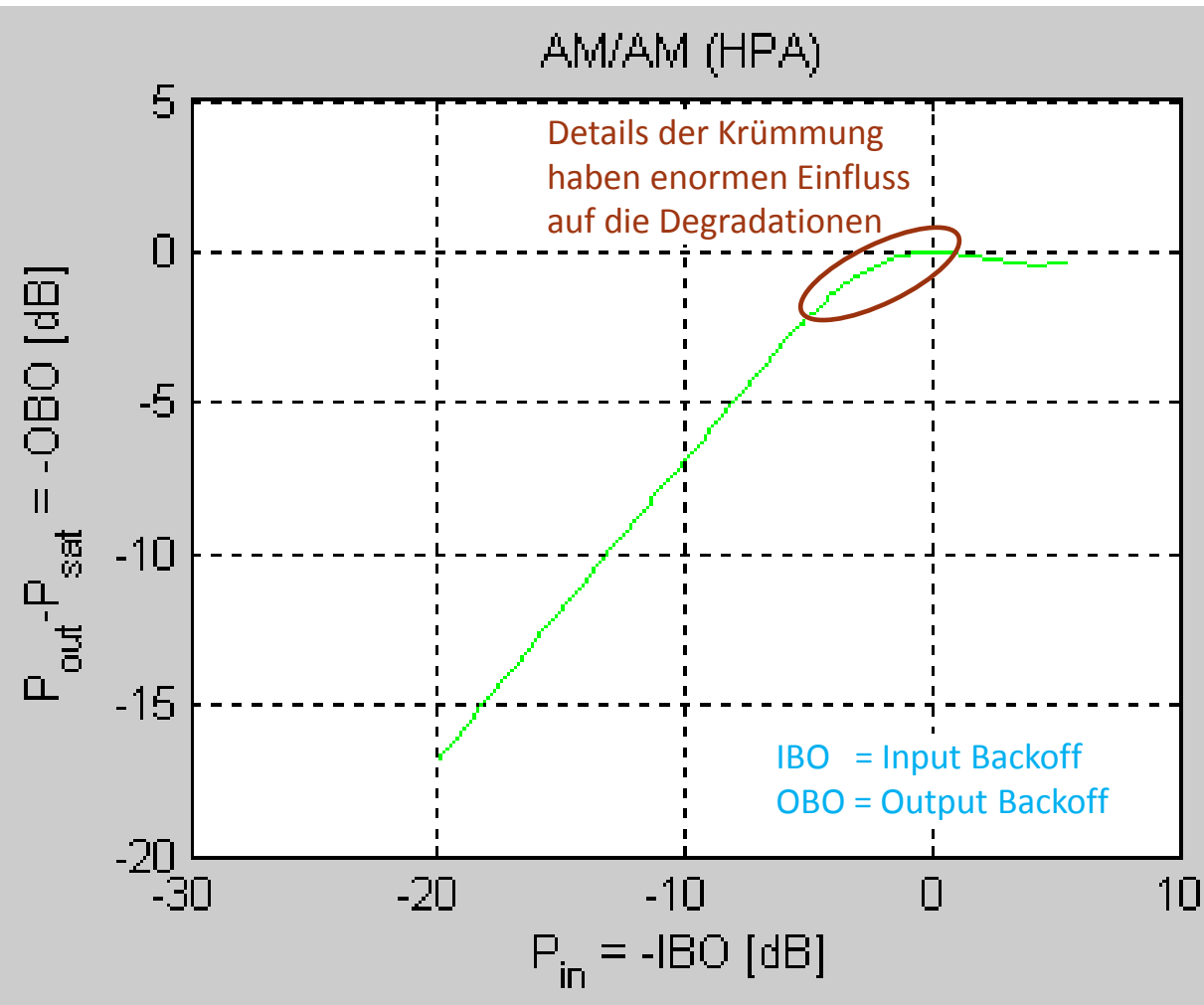


Bild 3.2. Decodierkugeln vom Radius  $t = \lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$  um die Codewörter  
Signalraum =  $GF(q)^n$  = Codewörter/Empfangswörter  
Hamming-Abstand im  $n$ -dim. Vektorraum (bei Hard-Dec.)

Scatter plot (all diagrams @ SubCNo=2)



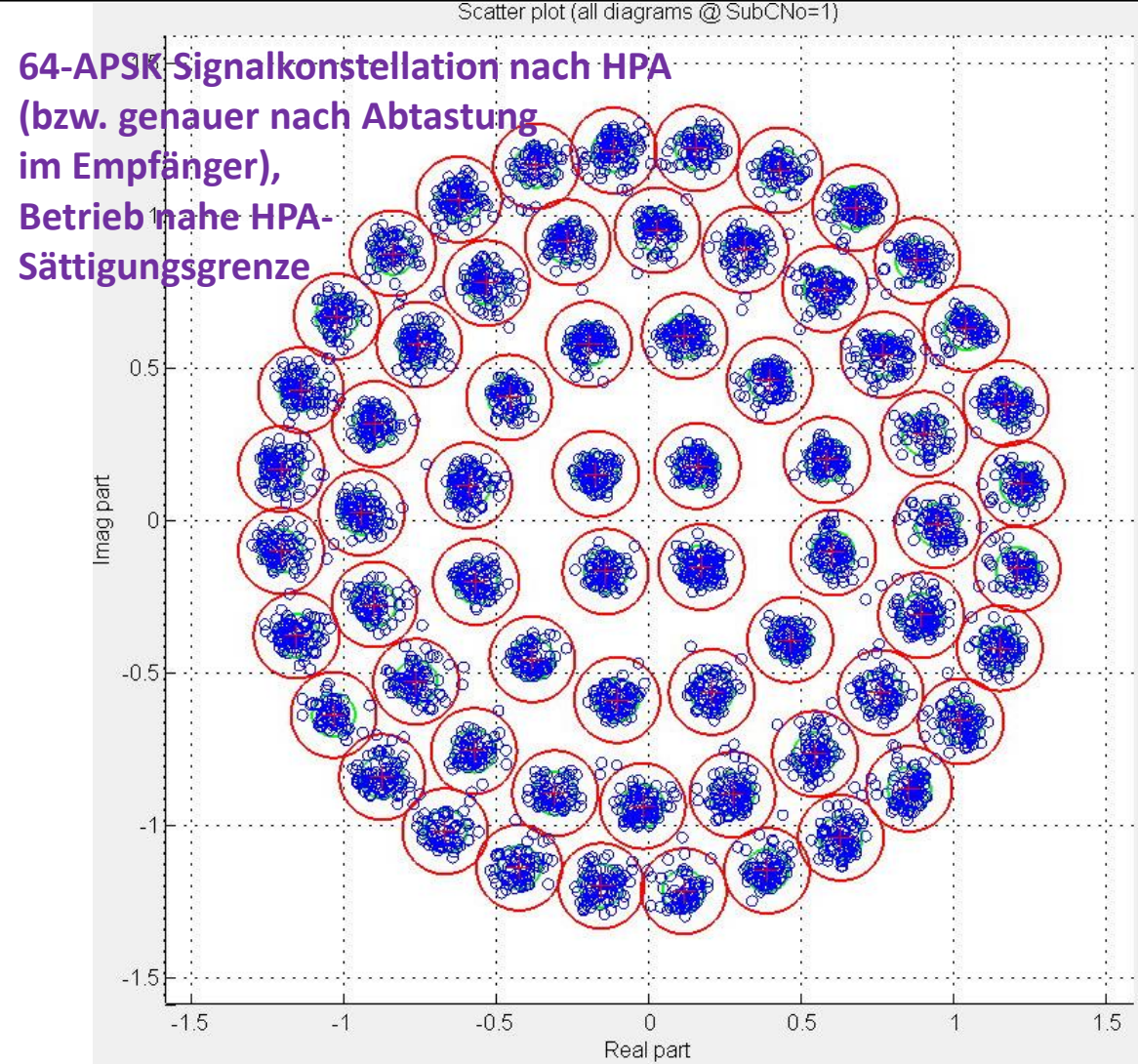
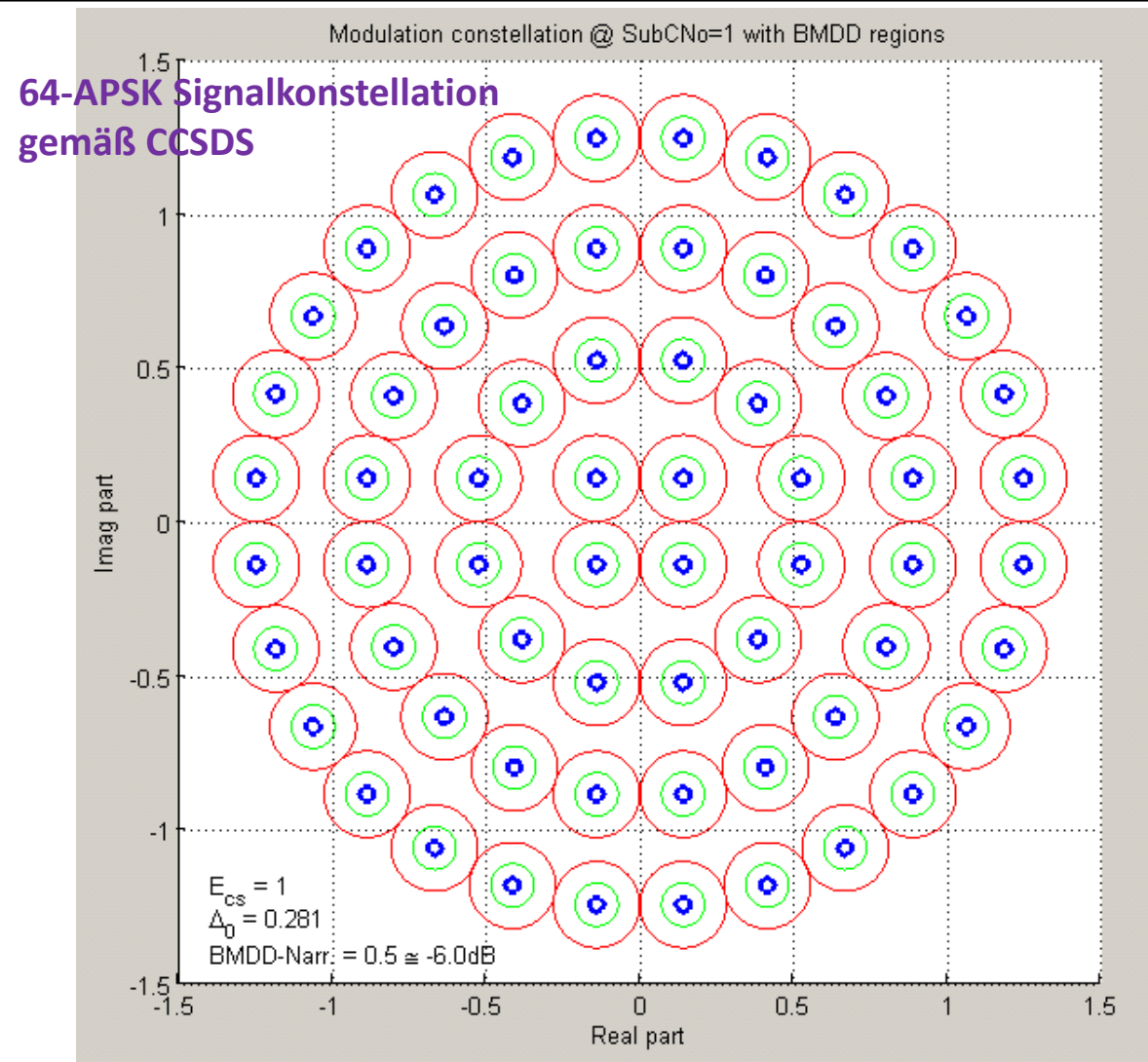
Signalraum = komplexe Zahlen = Modulationssymbole  
Euklidischer Abstand in  $\mathbb{R}^2$  (bzw. Betrag in  $\mathbb{C}$ )



### AM/AM- und AM/PM-Kennlinien eines Verstärkers (HPA) in der Satelliten-Nutzlast

- Die Amplituden-Kennlinie ähnelt in diesem Fall einem Begrenzer, aber die Details der Krümmung vor der Begrenzung haben enormen Einfluss auf die Signal-Degradationen. Röhren- (TWTA) und Halbleiter-HPA (SSPA) sind unterschiedlich.
- Trade-off: Betrieb nahe der Sättigung ist leistungseffizient (mehr DL Rauschen erlaubt) führt aber zu mehr Verzerrungen (weniger DL Rauschen erlaubt)

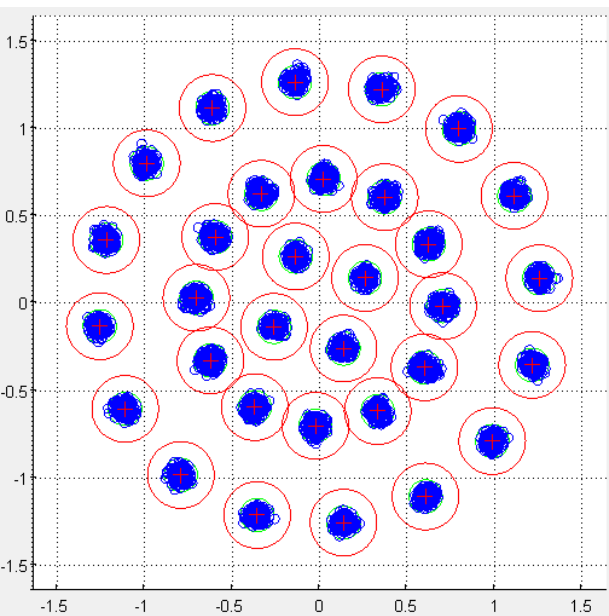




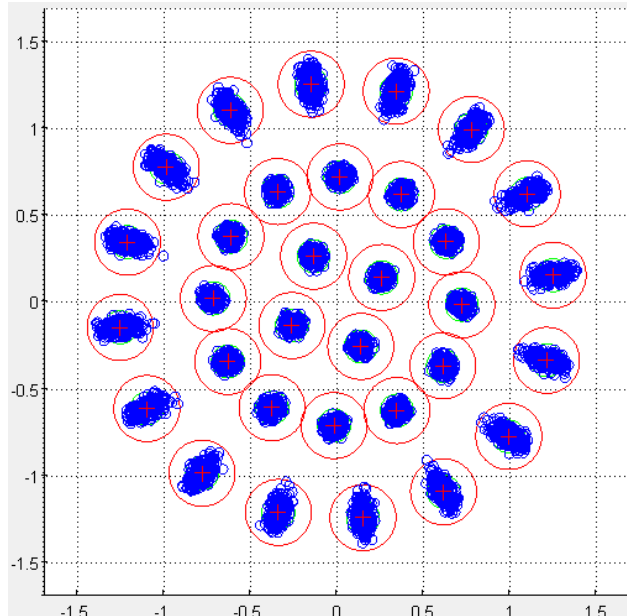
Die HPA-Kennlinie führt zu einer Verstauchung und Ring-spezifischen Verdrehung der APSK-Signalkonstellation.

- Das muss im Entscheider berücksichtigt werden.
- Unterschiedliche Fehlerraten per Ring vor dem Decoder.
- Die Ringradien sind im CCSDS-Standard so vordefiniert dass der Verstauchung teils schon entgegengewirkt wird.
- Die bisherige AWGN-Sichtweise (additive Überlagerung mit „gleichmäßigem“ Rauschen) erweist sich hier als zu ungenau.

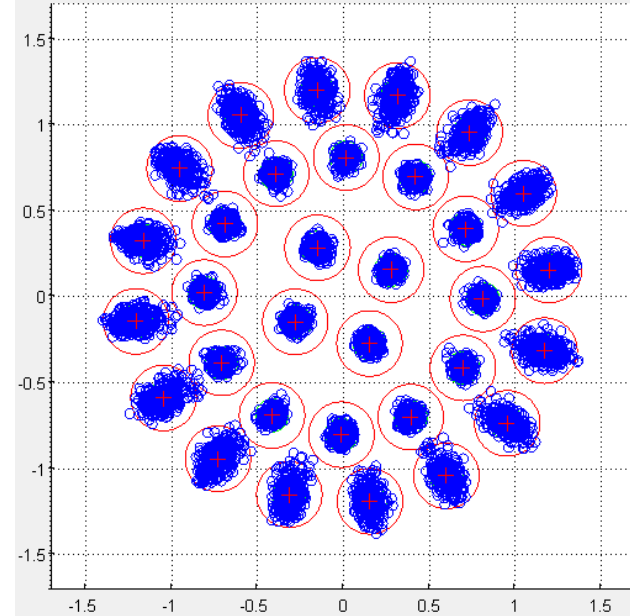




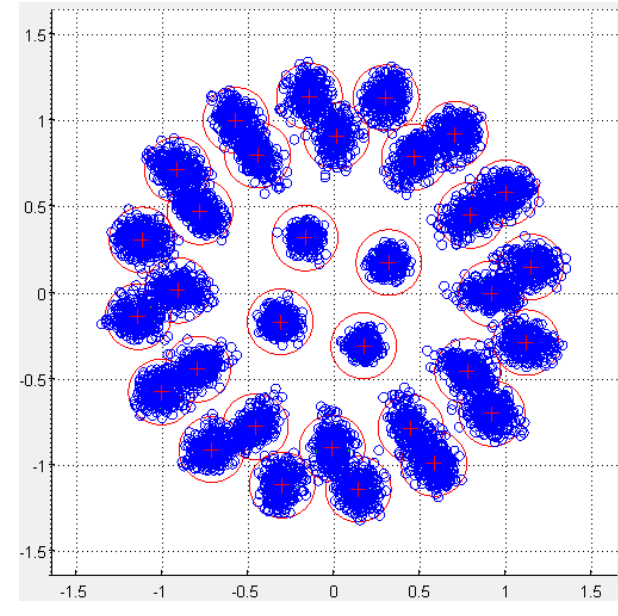
-EVM = 28.5 dB  
(IBO = 12 dB, OBO = 4.9 dB)



-EVM = 25.6 dB  
(IBO = 10 dB, OBO = 3.0 dB)



-EVM = 23.0 dB  
(IBO = 8 dB, OBO = 1.9 dB)



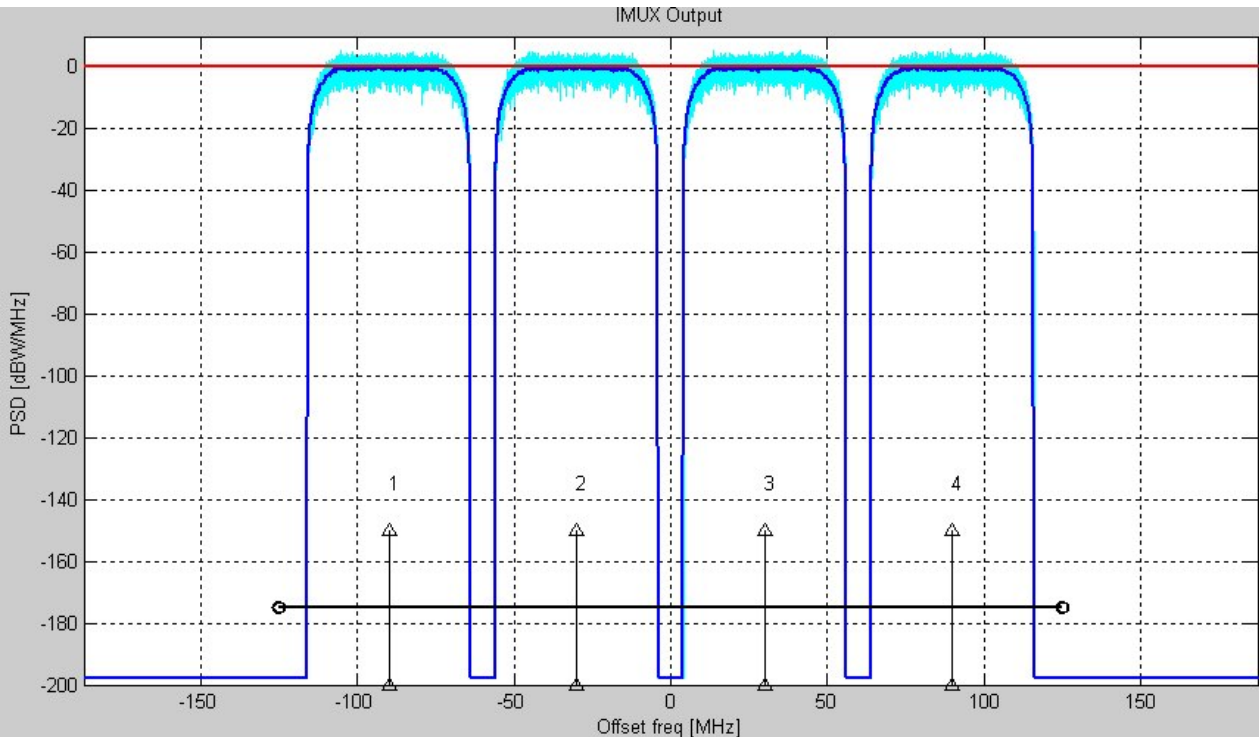
-EVM = 20.7 dB  
(IBO = 6 dB, OBO = 1.1 dB)

Die 32-APSK Signalkonstellation ist verrauscht aufgrund zweier additiver Effekte

- **Thermisches Rauschen auf dem DL:**
  - Die Punktwolken um die Wolkenmittelpunkte sind identisch für alle Modulationssymbole sowie rotationssymmetrisch
  - Rauschen ist exakt normalverteilt
- **Zusätzliches Intermodulationsrauschen** mit dem Heranrücken an die Sättigungsgrenze (kleiner Input/Output Backoff):
  - Die Punktwolken um die Wolkenmittelpunkte werden in den äußeren Ringen größer und sind nicht mehr rotationssymmetrisch
  - Die Modellierung als reiner AWGN ist zu ungenau
  - (außerdem werden die Ringe zusammengedrückt, BER vor Decoder steigt in den äußeren Ringen und sinkt im inneren Ring)

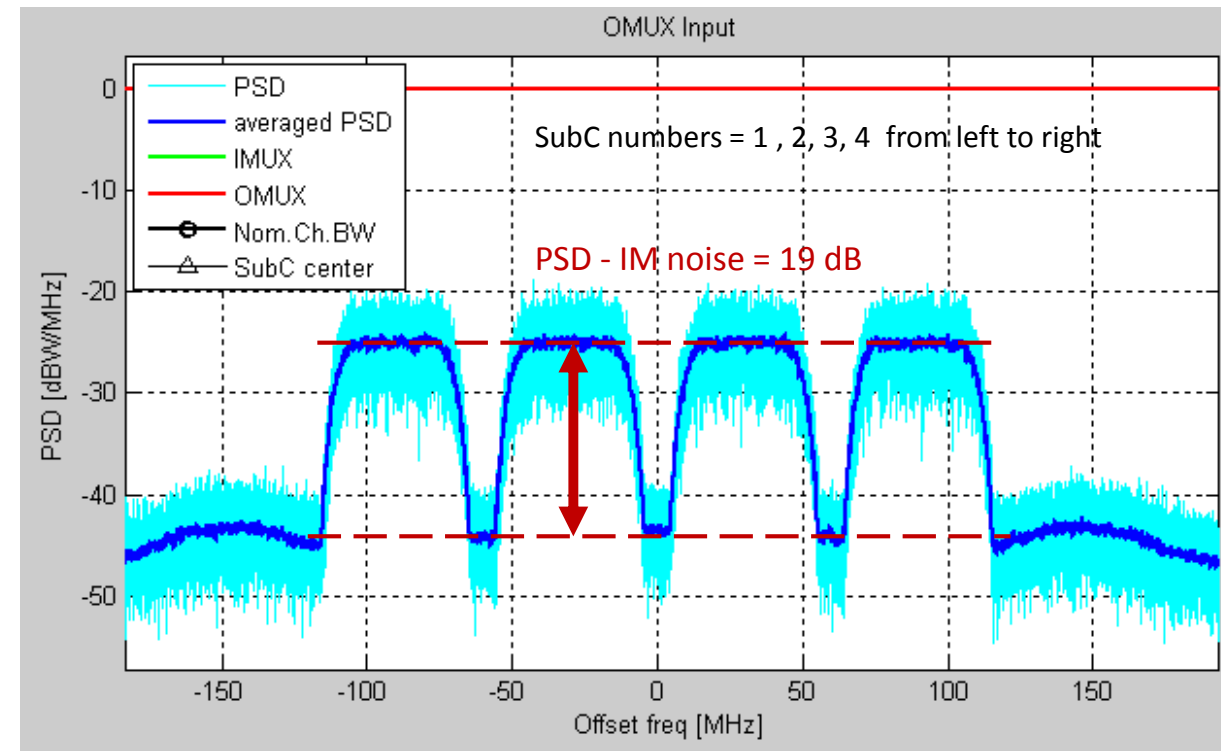
EVM (Error Vector Magnitude) ist definiert als der mittlere (quadratische) Abstand der Empfangswerte von den Wolkenmittelpunkten, also  $EVM_{dB} = -10 \cdot \log_{10}(E(|\text{Empfangswerte} - \text{Wolkenmittelpunkt}|^2))$  bei Normierung  $E_{cs}=1$ . Für AWGN gilt:  $-EVM_{dB} = SNR_{dB}$

### PSD (Power Spectral Density) eines FDM-Signals mit 4 Unterträgern



vor dem HPA:

Zwischen den Unterträgern gibt es keine Spektralanteile.



hinter dem HPA:

Zwischen den Unterträgern wird Intermodulationsrauschen gemessen. Und das existiert auch innerhalb der Unterträger. Ursache ist die HPA-Nichtlinearität die zu Signalprodukten im Zeitbereich und zu Verbreiterungen im Frequenzbereich führt.

- Einerseits entsteht Signalenergie in unerwünschten Frequenzbereichen die vom OMUX unterdrückt werden muss,
- andererseits gibt es im Nutzband ein zusätzliches „Rauschen“ das aber nicht unbedingt exakt normalverteilt ist und statistisch abhängig vom Nutzsignal ist (also eher Verzerrung als Rauschen).

Zur Erinnerung: Der HPA sitzt zwischen IMUX und OMUX

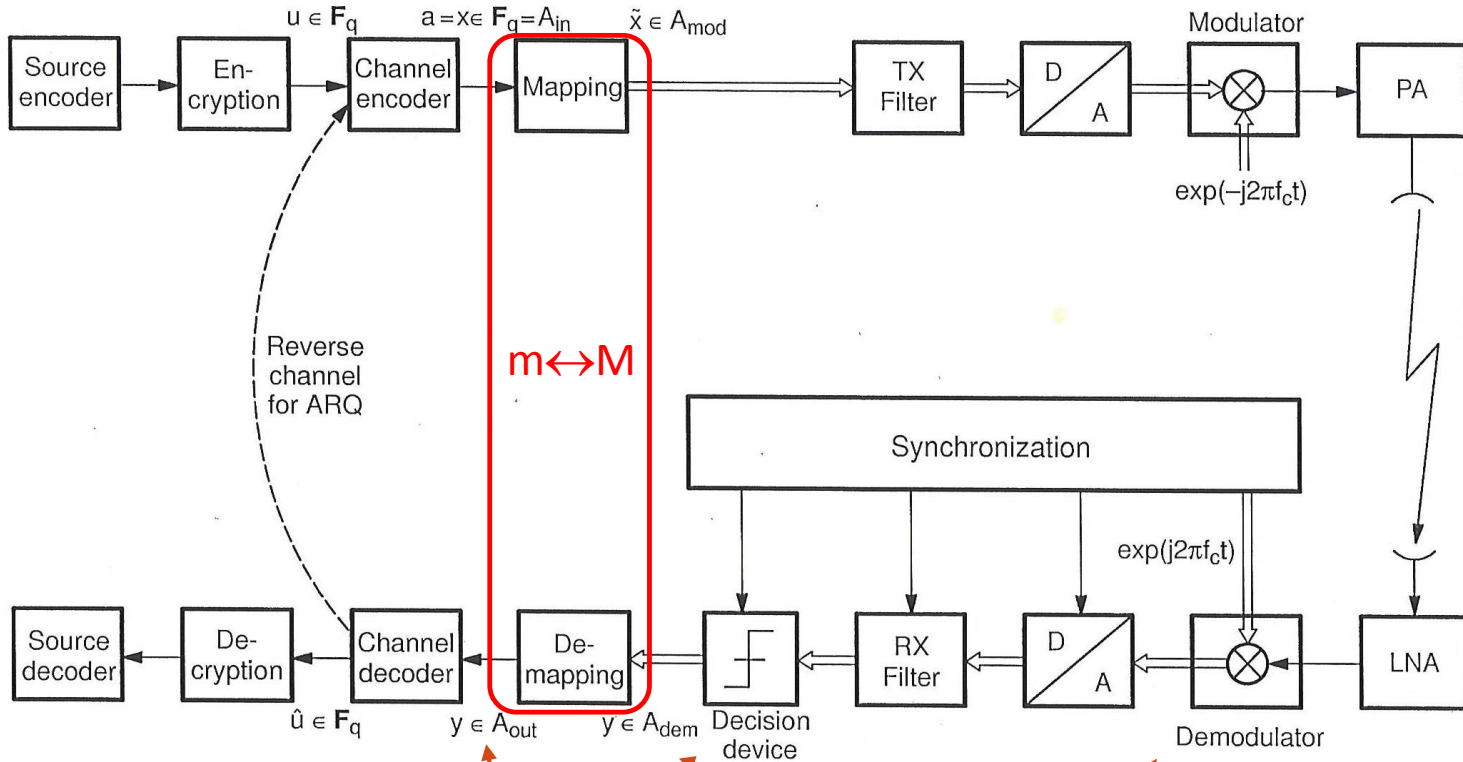
Voraussetzungen: AWGN-Kanal (d.h. Übertragung durch Rauschen geprägt),  $p=2$  (d.h. alles binärbasiert)  
Die folgende Überlegung ist nicht auf einen Anwendungstyp wie die Satellitenkommunikation beschränkt.

- Die  $q=p^m=2^m$ -stufigen **Codesymbole** am Eingang eines Decoders sollten statistisch unabhängig sein (für Berechnung der Fehlerrate und für Decoder bei Gedächtnislosigkeit)
- Die  $2^M$ -stufigen **Modulationssymbole** am Ausgang des Demodulators sind statistisch unabhängig beim AWGN-Kanal

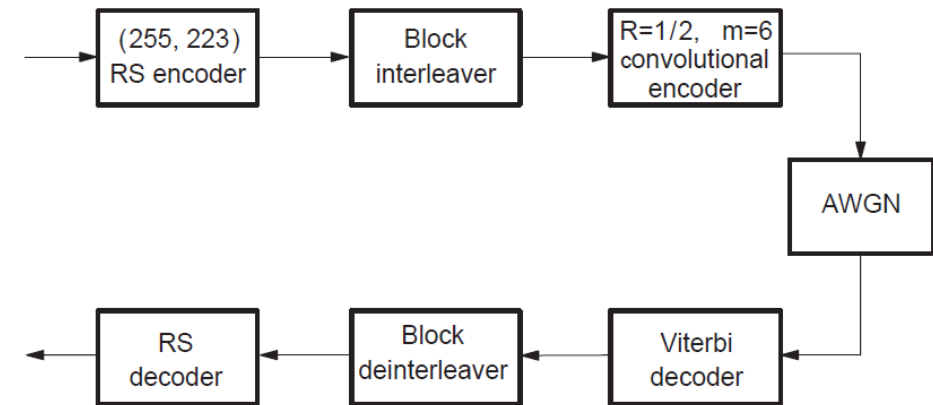
Wie passt beides zusammen?

Relation $m \leftrightarrow M$	Statistische Unabhängigkeit	Beispiel
$m = M$	Unabhängigkeit der Modulationssymbole überträgt sich auf die Codesymbole – das wurde stillschweigend in den ersten Teilen der Vorlesung angenommen	Binäre Modulation und Binärcode (einfachster Fall)
$m = \text{Vielfaches von } M$	Unabhängigkeit der Modulationssymbole überträgt sich auf die Codesymbole (wie bei $m = M$ )	Binäre Modulation und RS-Code
$m = \text{Teiler von } M$	Allenfalls sind Gruppen von Codesymbolen unabhängig aber nicht die einzelnen Codesymbole	Hochstufige Modulation und binärer Faltungscode oder BCH-Code
$m, M$ in beliebiger Relation	Theoretische Erfassung schwierig	RS-Code mit $q=256=2^8$ und $64=2^6$ -stufige Modulation (siehe übernächstes Bild)

Zur Verdeutlichung des Problems reicht ein einfaches Beispiel:  
RS-Code mit  $q=256=2^8$  und  $64=2^6$ -stufige Modulation.

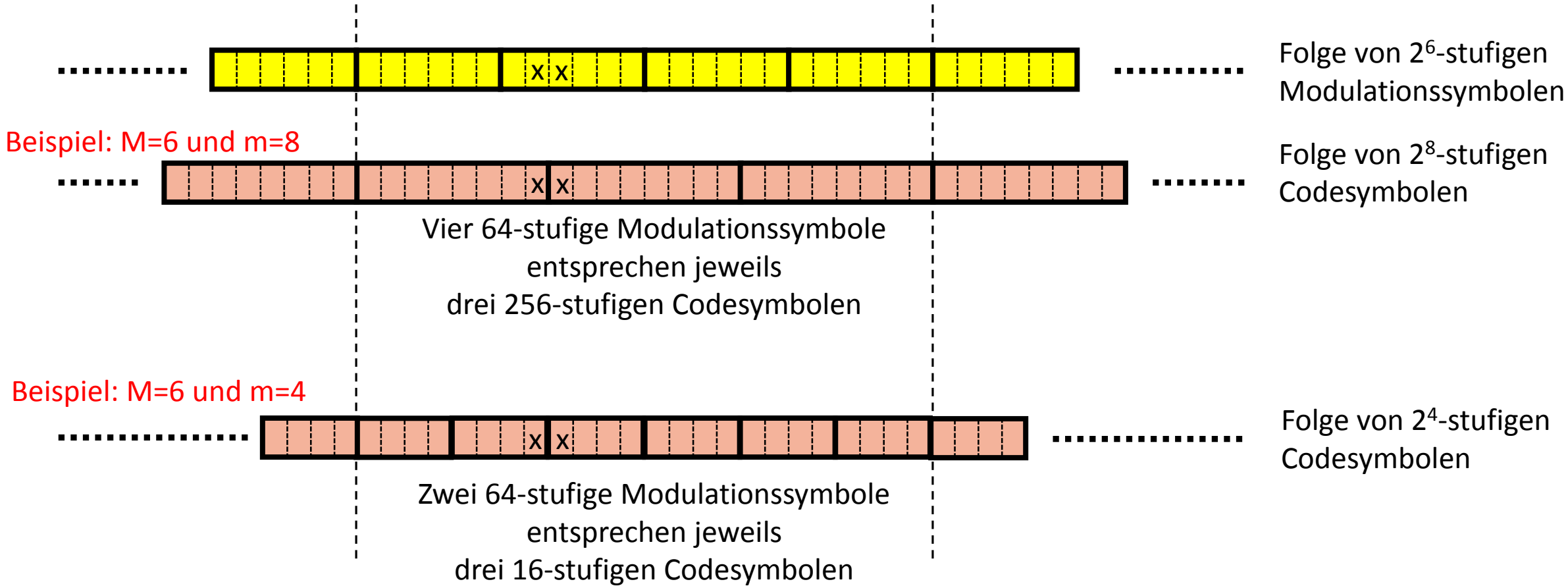


Mit Codeverkettung wird es noch komplizierter  
(ein Beispiel wurde bereits vorangehend gerechnet)



Die  $q=p^m=2^m$ -stufigen **Codesymbole** am Eingang eines Decoders **sollten** statistisch unabhängig sein.  
Nebenbei:  $E_c$  bzw.  $E_s$  bezieht sich auf diese Stelle.

Die  $2^M$ -stufigen **Modulationssymbole** am Ausgang des Demodulators/Entscheiders **sind** statistisch unabhängig beim AWGN-Kanal.  
Streng genommen hebt schon das RX-Filter die Unabhängigkeit auf.



Statistische Unabhängigkeit der Modulationssymbole impliziert nicht statistische Unabhängigkeit der Codesymbole sowohl bei  $M < m$  wie  $M > m$

Beispiel mit den x-Markierungen:  
 Ein fehlerhaftes Mod.symbol impliziert zwei fehlerhafte Codesymbole (stark abhängig von der Zuordnungsvorschrift der Bits zu den Symbolen)

Theoretisch kann die statistische Unabhängigkeit der Codesymbole nur bei  $m/M$ =ganzzahlig garantiert werden.  
Pragmatische Lösung des Problems:

### Bei kleinen Fehlerraten:

Bei Gray-Mapping überträgt sich die Unabhängigkeit der  $2^M$ -stufigen Modulationssymbolen näherungsweise auf die entsprechenden Bits des Modulationssymbols. Also werden  $M$  unabhängige Bits zum Modulationssymbol bzw.  $m$  unabhängige Bits zum Codesymbol zusammengefasst.

Durch den Vergleich von  $M$   $2^m$ -stufigen Codesymbolen mit  $m$   $2^M$ -stufigen Modulationssymbolen (also jeweils  $M \cdot m$  Bits entsprechend) ergibt sich für die Symbolfehlerraten  $SE_{R_{cod}}$  bzw.  $SE_{R_{mod}}$  der Codesymbole bzw. Modulationssymbole der Zusammenhang

$$(1 - SE_{R_{cod}})^M = (1 - SE_{R_{mod}})^m$$

und somit

$$SE_{R_{cod}} = 1 - (1 - SE_{R_{mod}})^{m/M} \approx \frac{m}{M} \cdot SE_{R_{mod}}$$

Das gilt sowohl bei  $M < m$  wie  $M > m$ . Das ist ähnlich zu (1.3.6).

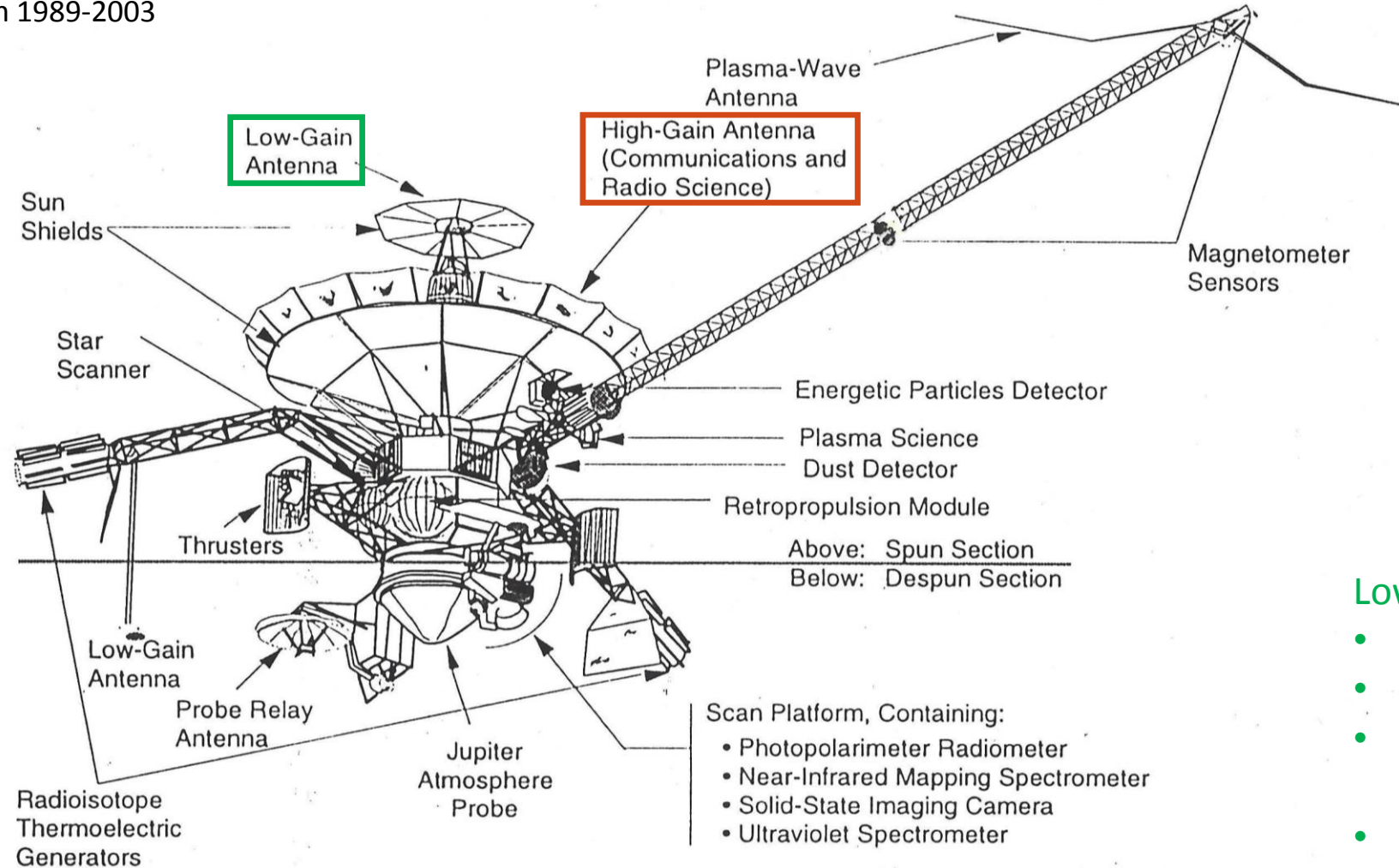
### Bei großen Fehlerraten:

Die Überprüfung mit dem Simulator funktioniert sehr präzise.



# Galileo Orbiter

zur Erforschung des Jupiter (Entfernung zur Erde 590 – 970 Mio km)  
und seiner von Galileo Galilei zuerst beschriebenen Jupitermonde  
Mission 1989-2003



## High-Gain Antenne

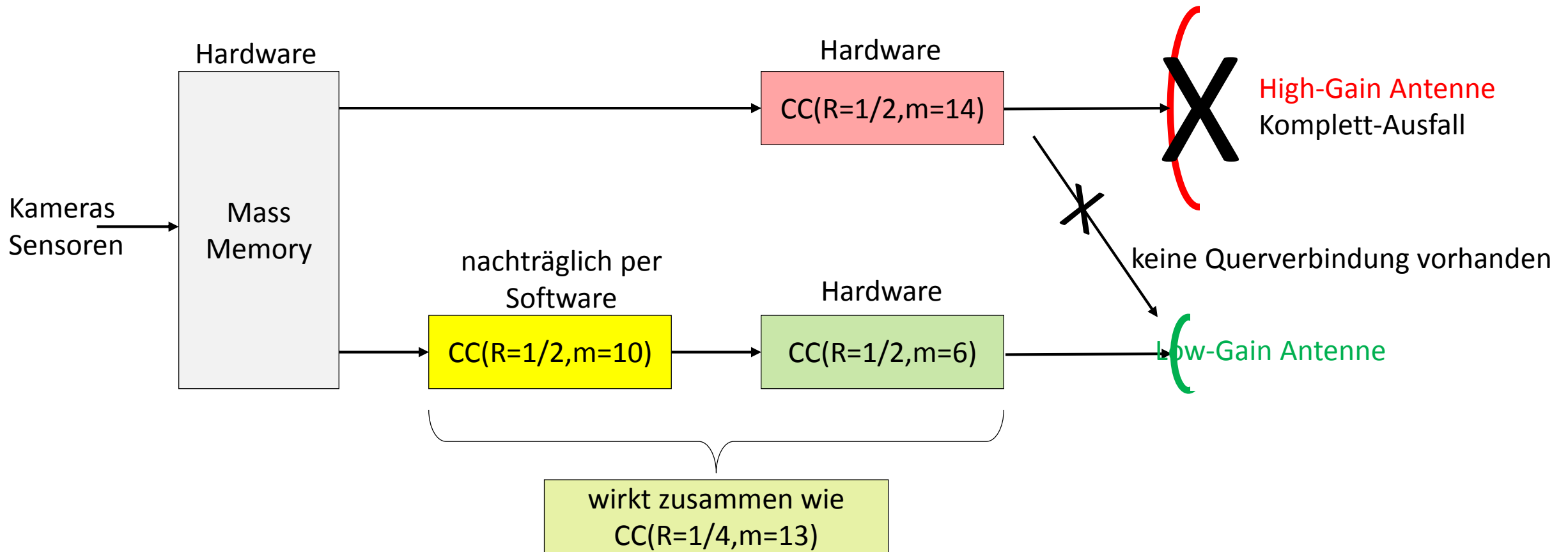
- 4.8m Durchmesser
- 50 dBi, 0.3°
- X-Band (8 GHz)
- 130 kbit/s @ Jupiter
- 1 Bild/min

ursprünglich vorgesehen für die Bildübertragung aber Entfaltung scheiterte wegen mechanischer Probleme

## Low-Gain Antenne

- 7 dBi, 200°
- S-Band (5 GHz)
- 10 bit/s @ Jupiter  
(40 bit/s mit 70m DSN RX-Ant.)
- 1 Bild/1.5h

ursprünglich nur vorgesehen für Telemetrie ohne präzise Ausrichtung



Nach der Nicht-Entfaltung der High-Gain Antenne kam als weiterer Nachteil hinzu dass die Low-Gain Antenne nicht mit dem leistungsfähigeren CC der High-Gain Antenne verknüpft werden konnte.

Bei der NASA wurde nachträglich ein CC entwickelt, der Raumsonde hinterher geschickt und im Orbiter in Software implementiert. Zusammen mit weiteren Maßnahmen (Bildkompression etc.) konnte die Mission gerettet und zum Erfolg geführt werden. Deshalb kann man das als erstes Software Radio in Space ansehen.

## Link Budget Berechnung:

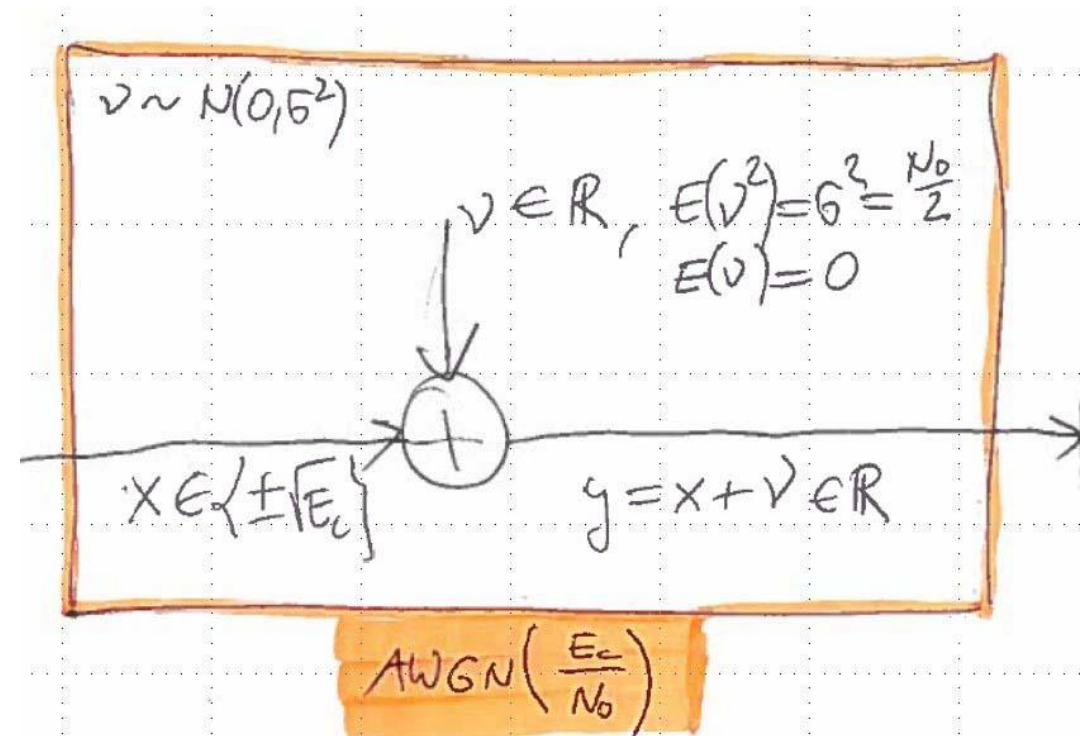
Der AWGN-Kanal (Additive White Gaussian Noise) ist oftmals das Referenzmodell bei der Kanalcodierung – auch wenn vorangehend

- Bündelfehler (nicht weiss) und
- spezielle Störungen (nicht Gauß-verteilt, statistisch abhängig) diskutiert wurden.

Das mathematische Modell des AWGN-Kanals ist simpel – aber **in der Praxis kann es schwierig sein das Verhältnis von Signalenergie zu Rauschleistungsdichte tatsächlich zu berechnen.**

Für die Funkkommunikation wird das als Link Budget Berechnung bezeichnet. Diese Berechnung gilt vom Nahbereich der Antennen bis hin zu galaktischen Entfernungen.

**Deshalb wird diese Berechnung mit der Frage kombiniert: können wir unter nachrichtentechnischen Gesichtspunkten mit Aliens (außerirdischen Radiozivilisationen) kommunizieren?**



### Link Budget Berechnung:

- Aus Trägerfrequenz (8 bzw. 20 GHz) und Entfernung ergibt sich die Freiraumdämpfung.
- Der Antennengewinn ist eine Funktion der Apertur.
- Die Friis-Gleichung verknüpft Sende- und Empfangsleistung, Antennengewinne, Freiraumdämpfung und Degradationen.
- Aus der von der Antenne gesehenen Temperatur und der Rauschzahl ergibt sich die Rauschleistungsdichte.
- Zu einem vorgegebenen SNR-Wert kann dann die mögliche Bandbreite aus den Sender- (EIRP) und Empfänger-Eigenschaften (G/T) berechnet werden.

**Für den Empfang von Satelliten** (Downlink) im geostationären Orbit, vom Lagrange-Punkt L2 und vom Planeten Saturn werden heute verfügbare Sendetechnologien für die Satelliten wie auch heutige Empfangstechnologien für die Bodenstationen unterstellt.

**Für den Empfang von Signalen von Aliens** (außerirdischen Radiozivilisationen) werden

- Erd-seits wieder heutige Techniken unterstellt,
- auf Alien-Seite jedoch Fortschrittlicheres (bis etwa um den Faktor 1000 größere Sendeleistung und Antennendurchmesser).

Der Frequenzbereich spielt hierbei nicht die zentrale Rolle: Mit jeder Frequenzverdopplung steigen die Antennengewinne um je 6 dB auf beiden Seiten, die Freiraumdämpfung nimmt um 6 dB zu und die Implementierung von Verstärkern wird schwieriger. In der Summe ist die Bilanz fast unabhängig von der Trägerfrequenz. Das X-Band bei 8 GHz wird für erdferne Forschungssatelliten verwendet und ist vor anderen Störungs-verursachenden Anwendungen geschützt.

$$\text{Trägerfrequenz} = f_c = 8 \text{ GHz (bzw. } 20 \text{ GHz)}$$

$$\text{Wellenlänge} = \lambda = \frac{c}{f_c} = 0.0375 \text{ m (bzw. } 0.015 \text{ m)}$$

$$\text{Entfernung} = d \quad (1 \text{ LD} = 300,000 \frac{\text{km}}{\text{s}} \cdot 3600 \text{ s} \cdot 24 \cdot 365 = 9.5 \cdot 10^{12} \text{ km})$$

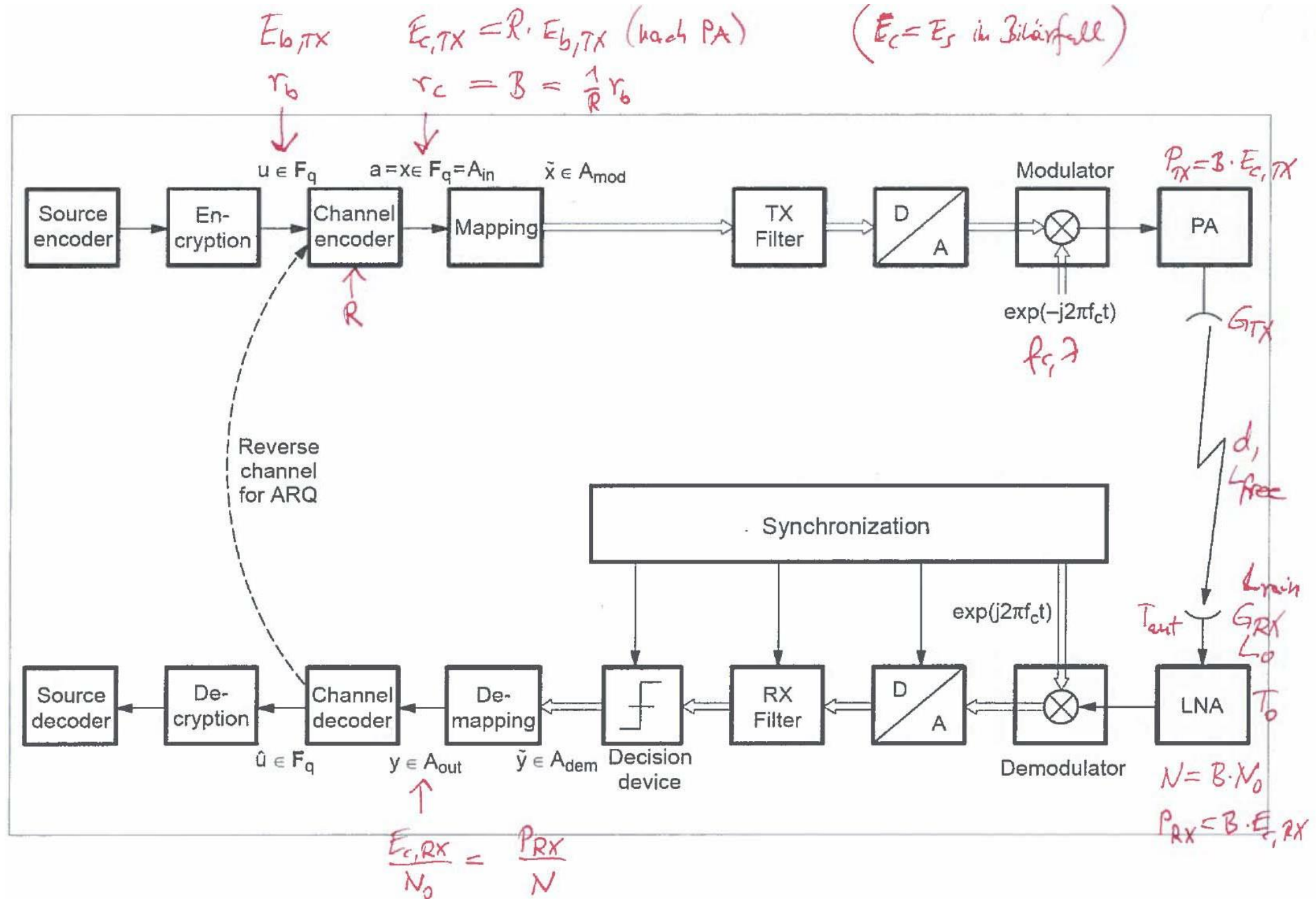
$$\text{Freiraumdämpfung} = L_{\text{free}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \Rightarrow \begin{cases} \text{Verdopplung } d \text{ kostet } 6 \text{ dB} \\ \text{Verdopplung } f_c \text{ kostet } 6 \text{ dB} \end{cases}$$

$$\text{Bandbreite} = B = r_c = \text{Codebitrate} = \frac{1}{R} r_b \quad \begin{cases} r_b = \text{Infobitrate} \\ R = \text{Coderate} \end{cases}$$

$$\text{Sendeleistung} = P_{\text{TX}} = B \cdot E_{c,\text{TX}}, \quad E_{c,\text{TX}} = R \cdot E_{b,\text{TX}}$$

$$\text{Empfangsleistung} = P_{\text{RX}} = B \cdot E_{c,\text{RX}} : \quad \left. \begin{array}{l} E_{c,\text{RX}} \\ E_{b,\text{RX}} = \frac{1}{R} E_{c,\text{RX}} \end{array} \right\} \text{entspricht den bisherigen} \left. \begin{array}{l} E_c \\ E_b \end{array} \right\}$$







Antennengewinne =  $G_{TX}, G_{RX}$  :  $G = 10 \log_{10} \left( \frac{\pi^2 D^2 \eta}{\lambda^2} \right)$

mit  $D$  = Durchmesser Parabolantenne  
 $\eta$  = Antenneneffizienzfaktor = 0.6

⇒ Verdopplung  $f_c$  ergibt 6 dB Gewinn  
 Verdopplung  $D$  ergibt 6 dB Gewinn

EIRP =  $P_{TX} \cdot G_{TX}$

Regenfading =  $G_{rain}$  = 0 dB @ 8 GHz (bis 20 dB @ 20 GHz / 99.99%)

Implementierungsverlust =  $L_0$  = 3 dB (optimistisch!)

Friis-Gleichung:

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} \cdot G_{TX} \cdot G_{RX}}{L_{free} \cdot L_{rain} \cdot L_0}$$

$$\text{Temperatur gesehen von Antenne} = T_{\text{ant}} = \begin{cases} 50\text{K} @ \text{Sicht in Weltraum, d.h. Station} \\ 300\text{K} @ \text{Sicht auf Erde, d.h. von Region} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \text{Temperatur Transponder} &= T_0 = 290\text{K} \\ \text{Rauschzahl} &= F = 2 \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} \text{Temperatur Transponder} \\ \text{Rauschzahl} \end{aligned}} \right\} \text{d.h. u.a. von Dämpfung zwischen RX-Ant. und CNA}$$

$$\text{Rauschtemperatur} = T_e = T_0(F-1) = 290\text{K}$$

$$\text{Temperatur total} = T_{\text{total}} = T_{\text{ant}} + T_e = 50 + 290 = 340\text{K} = 25.3\text{ dBK}$$

$$\text{Boltzmann Konstante} = K_{\text{Boltz}} = -228.6 \frac{\text{dBW}}{\text{K} \cdot \text{Hz}}$$

$$\underline{\text{Rauschleistungsdichte}} = N_0 = K_{\text{Boltz}} \cdot T_{\text{total}} = -203.3 \frac{\text{dBW}}{\text{Hz}}$$

$$\underline{\text{Rauschleistung}} = N = B \cdot N_0$$



## Matlab-Programm zur Berechnung der Link Budgets

```

% Link budget examples
% Beispiele: GEO 8GHz, GEO 20GHz, L2, Saturn, Nachbarstern, Querung Milchstraße, Querung Milchstraße

clear
close all

% Konstanten
c_kms      = 299792.5; % Lichtgeschw [km/s]
LJ_km      = c_kms*3600*24*365; % Lichtjahr [km]
K_Boltz_dB = -228.6; % Boltzmannkonstante [dBW/K/Hz]
eta        = 0.6; % Antenneneffizienzfaktor

% Input & Berechnung Signalleistung
distance_km = [36000, 36000, 1.5e6, 1.5e9, 20*LJ_km, 1e5*LJ_km, 1e5*LJ_km]; % Distanz [km]
fc_ghz      = [ 8, 20, 8, 8, 8, 8, 8]; % Trägerfrequenz [GHz]
AntTXdiam_m = [ 1.5, 1.5, 1.5, 1.5, 1000, 1000, 100e3]; % Durchmesser TX Antenne [m]
AntRXdiam_m = [ 7, 7, 70, 70, 70, 100, 300]; % Durchmesser RX Antenne [m]
PTX_Watt     = [ 100, 100, 100, 100, 100e3, 1e6, 10e6]; % Sendeleistung [W]
Lrain_dB     = [ 0, 20, 0, 0, 0, 0, 0]; % Regenfading [dB]
L0_dB        = 3; % Verluste [dB]

lambda      = c_kms*1000 ./ (fc_ghz*1e9); % Wellenlänge [m]
Lfree_dB    = 20*log10(4*pi*distance_km*1000./lambda); % Freiraumdämpfung [dB]
GTX_dBi     = 10*log10(pi^2 * AntTXdiam_m.^2 * eta ./ lambda.^2); % Gain TX Antenne [dBi]
GRX_dBi     = 10*log10(pi^2 * AntRXdiam_m.^2 * eta ./ lambda.^2); % Gain RX Antenne [dBi]
PTX_dBW     = 10*log10(PTX_Watt); % Sendeleistung [dB]

EIRP_dBW    = PTX_dBW + GTX_dBi; % EIRP [dBW]

PRX_dBW     = PTX_dBW + GTX_dBi + GRX_dBi - Lfree_dB - Lrain_dB - L0_dB; % Empfangsleistung [dBW]

% Input & Berechnung Rauschleistung
F           = 2; % Rauschzahl
T0          = 290; % Temp Transponder incl Verluste [K]
Te          = T0*(F-1); % Rauschtemp [K]
Tant        = 50; % Temp gesehen von RX-Antenne [K]
Ttotal      = Tant+Te; % Temp total [K]
Ttotal_dBK  = 10*log10(Ttotal); % Temp total [dBK]

N0_dB       = K_Boltz_dB + Ttotal_dBK; % Rauschleistungsdichte [dBW/Hz]
GT_dB       = GRX_dBi - Ttotal_dBK; % G/T [dB]

% Berechnung Bandbreite
EsN0_ziel_dB = 10; % Zielvorgabe Es/N0 [dB]

N_dBW       = PRX_dBW - EsN0_ziel_dB; % Rauschleistung gemäß Zielvorgabe [dBW]

B_Hz        = 10.^(N_dBW/10) ./ 10.^(N0_dB/10); % resultierende Bandbreite [Hz]

```

Scenario Parameter	GEO		L2 Lagrange-Punkt	Saturn	Nachster Stern	Quas durch die Milchstraße	
Distanz	36,000 km	36,000 km	$15 \cdot 10^6$ km	$15 \cdot 10^9$ km	20 Lj	100,000 Lj	100,000 Lj
$L_{free}$ [dB]	201.6	209.6	234.0	294.0	396.0	470.0	470.0
$f_c$ [GHz]	8	20	8	8	8	8	8
$T_x - \phi$ [m]	1.5	1.5	1.5	1.5	1000	1000	100,000
$G_{TX}$ [dBi]	39.8	47.7	39.8	39.8	96.2	96.2	136.2
$R_x - \phi$ [m]	7	7	70	70	70	100	300
$G_{RX}$ [dBi]	53.1	61.1	73.2	73.2	73.2	76.2	85.8
$P_{TX}$ [Watt]	100	100	100	100	100,000	1,000,000	10,000,000
$P_{RX}$ [dBW]	-91.7	-103.8	-104.1	-164.1	-179.6	-240.5	-181.0
$B$ resultierend	14.3 GHz	897 MHz	827 MHz	827 Hz	23 Hz	19 $\mu$ Hz	17 Hz
Bemerkung	Physikalisch absurdes Ergebnis: $B > f_c$	$\approx$ realistisch, aber typischerweise höherstufige Mod, weniger $B$ mehr $E_c/N_0$	$\approx$ optimistisch	Kleines $B$ frequenzmäßig $B \ll \frac{f_c}{1000}$	$\leftarrow$ 1.70	$\leftarrow$ dito unrealistisch	$\leftarrow$ dito
					Round trip delay = 40 Jahre	Round trip delay = 200,000 Jahre	



Die resultierenden Bandbreiten sind also teils extrem klein:

- sowohl nach menschlichem Empfinden bzw. Zeitmaßstäben
- wie auch technisch gegenüber der Trägerfrequenz (Filterbandbreiten sind normalerweise nicht kleiner als 1/1000 der Trägerfrequenz)
- und deshalb nur schwer implementierbar und aufspürbar.

Um als Nachweis von Intelligenz ein nicht-zufälliges aber **Universum-weit verständliches Signal** bestehend beispielsweise aus den ersten Primzahlen zu senden, sind

- etwa 1 Minute bei 10 Hz Bandbreite
- bzw. 2 Jahre bei 10  $\mu$ Hz Bandbreite erforderlich.

Angesichts von Antwortzeiten von 40 bis 200000 Jahren kann man das Ganze natürlich skurril finden.

Intelligenz (außerirdische) ist dadurch definiert dass sie von uns entdeckbar/nachweisbar ist, alles andere wäre Glaubenssache. Entdeckbarkeit geht über Funk. Radiokommunikation bedeutet Beherrschung von Nachrichtentechnik, insbesondere Mathematik und Physik. In der Zusammenfassung gilt also:

Intelligenz = Mathematik/Physik.

Nur mal so zum Sinnieren...