

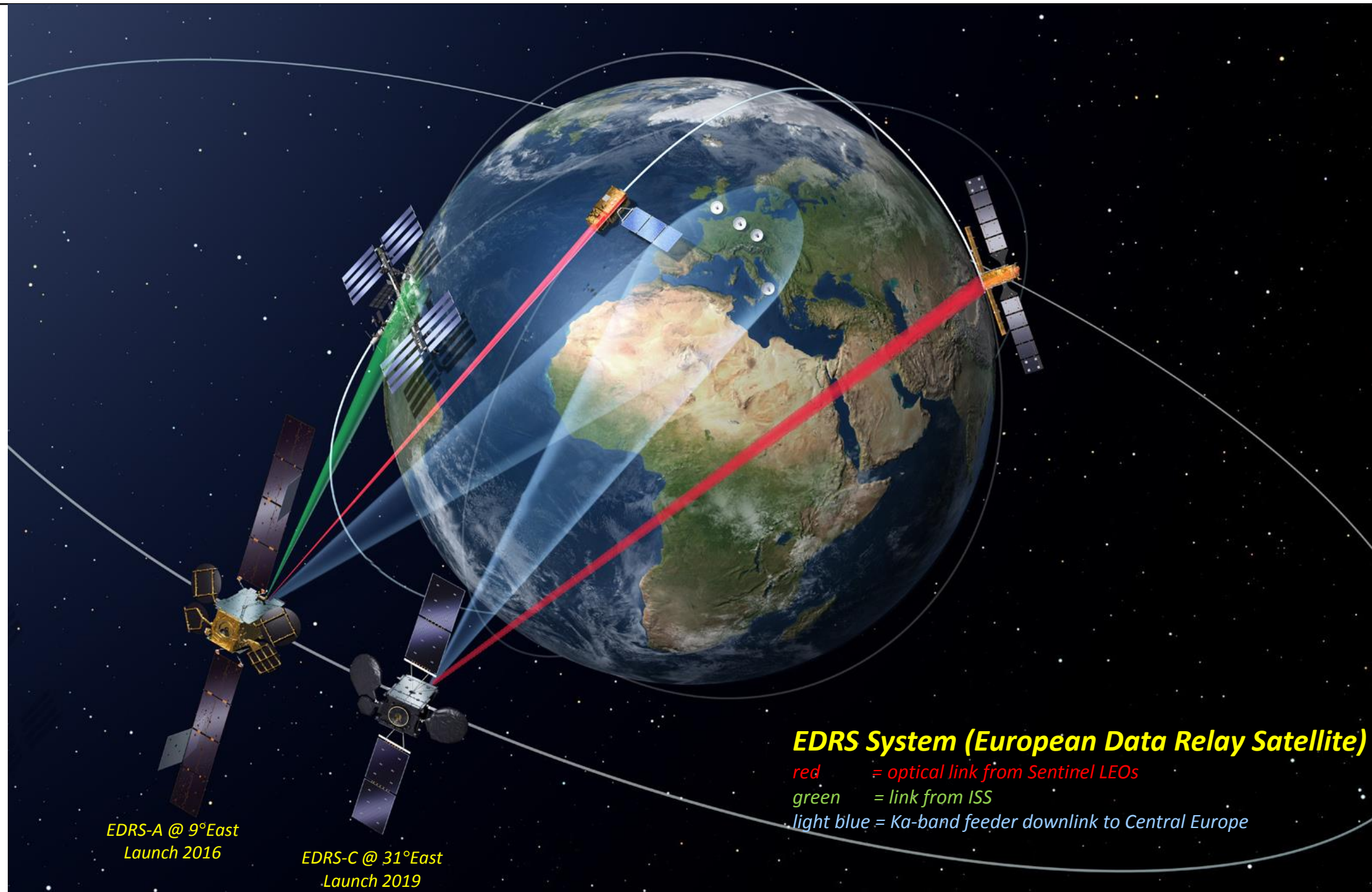
Unterstützende Materialien zur Vorlesung

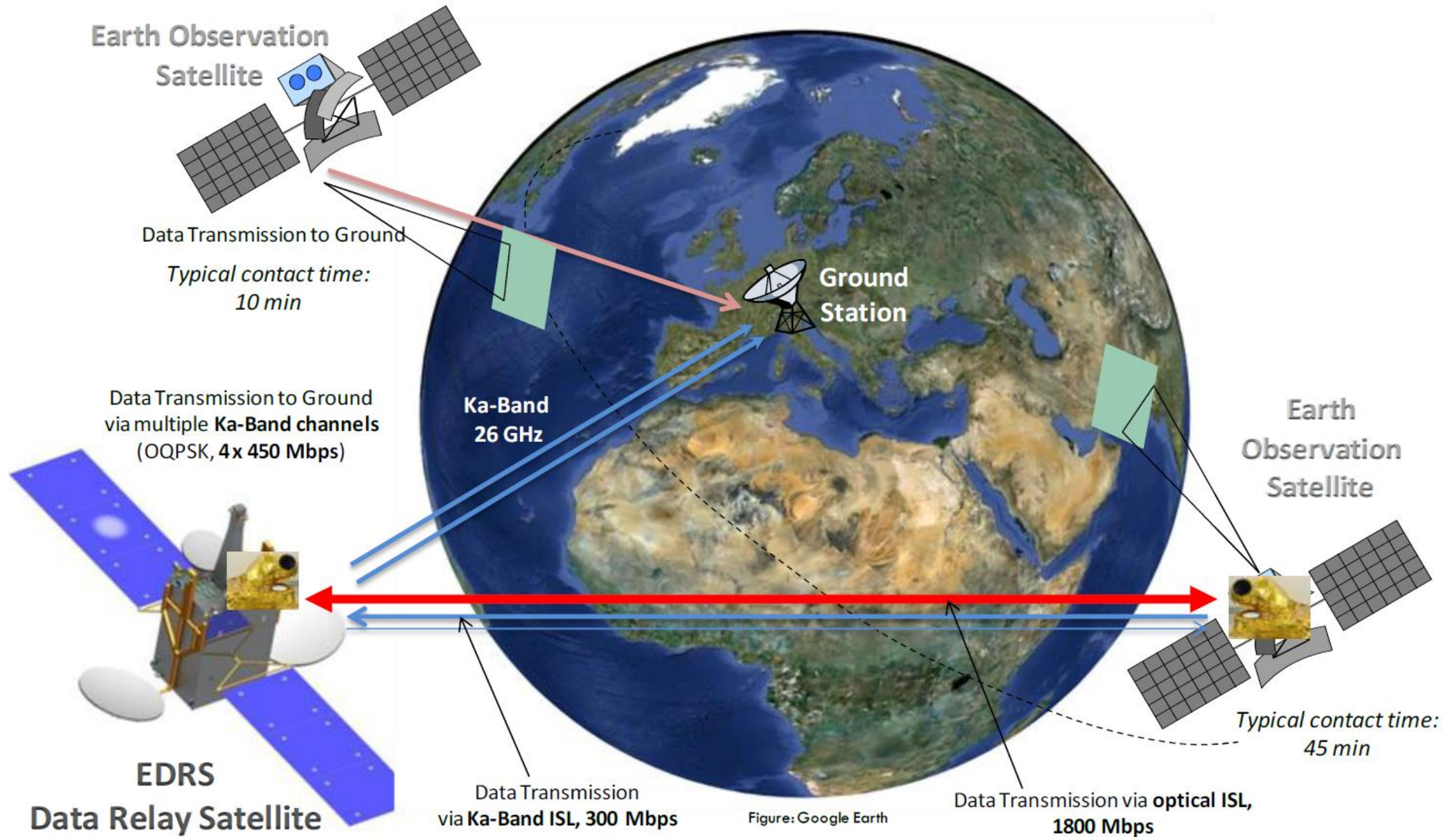
Verfahren zur Kanalcodierung – Teil 7b

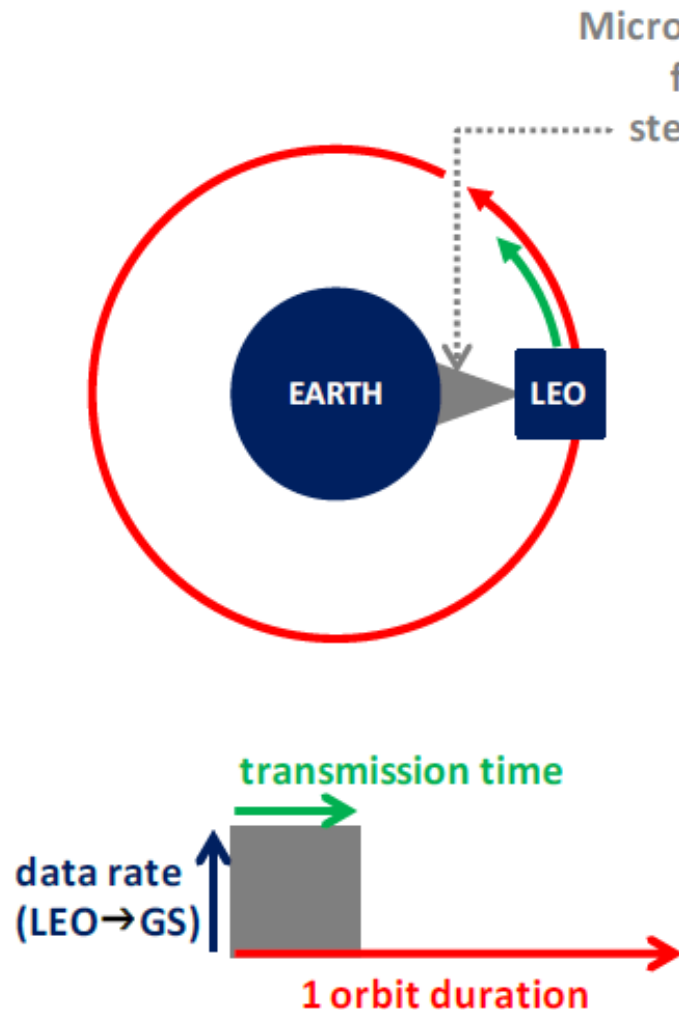
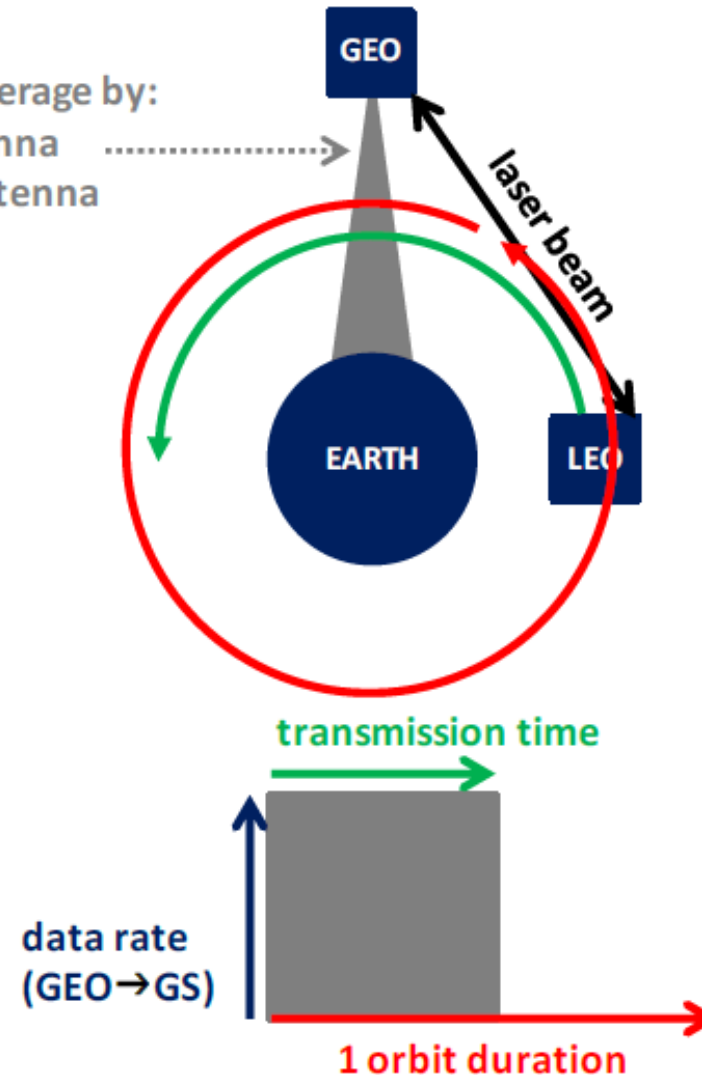
Prof. Dr. Bernd Friedrichs
KIT CEL

Inhalt

- EDRS System (European Data Relay Satellite) und hybride Nutzlast (optisch/RF):
Konkatenierung von optischem und RF Link, Architektur des Netzes, Digitale Verarbeitungseinheiten, Kanalcodierung (Randbedingungen, Spezifikation, Ergebnisse), Simulation der Gesamtkette, Außenansichten des Relay Satelliten)
- 34 kbit/s Modems für den Telefonkanal: eine Anwendung von gestern aber ein Höhepunkt der Kanalcodierung
- GSM-Mobilfunk: Kanalmodell mit zeit- und frequenzselektivem Fading und angepasste Kanalcodierung
- Kombinierte Kanal- und Quellencodierung; von VoIP überrollte Erweiterungen der Viterbi-Metrik





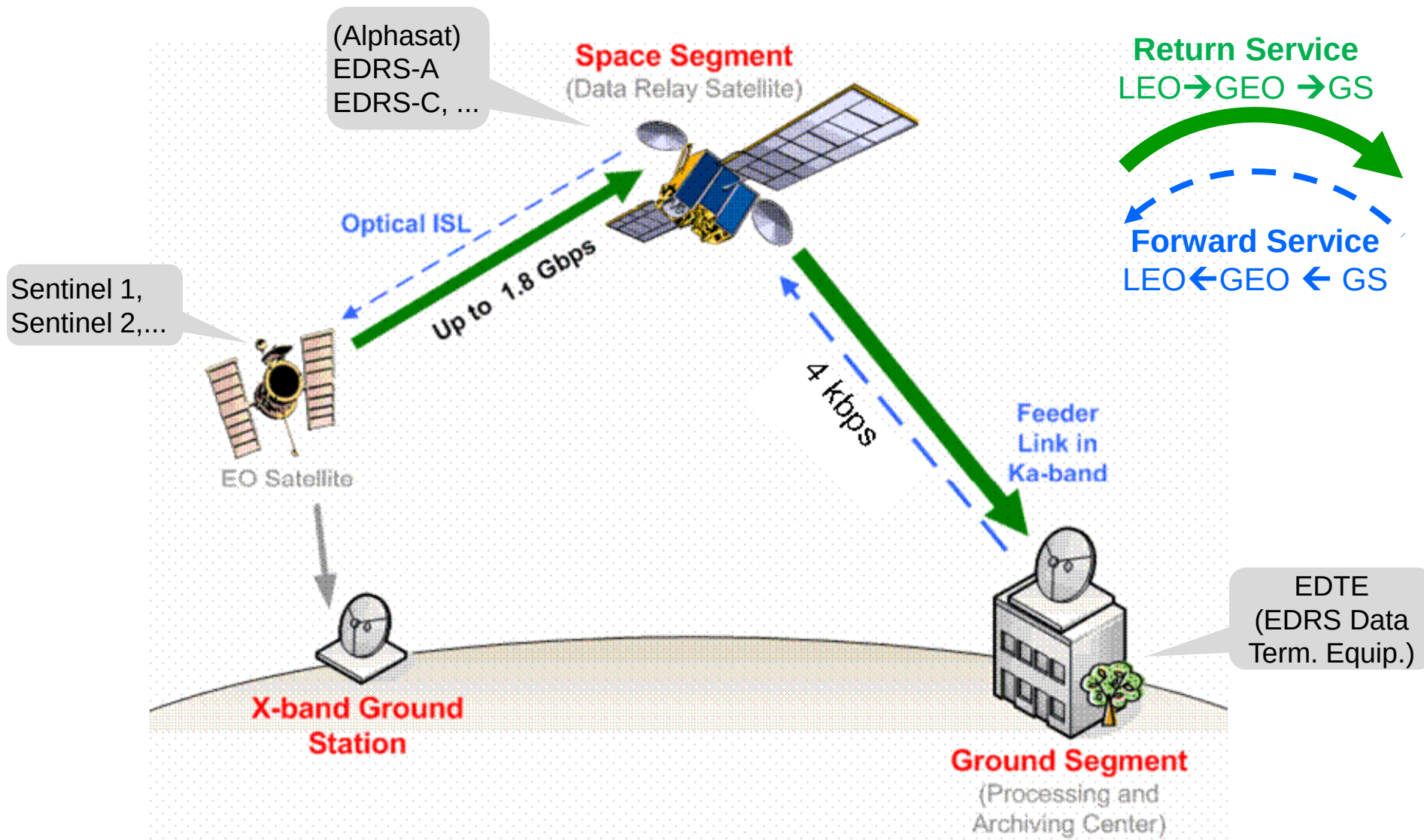
LEO → GS
direct transmission**LEO → GEO → GS**
via relay transmission

- enlarged time window
- increased instantaneous data rate

LEO → GEO Relay: diese Verbindung ist etwa während 50% der Zeit verfügbar. Hier optische Übertragung weil das u.a. keine Frequenzkoordination erfordert.

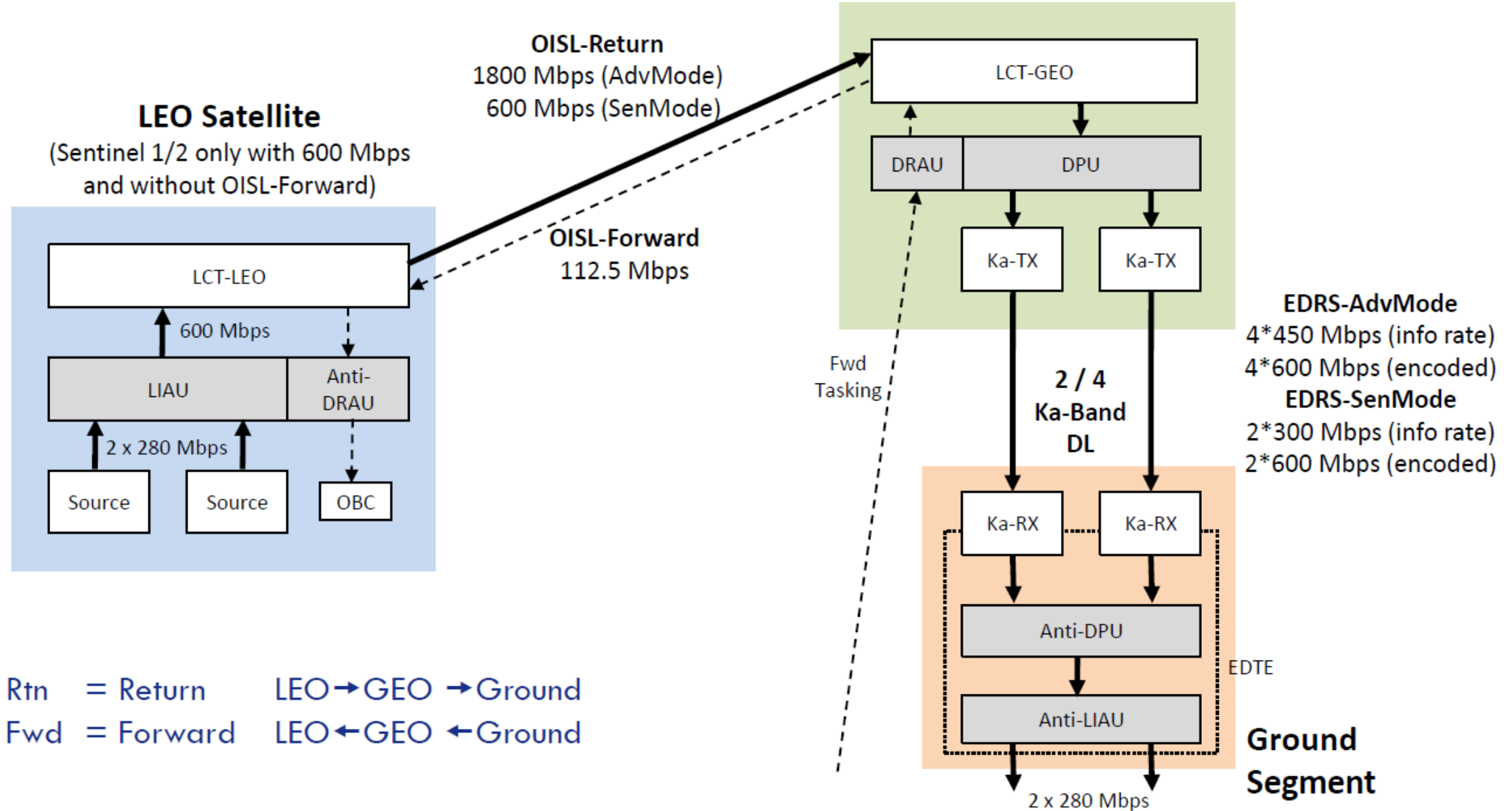
GEO Relay → Boden: diese Verbindung besteht permanent. Optik würde durch Wolken geblockt und entfällt zumindest für Europa ohne extremen Mehraufwand, deshalb via RF.

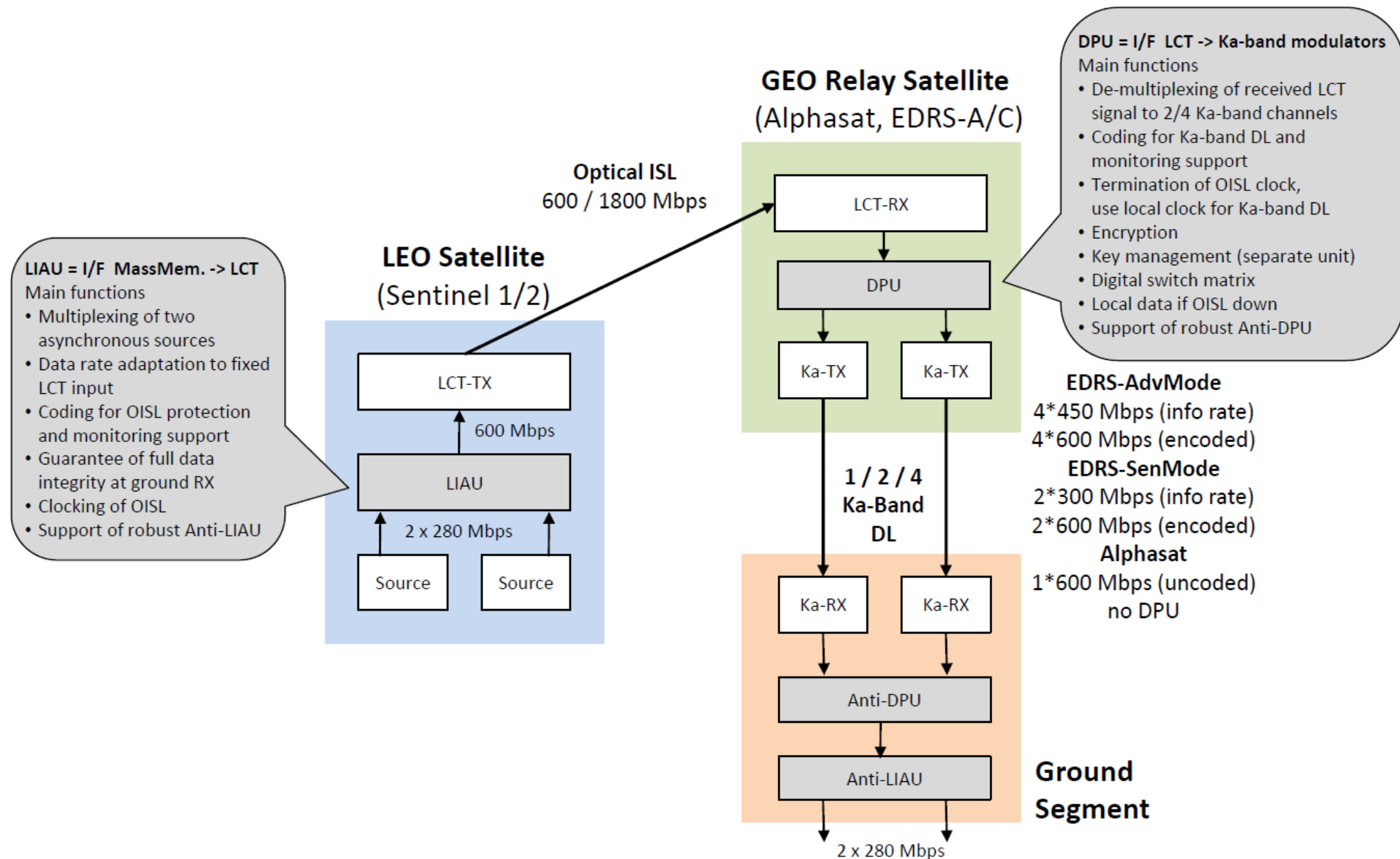
LEO → Boden: ist unattraktiv, denn ohne zwischengeschaltetes Relay würde die Verbindung nur während der kurzen Dauer des direkten Überflugs der Bodenstation bestehen.



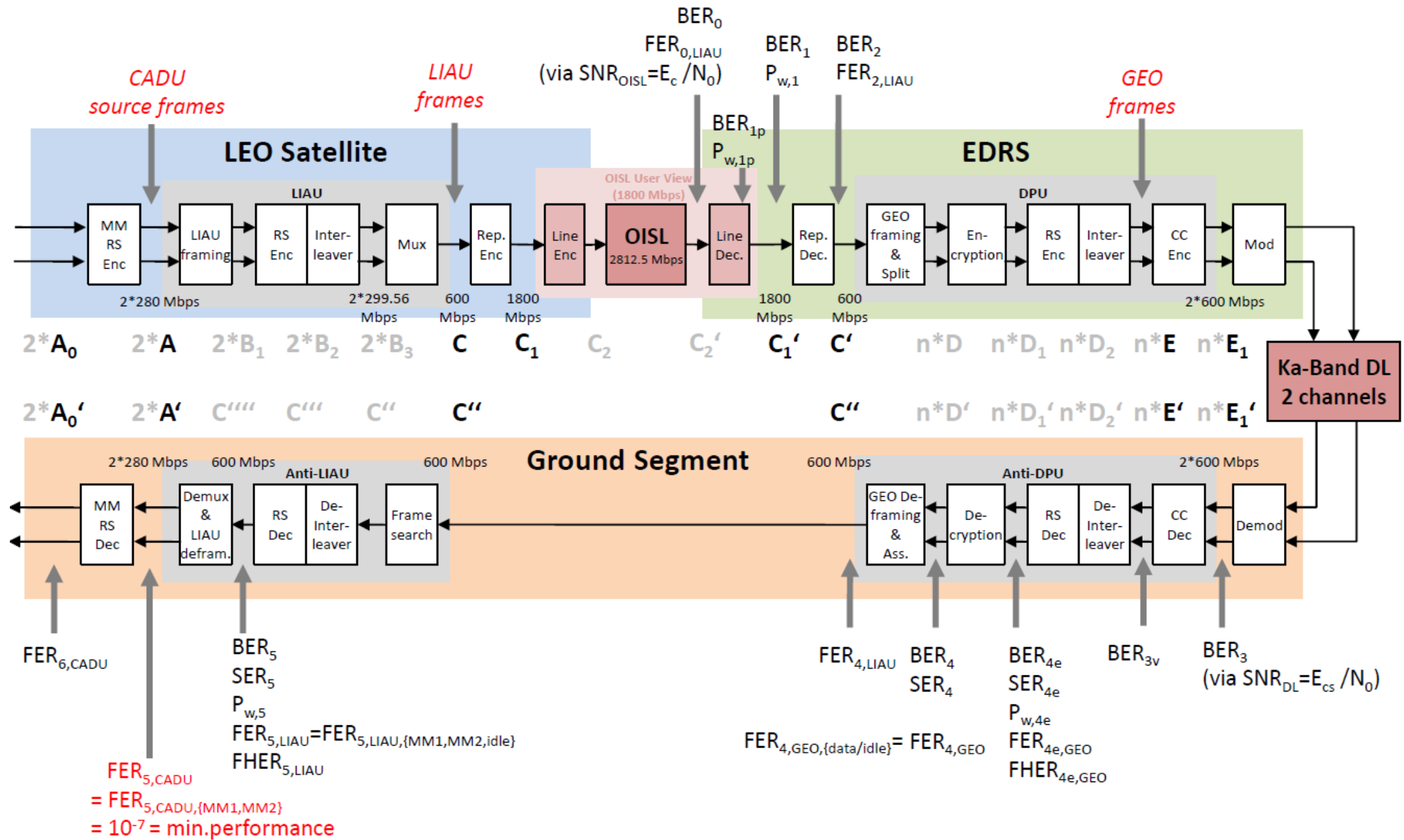


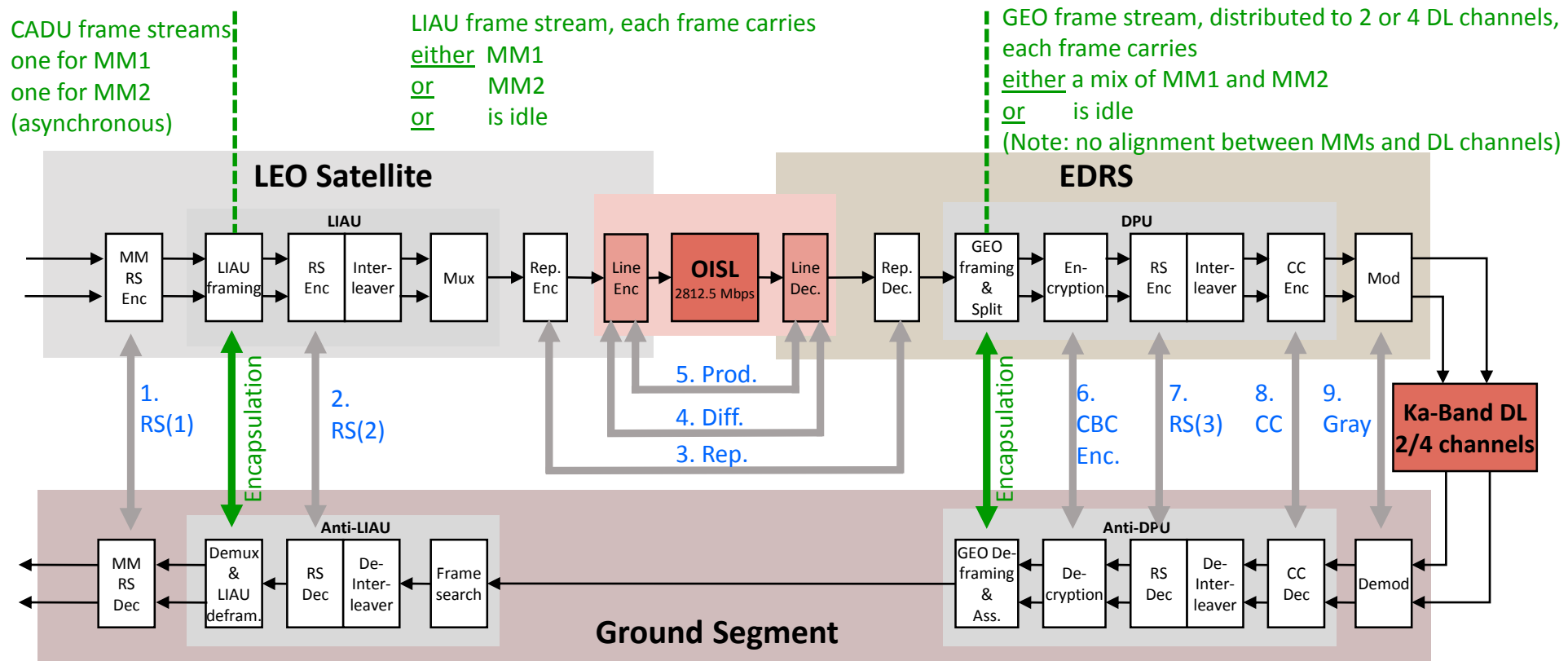
= digitale Datenverarbeitung





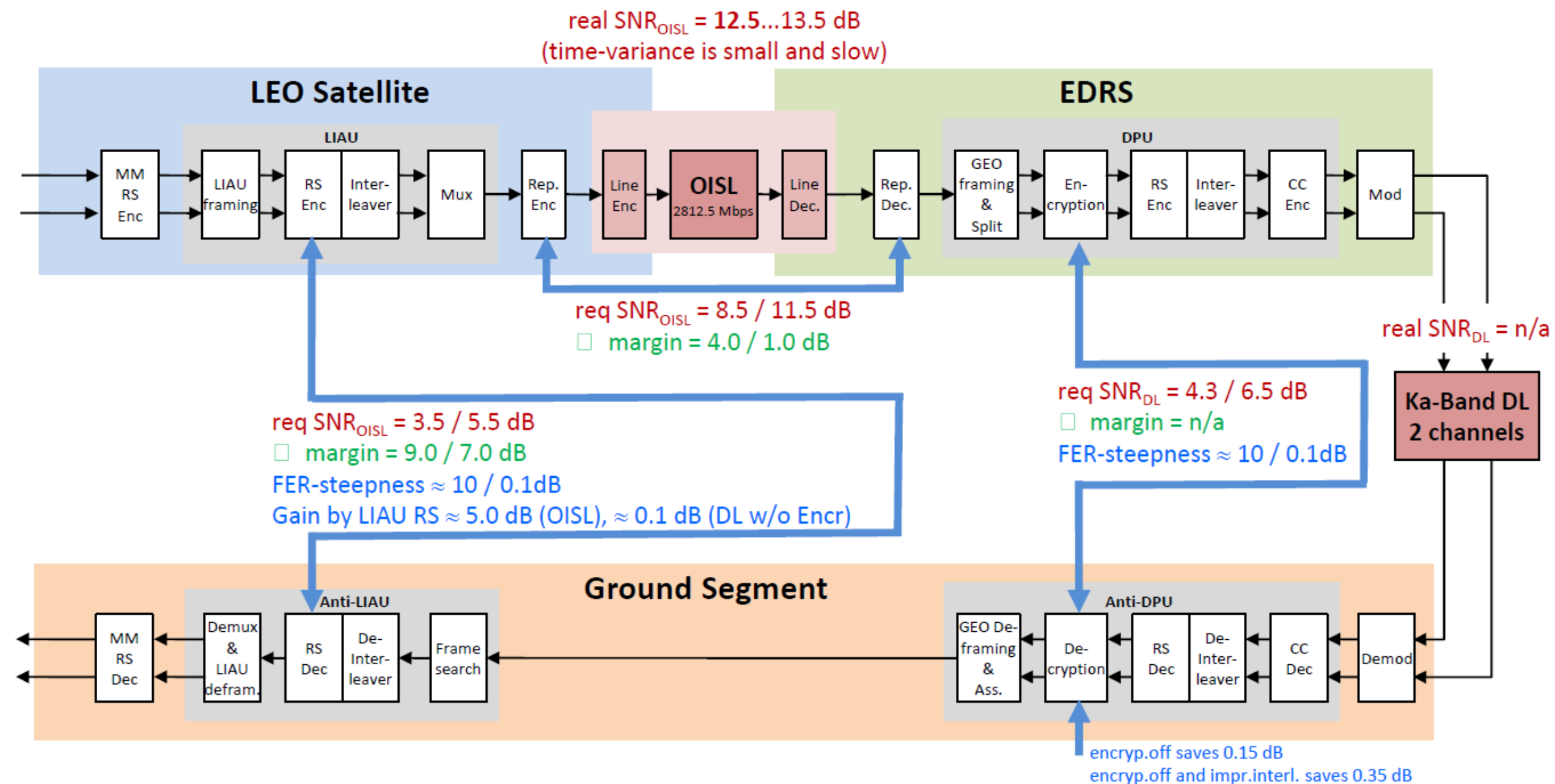
	EDRS-A/C Advanced Mode	EDRS-A/C Sentinel Mode
Return service (Ka-Band DL)		
Data rate (Mbps) - uncoded - coded	4*450 = 1800 4*600	2*300 = 600 2*600
Modulator redundancy	4 out of 6	
Inner code	CC, R= 5/6	CC, R=2/3
Outer code	RS(255,239)	
GEO frame structure	identical (header, ASM, idle frames)	
GEO frame mapping	to 4 channels	to 2 channels
Encryption	no	required
Clock concept	identical (use of local clock for Ka-band DL, OISL clock terminated, stuffing by idle frames)	
Forward Service (OISL Forward)		
Clock concept	use local clock for LCT stuffing by idle frames, input from TTC (via DPU)	n/a



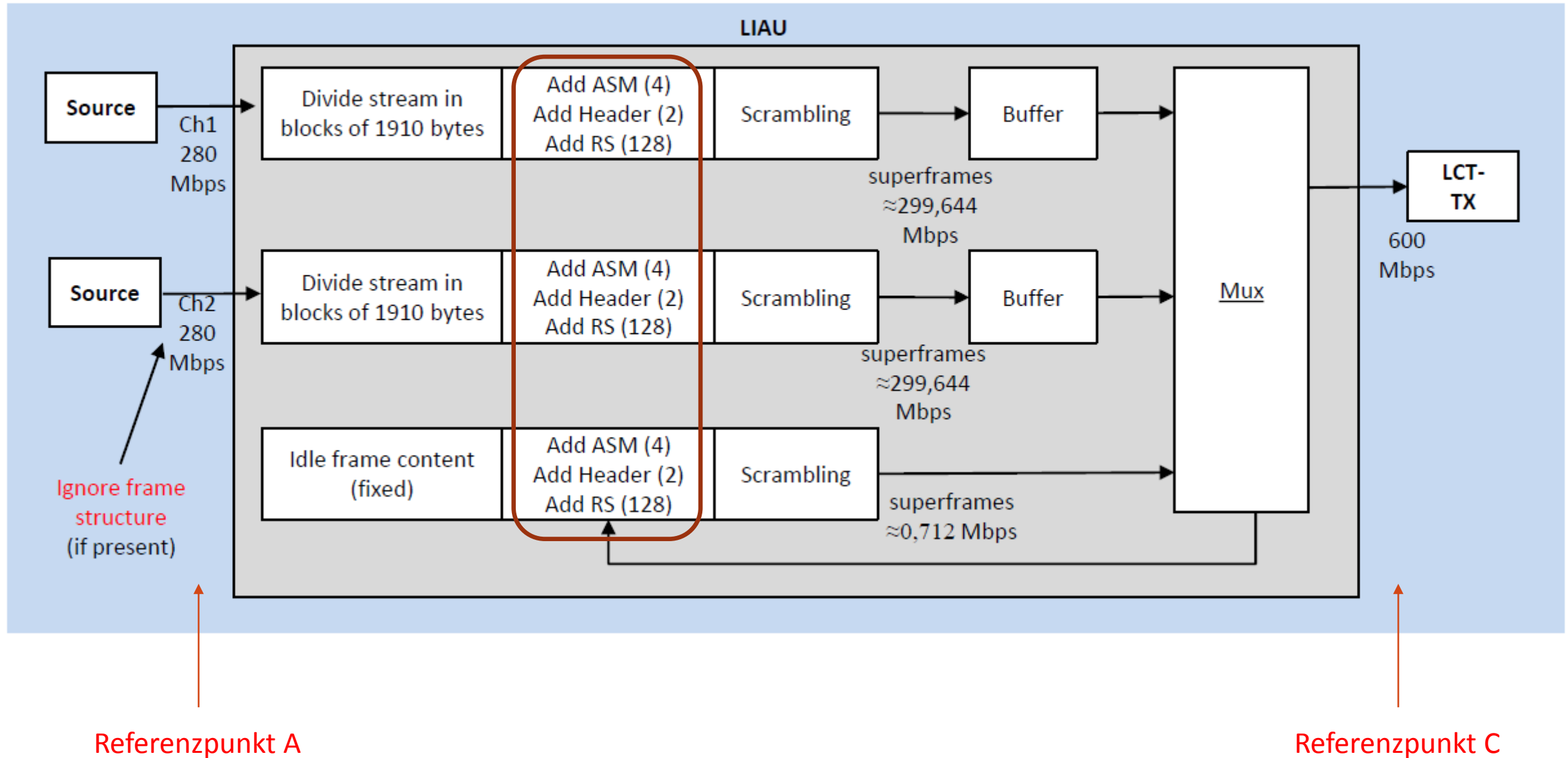


The 9 coding schemes were selected

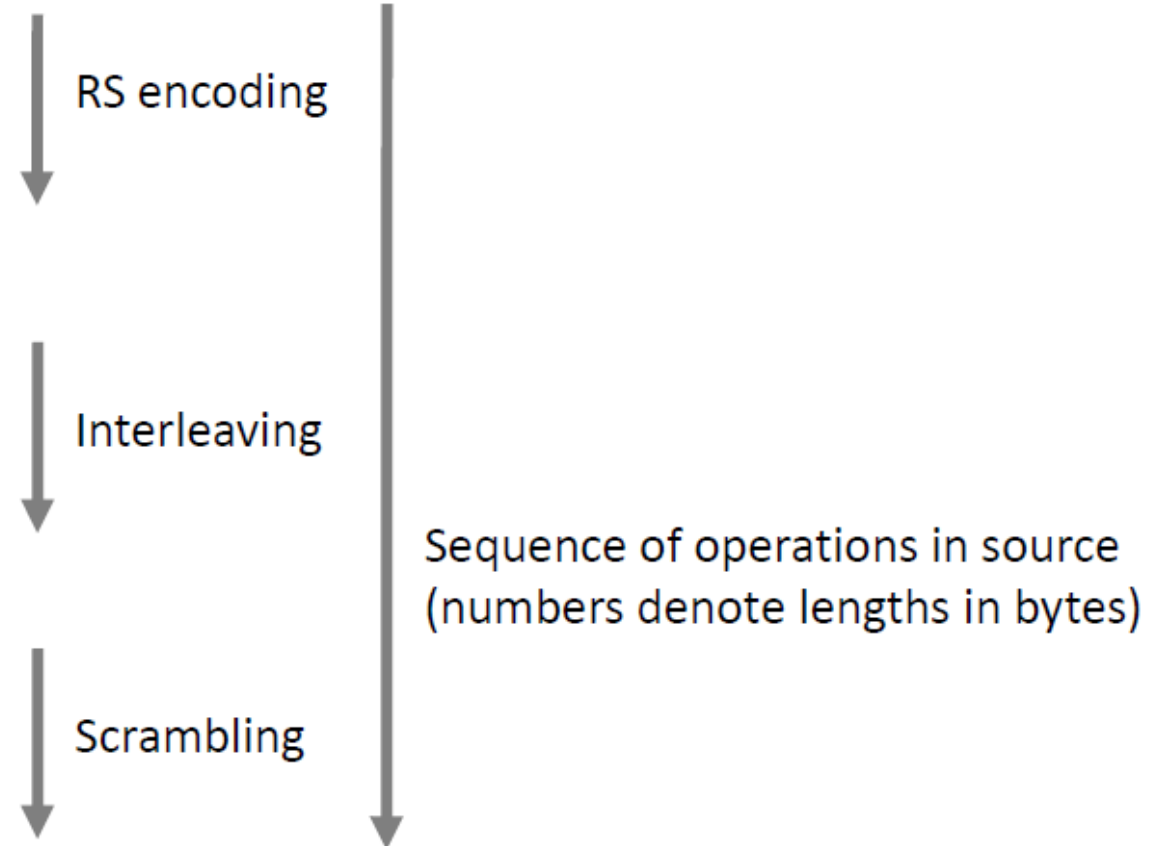
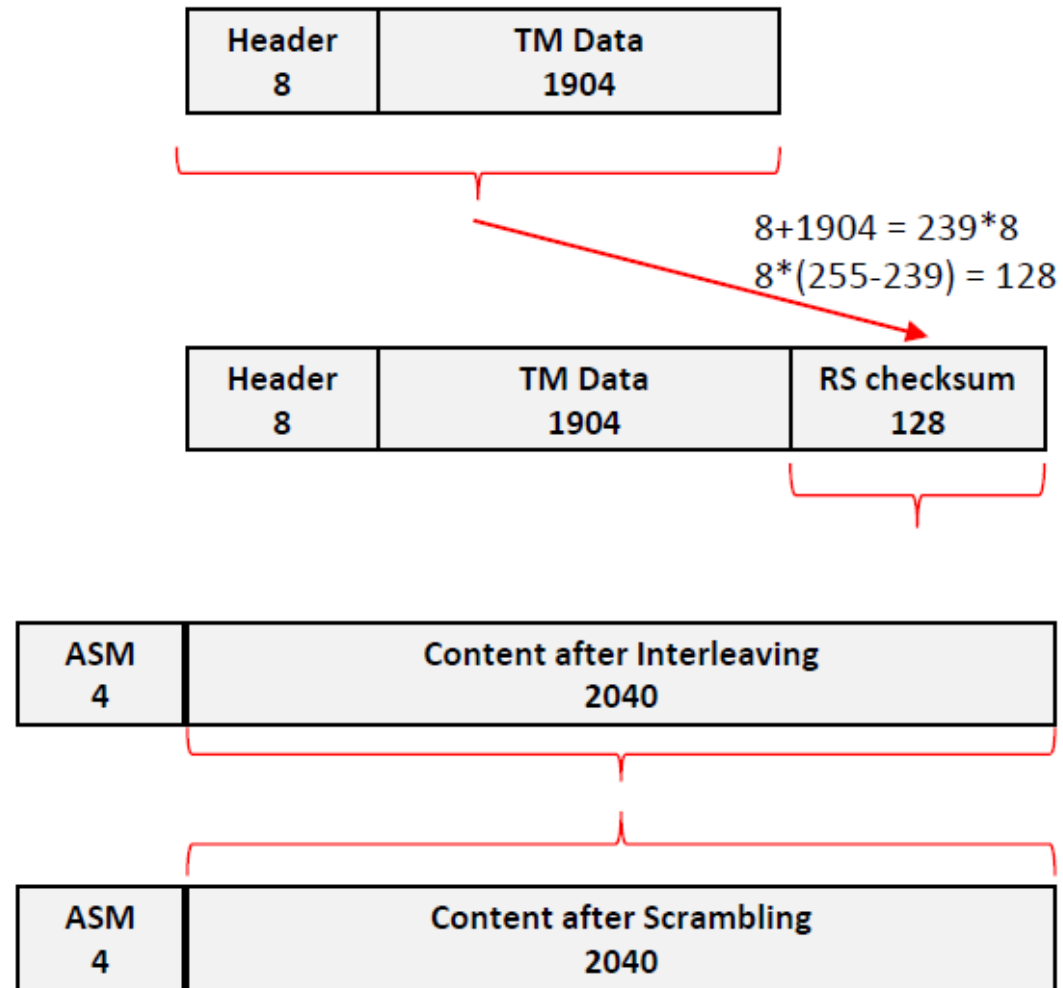
- regarding technology independence: LEO shall not leave any footprint on GEO
- regarding existing technology (MM, LCT)
- regarding BER requirements at certain interfaces
- BUT NOT as result of a joint overall optimization!

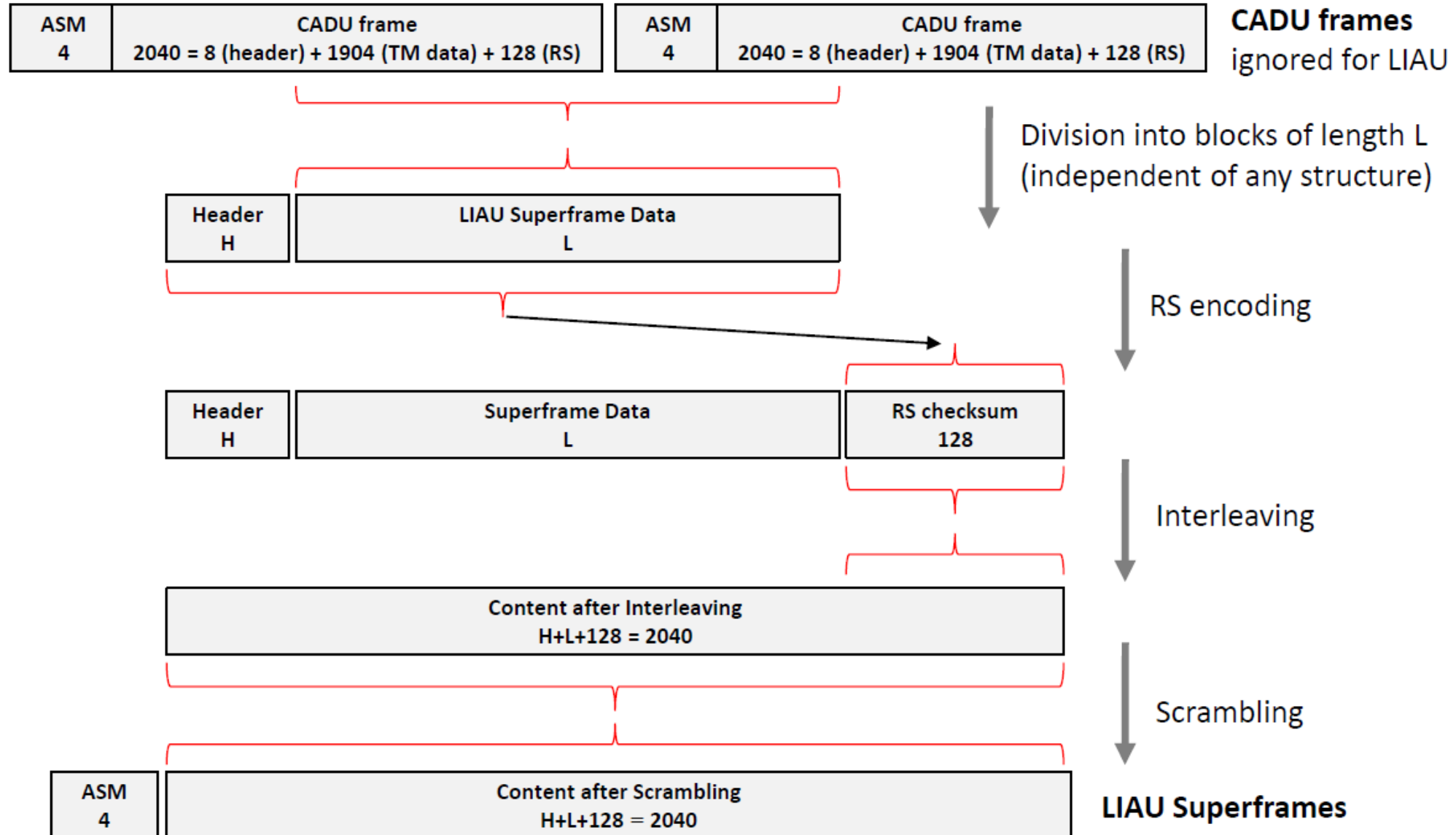


LEO Satellite

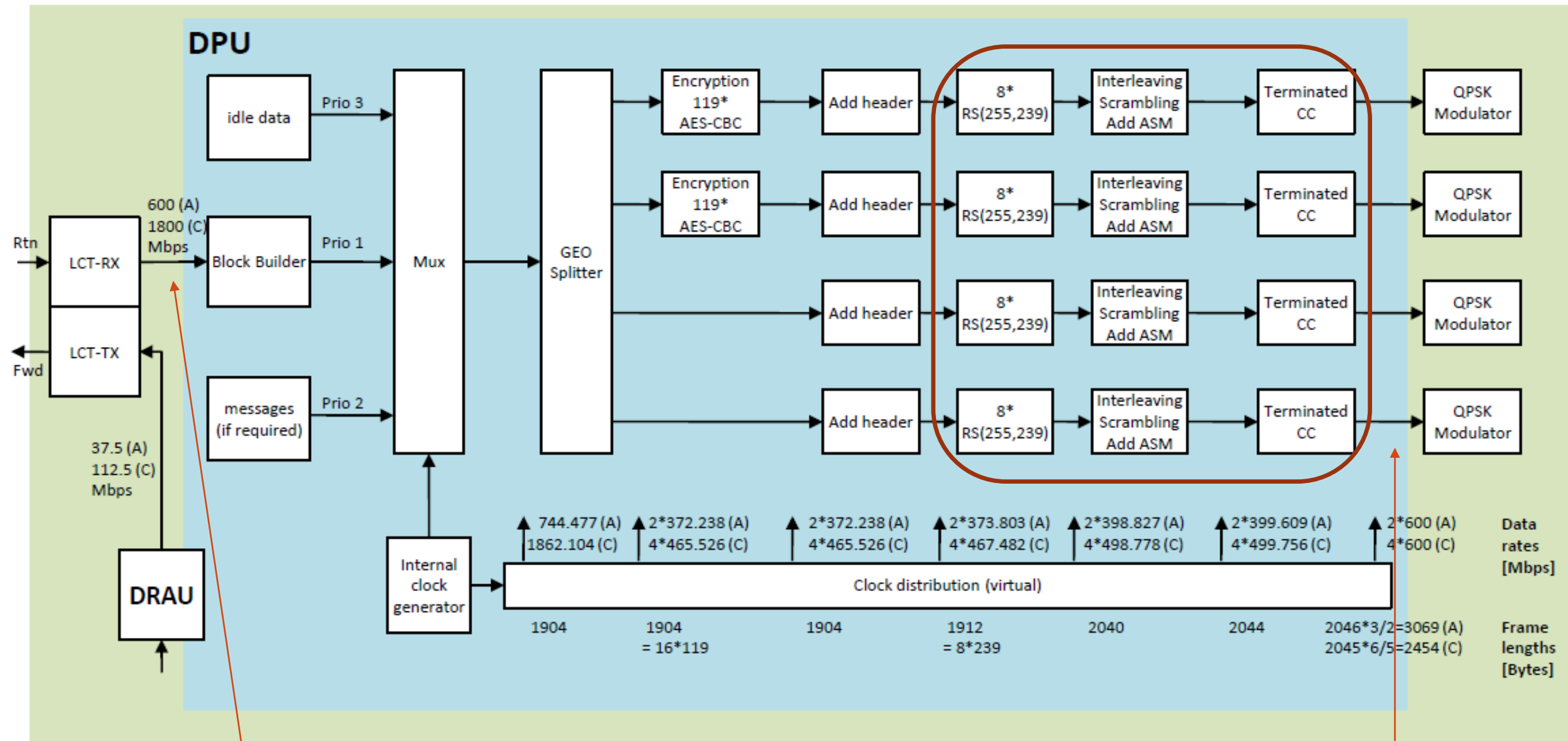


CADU = Channel Access Data Units



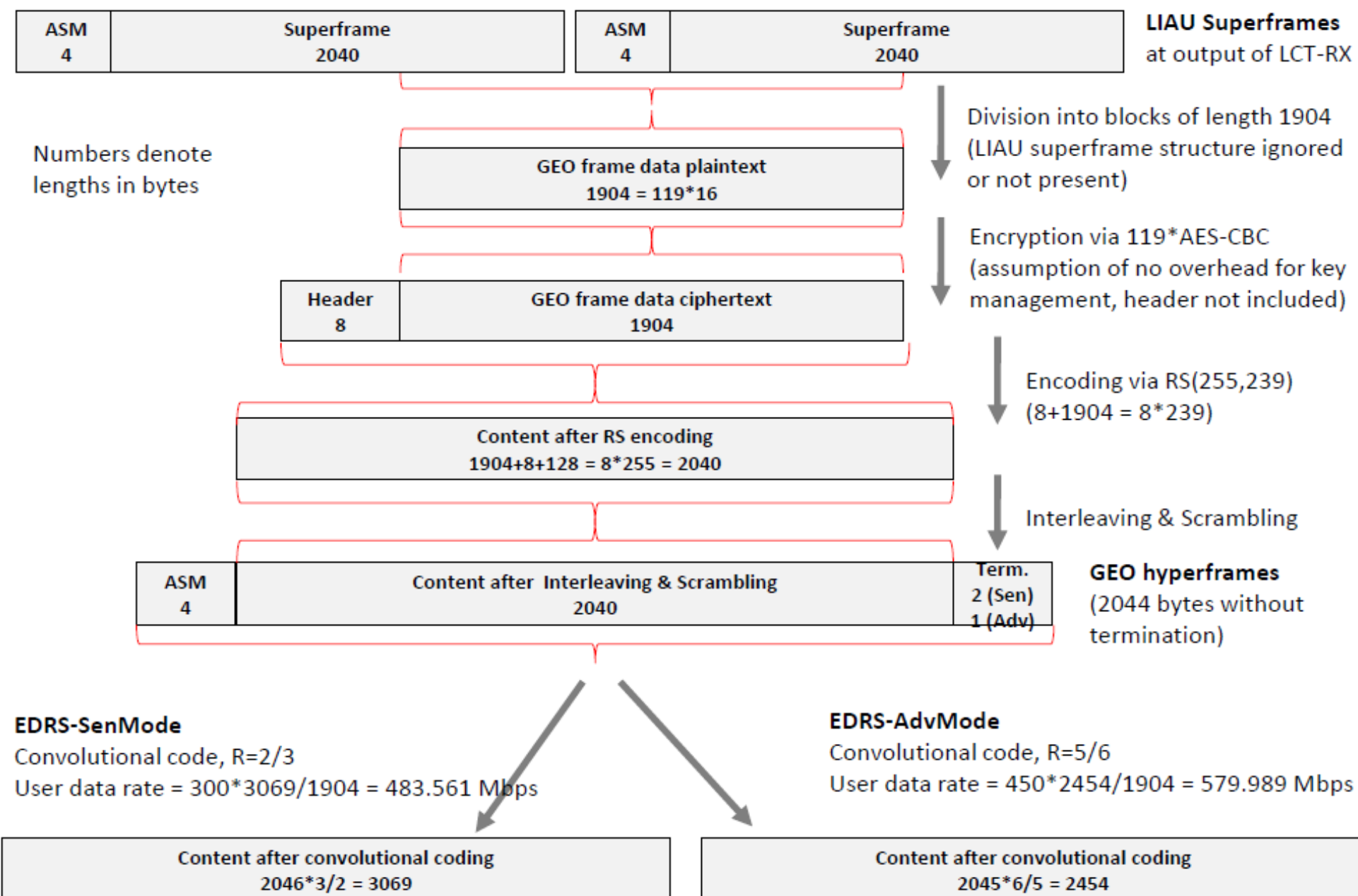


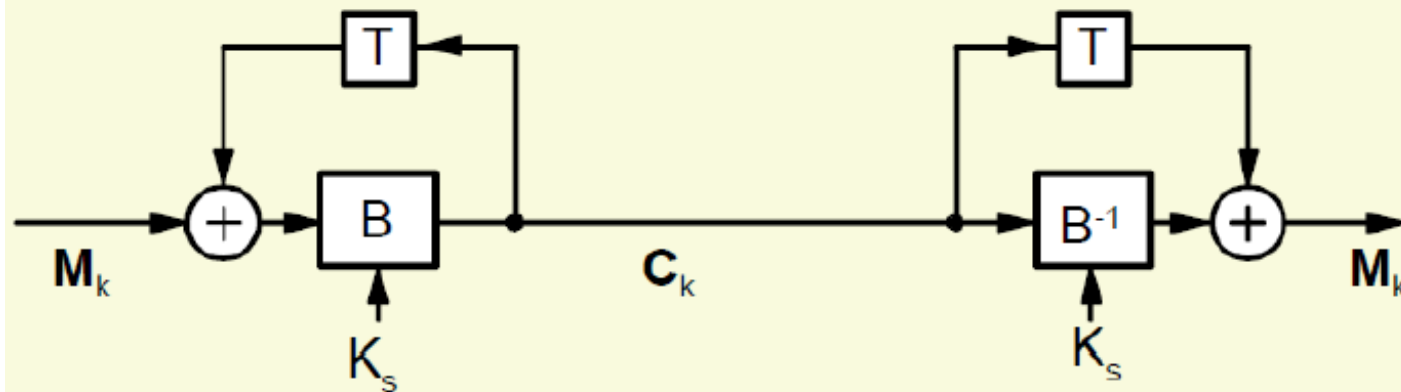
Note: numbers refer to lengths of fields in bytes,
 $H=2$, $L=1910$



Referenzpunkt C'

Referenzpunkt E₁





CBC (Cipher Block Chaining Mode)

Encipher: $C_k = B(M_k + C_{k-1})$, $C_0 = IV$

Decipher: $M_k = C_{k-1} + B^{-1}(C_k)$, $C_0 = IV$

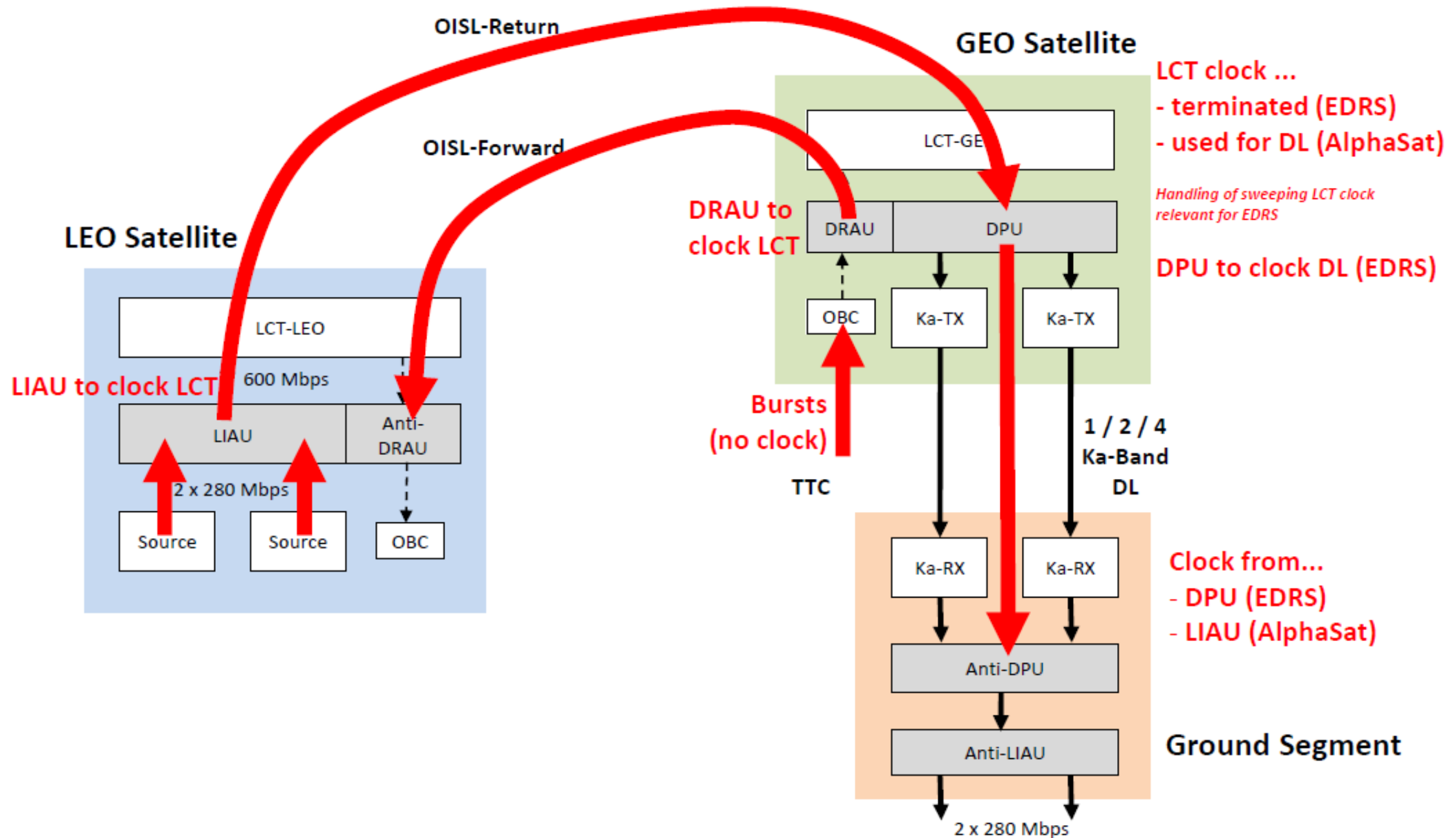
Legend

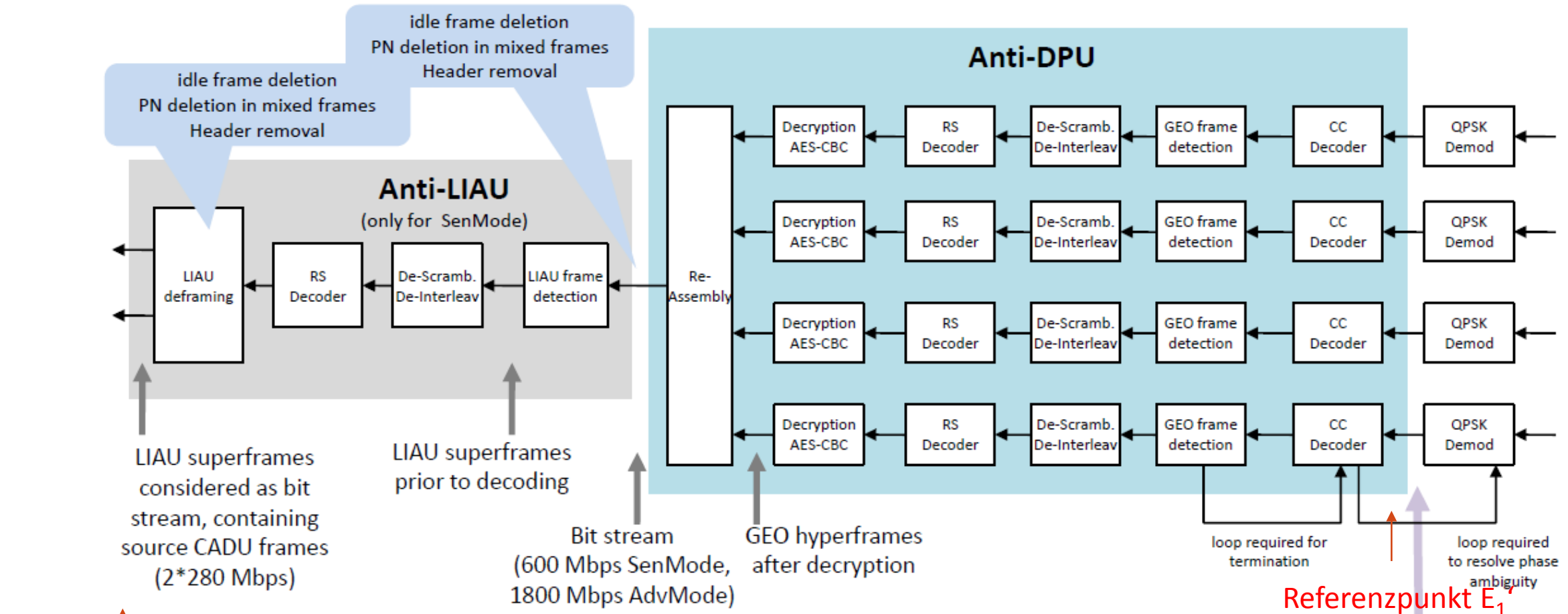
- M_k = k-th plaintext block (128 bit); $M_1...M_{119}$ = content of frame before encryption (1904 byte)
- C_k = k-th ciphertext block (128 bit); $C_1...C_{119}$ = content of frame after encryption (1904 byte)
- B = AES block encipher
- B^{-1} = AES block decipher
- K_s = symmetric key (256 bit)
- $IV = C_0$ = initialization vector (128 bit)
- T = delay by one block (of 128 bit)

Errors during transmission

- A single error in a received frame implies about 65 errors after decryption (proof: a single error in C_k implies 50% error rate in M_k and another error in M_{k+1})
- Bit slip does not occur in frame-based systems (otherwise catastrophic error propagation)

Ein weiteres Beispiel
eines Bündelfehler-
erzeugenden Kanals





Referenzpunkt A'

Referenzpunkt C''

Referenzpunkt E₁

Data rates at Demod output are (for AdvMode)

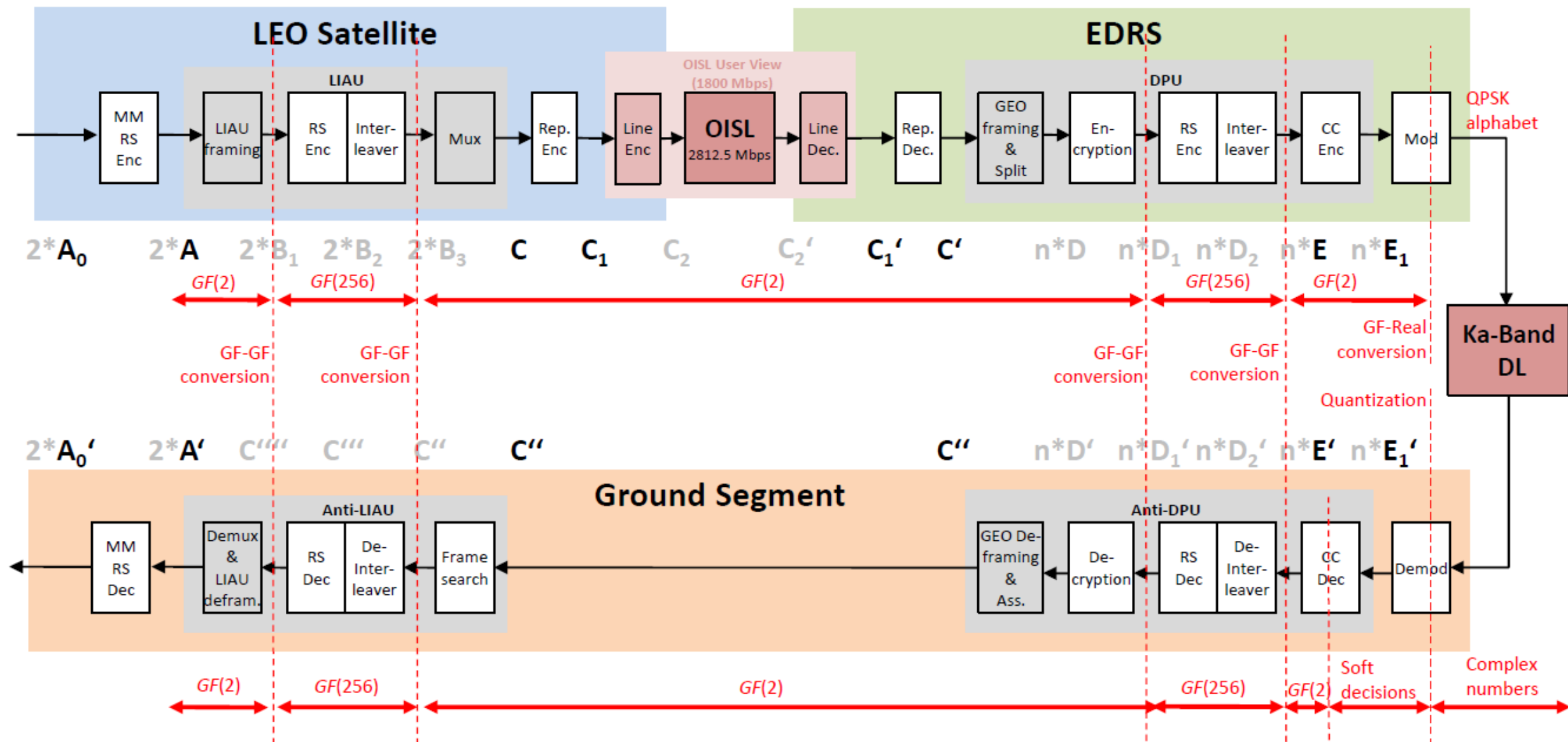
- 4*600 .000 MSoftSample/s as shown for "standard" approach

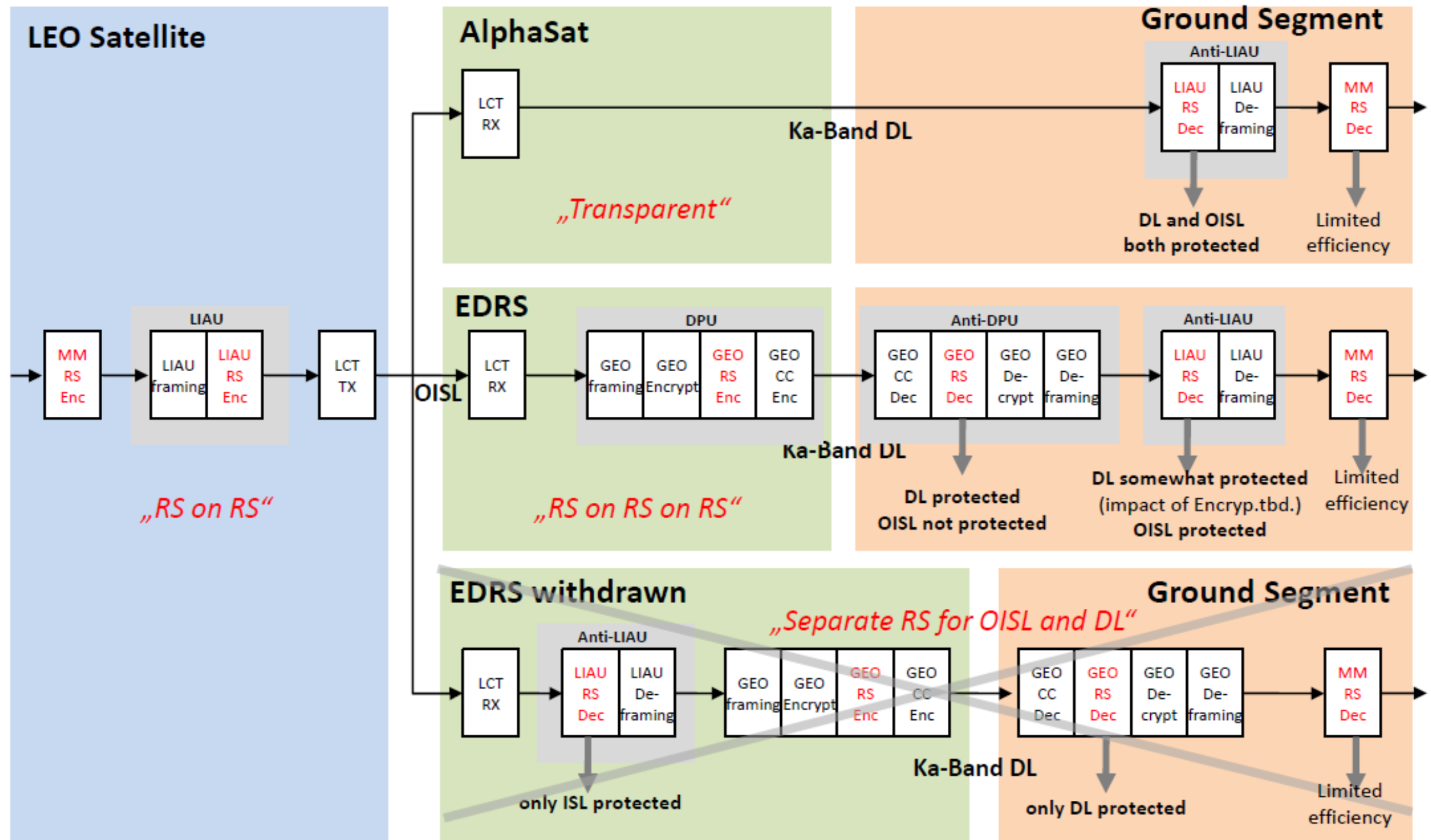
Alternatives for implementation:

- 4*499.756 Mbps if CC decoding shifted from Anti-DPU into Demod
- 4*467.482 Mbps if CC and RS decoding shifted from Anti-DPU into Demod

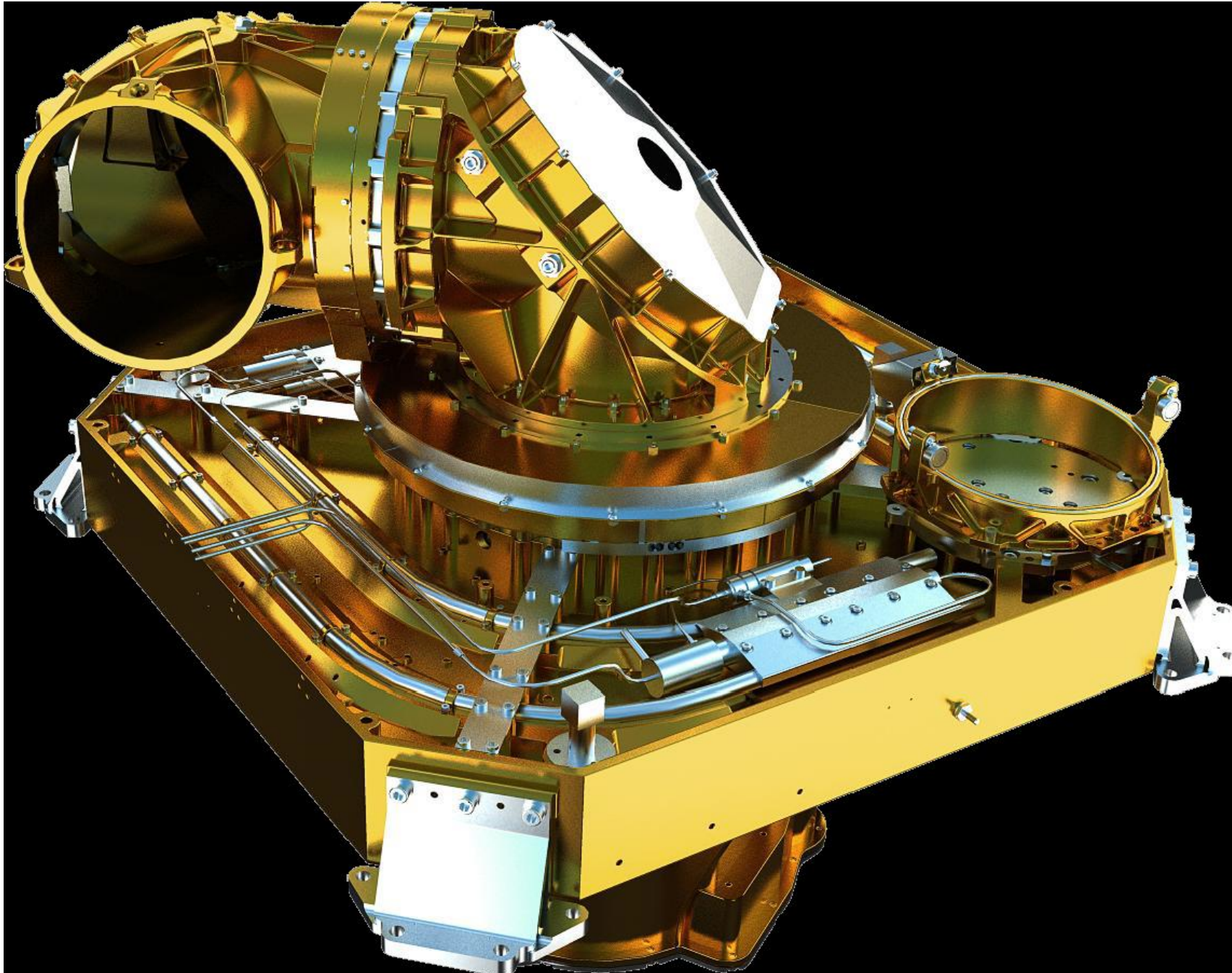
Notes

- EDRS-SenMode: Only 2 channels, with en/decryption
- EDRS-Adv.Mode: 4 channels, but no en/decryption





- The error-correction capability of the RS Codes contained in the fields of CADU frames / LIAU superframes / GEO hyperframes is addressed below taking into account
 - Concatenation
 - Encryption
 - Framing
- Differences arise from
 - CADU frames are always with RS but requires reference point within mass memory
 - LIAU framing adds RS for A4a only
 - GEO relay (framing) can be operated with or without RS
- Basic principles
 - Concatenation of two RS code does not provide any benefit, since wrong decisions in inner RS cannot be corrected by outer RS (appropriate interleaving is not present).
 - In case of MM RS decoding, this is denoted “Ineffective”. Nevertheless RS can be used here for error-detection.
 - Together with re-framing (inner frame contains parts of two outer frames), the frame error-rate is even increased by a factor of ≈ 2 .
 - Concatenation of outer RS and inner Encryption causes RS to be useless. In contrast, concatenation of outer Encryption and inner RS is the standard approach.
- Acronyms: MM = mass memory, ALIAU = Anti-LIAU, outer/inner are w.r.t. transmission channel.

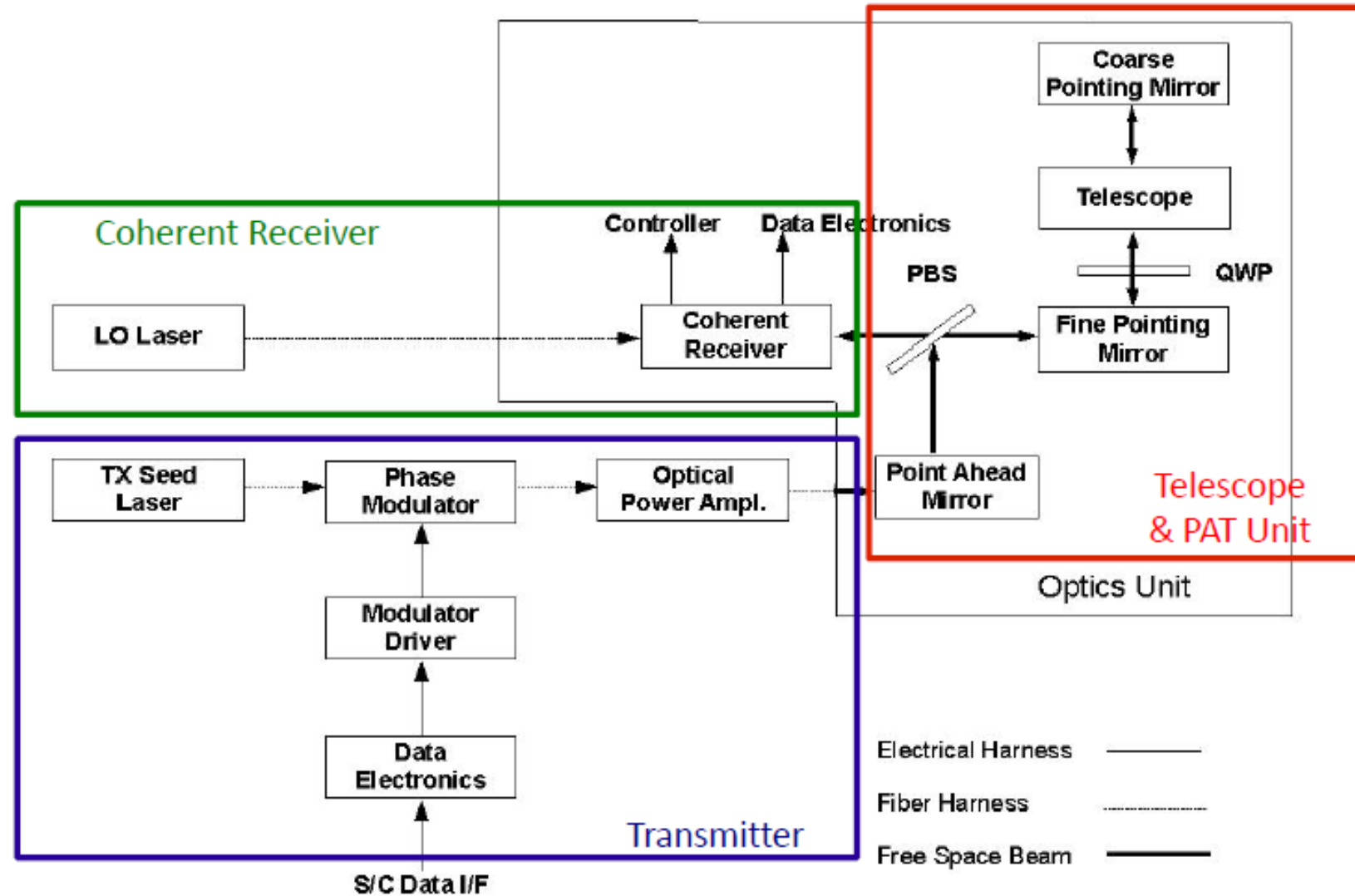


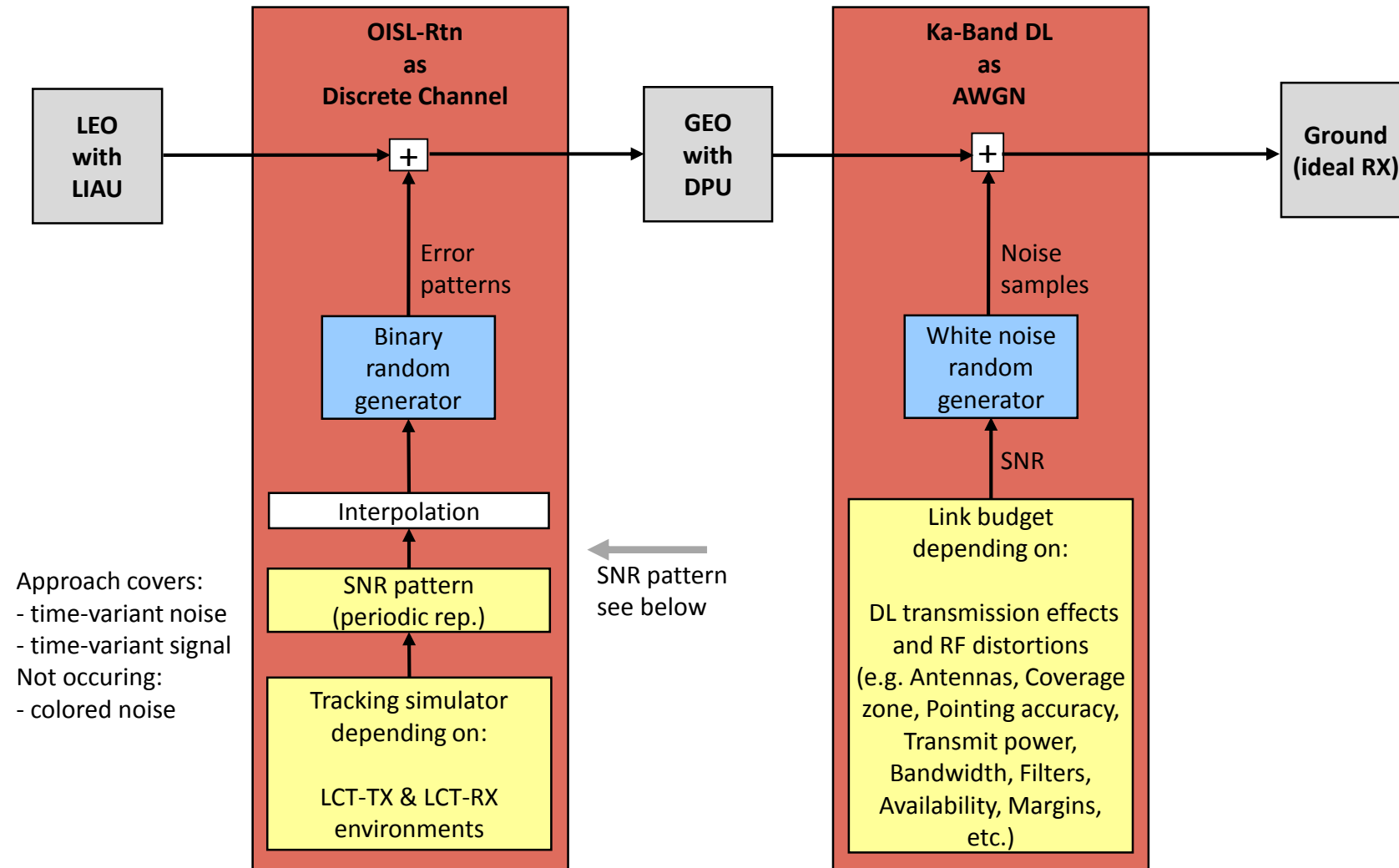
Identische LCTs auf den LEO Satelliten und dem GEO Relay in der ersten Generation.

Zukünftig asymmetrische LCTs, um die LEOs zu vereinfachen und weil nur im Return Link hohe Datenraten gefordert werden.

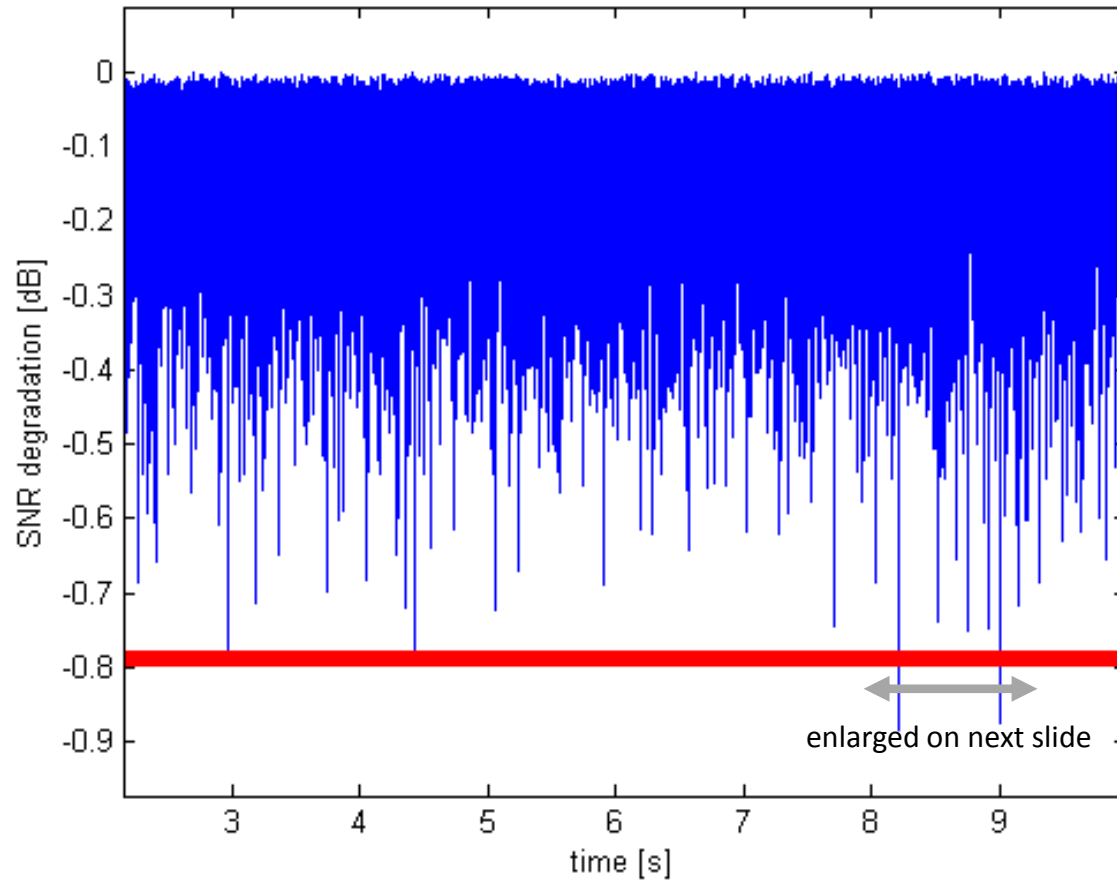
Der Laserstrahl hat einen Öffnungswinkel von wenigen μrad . Vibrationen der Satelliten aufgrund laufender Motoren (Drallräder, Solarpaneele) müssen ausgeglichen werden damit es zu keinen Mispointing-Fehlern kommt.

Optical beamwidth = $7\mu\text{rad}$ (compensation of μvibs)
LEO flies 2km = $50\mu\text{rad}$ per round trip (pointing ahead)





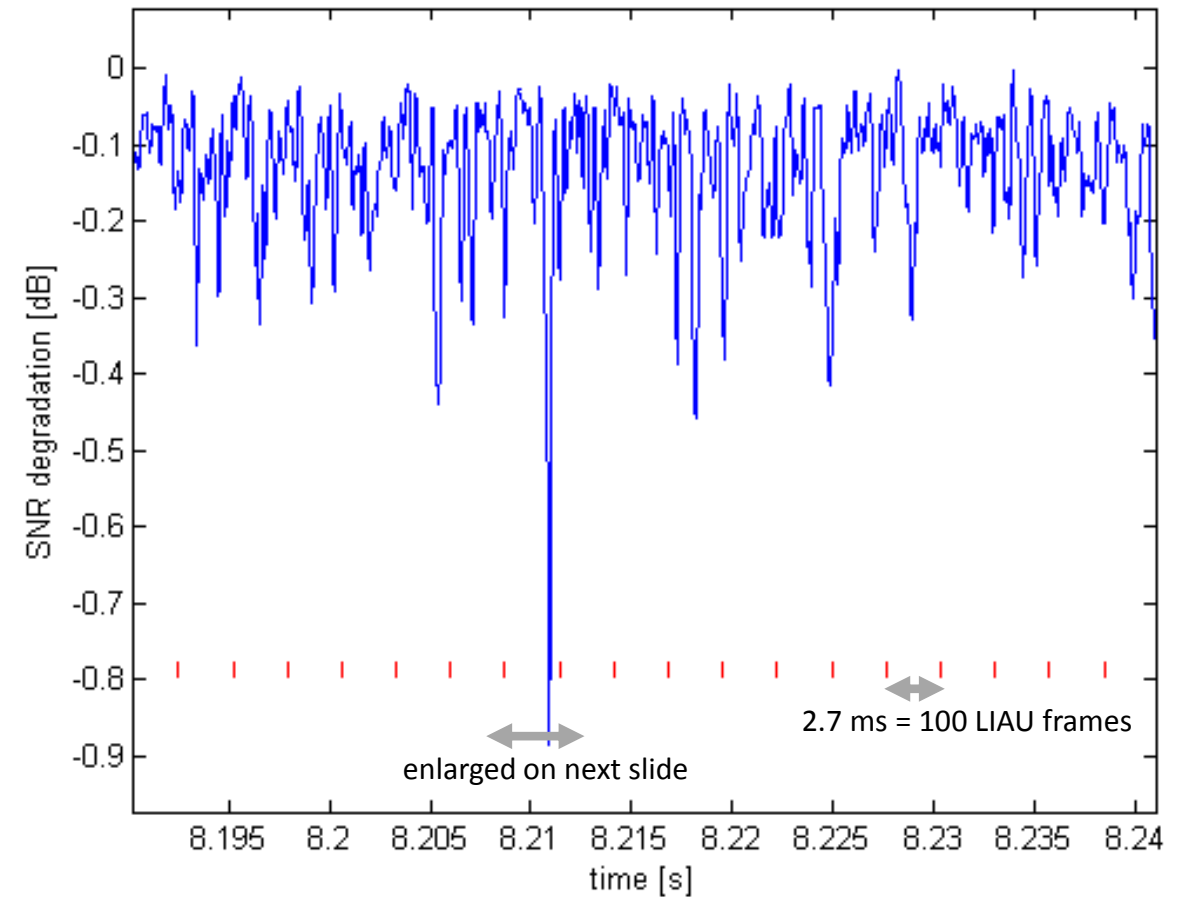
file=Sterr_SNRVector_Data8_AS�.txt max(SNR)=13.4984

01_SNR Pattern (over time of ≈ 7850 ms)

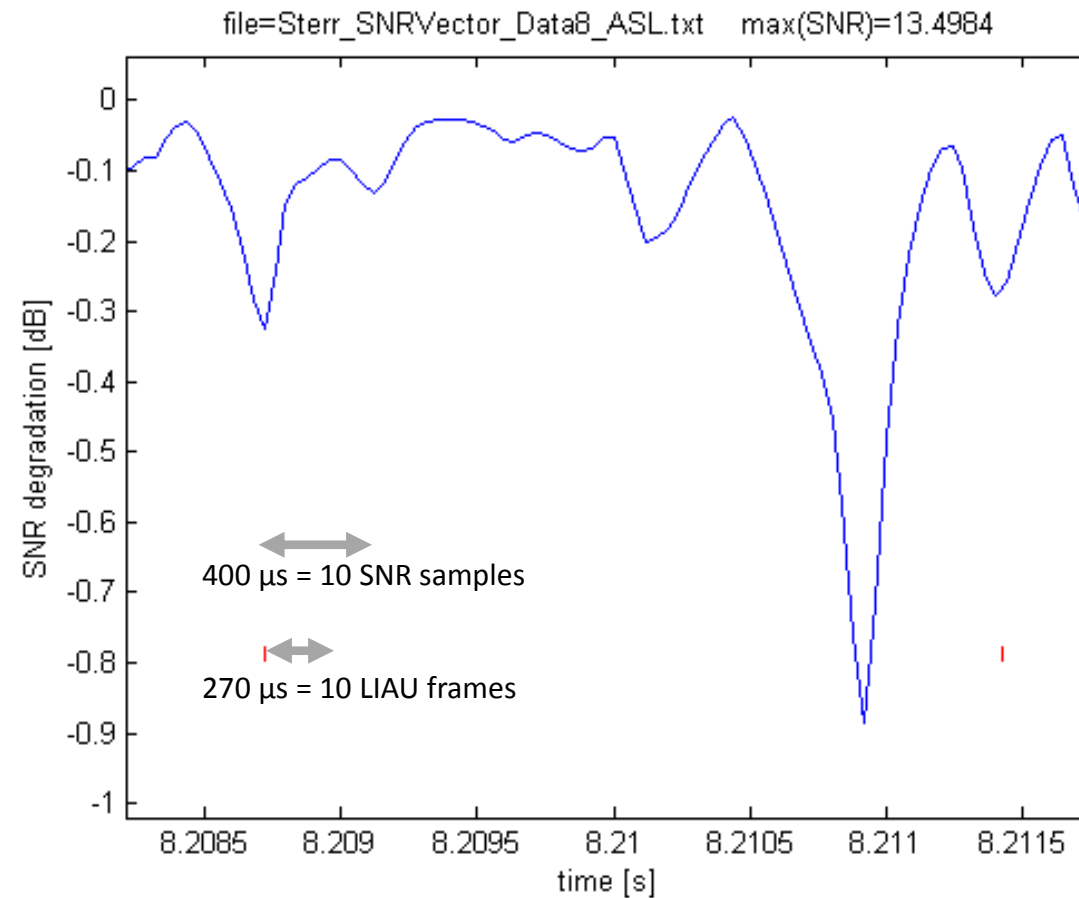
Conclusions:

- Pattern is not long enough to be fully representative (periodic repetition)

file=Sterr_SNRVector_Data8_AS�.txt max(SNR)=13.4984

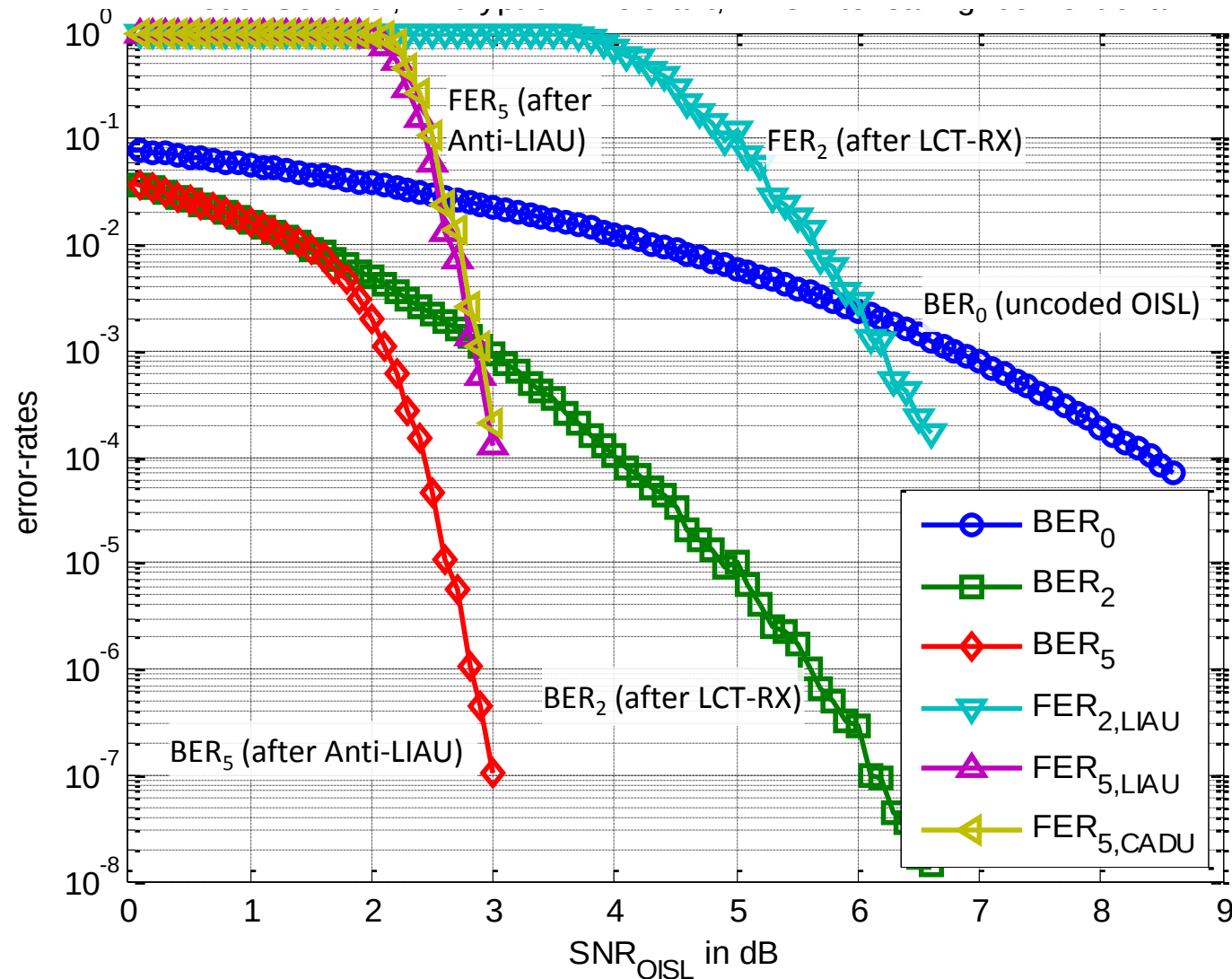
01_SNR Pattern (zoom to time of ≈ 50 ms)

Conclusions: none



Conclusions:

- SNR pattern resolution $T_{\text{samp}}=40 \mu\text{s}$ ($f_{\text{samp}}=25 \text{ kHz}$) is sufficient
- OISL is slowly time-variant (almost time-invariant wrt LIAU frame duration)

BER and FER over SNR_{OISL} (DL perfect, Sentinel Mode)

The validation concept is based on (among other methods):

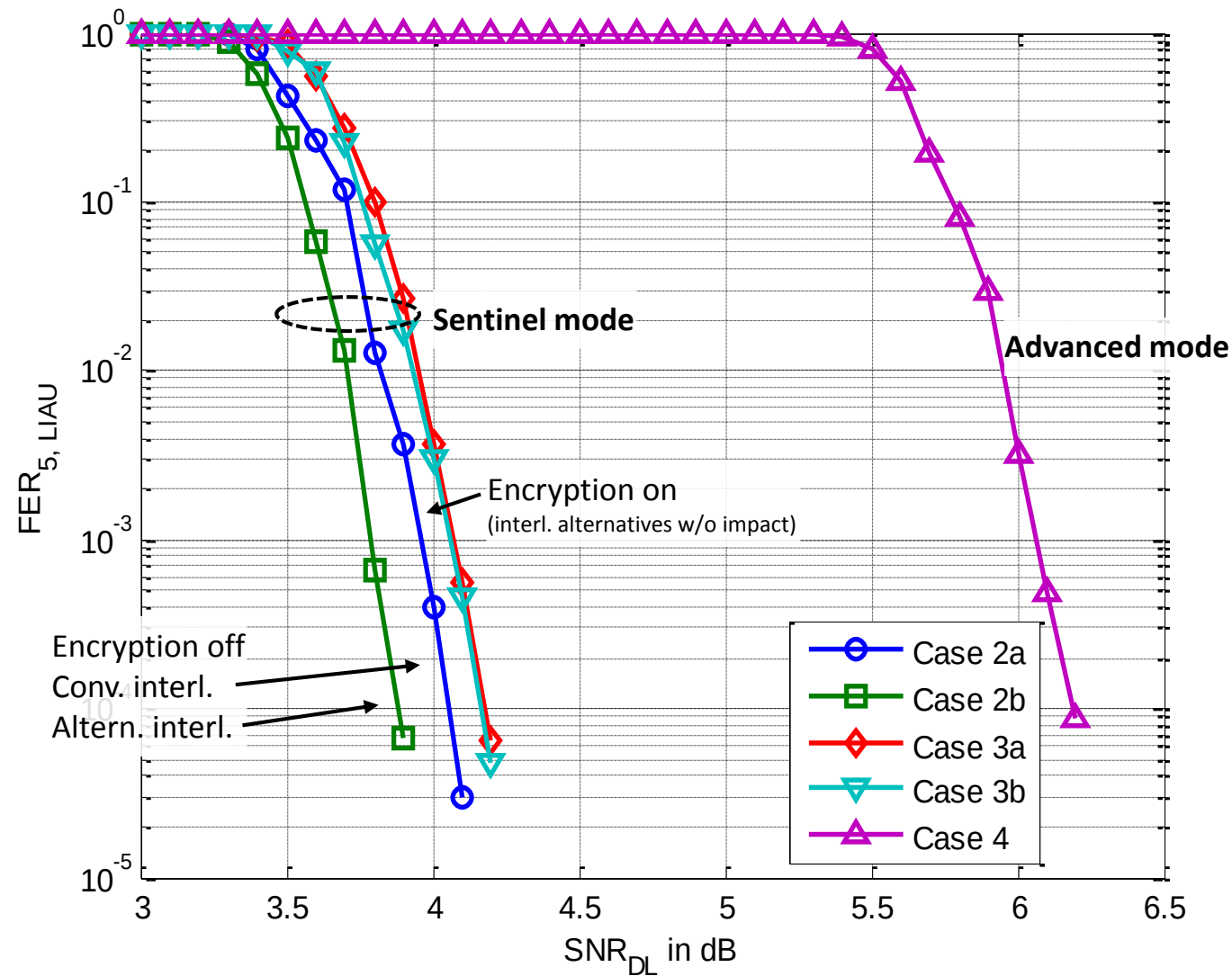
1) Matlab code checks

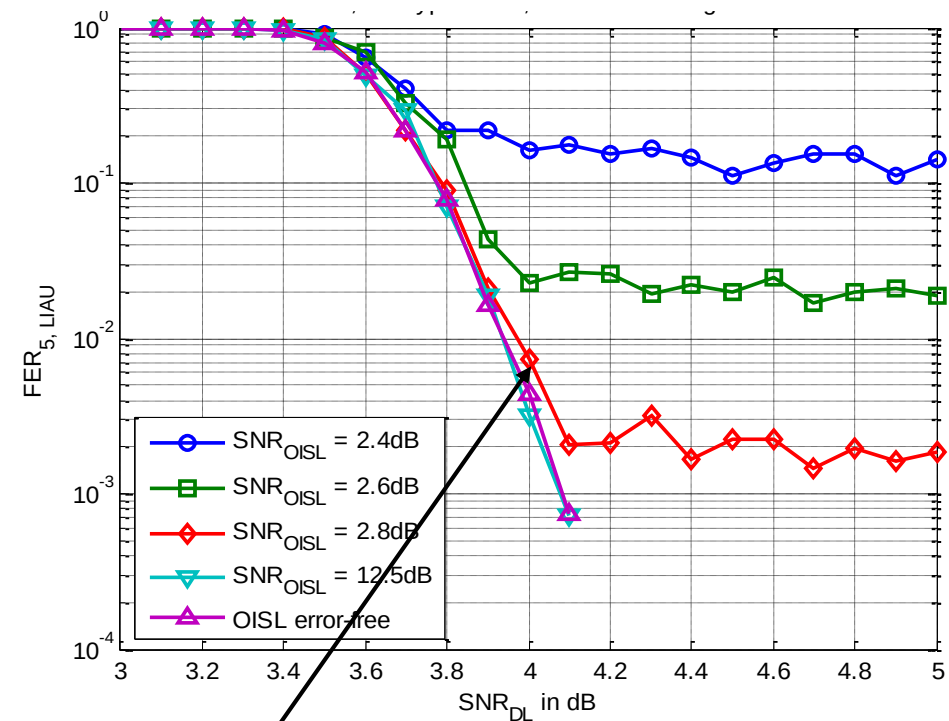
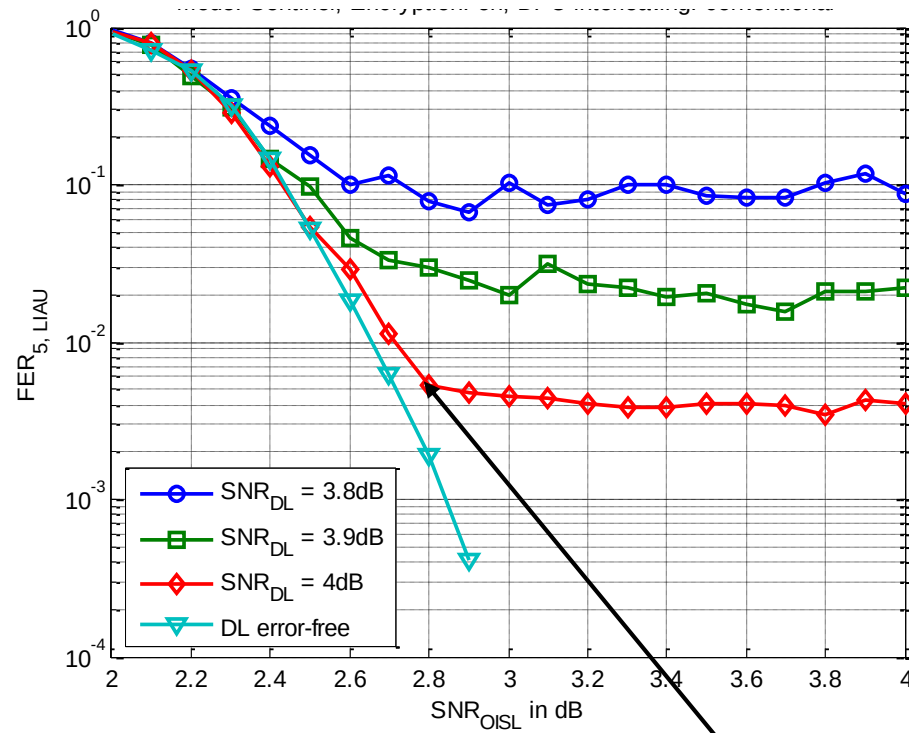
2) Considerations of relations between

- different error rates at same reference point
- same error rate at different reference points

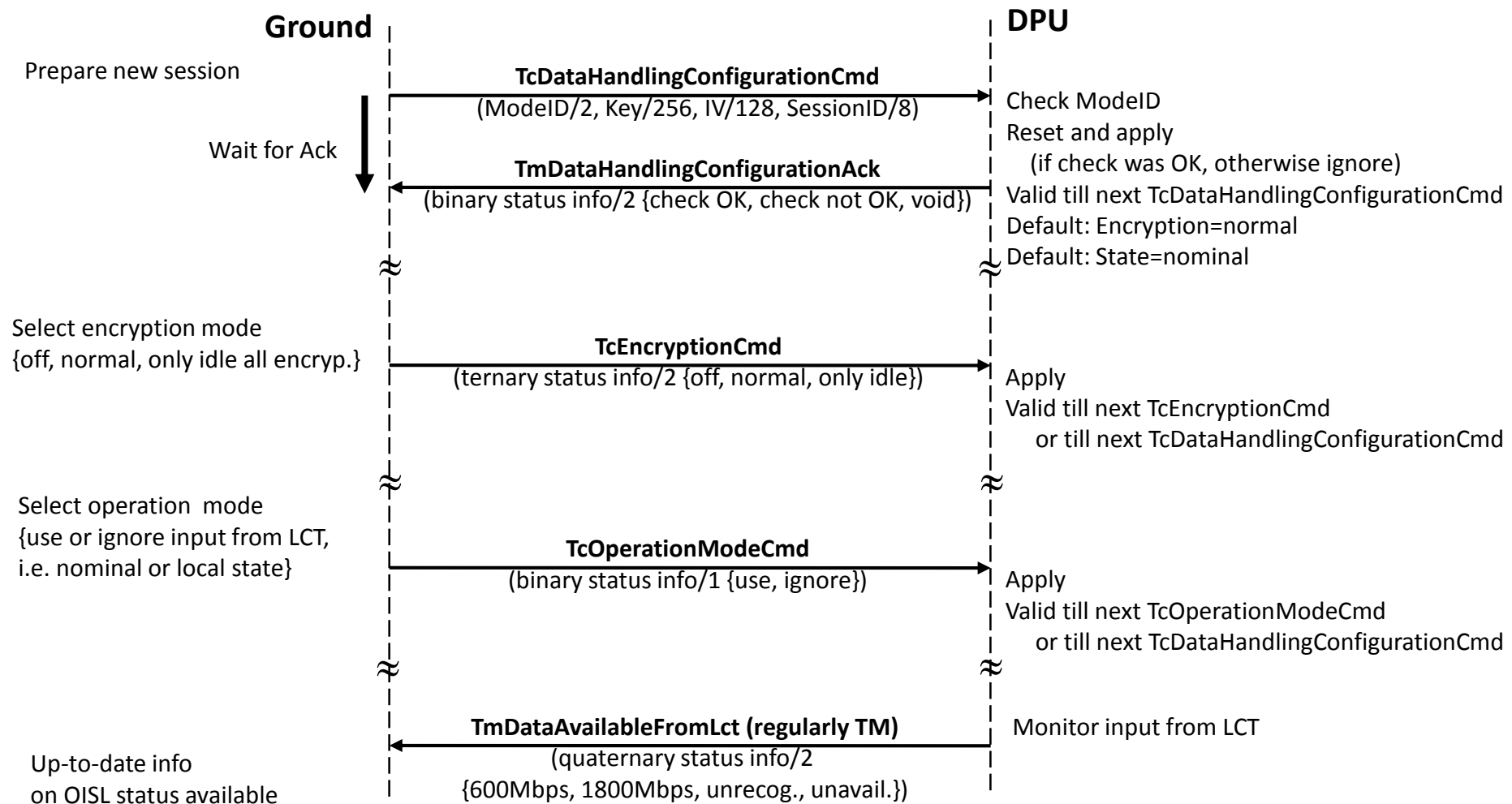
Analytical results can be derived for many of these relations, but not for all.

FER over SNR_{DL} (OISL perfect, Sentinel & Advanced Mode)

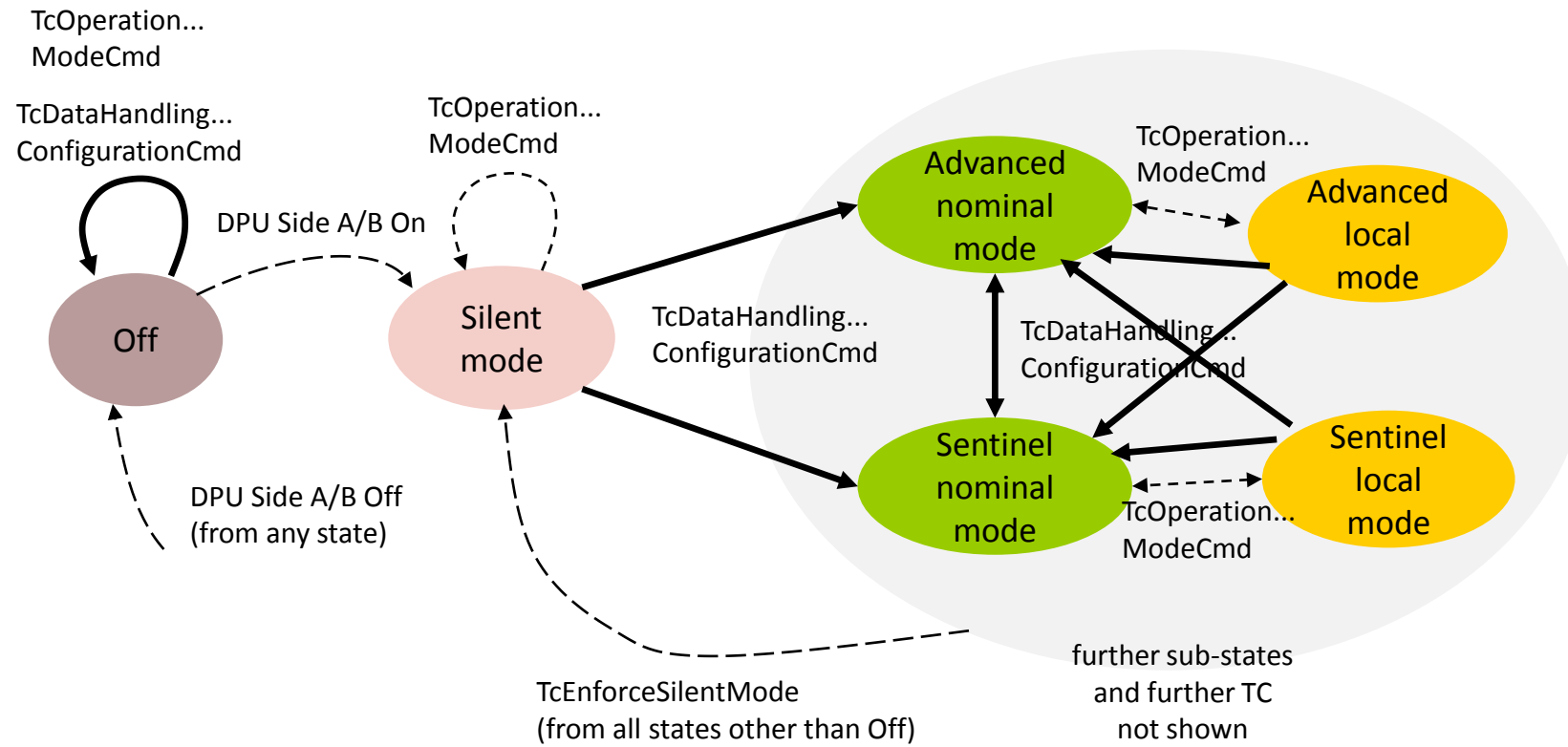


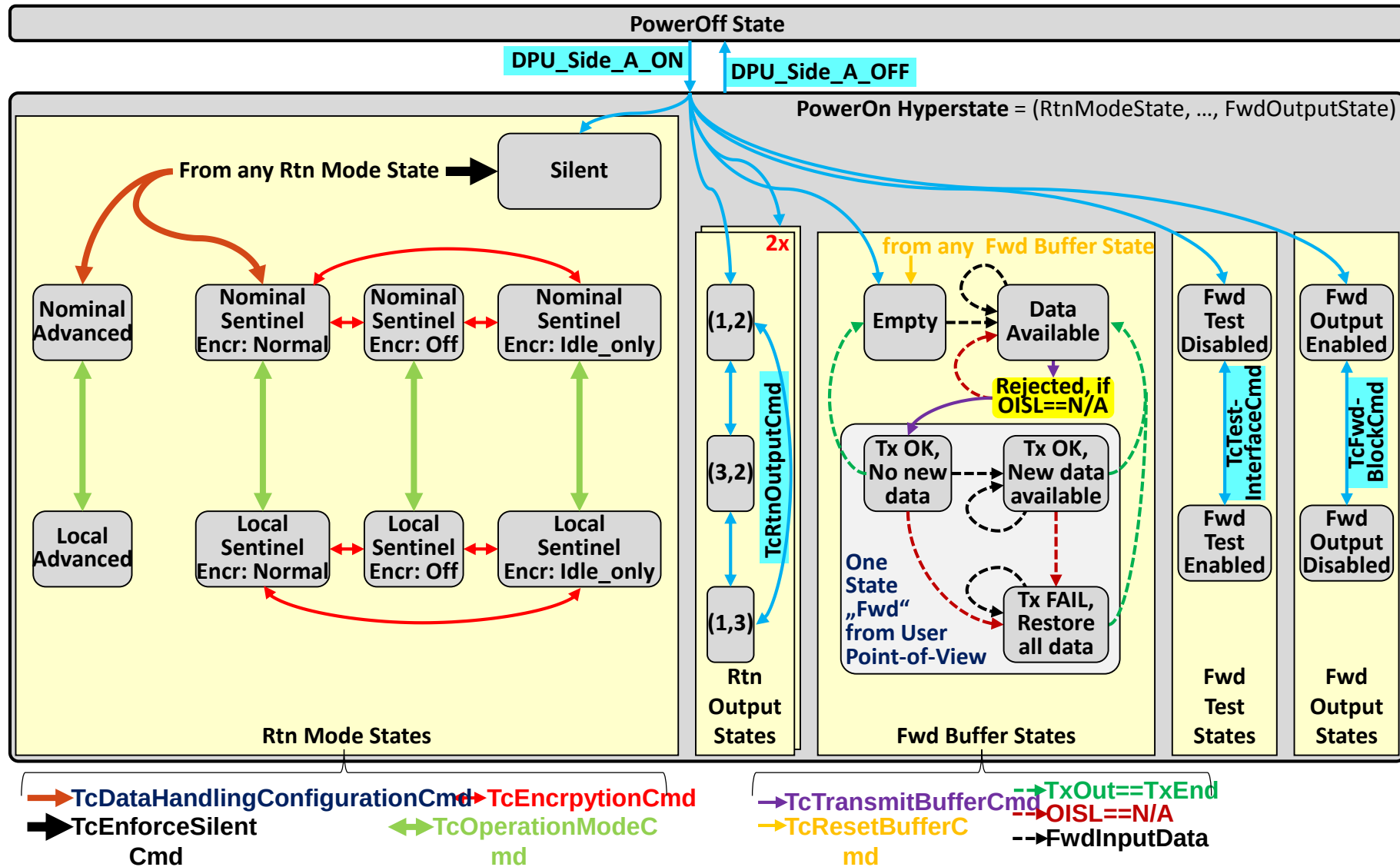
FER over SNR_{OISL} and SNR_{DL} (Sentinel Mode)

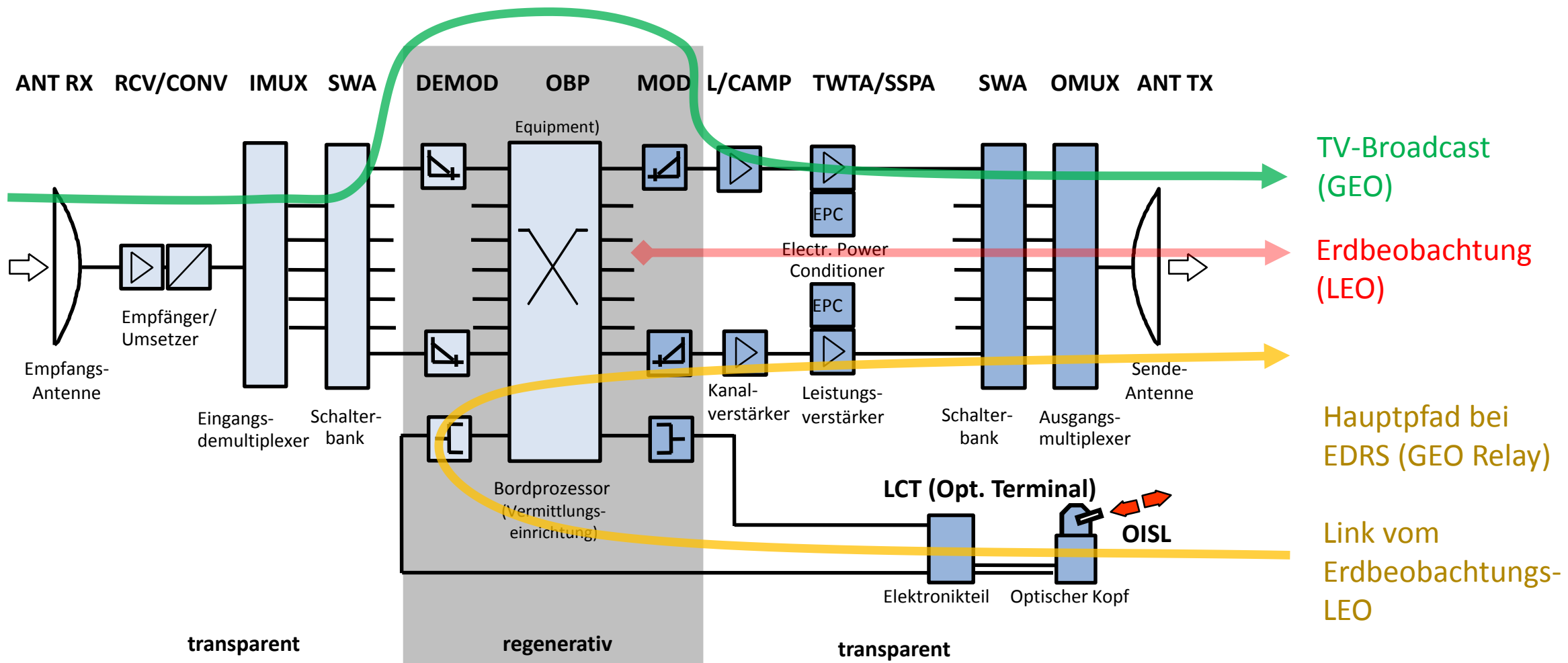
Example: FER_{5, LIAU} = 0.005
@ SNR_{OISL} = 2.8 dB & SNR_{DL} = 4.0 dB



Legend: field/x means x=length of field
{a,b,...} denotes attained values of field





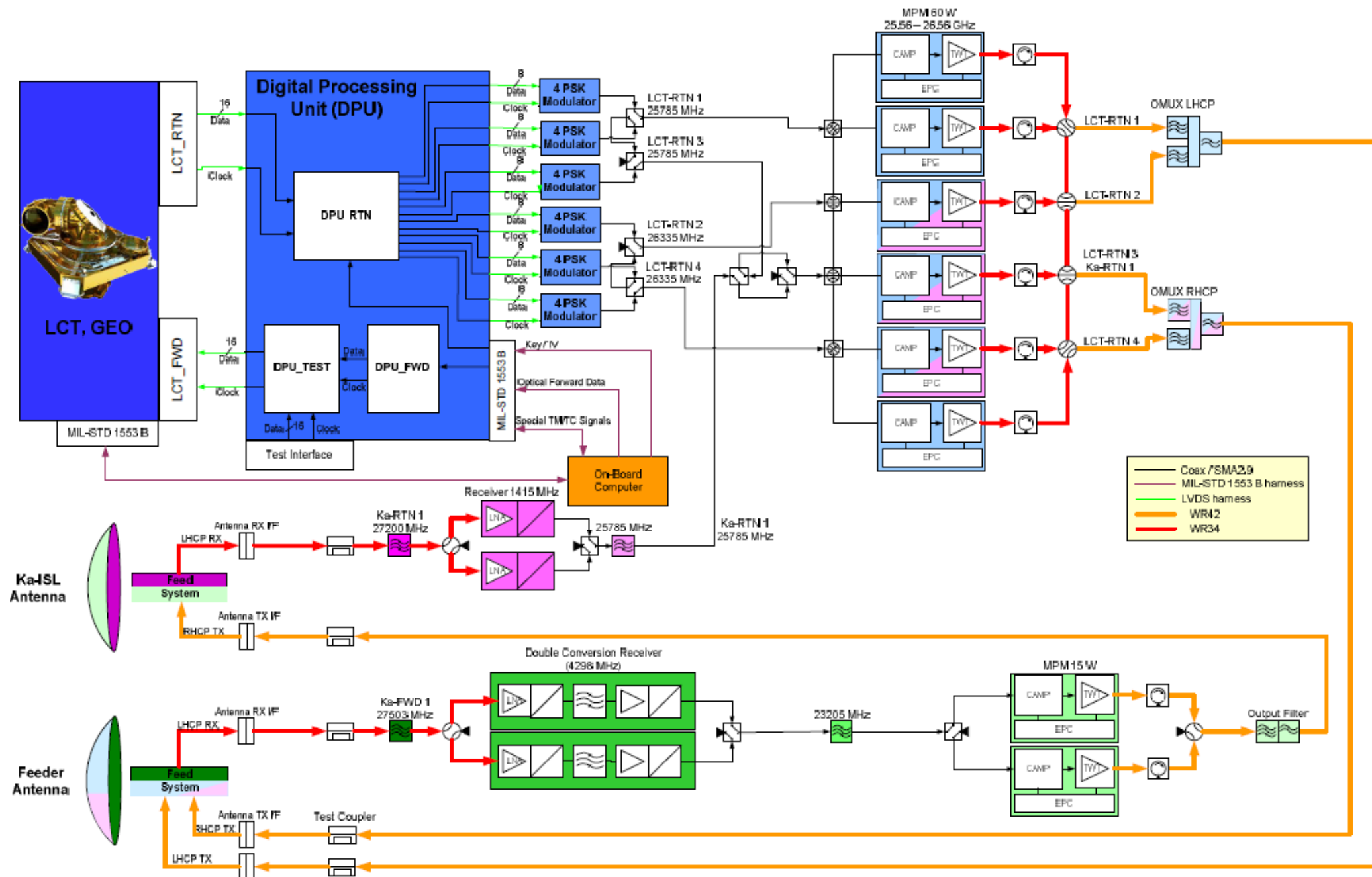


Bei der Anwendung EDRS sind nicht alle Teile der allgemeinen Architektur präsent aber sowohl RF wie Optik (hybride Nutzlast)

Bei der Anwendung Erdbeobachtung ist nur der rechte Teil ab Modulator präsent

Bei der Anwendung TV-Broadcast sind der regenerative und der optische Teil (typischerweise und bisher) nicht präsent

Der zuvor gezeigte Simulator repräsentiert nur einen einzigen Zweig mit TWTA/SSPA aber dafür auch die TX- und RX-Bodenstation



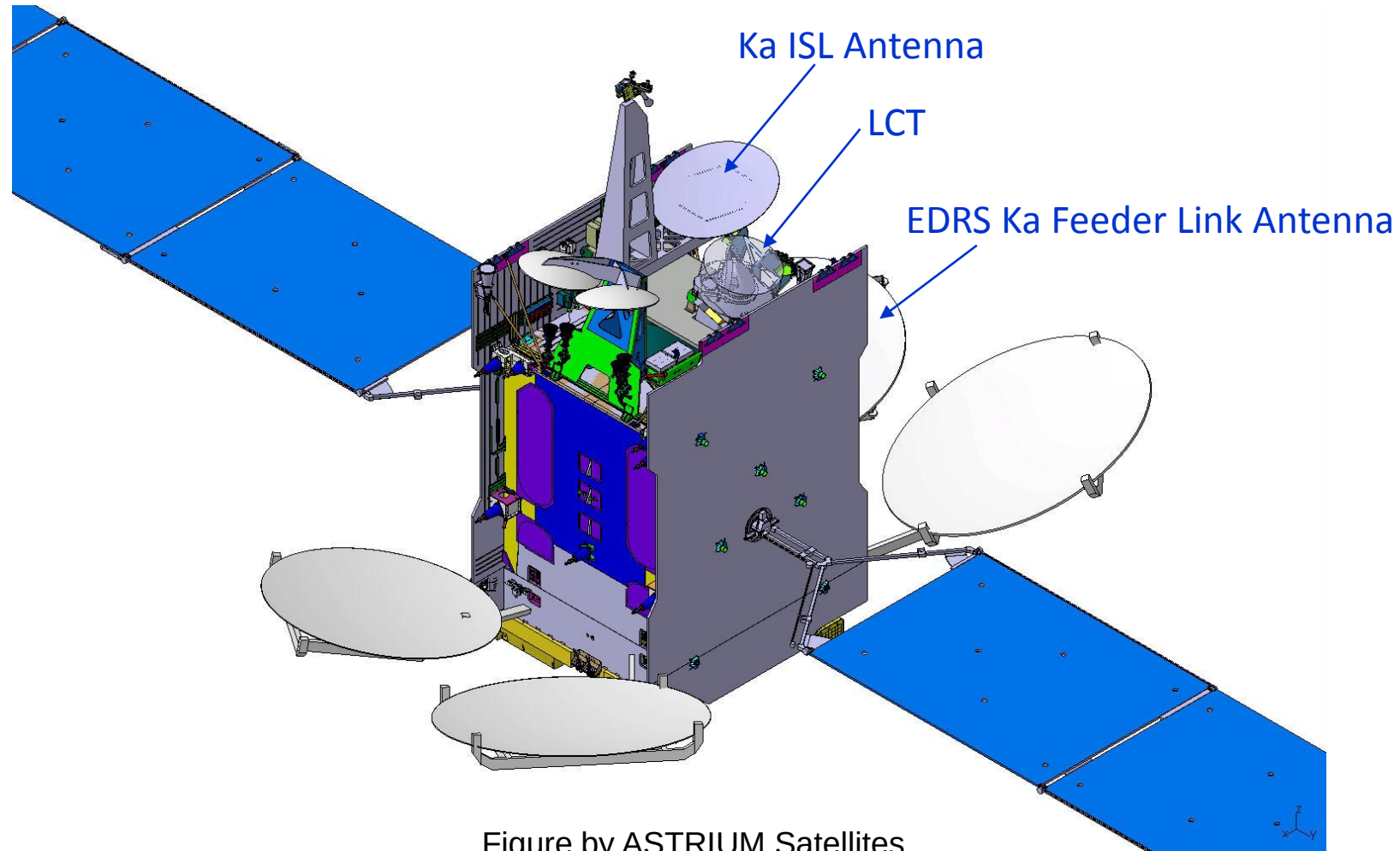


Figure by ASTRIUM Satellites



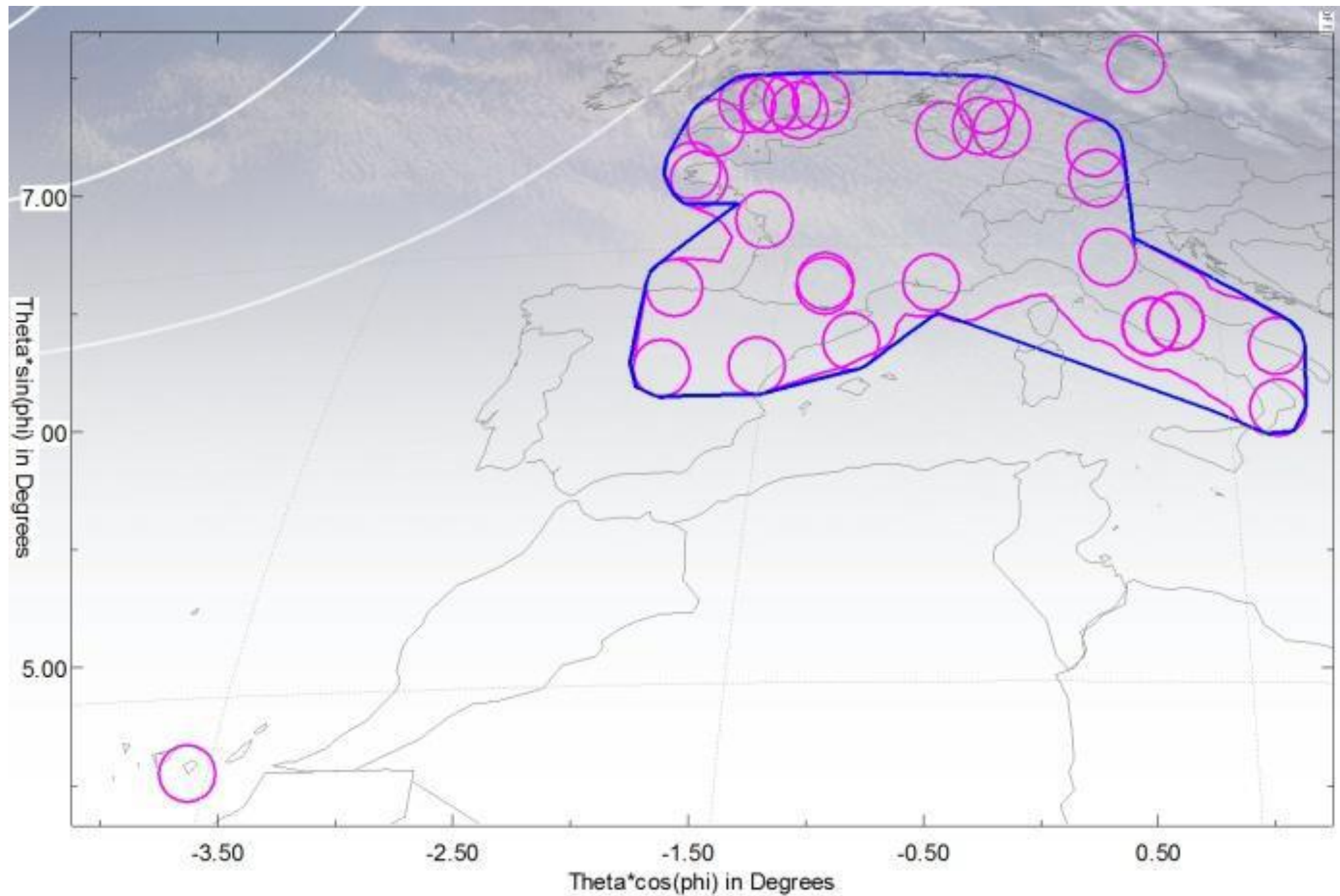


Table 16.2. Evolution of ITU-T telephone modem standards

Standard	Year	Maximum data rate			Key features
		$\frac{\text{bit}}{\text{s}}$	$\frac{\text{symb}}{\text{s}}$	$\frac{\text{bit}}{\text{symb}}$	
V21	1964	300	300	1	2-FSK uncoded two frequency pairs
V22	1980	1200	600	2	4-PSK uncoded two carrier frequencies
V22bis	1984	2400	600	4	16-QAM uncoded
V.26	1968	2400	1200	2	4-PSK uncoded analog fixed equalizer
V.27ter	1972	4800	1600	3	8-PSK uncoded analog equalizer with manual tuning
V.29	1976	9600	2400	4	16-QAM uncoded adaptive linear equalizer half-duplex
V.32	1984	9600	2400	4	2-dim. 32-QAM TCM (8 states, 90°-rotationally invariant, non-linear) adaptive linear equalizer adaptive linear echo canceller
V.32bis	1988	14400	2400	6	2-dim. 128-QAM TCM (8 states, 90°-rotationally invariant, non-linear) adaptive linear equalizer adaptive linear echo canceller
V.34	1994	28800	3200	9	4-dim. 960-QAM MTCM (16 to 64 states, 90°-rotat.inv.) adaptation and modulation toolbox precoding, trellis shaping adaptive linear echo canceller
V.34bis	1996	33600	3429	10	4-dim. 1664-QAM MTCM
V.90 (56K)	1988	56000	8000	7	for downstream: baseband PCM 64 kbit/s line
		33600	3429	10	for upstream: same as V.34bis
V.92	2001	56000	8000	7	for downstream: same as V.90
		48000	8000	6	for upstream

The typical voice-band telephone circuit can be modeled as a sharply band-limited AWGN channel with a bandwidth of approximately 2400 to 3200 Hz and a signal-to-noise ratio of about 28 to 36 dB [174]. Then, according to the Shannon-Hartley Theorem 3.5, the channel capacity is about 23000 to 38000 bit/s, see also Example 3.7(1). Yet, there are other imperfections not to be forgotten such as intersymbol interference, interference from adjacent wires (cross-talk), impulse noise and non-linear effects. The quality of the telephone circuit also depends on whether there are dialup connections in the general public switched telephone network (PSTN) or leased point-to-point telephone-type circuits, or 2-wire or 4-wire circuits.

Die Entwicklung der Modems für den Telefonkanal wurde durch das Konzept der trelliscodierten Modulation (TCM) ab 1982 enorm beschleunigt.

Mit V.34 wurde ein Übertragungsverfahren spezifiziert mit einer enorm komplexen Kanalcodierung und einer spektralen Bitrate von etwa 10 bit/s/Hz.

Das allerdings bei Datenraten die aus heutiger Sicht extrem niedrig erscheinen. So spielt der bandbegrenzte Telefonkanal heute keine Rolle mehr in der Datenkommunikation.

Damit hat sich auch die Bedeutung von TCM reduziert. Allerdings wird TCM weiterhin in der Satellitenkommunikation angewendet (4D-TCM 8-PSK).

Der Hauptvorteil von TCM gegenüber der bisher behandelten klassischen Kanalcodierung liegt darin, daß die Codierung bzw. die Verbesserung der Übertragungsqualität keine Erhöhung der Bandbreite erfordert. Dazu werden Codierung und ein hochstufiges Modulationsverfahren gemeinsam optimiert, und zwar nicht mehr bezüglich der Hammingabstände wie bei der klassischen Kanalcodierung, sondern bezüglich der euklidischen Abstände am Ausgang des Modulators. Im Empfänger erfolgen Demodulation und Decodierung nicht getrennt, sondern in einem Schritt, wobei alle Vorteile der ML-Decodierung mit dem Viterbi-Algorithmus wie beispielsweise Verwendung von Soft-Decision erhalten bleiben. Gegenüber der klassischen Kanalcodierung mit Blockcodes oder Faltungscodes ergeben sich bei TCM für bandbegrenzte Anwendungen erhebliche Codierungsgewinne.

Als Kanalmodell wird nachfolgend immer der 2-dimensionale unquantisierte AWGN mit hochstufiger Signalkonstellation vorausgesetzt. Deshalb ist der Hammingabstand d_H durch den euklidischen Abstand d_E zu ersetzen. Für den euklidischen Abstand zweier Signalsequenzen $\mathbf{x} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ und $\mathbf{y} = (y_0, y_1, y_2, \dots)$ gilt

$$\begin{aligned} d_E(\mathbf{x}, \mathbf{y}) &= \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\| \\ &= \sqrt{\sum_r |x_r - y_r|^2} = \sqrt{\sum_r ((x_{r,I} - y_{r,I})^2 + (x_{r,Q} - y_{r,Q})^2)} \end{aligned} \quad (10.1.1)$$

Die Grundlage für TCM bildet die sogenannte Partitionierung des Signalalphabetes $\mathcal{A}_{\text{in}}$ in Teilmengen derart, daß die minimale euklidische Distanz innerhalb der Teilmengen ansteigt (set partitioning). Diese Partitionierung wird anhand der beiden Beispiele 8-PSK in Bild 10.1 und 16-QAM in Bild 10.2 erklärt. Dabei wird immer die Normierung auf $E_{\text{cs}} = 1$ vorausgesetzt.

Auch im bereits vorgestellten Simulator für Satellitenkommunikation wird der minimale euklidische Abstand zwischen den Symbolen mit Δ_0 bezeichnet

(Δ_0 wird dort allerdings nicht nur am Modulator sondern auch an verschiedenen Stellen im Empfänger gemessen da insbesondere durch den HPA an der Sättigungsgrenze eine Verzerrung der Konstellation erfolgen kann)

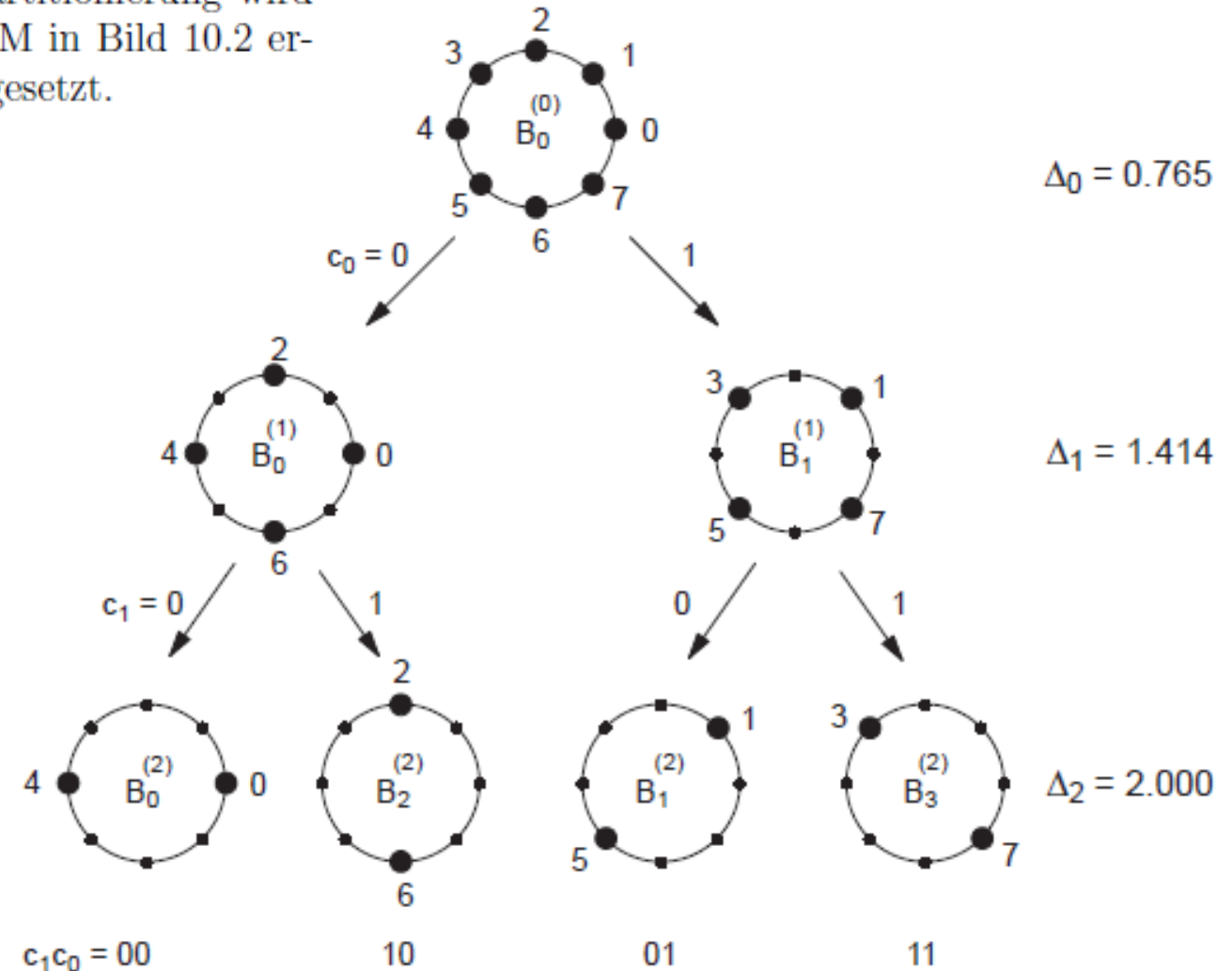


Bild 10.1. Partitionierung für 8-PSK ($M = 2, k = 1$)

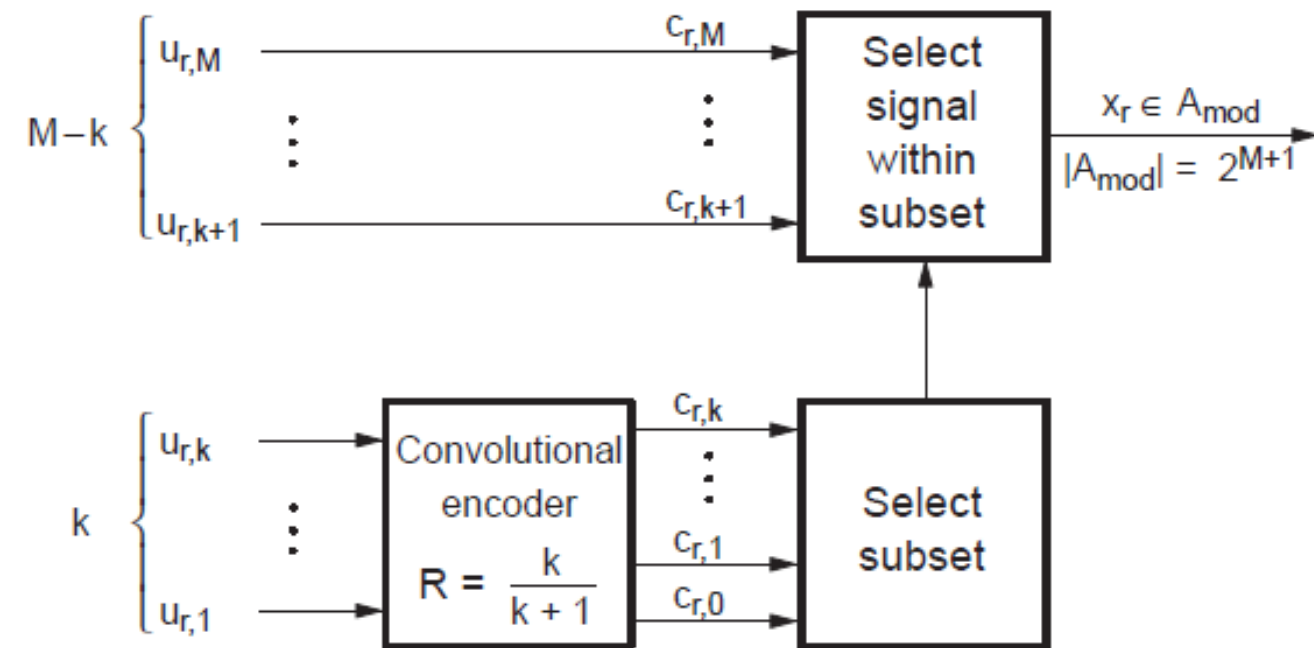
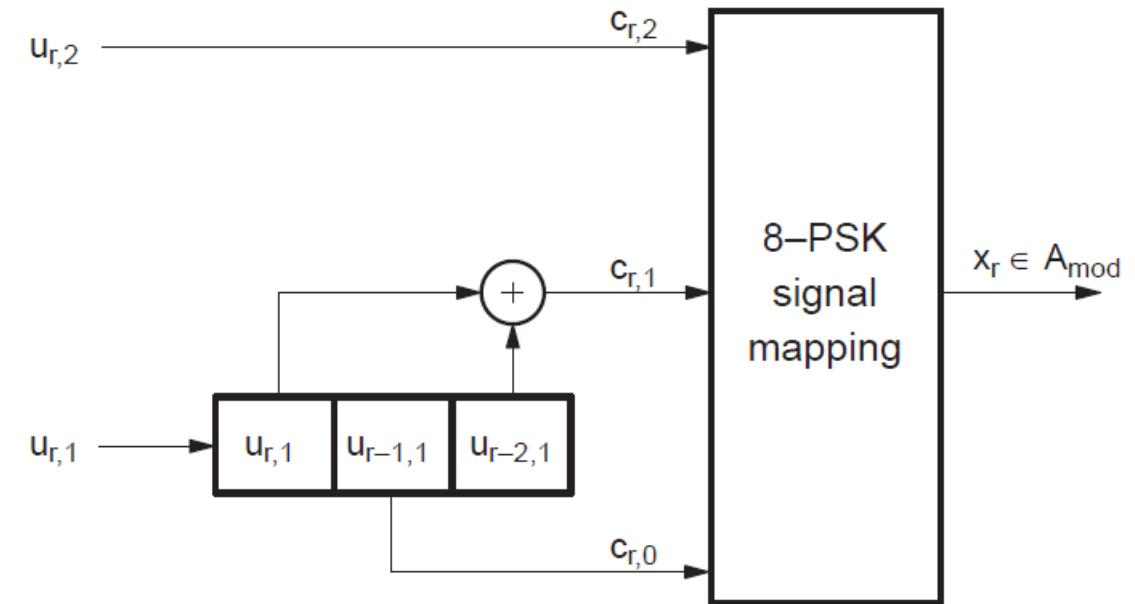


Bild 10.3. Ungerböck-Encoder

Bild 10.4. Encoder für 8-PSK TCM mit 4 Zuständen ($k = 1$)

Simple Grundidee:

Die Auswahl der Teilmenge ist durch einen Faltungscode geschützt. Die Auswahl des Symbols innerhalb der Teilmenge erfordert keinen Schutz da hier die Abstände groß sind.

Ohne TCM würden die 2 Infobits ein 4-PSK Symbol auswählen.

Mit TCM führen 2 Infobits zur Auswahl eines 8-PSK Symbols. Die Bandbreite bleibt dabei identisch (also Codierung mit Bandbreitenexpansionsfaktor = 1).

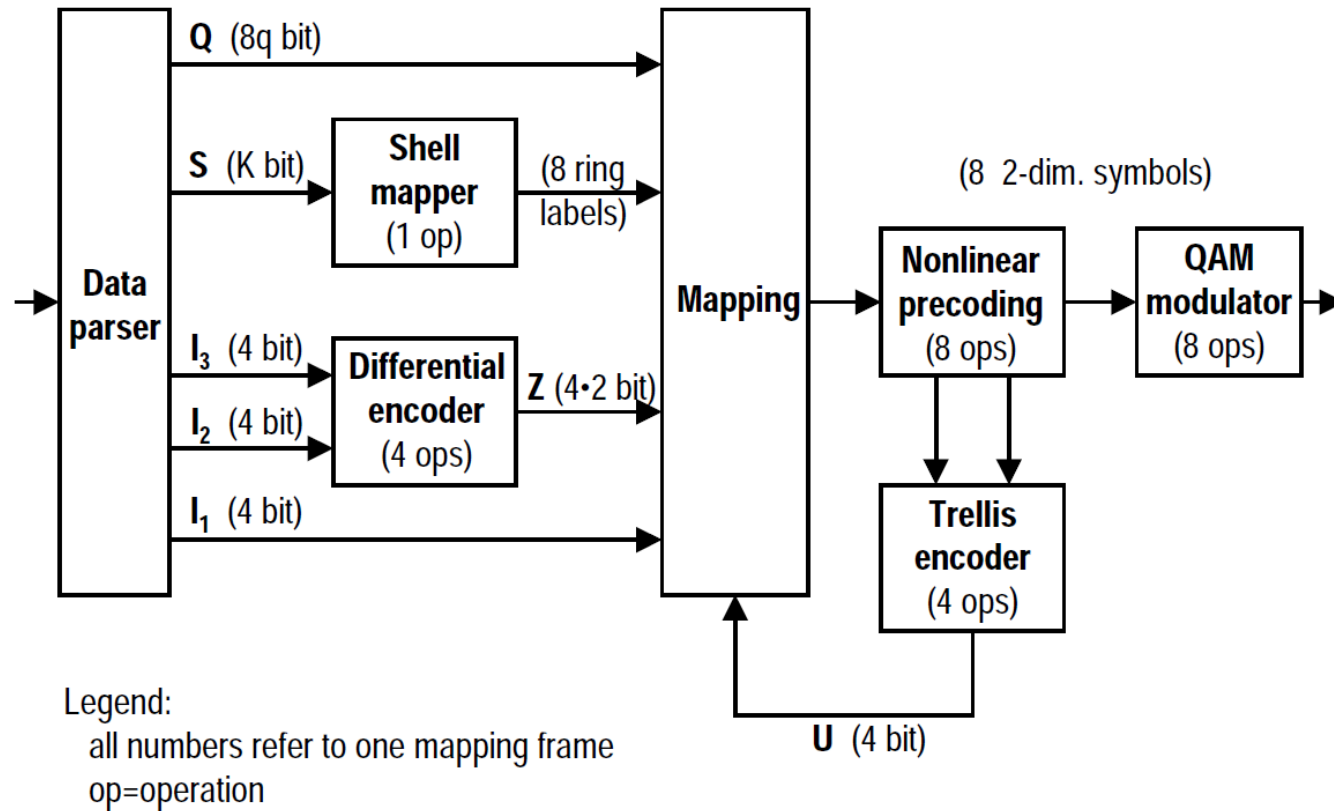


Figure 16.3. Block diagram of the transmitter for V.34

Digitale Übertragung (d.h. zeit- und wert-diskrete Signalfolgen) ist leistungsfähiger als analoge Übertragung. Je höherstufiger das Modulationsverfahren anstelle von BPSK ist, desto besser.

Das Optimum ergibt sich also ironischerweise durch eine feine Digitalisierung ganz nahe an der analogen Welt.

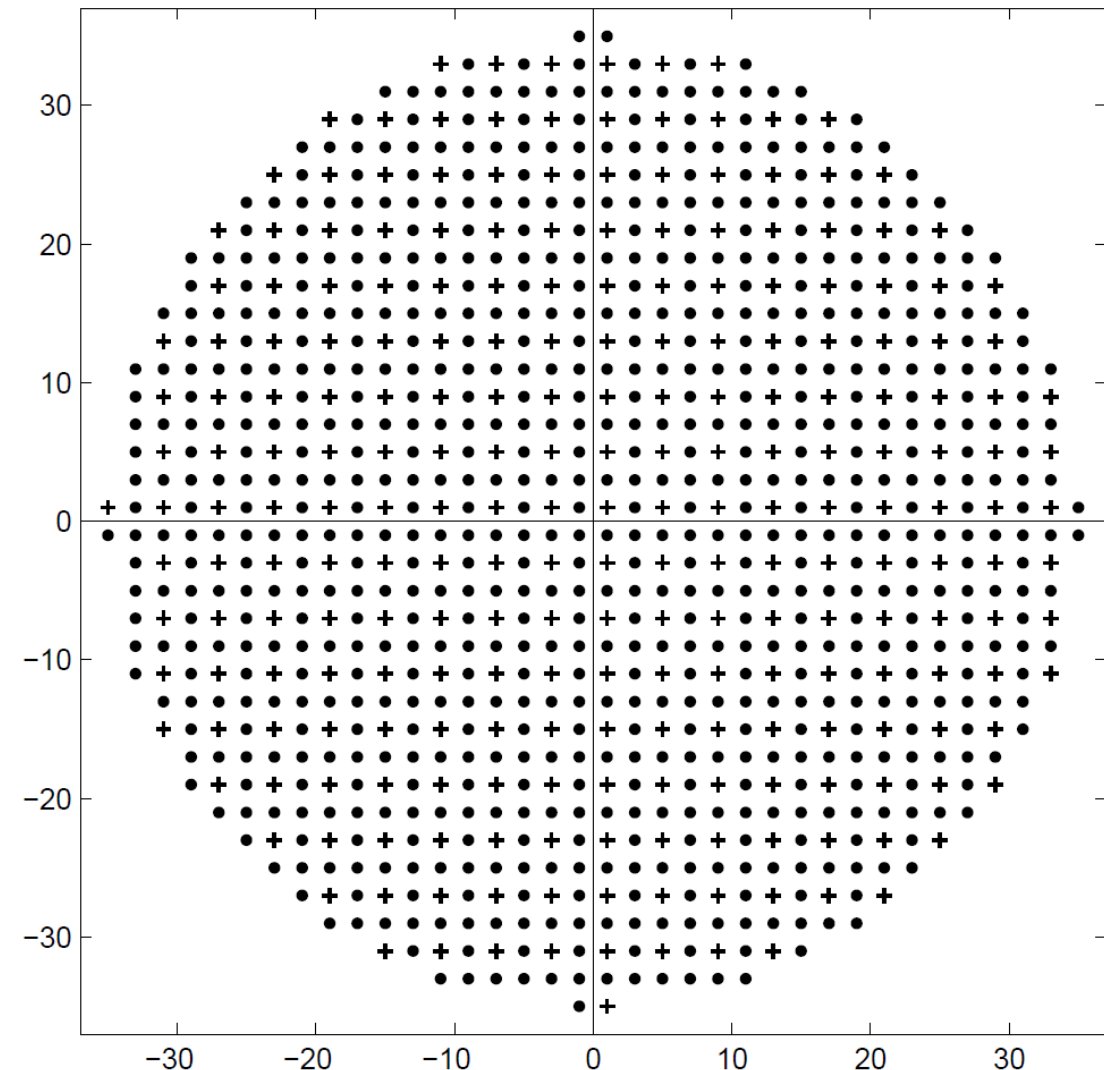
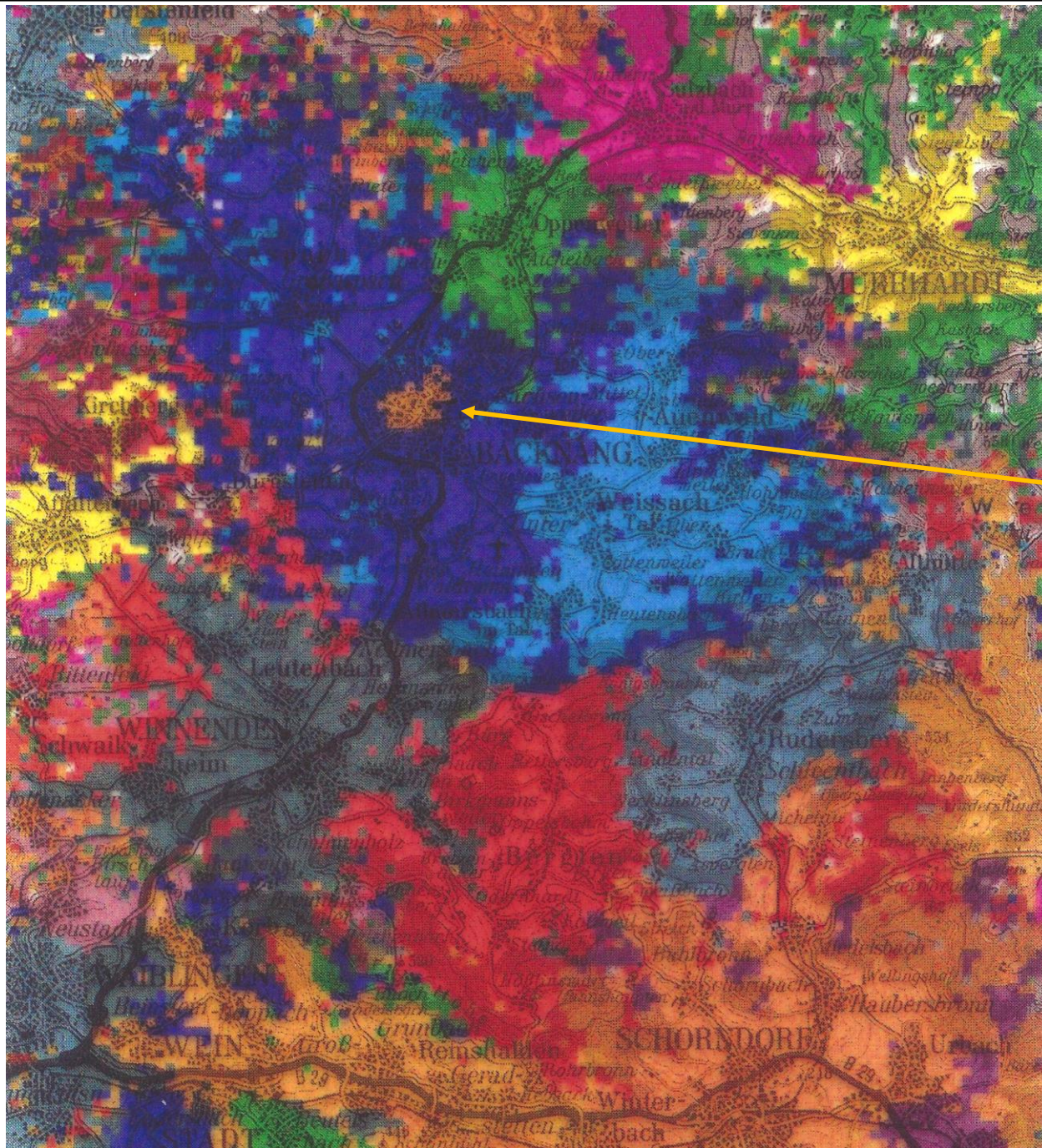


Figure 16.2. 960-QAM constellation for V.34

Die Konstellation ist rund wegen Leistungseffizienz und damit wird auch Übersprechen zwischen den Doppeladern vermindert.



GSM-Mobilfunk

Zellulare GSM-Mobilfunk Abdeckung meines Wohnortes Backnang und Umgebung durch einen der Netzbetreiber Ende der 1990er Jahre.

Der Kartenausschnitt hat eine Breite von 22 km.

Die orangefarbene Zelle im Zentrum von Backnang hat einen Durchmesser von etwa 1.5 km.

Zellen sind nicht unbedingt zusammenhängend und können sich durchmischen (im Gegensatz zur nachfolgenden simplen Modellierung)

Weißer (und grauer) Bereiche in dieser Karte waren damals noch ohne Netzabdeckung. Ich habe das teils selber überprüft, d.h. die Empfindlichkeit meines damaligen Mobilgeräts stimmte überein mit den Annahmen zur Erstellung dieser Karte. Die nicht zusammenhängende Zelle mit der lila Farbe resultiert genau nachvollziehbar aus der hügeligen Topographie in diesem Bereich („Backnanger Bucht“).

Bei Mobilfunksystemen ist die Frequenzökonomie wegen der begrenzten Breite des verfügbaren Frequenzbandes und dem Wunsch nach möglichst hohen Teilnehmerdichten von entscheidender Bedeutung. Daneben wird auch eine möglichst hohe Leistungsökonomie gefordert, um einerseits den Leistungsverbrauch der Mobilstationen und andererseits die Übersprecheffekte zu räumlich oder frequenzmäßig benachbarten Kanälen zu minimieren.

Schon bei Systemen der zweiten Generation wie dem GSM-Standard (Global System for Mobile Communications), aber verstärkt bei den zukünftigen Systemen der dritten Generation unter dem Begriff UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), steht nicht mehr die Optimierung der Einzelverbindung im Vordergrund wie in der klassischen Nachrichtentechnik, sondern die Optimierung des gesamten Vielfach-Teilnehmer-Netzwerkes. Dafür werden eine Vielzahl von nachrichtentechnischen Methoden eingesetzt:

Dieser Text stammt von 1995.

Die Aussage gilt aber auch für
3. Gen. (UMTS, HSDPA/HSUPA)
4. Gen. (LTE)
5. Gen. (5G)

- Multiplex-Verfahren: Trennung der Teilnehmer durch verschiedene Frequenzen (FDMA = Frequency Division Multiple Access) bzw. Zeiten (TDMA = Time Division Multiple Access) bzw. Codefolgen (CDMA = Code Division Multiple Access).
- Raummultiplex: Im einfachsten Fall bedeutet das nur eine zellulare Struktur, bei zukünftigen Systemen sind auch adaptive Antennen möglich (SDMA = Spatial Division Multiple Access).
- Quellencodierung (Sprache, Musik, Bilder, Daten) zur Reduktion der Datenraten.
- Kanalcodierung zur Verbesserung von Zuverlässigkeit, Fehlerrate, Frequenz- und Leistungsökonomie. Bei schnellem Fading treten Einbrüche auf, die kurz gegenüber der Blocklänge und lang gegenüber der Taktdauer sind, so daß ein Codewort gute und schlechte Abschnitte enthält. Für dieses Szenario ist die Kanalcodierung, eventuell in Verbindung mit Interleaving, bestens geeignet.
- Bandbreiten- und leistungseffiziente digitale Modulationsverfahren.
- Techniken der Kanalschätzung und Entzerrung.
- Diversity-Techniken wie beispielsweise Antennen-Diversity.
- Sendeleistungsregelung und Handover-Strategie (Wechsel der Funkzelle bzw. des physikalischen Kanals) derart, daß bei ausreichender Qualität einer Verbindung die Kapazität des gesamten Netzwerkes maximiert wird.

Beim zeitinvarianten AWGN-Kanal sollten gemäß Kanalcodierungstheorem möglichst lange Codeblöcke verwendet werden. Diese Regel wird jetzt noch wichtiger:

Grundidee der Kanalcodierung bei zeitvarianten Fadingkanälen (typisch bei Mobilfunk):

Die Information wird zeitlich so weit wie möglich verspreizt, damit schlechte Zeitabschnitte mit guten Zeitabschnitten in einem Codewort kombiniert (korrigiert) werden können.

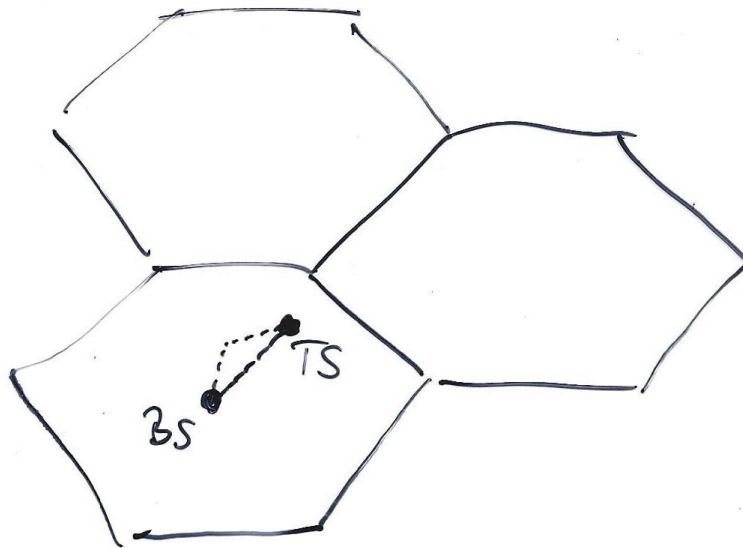
Die Verspreizung kann erfolgen durch

- sehr lange Codewörter oder
- Interleaving

Begrenzt wird die Verspreizung durch

- Verarbeitungsaufwand
- Verzögerungszeit
 - irrelevant für manche Anwendungen wie z.B. file transfer
 - sehr begrenzt bei Sprachkommunikation, weil 40...60 ms eine Obergrenze darstellen um dem Gesprächspartner noch „komfortabel“ unterbrechen zu können
 - Trade-off zwischen Codierungsgewinn und Sprachkomfort erforderlich

Modell = Hexagonale Abdeckung
(Vereinfachung der Realität)



BS = Basis-Station
TS = Teilnehmer-Station

Basis Parameter

Radius = 1... 35 km

Geschw = 250 km/h

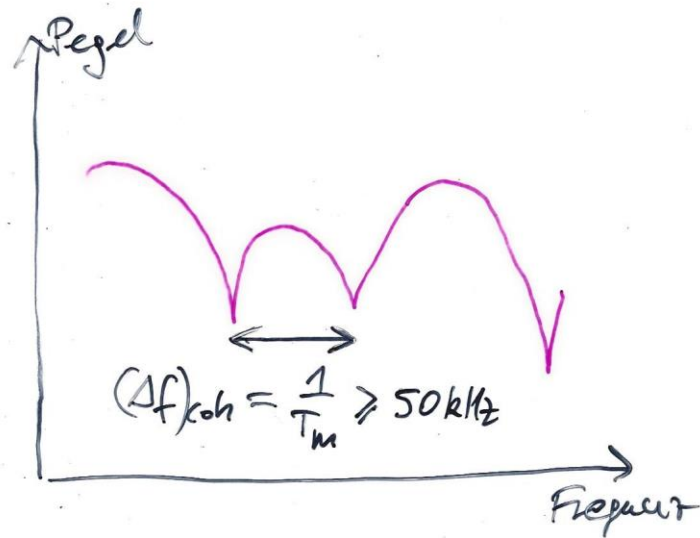
Laufzeitdiff $\equiv$ delay spread
 $\equiv T_m = 0... 20 \mu s$
 $\hat{=} 0... 6 \text{ km}$

Trägerfrequenz = $f_c = 0.9 \text{ GHz}$

Bandbreite gesamt $\equiv 2 \times 25 \text{ MHz}$

----- pro Unterträger = 200 kHz

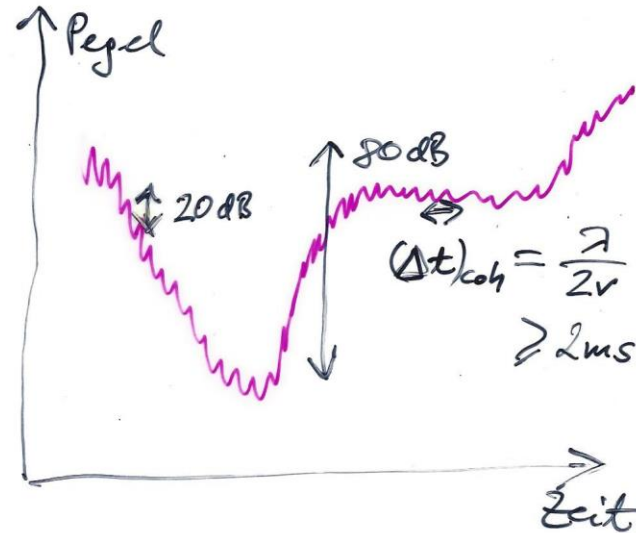
Frequenz-selektiv
wegen Mehrwegeausbreitung



selektiv
gegenüber Unterträger

$$(\Delta f)_{coh} = \text{Kohärenzfrequenz} \geq 50 \text{ kHz}$$

Zeit-selektiv (langsam & schnell)
wegen Mobilität



langsameres Fading durch
großräumige Änderungen
(Abschattung, Freiraumausbreitung)

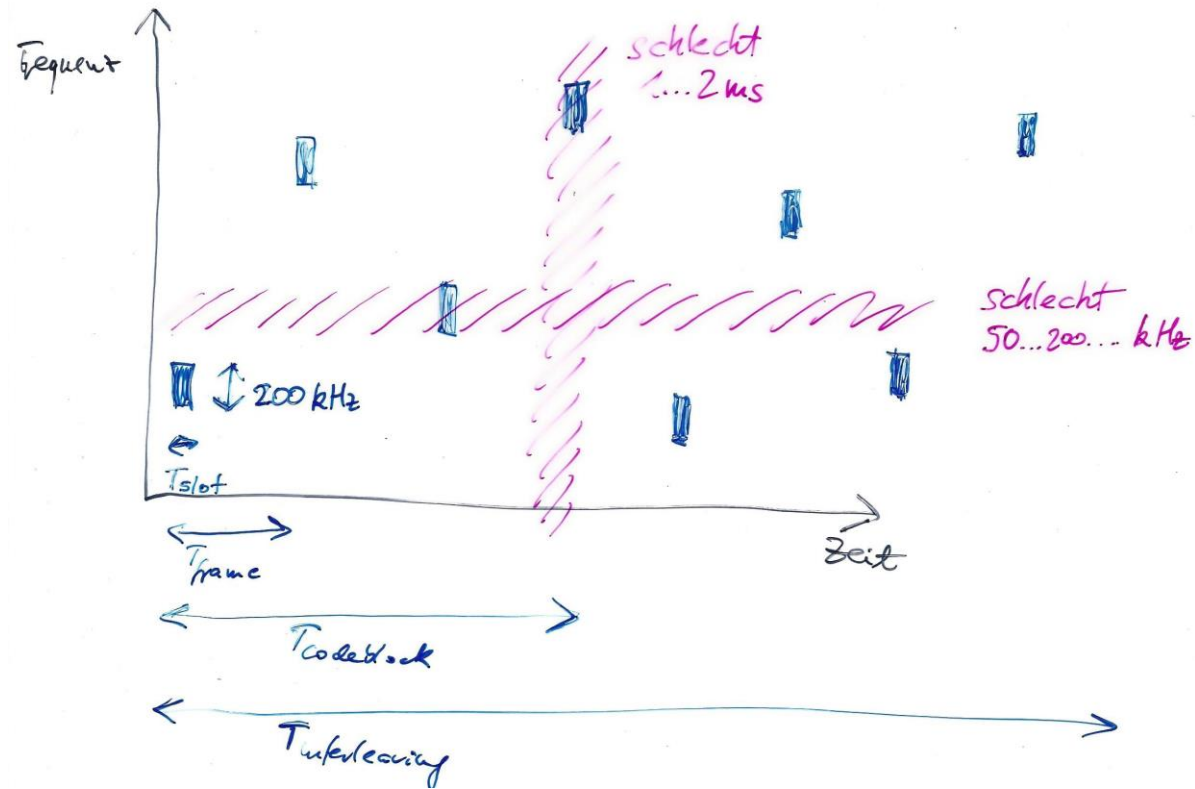
schnelles Fading durch
Bewegung innerhalb Wellenlänge

$$(\Delta t)_{coh} = \text{Kohärenzzeit} \geq 2 \text{ ms}$$

In den 1990er Jahren sind tausende Paper zur Charakterisierung des Mobilfunk-Kanals und der passenden Übertragungstechnik publiziert worden.

Dies ist eine extrem vereinfachende kurze Darstellung basierend auf den Parametern $(\Delta f)_{coh}$ und $(\Delta t)_{coh}$

GSM mit Zeitmultiplex (Standard) und Frequenzmultiplex (optional)



... impliziert statistisch unabhängig
verteilte Fehlerbursts

Symbol < Slot=(Datenburst+Overhead) < Frame < Superframe

114 Bit

156.25 Bit=Symbole

$$T_{symbol} = 3.69 \mu s = \frac{1}{270.833 \text{ kHz}}$$

$$T_{slot} = 0.6 \mu s = 156.25 \cdot T_{symbol}$$

$$T_{frame} = 4.6 \mu s = 8 \cdot T_{slot}$$

$$\text{Datenrate} = 270.833 \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{24}{26} \cdot \frac{114}{156.25} = 22.8 \text{ kbit/s}$$

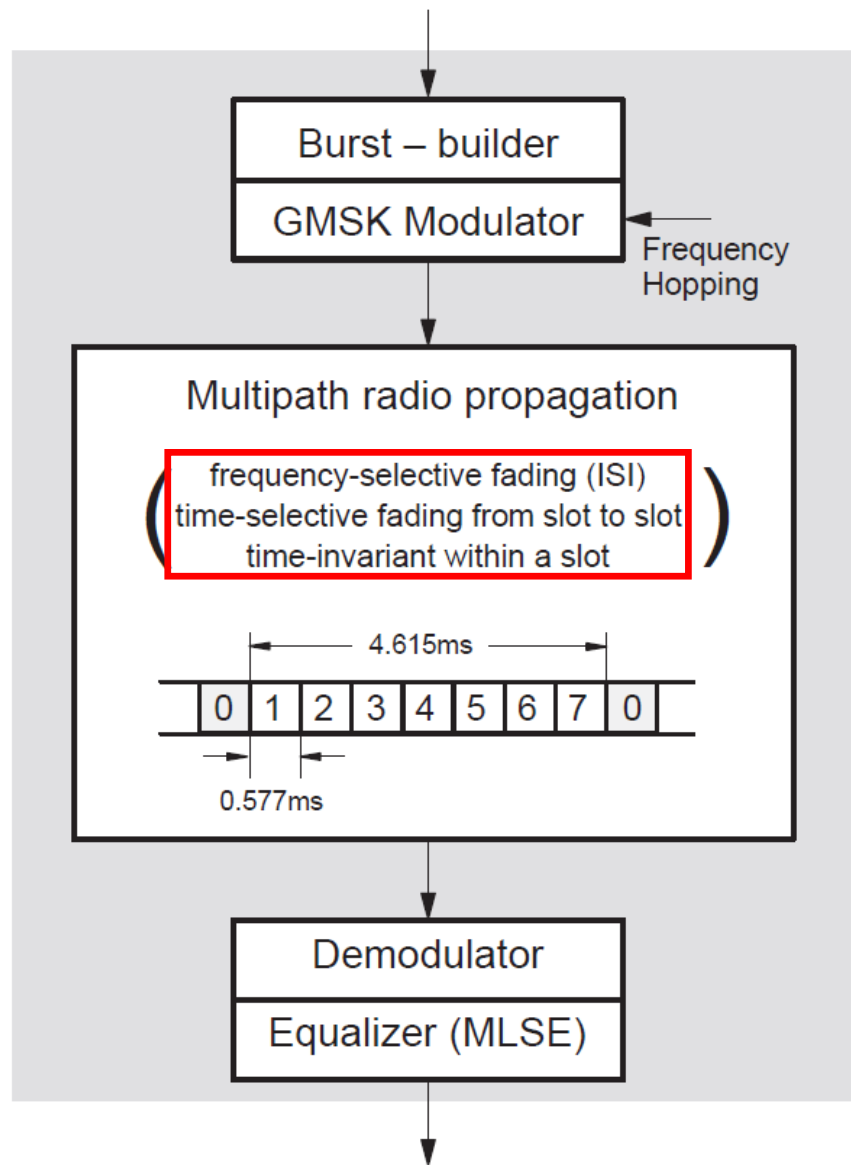
Typisch: ein slot mit 114 codebits hat 50% BER

Erklärung zur vorhergehenden Zusammenfassung:

Für den *GSM-Mobilfunk* sind 2 Frequenzbänder von je 25 MHz Bandbreite vorgesehen. Die Mobilstation sendet im Bereich 890–915 MHz (Uplink) und empfängt im Bereich 935–960 MHz (Downlink). In den beiden Frequenzbändern werden FDMA-Systeme betrieben, wozu jeweils eine Aufteilung in 125 Teilbänder von je 200 kHz Bandbreite erfolgt. In den Teilbändern werden digitale 8-fach TDMA-Schmalbandsysteme betrieben. Die Übertragungsgeschwindigkeit in jedem TDMA-System beträgt $1/T = 270,833 \text{ kBit/s}$ bei einer Taktdauer von $T = 3,69 \mu\text{s}$.

Der Datenstrom in jedem TDMA-System ist unterteilt in sogenannte TDMA-Rahmen von jeweils $1250 = 8 \cdot 156,25 \text{ Bit}$, d.h. die Rahmen-Dauer beträgt $1250 \cdot 0,00369 \approx 4,615 \text{ ms}$. Jeder TDMA-Rahmen besteht aus 8 Zeitschlitzen (time slots) von 156,25 Bit und einer Zeitdauer von $4,615/8 = 0,577 \text{ ms}$. Von den 156,25 Bits dienen 42,25 Bits u.a. der Synchronisation und der Kanalmessung durch den Empfänger. Die restlichen 114 Bits werden als Datenburst bezeichnet und entsprechen den codierten Infobits des Mobilfunkteilnehmers.

Für einen einzelnen Mobilfunkteilnehmer wird also ein GMSK-modulierter Kanal von etwa 200 ... 300 kHz Bandbreite bei einer Übertragungsgeschwindigkeit von 270,833 kBit/s alle 4,615 ms für einen Zeitraum der Länge 0,577 ms benutzt. Die Datenrate der Codebits in diesem sogenannten logischen Kanal beträgt $r_c = 114/4,615 \cdot 24/26 = 22,8 \text{ kBit/s}$. Der Faktor 24/26 kommt daher, daß von jeweils 26 TDMA-Rahmen nur 24 TDMA-Rahmen für die Nutzdaten zur Verfügung stehen, da 2 TDMA-Rahmen zum Austausch von Kontrollinformationen benötigt werden. Unter diesen Randbedingungen entsteht der in Bild 12.2 dargestellte diskrete Kanal.



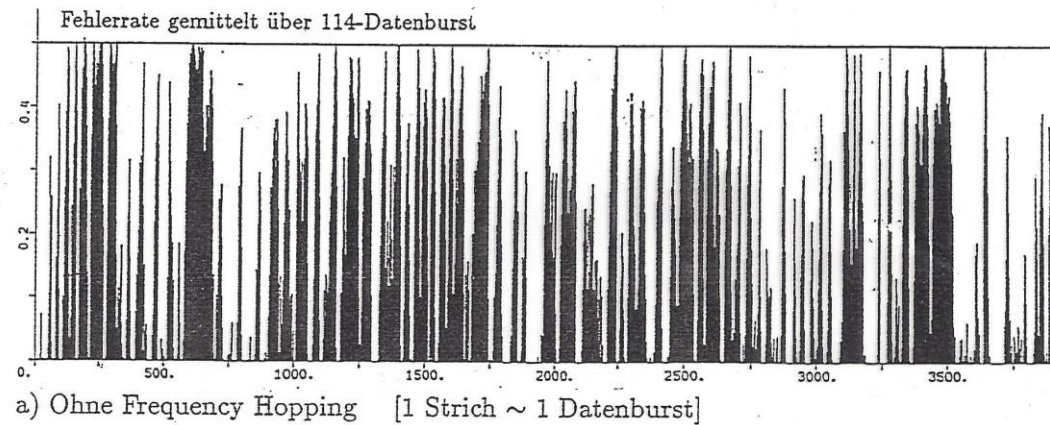
Zunächst werden beim Burst-Aufbau die 114 Codebits eines Datenbursts durch die oben erwähnten 42,25 zusätzlichen Bits ergänzt und binär GMSK-moduliert. Ein logischer Kanal belegt nur jeden 8-ten Zeitschlitz, wie es in Bild 12.2 für den Zeitschlitz mit der Nummer 0 angedeutet wird. Der physikalische Kanal ist geprägt durch frequenzselektive Verzerrungen, die zu Intersymbol-Interferenzen führen (siehe Abschnitt 11.4). Das FIR-Filter kann mit $L = 4$ approximiert werden, d.h. die Kanalimpulsantwort ist auf eine Länge von etwa $5 \cdot 3,69 \approx 20 \mu\text{s}$ begrenzt, was allerdings sehr stark von den Ausbreitungsbedingungen abhängt: Für die Kanalimpulsantwort sind verschiedene Typen von Power Delay Profilen (PDP) spezifiziert, nämlich Typical Urban (geringe Verzögerungen mit maximal 1,5 km Umweglaufzeit, Länge der Impulsantwort entsprechend $5 \mu\text{s}$), Rural Area (fast verzerrungsfrei, Länge der Impulsantwort $1 \mu\text{s}$) sowie Hilly Terrain (zeitverzögerte Echos mit maximal 6 km Umweglaufzeit, Länge der Impulsantwort entsprechend $20 \mu\text{s}$). Während eines Zeitschlitzes ist der physikalische Kanal weitgehend stationär, aber von Zeitschlitz zu Zeitschlitz kann sich die Kanalqualität und die Kanalimpulsantwort stark ändern.

Der Empfänger vermag die Impulsantwort des Kanals aufgrund bekannter Synchronisationsinformation, nämlich sogenannter Midambeln, innerhalb der oben erwähnten 42,25 Bit gut zu schätzen. Der Entzerrer für den ISI-Kanal und das CPM-Signal wird nach dem MLSE-Prinzip (siehe Abschnitte 11.4 und 11.5) realisiert, wobei sich 16 Zustände im Viterbi-Algorithmus als ausreichend erweisen. Ferner generiert der Entzerrer Soft-Output, d.h. Zuverlässigkeitsinformationen über seine eigenen Entscheidungen,

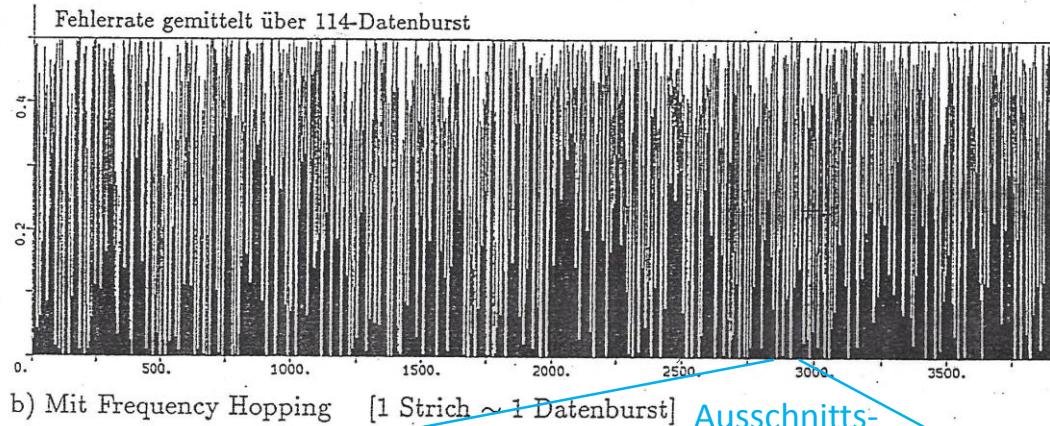
Bild 12.2. Erzeugung des diskreten Kanals bei GSM

Fehlermuster eines Modells für den Mobilfunk-Kanal (Fehlerrate über Zeit gegeben)

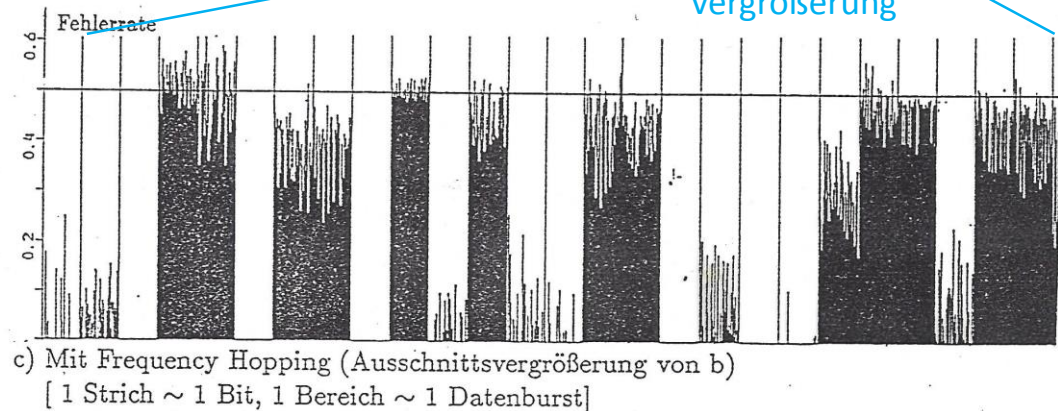
Ohne Frequency Hopping langsame Änderungen über der per Datenburst gemittelten Fehlerrate



Mit Frequency Hopping erscheint die Abfolge der per Datenburst gemittelten Fehlerrate als meistens zufällig



Ausschnitts-
vergrößerung



Konstante Fehlerrate innerhalb eines Datenbursts,
aber zufällige Abfolge der per Datenburst gemittelten Fehlerraten

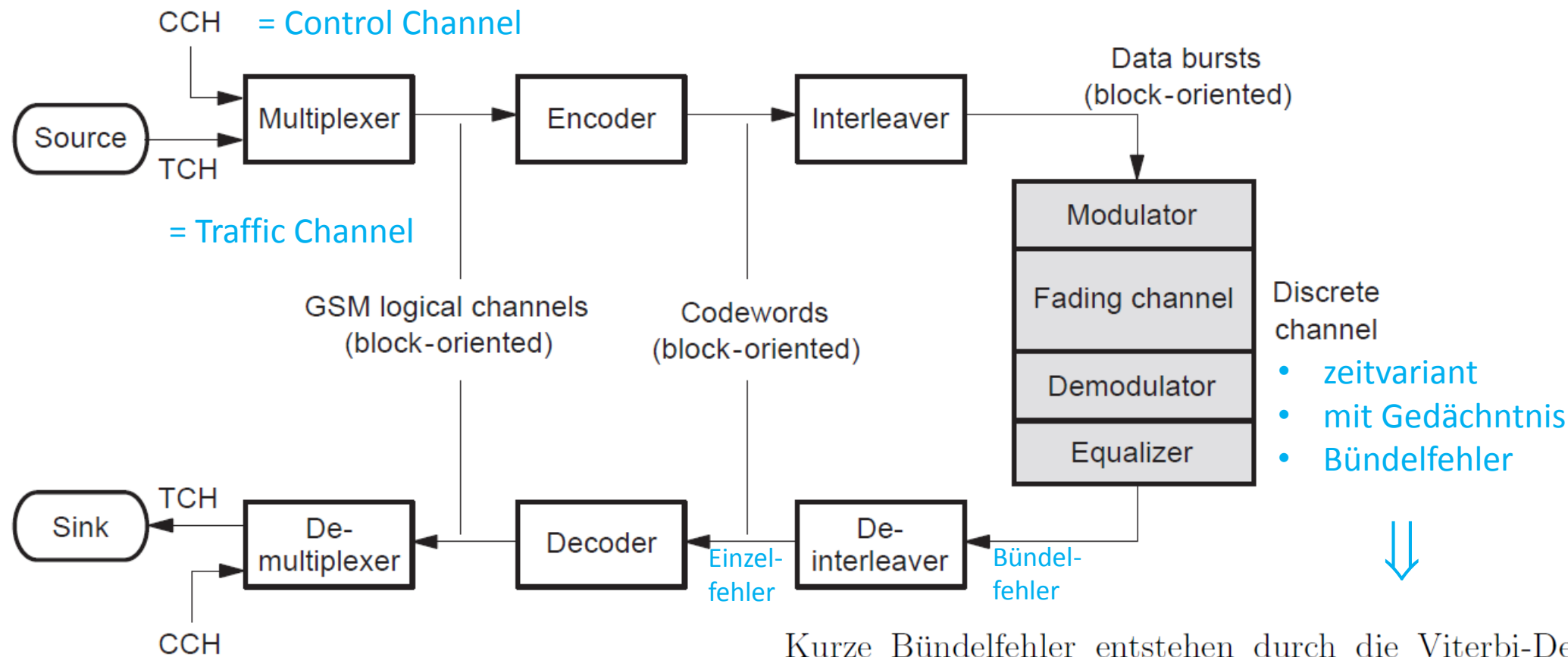


Bild 12.3. GSM-Übertragungssystem

Kurze Bündelfehler entstehen durch die Viterbi-Decodierung im MLSE-Entzerrer wie in Abschnitt 9.6 erklärt.

Lange Bündelfehler, auch über mehrere TDMA-Rahmen bzw. Datenbursts hinweg, können dadurch entstehen, daß der Mobilfunkkanal einen längeren tiefen Fadingeinbruch aufweist. Deshalb wird optional langsames *Frequen-cy Hopping* (Frequenzsprungverfahren) vorgesehen, bei dem die Trägerfrequenz bzw. das TDMA-System nach jedem Rahmen quasi zufällig gewechselt wird. In den meisten Fällen wird damit der Bündelfehler auf maximal einen TDMA-Rahmen bzw. einen Datenburst begrenzt.

H = halbierte Datenrate,
16 statt 8 Teilnehmer pro Frequenz

#Datenbursts
TCH/F: 22.8 kbit/s
TCH/H: 11.4 kbit/s



Der Datenstrom in den einzelnen logischen GSM-Kanälen ist blockorientiert und damit auch der in den Encoder einlaufende Datenstrom. Der Encoder besteht aus verschiedenen noch zu erklärenden Teil-Encodern. Die entstehenden Codeblöcke umfassen 228 oder 456 Codebits, d.h. die Länge der Codeblöcke beträgt ein ganzzahliges Vielfaches der Länge eines Datenbursts. Das Interleaving-Verfahren verspreizt einen Teil-Codeblock von 114 Bit auf 4 bis 19 Datenbursts, so daß nach dem Deinterleaver in den meisten Fällen ein näherungsweise gedächtnisloser Kanal mit Soft-Decision Output entsteht.

Traffic Channel: FS = Sprache normal
FH = Sprache halbierte Datenrate

Traffic Channel: {F,H}x.y = Daten

Control Channel: Reporte, Handover, SMS
Synchronisation
Erstzugriff

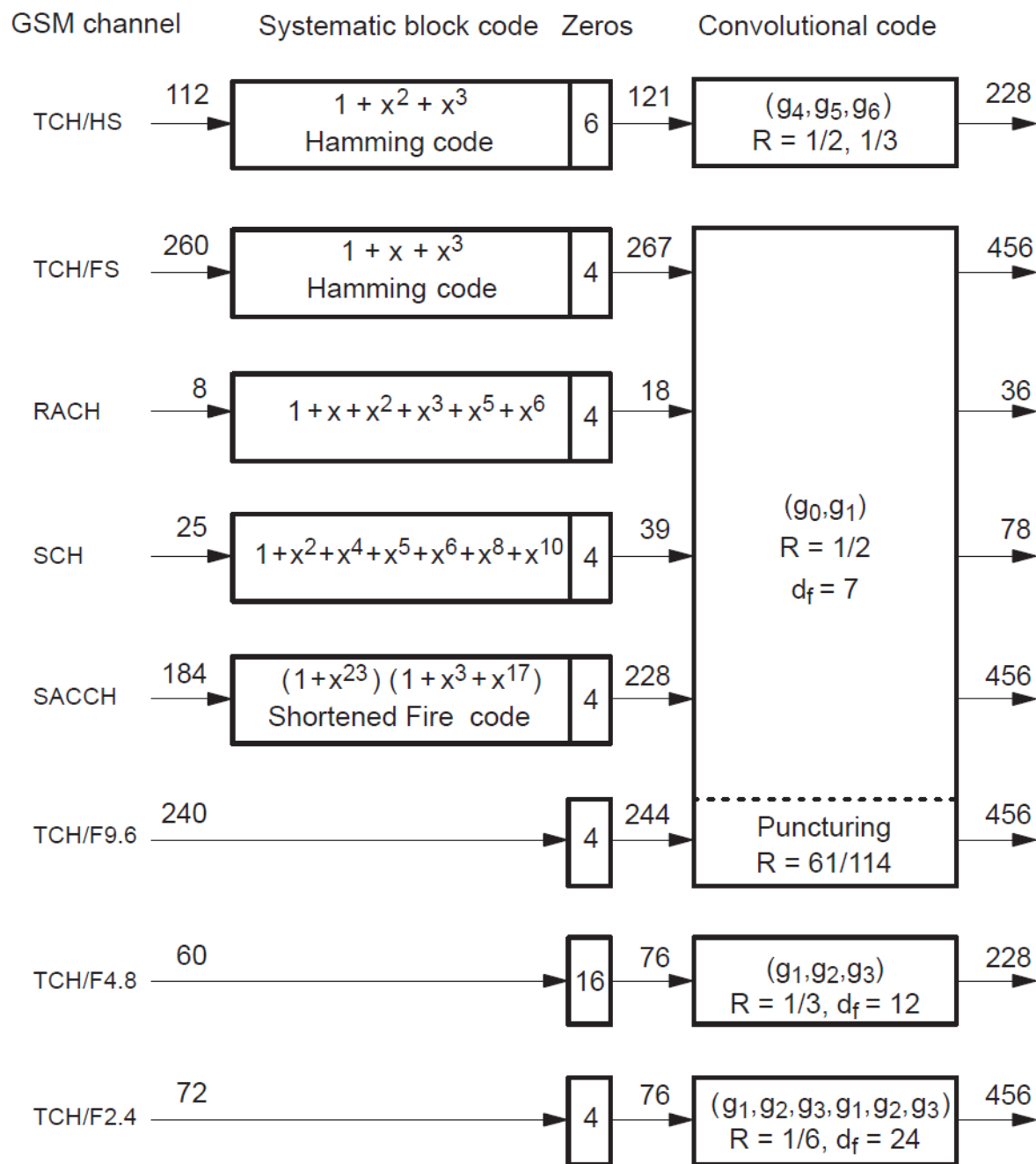
GSM logical channel	Information bits			Coding		Encoded bits		Interleaving
	Block duration [ms]	Block length	Data rate [kbit/s]	+Parity bits +Zeros	CC rate	Block length	Data rate [kbit/s]	Depth [Data bursts]
TCH/FS	20	260	13	+ 3 + 4	1/2	4 · 114	22,8	8
TCH/HS	20	112	5,6	+ 3 + 6	1/2, 1/3	2 · 114	11,4	4
TCH/F9.6	4 · 5	4 · 60	12	+ 0 + 4	61/114	4 · 114	22,8	19
TCH/F4.8	10	60	6	+ 0 + 16	1/3	2 · 114	22,8	19
TCH/H4.8	4 · 10	4 · 60	6	+ 0 + 4	61/114	4 · 114	11,4	19
TCH/F2.4	20	72	3,6	+ 0 + 4	1/6	4 · 114	22,8	8
TCH/H2.4	20	72	3,6	+ 0 + 4	1/3	2 · 114	11,4	19
SACCH		184		+40 + 4	1/2	4 · 114		4
SCH		25		+10 + 4	1/2	78		1
RACH		8		+ 6 + 4	1/2	36		1

Tabelle 12.3. Datenstruktur der logischen GSM-Kanäle

Überschlägige Kalkulation der Fehlerrate (stark vereinfacht)

Bei den Nutzkanälen werden Faltungs-Interleaver verwendet, die allerdings wesentlich komplizierter als bei Bild 11.2 aufgebaut sind und hier nicht im Detail erläutert werden können. Bei TCH/FS wirken die $456 = 4 \cdot 114$ Codebits auf jeweils 8 Datenbursts, so daß ein Datenburst jeweils 57 Codebits aus 2 Codeblöcken enthält. Der Totalverlust eines Datenbursts mit 50% Fehlerrate bewirkt nach dem Deinterleaver 2 Codeblöcke mit einer Fehlerrate von $57/456 \cdot 50\% = 6,25\%$. Bei TCH/HS beträgt die entsprechende Fehlerrate 12,5%. Bei den Datenkanälen wird ein stärkeres Interleaving vorgesehen, weil hier die Anforderungen an die Verzögerungszeit nicht so streng sind. Bei TCH/F9.6 wirkt ein Teil-Codeblock von 114 Codebits auf 19 Datenbursts bzw. ein kompletter Codeblock wirkt auf 22 Datenbursts, so daß beim Totalverlust eines Datenbursts etwa 5 bis 6 Codeblöcke jeweils eine Fehlerrate von $1/22 \cdot 50\% \approx 2,3\%$ aufweisen. Bei den Kontrollkanälen wird nur Block-Interleaving angewendet, so werden beispielsweise beim SACCH (Slow Associated Control Channel) die $456 = 4 \cdot 114$ Codebits auf 4 Datenbursts verteilt, was bei Totalverlust eines Datenbursts zu einer Fehlerrate von 12,5% führt.

PS. Das Interleaving-Verfahren für
TCH/HS ist unter meiner Mitarbeit
entstanden und spezifiziert worden



Die Struktur des GSM-Encoders zeigt Bild 12.4. Die Zahlen an den Pfeilen geben jeweils die Blocklängen an. Bei den meisten logischen Kanälen wird eine verkettete Codierung angewendet, die allerdings wie anfangs erwähnt ziemlich primitiv ist. Als äußerer Code wird ein Blockcode verwendet, danach werden m Nullen an den blockcodierten Block angehängt, die im nachfolgenden inneren Faltungscode mit der Gedächtnislänge m eine Terminierung bewirken, so daß auch die Codeverkettung einen Blockcode erzeugt. Die Faltungscode haben verschiedene Coderaten, nämlich $1/2$, $1/3$, $1/6$ sowie $61/114$ mit Punktierung. Die Gedächtnislänge beträgt bei TCH/HS $m = 6$ (64 Zustände), bei allen anderen logischen Kanälen immer $m = 4$ (16 Zustände). Die Faltungscode haben zwar eine maximale freie Distanz d_f , sind aber bezüglich einer geringen Anzahl von nächsten Nachbarn optimiert, um bei schlechten Kanälen einen möglichst großen Gewinn zu erreichen.

Am Eingang des Faltungs-Decoders liegt ein Kanal mit Einzelfehlern und Soft-Decision vor, so daß die Leistungsfähigkeit der Faltungscode voll ausgeschöpft werden kann. Nach der Faltungs-Decodierung entstehen erneut Bündelfehler, so daß der äußere Blockcode aufgrund seiner wenigen Prüfstellen und kurzen Blocklänge auf die Fehlererkennung oder allenfalls auf die Korrektur eines Bündelfehlers beschränkt bleibt.

Generator polynomials of convolutional codes

$$g_0(x) = 1 + x^3 + x^4$$

$$g_1(x) = 1 + x + x^3 + x^4$$

$$g_2(x) = 1 + x^2 + x^4$$

$$g_3(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4$$

$$g_4(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6$$

$$g_5(x) = 1 + x + x^4 + x^6$$

$$g_6(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^6$$

Bild 12.4. Struktur des GSM-Encoders

Details zu
den Sprach-Kanälen und
der empfangsseitigen
Handhabung

Bei den beiden Sprachkanälen wird das 64 kBit/s PCM-Signal (Pulsmodulation) in 20 ms Abschnitte von jeweils 1280 Bits zerlegt, die durch die Quellencodierung auf 260 (bei TCH/FS) bzw. auf 112 (bei TCH/HS) Infobits komprimiert werden. Diese Kompression geschieht allerdings nicht ausschließlich blockweise, da gewisse sich nur langsam ändernde Sprachparameter nur von Zeit zu Zeit übertragen werden. Für die Verständlichkeit der Sprache sind nicht alle Bits eines Infoblockes gleich wichtig, so daß verschiedene Klassen von Bits gebildet werden, die mit unterschiedlich starker Codierung versehen werden (UEP-Codierung, siehe Abschnitt 8.3). Die gesamte Verzögerungszeit bei der Übertragung von Sprache ist auf etwa 60 ms begrenzt, weil sich beim wechselseitigen Sprechen längere Verzögerungszeiten unangenehm bemerkbar machen würden. Zur Fehlererkennung ist ein einfacher Blockcode vorgesehen, der mit einem Hamming-Code realisiert wird. Auf erkannte Fehler reagiert der Sprachdecoder mit Maßnahmen zur Fehlerverschleierung (error concealment), d.h. Fehler sollen sich auf die Verständlichkeit der Sprache so wenig wie möglich auswirken. Beispielsweise kann es günstiger sein, einen stark gestörten Sprachparameter nicht mit einer relativ hohen Fehlerrate zu schätzen, sondern ihn vom vorangehenden 20 ms-Sprachabschnitt her zu extrapolieren.

TCH/FS (Vollraten-Sprachkanal): Für die UEP-Codierung wird ein ziemlich einfaches Verfahren benutzt: Die 260 Infobits werden in die 3 Klassen Ia (50 Bit), Ib (132 Bit) und II (78 Bit) aufgeteilt. Die Klasse II wird nicht codiert. Von Klasse Ia werden 3 Prüfbits mit einem Hamming-Code berechnet. Mit diesen 3 Prüfbits und 4 Nullen ergeben sich aus Klasse I insgesamt 189 Bits, die in einem terminierten Faltungs-Encoder in 378 Codebits umgesetzt werden. Zusammen mit den 78 uncodierten Bits der Klasse II ergeben sich 456 Codebits. Mit 3 Prüfbits werden etwa 7/8 aller Fehlermuster erkannt, darunter alle 1-Bit Fehlermuster. Da die Minimaldistanz des $(53, 50)_2$ -Codes nur 2 beträgt, sind jedoch schon alle 2-Bit Fehlermuster nicht garantiert erkennbar.

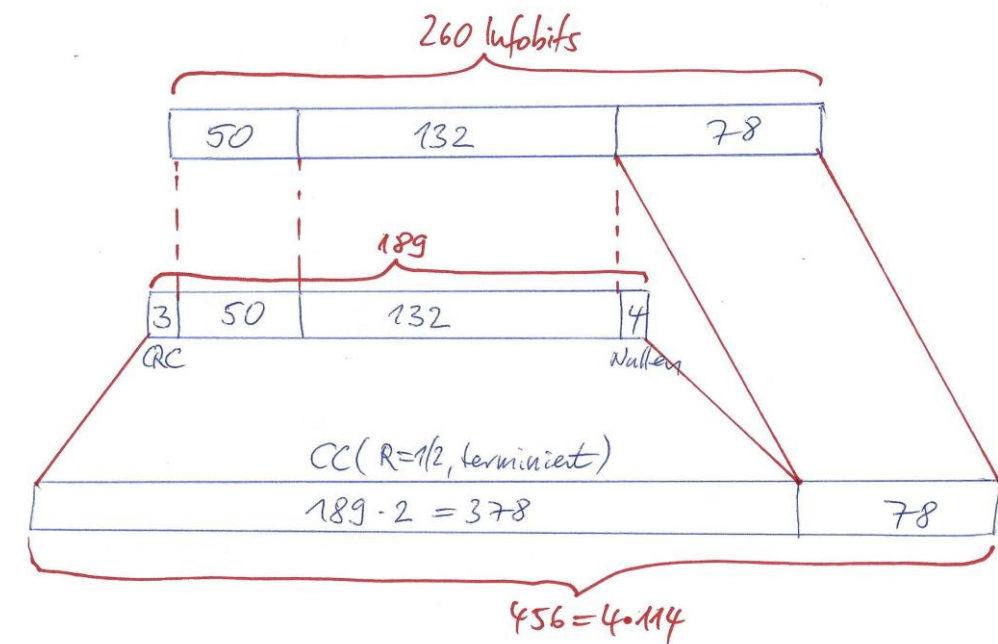


Bild: Primitive UEP-Codierung bei TCH/FS

TCH/HS (Halbraten-Sprachkanal): Die Entwicklung dieses Standards dauerte rund 6 Jahre von 1989 bis 1995, wobei am Ende die Entscheidung gegen eine echte RCPC-Codierung (siehe Abschnitt 8.3) fiel, so daß bei TCH/HS ein ähnlich primitives Codierungsverfahren mit 3 Klassen wie bei TCH/FS verwendet wird: Von den 112 Bits werden 17 Bits nicht codiert. Von den restlichen 95 Bits werden aus 22 Bits zunächst 3 Prüfbits berechnet. Hinzu kommen 6 Nullen für die Terminierung des Faltungscode. Für die $95 + 6$ Bits wird der $R = 1/2$ -Faltungscode mit $g_4(x)$, $g_6(x)$ verwendet und für die 3 Prüfbits wird der $R = 1/3$ -Faltungscode verwendet. Insgesamt entstehen also $(95 + 6) \cdot 2 + 3 \cdot 3 + 17 = 228$ Codebits.

Beim Verlust eines Datenbursts entsteht wie bei SACCH eine Fehlerrate von 12,5%, die wieder an der sinnvollen Grenze bei einem $R = 1/2$ -Faltungscode liegt. Ein nur geringfügig stärkeres Interleaving würde zu erheblichen Verbesserungen führen, aber aufgrund der Vorgaben an die Verzögerungszeit ist das hier ebenso wie bei TCH/FS ausgeschlossen. Bei TCH/HS wird viel Aufwand für die Erkennung von Fehlern und die entsprechenden Maßnahmen zur Fehlerverschleierung betrieben [128]. Dazu werden nicht nur die 3 Prüfbits, sondern auch die Viterbi-Metriken des Faltungs-Decoders ausgewertet.

Bei den beiden Sprachkanälen wird deutlich, daß die Sprach- und Kanalcodierung genau aufeinander angepaßt sind, wobei die Optimierung aber auf einer weitgehend subjektiven Bewertung der Sprachqualität bei ungestörten und gestörten Kanälen basiert (dafür sind allerdings genaue Rahmenbedingungen mit Testhörern festgelegt). Auch die Aufteilung von 22,8 kBit/s auf 13 kBit/s Quellencodierung und 9,8 kBit/s Redundanz für die Kanalcodierung bei TCH/FS (und entsprechend bei TCH/HS) ist eine Ermessensfrage, die davon abhängig ist, wie das Verhältnis von guten und schlechten Funkkanälen ausfällt – und zwar sowohl bezüglich ihrer Auftrittswahrscheinlichkeiten wie der Auswirkungen auf die Sprachqualität.

Einfluss der Interleaving-Tiefe

Mit einem stärkeren Interleaving würde bei schlechten Kanälen die Qualität steigen bzw. die Redundanz könnte reduziert werden, aber unter dem Diktat der knappen Verzögerungszeiten ist das unmöglich. In Abschnitt 11.1 wurde schon erwähnt, daß unter rein informationstheoretischen Aspekten das Interleaving kontraproduktiv ist, aber unter praktischen Gesichtspunkten ist das dagegen eine zentrale und notwendige Maßnahme bei Mobilfunk-Kanälen.

Offensichtlich existiert eine untere Grenze für die Infobitrate bei Mobilfunk-Kanälen, sofern die Coderate fixiert und das Interleaving zeitlich begrenzt wird. Fällt die Infobitrate bei eventuellen Viertel- oder Achtelraten-Kanälen unter diese Grenze, muß nach der Decodierung mit hohen Fehlerraten gerechnet werden, die nur dadurch vermieden werden können, daß der räumliche und frequenzmäßige Abstand zwischen den TDMA-Systemen vergrößert wird. Die reduzierte Datenrate kann also entgegen allen Erwartungen zu einer Verringerung statt zu einer Steigerung der Netzwerk-Kapazität führen.

Netzwerk-Kapazität

Fazit:

- Die einzelnen Verfahren beim GSM-Mobilfunk (Codierung, Interleaving, Entzerrung, Schätzung, etc.) sind nicht übermäßig anspruchsvoll, aber die Gesamt-Kombination ist trickreich.
- Das ist eine ähnliche Situation wie bei der Compact Disk Digital Audio.

Zusammenfassungen:

Aufgaben der Kanalcodierung bei GSM

- **Allgemeine Verbesserung der Übertragungsqualität**
Die Fehlerkorrektur-Fähigkeit des Codes überwiegt die höhere Fehlerwahrscheinlichkeit der Codebits
- **Schutz gegen Störungen, die unabhängig von der Sendeleistung sind**
Beispiele : Übersprechen, Fading
- **Schutz gegen zeitvariable Störungen**
Typisch : Fading-Einbrüche, die kurz gegenüber der Codeblocklänge und lang gegenüber der Symboldauer sind
- **Adaptiver Fehlerschutz**
UEP (unequal error protection) durch RCPC-Codes
- **Erzielung höchster Zuverlässigkeit**
- **Erkennung (anstelle Korrektur) von Fehlern**
- **Anpassung von Datenraten**

Pro/Con bei Faltungscodes = konvolutionelle Codes

Verwendung konvolutioneller Codes

- + Verarbeitung von Soft-Decision-Information (= kontin. Entzerrer-Ausgangssignal) ist problemlos
- + Erzeugung von Soft-Decision-Output ist mit Mehraufwand möglich (als Bit-individuelle Zuverlässigkeits-Information, für Bad-frame-Indication)
- + Variable Anpassung des Fehlerschutzes (UEP - RCPC) ist möglich mit wenig Mehraufwand in Encoder und Decoder
- Konv. Codes sind sinnvoll für zufällig verteilte Fehler (DMC)
 - Konvolutionelle Codes versagen bei hohen Fehlerraten (z.B. 10%, $R = 1/2$)

Terminierung konvolutioneller Codes

- + Aufgrund der Blockstruktur ist die Decodierung der Codeblöcke unabhängig voneinander
- + Geringste Verzögerungszeit : Nach Empfang eines Codeblocks ist unmittelbar die komplette Decodierung möglich
- Pro Codeblock sind nM Bit zur Terminierung erforderlich (Rate = k/n , M = Encoder-Gedächtnis)

Ursprünglich angedachte kombinierte Kanal- und Quellencodierung für die Weiterentwicklung des Mobilfunks durch Erweiterungen der Viterbi-Metrik – aber von VoIP überrollt!

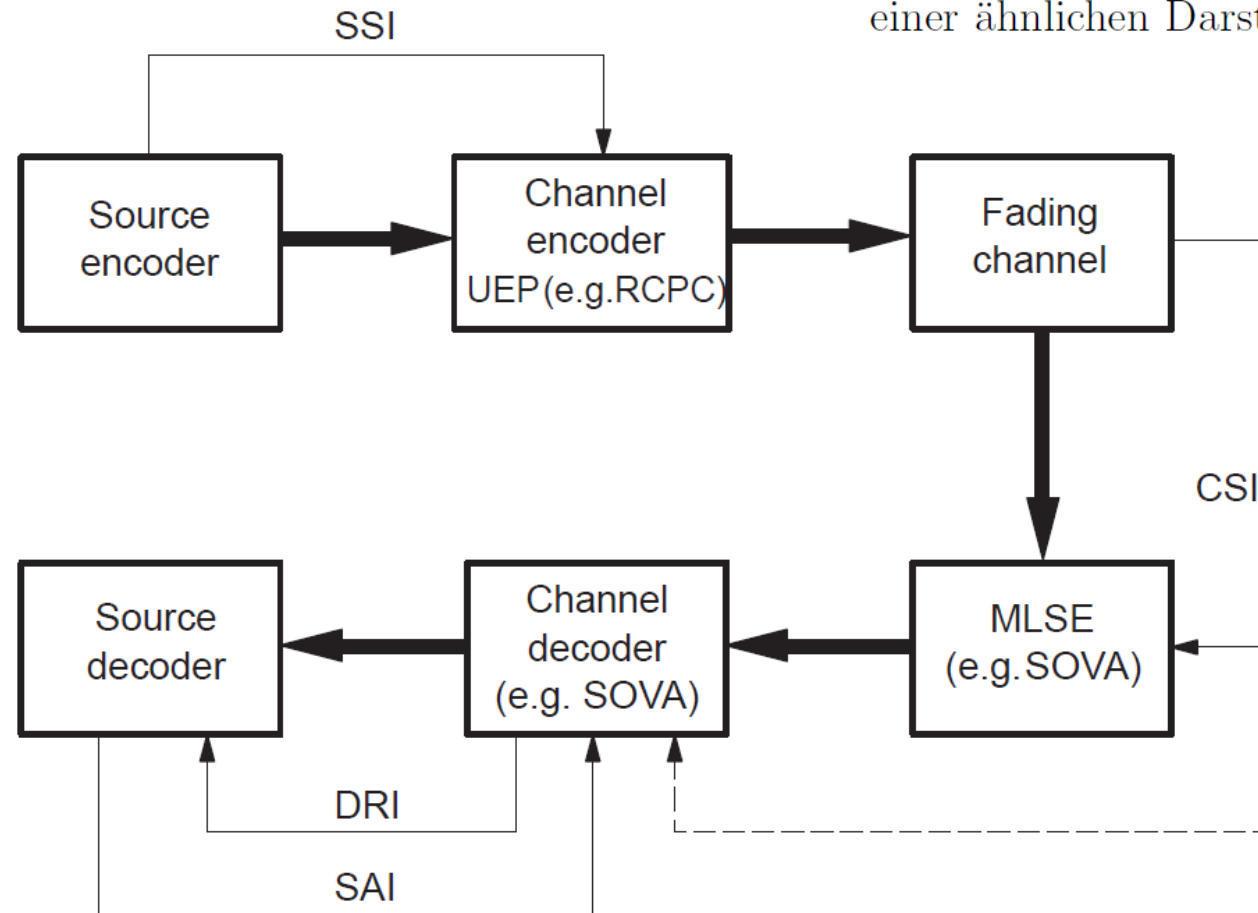
Die vorangehenden Überlegungen zum GSM-Standard haben sehr deutlich gezeigt, daß die Kanal- und Quellencodierung in enger Wechselwirkung zueinander stehen. Nach dem bereits in Abschnitt 1.2 erwähnten Separationsprinzip der Shannon'schen Theorie sind beide Codierungen unter rein informationstheoretischen Aspekten unabhängig voneinander und können getrennt ausgeführt werden. Allerdings werden dabei die praktisch außerordentlich wichtigen Aspekte der Übertragungsverzögerung und des Realisierungsaufwandes sowie die besonderen Eigenschaften des Mobilfunk-Kanals nicht berücksichtigt.

Bei den bisher bekannten Verfahren zur Quellencodierung, insbesondere bei Sprache, werden keine quasi statistisch unabhängigen Bits erzeugt, sondern es verbleiben mehr oder weniger starke Restkorrelationen im komprimierten Signal. Die quellenkodierten Bits sind von unterschiedlicher Wichtigkeit für die Sprachqualität und somit ist ein unterschiedlich starker Schutz durch die Kanalcodierung angebracht, damit die Redundanz so sparsam wie möglich kalkuliert werden kann. Hinzu kommen die sehr diffizilen Möglichkeiten zur Fehlerverschleierung, d.h. zur Reaktion bei erkannten Fehlern oder bei unzuverlässig erscheinenden Empfangswerten.

Diesen Text habe ich 1995 geschrieben.

Im Prinzip stimmen diese Aussagen immer noch – aber gehen dennoch an der Weiterentwicklung der (mobilen) Kommunikation völlig vorbei.

Alle bekannten Möglichkeiten zur Optimierung durch aufeinander abgestimmte Kanal- und Quellencodierung werden in Bild 12.5 zusammengefaßt, die zwar über die beim GSM-Mobilfunk verwendeten Methoden weit hinausgehen, aber bei zukünftigen Mobilfunksystemen möglicherweise gewinnbringend eingesetzt werden können. Das Bild und die verwendeten Begriffe basieren auf einer ähnlichen Darstellung von J.Hagenauer in [111]. (1993 veröffentlicht)



SSI = Source Significance Information
 UEP = Unequal Error Protection
 RCPC = Rate Compatible Punctured Conc.Code
 CSI = Channel State Information
 MLSE = Maximum Likelihood Sequence Estimation
 SOVA = Soft Output Viterbi Algorithm
 DRI = Decoder Reliability Information
 SAI = Source Aposteriori Information

Eine eindrucksvolle Demonstration welchen Ausbau das Konzept der Viterbi-Metrik erlaubt!

Bild 12.5. Übertragungssystem mit gemeinsamer Kanal- und Quellencodierung

Die UEP-Kanalcodierung (Unequal Error Protection) erfolgt mit unterschiedlichen Coderaten in Abhängigkeit von der Wichtigkeit der einzelnen Bits am Ausgang des Quellen-Encoders. Eine besonders aufwandsgünstige Methode stellen die RCPC-Codes (Rate Compatible Punctured Convolutional Code) dar. Die UEP-Codierung kann entweder statisch mit einem für jeden Block gleichen Codierungsschema erfolgen, oder aber dynamisch, indem der Kanal-Encoder per SSI (Source Significance Information) individuell vom Quellen-Encoder gesteuert wird.

Alle statischen Eigenschaften der Kanal- und Quellencodierung sind natürlich empfangsseitig als bekannt vorauszusetzen. Im Empfänger steht Kanalzustandsinformation CSI (Channel State Information) zur Verfügung, wie es beispielsweise bereits für langsames Rayleigh-Fading in den Abschnitten 11.2 und 11.3 sowie für den ISI-Kanal in den Abschnitten 11.4 und 11.5 angenommen wurde. Der per Viterbi-Algorithmus realisierbare MLSE-Entzerrer (Maximum-Likelihood Sequence Estimation) generiert Soft-Output, was ein nachfolgender Faltungs-Decoder für RCPC-Codes vorteilhaft auswerten kann. Dabei erfolgt die Realisierung des Kanal-Decoders natürlich wieder mit dem Viterbi-Algorithmus, wobei der hier erneut generierte Soft-Output als DRI (Decoder Reliability Information) bezeichnet wird und Maßnahmen zur Fehlerverschleierung im Quellen-Decoder erlaubt.

In [111] wird das Konzept der Source Apriori / Aposteriori Information (SAI) sowie der *quellengesteuerten Kanal-Decodierung* eingeführt. Dabei werden dem Kanal-Decoder alle statischen und dynamischen Informationen über das quellencodierte Signal wie beispielsweise Restkorrelationen und Mittelwerte verfügbar gemacht. Per SAI teilt der Quellen-Decoder dem Kanal-Decoder mit, mit welcher Wahrscheinlichkeit das nächste Bit 0 oder 1 ist, denn unter der Voraussetzung, daß die vorangehenden Werte richtig decodiert wurden, sind bei verbleibenden Restkorrelationen im quellencodierten Signal die einzelnen Bits nicht exakt gleichmäßig mit jeweils 50% Auftrittswahrscheinlichkeit verteilt. Diese Informationen fließen über eine zusätzliche Gewichtung der Viterbi-Metrik in einen modifizierten Viterbi-Algorithmus ein.

Diese Konzepte sind in den auf GSM folgenden Mobilfunk-Generationen nie zur Anwendung gekommen (abgesehen von den Quellen-unabhängigen Komponenten CSI und SOVA).

Warum nicht?

- Es gibt keine getrennten Netze für Sprache und Daten mehr, Sprache wird in IP-Paketen übertragen (VoIP).
- Im Mobilfunk dominiert immer mehr Datenverkehr, somit machen Verbesserungen wenig Sinn die ausschließlich für Sprachübertragung anwendbar sind.
- Jedes IP Paket muss für sich allein „lebensfähig“ sein, der Source encoder/decoder kann auch einer Anwendungsschicht anstelle dem Mobilfunksystem zugeordnet sein.