



TD-SCDMA: Codierung, Kanalcodierung und Modulation

Daniel Alfsmann

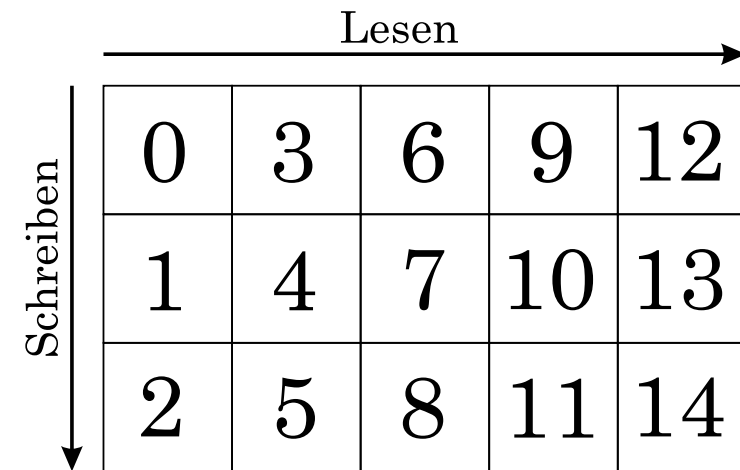
- 1 Codierung**
- 2 Kanalcodierung**
- 3 Spreizung und Verwürfelung**
- 4 Modulation**





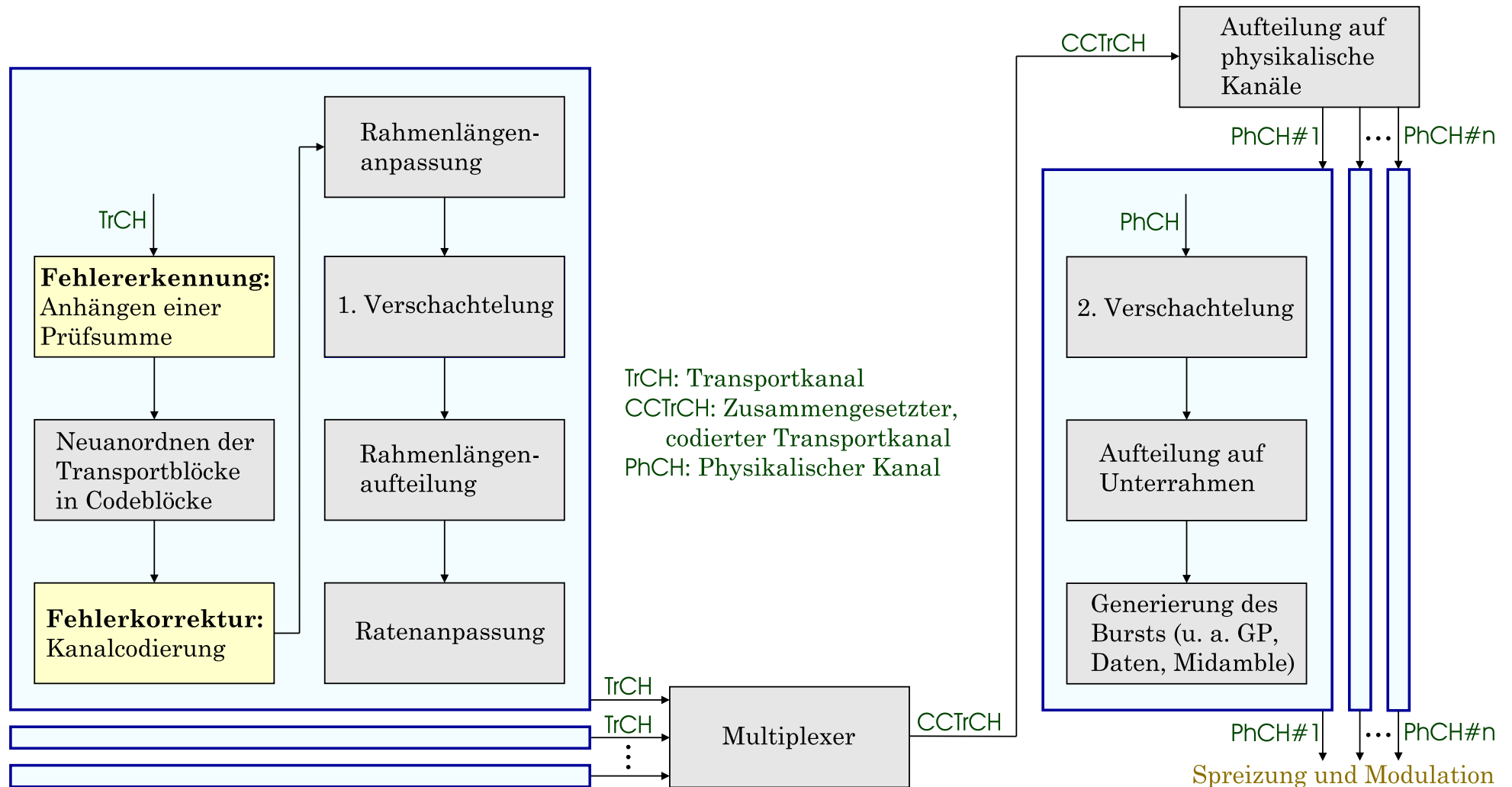
Allgemein: *Interleaver* (Verschachteler)

- Speicher, in den in anderer Reihenfolge geschrieben als ausgelesen wird
- Auch als *Codespreizung* interpretierbar
- Verschiedene mögliche Verschachtelungsschemata, z. B.
 - *Blockinterleaver* (zweimaliges Auftreten im Codierschema der Transportkanäle)
 - *Zufallsinterleaver* (als ein wesentlicher Bestandteil des Turboencoders)
- Spreizung von Bündelfehlern in Einzelfehler (⇒ Sehr wichtig bei Faltungscodierern)
- Einfügen einer (zusätzlichen) Verzögerung in das System (mit der Größe der Gesamtzahl der Speicherelemente des Interleavers)



Blockinterleaver

- Blockinterleaver: *Interleavingtiefe* (Anzahl der Spalten) gibt den Abstand von ursprünglich benachbarten Symbolen an





Grundlegende Konzepte der Kanalcodierung

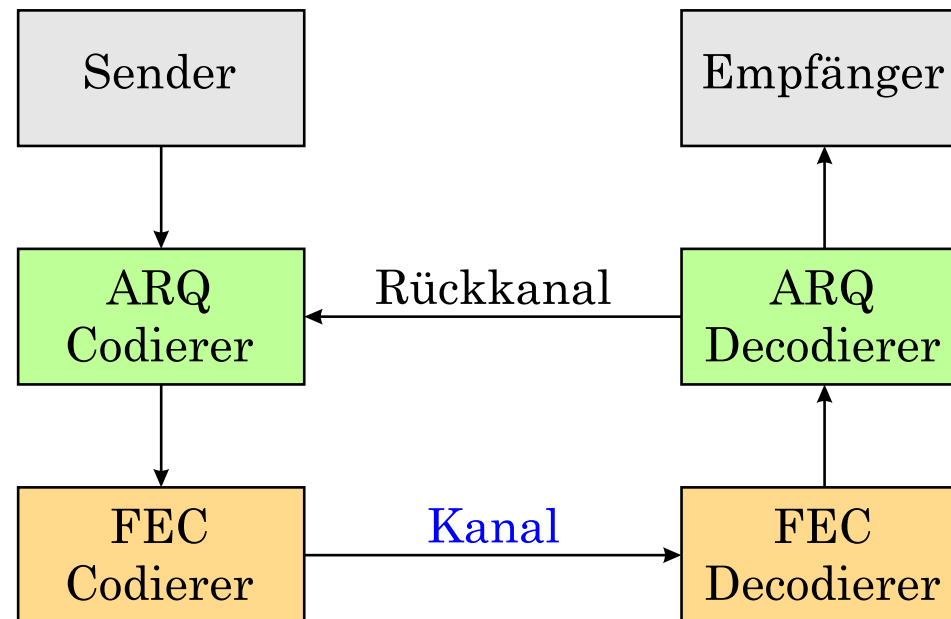
- *ARQ-Verfahren* (**A**utomatic **R**epeat **R**equest)
 - Fehlererkennung: Bei aufgetretenen Fehlern Aufforderung zum erneuten Senden
 - Hoher Datendurchsatz bei guter Kanalqualität
 - Extrem niedrige Restbitfehlerwahrscheinlichkeiten erzielbar
 - Sehr niedriger Datendurchsatz bei schlechter Kanalqualität
 - Rückkanal erforderlich / wird beansprucht
 - Verzögerungszeit kann stark schwanken
- *FEC-Verfahren* (**F**orward **E**rror **C**orrection)
 - Fehlerkorrektur: Beseitigung der Übertragungsfehler im Empfänger
 - Kein Rückkanal erforderlich / wird nicht beansprucht
 - Konstanter Datendurchsatz
 - Konstante Verzögerungszeit
 - Hohe Redundanz erforderlich
 - Restfehler kann unbeeinflussbar zurückbleiben und ist von Kanalqualität abhängig



Kanalcodierung



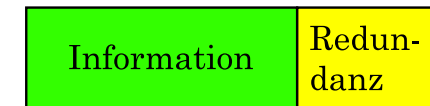
⇒ Beste Effizienz: Sinnvolle Kombination beider Konzepte



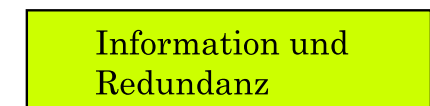


Allgemeine Eigenschaften von Codes

- Anordnung von Information und Redundanz:
 - *Systematische Codes*: Anhängen der Prüfbits an die Informationsbits \Rightarrow Eindeutige Trennung von Informations- und Prüfbits
 - *Nicht-systematische Codes*: Datenstrom wird komplett neu gebildet \Rightarrow Keine Trennung zwischen Informations- und Prüfbits möglich
- Bei allen hier vorgestellten Codes: Modulo-2-Arithmetik
- Leistungsfähigkeit des Codes bestimmt durch
 - Distanzeigenschaften: Fähigkeiten zur Fehlererkennung und/oder -korrektur
 - Coderate $R = \frac{\text{Informationsbits}}{\text{Ausgabebits}}$: Angabe, welche Nettodatenrate für die Information verbleibt



Systematische Codes



Nicht-systematische Codes



TD-SCDMA: Prüfsummenbildung (*CRC-Code: Cyclic Redundancy Check*)

- Zyklischer, systematischer Code
- Nur zur Fehlererkennung verwendet (ARQ-Verfahren)
- Sehr geringe Redundanz (Coderate $R \approx 1$)
- Realisierung durch rückgekoppeltes Schieberegister
- Verwendete Generatorpolynome
 - 24 Bit Prüfsumme: $g_{24}(x) = x^{24} + x^{23} + x^6 + x^5 + x + 1$
 - 16 Bit Prüfsumme: $g_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (CRC-CCITT)
 - 8 Bit Prüfsumme: $g_8(x) = x^8 + x^7 + x^4 + x^3 + x + 1$
- Sehr gute Erkennung von Bündelfehlern
- Unzureichende Erkennung von Einzelfehlern





Allgemein: Faltungscodierung

- Verfahren zur Fehlerkorrektur im Empfänger (FEC-Verfahren)
- (Effiziente) Faltungscodes treten nur in zwei grundlegenden Kombinationen auf:
 - *Nichtsystematische nichtrekursive Faltungscodes (NSC-Codes)*
 - ◇ Da NSC-Codes die am häufigsten verwendeten sind, versteht man unter „Faltungscodes“ meist einen NSC-Code
 - ◇ Bei nichtrekursiven Faltungscodes sind nur die nichtsystematischen effizient
 - *Systematische rekursive Faltungscodes (RSC-Codes)*
 - ◇ Lassen sich aus NSC-Codes ableiten
 - ◇ Besitzen Eigenschaften eines allgemeinen rekursiven Systems: Unendliche lange Impulsantwort, Stabilitätsproblematik (hier: dauerhafte Fehlerzustände)
- Sehr gute Korrektur von Einzelfehlern (unkorreliert)
- Ungeeignet zur Korrektur von Bündelfehlern (\Rightarrow Interleaver erforderlich)

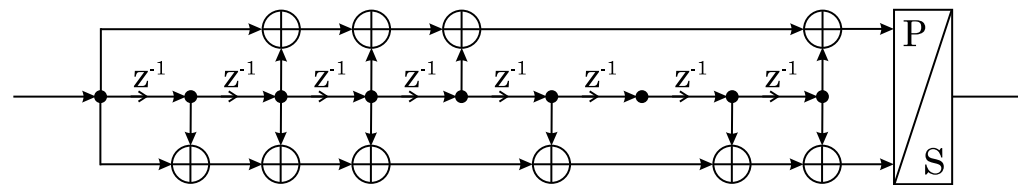
\Rightarrow CRC-Code hat genau das umgekehrte Leistungsverhalten, gute gegenseitige Ergänzung



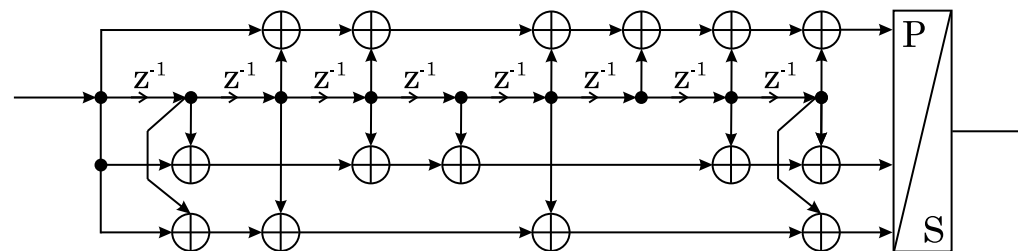


TD-SCDMA: Faltungscodierung

- Zwei wählbare Coderaten: $R = 1/2$ und $R = 1/3$
- NSC-Code mit Verknüpfungslänge $s = 9$
- Blockbegrenzung (*terminierter Faltungscode*)
 - Vorinitialisierung aller Speicher mit 0
 - Anhängen von $s - 1 = 8$ Abschlussbits vom Wert 0 **vor** der Durchführung



Faltungscodierer mit Coderate $R = 1/2$

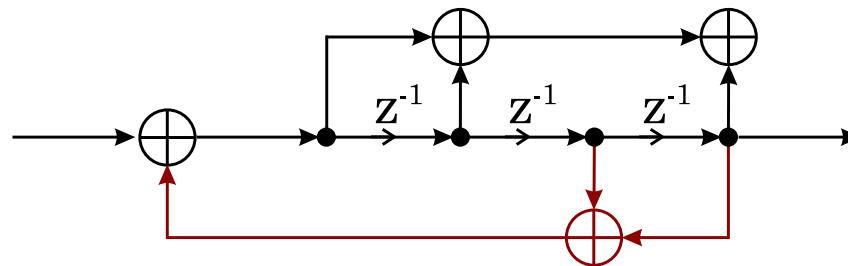


Faltungscodierer mit Coderate $R = 1/3$



TD-SCDMA: Turbocodierung

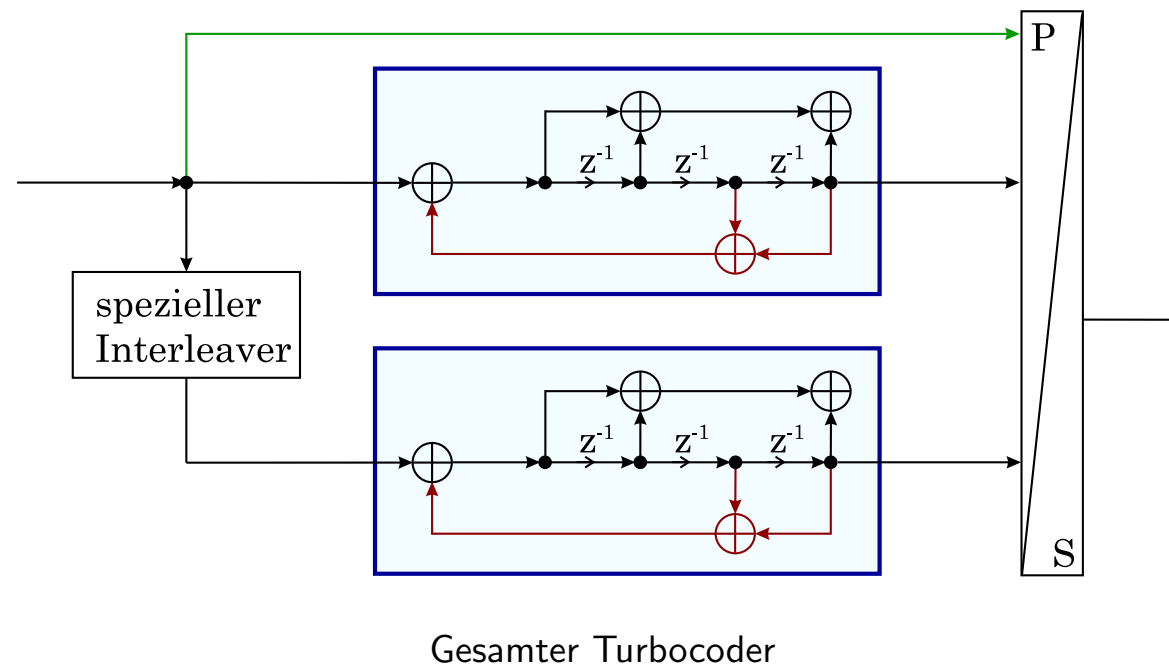
- *Parallele Codeverkettung* von RSC-Codes
 - Mehrere Faltungscodierer arbeiten parallel mit „ähnlichen“ Eingabedaten
 - Verwendung einfacher Teilcodes (Rechenleistung)
⇒ Gesamtsystem ist effizienter als Teilsysteme
- Teilcodes
 - RSC-Code mit Verknüpfungslänge $s = 4$
 - Vorinitialisierung aller Speicher mit 0
 - Anhängen von $s - 1 = 3$ Abschlussbits vom Wert 0 **vor** der Durchführung



RSC-Code als Teilcode des Turbocoders

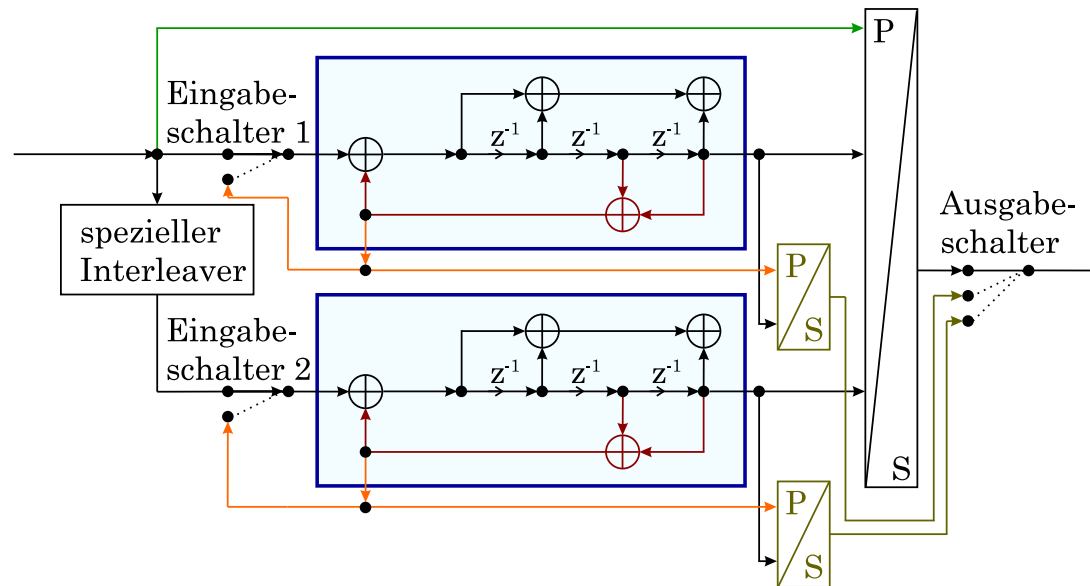


- Neben den RSC-Codes ist auch der (gesamte) Turbo-Code ein systematischer Code
- Zwischen den Eingängen der beiden RSC-Codes verändert ein speziell entworfener Zufalls-Interleaver die Eingabedaten (Ursache für die Effizienz des Verfahrens)
- Extreme Effizienz des Turbo-Codes in Bezug auf Annäherung an die Kanalkapazität nach SHANNON (im üblichen Bereich von Signal-Geräusch-Abständen ist er wesentlich besser als alle anderen bekannten Codierverfahren)





TD-SCDMA: Ablauf der Blockbegrenzung des Turbocoders



- Ausgabeschalter wird in die mittlere Stellung gebracht
- Erste 3 Abschlussbits beenden den Codiervorgang am ersten RSC-Codierer, während die Rückkopplung an dessen Eingang durch den ersten Eingabeschalter aktiviert ist
- Ausgabeschalter wird in die untere Stellung gebracht
- Letzte 3 Abschlussbits beenden den Codiervorgang am zweiten RSC-Codierer, während die Rückkopplung an dessen Eingang durch den zweiten Eingabeschalter aktiviert ist



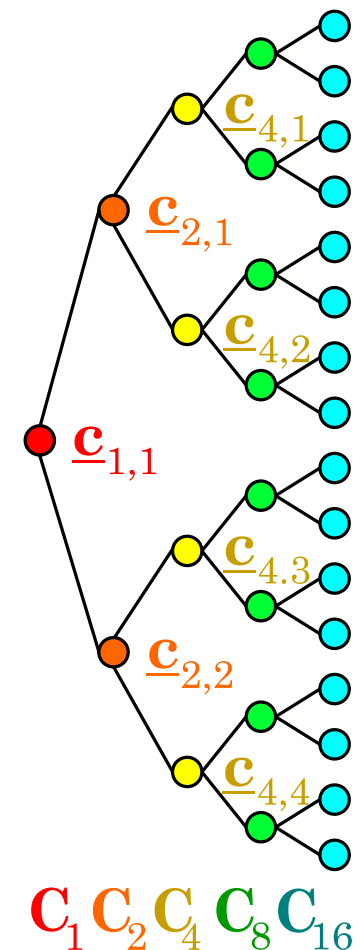
Spreizung und Verwürfelung



Allgemein: *OVSF-Codes* (**O**rthogonal **V**ariable **S**preading **F**actor)

- CDMA: $F_S = F_C/Q$, wobei Chiprate meist vorgegeben
- Auch bei verschiedenen **gleichzeitig** verwendeten Spreizfaktoren Q orthogonal (wenn nur ein Knoten pro Pfad im *Codebaum* genutzt)
- Satz \mathbf{C}_Q von Spreizcodes, $Q = 2^n$, $n \in \mathbb{N}_0$, Darstellung als quadratische Generatormatrix der Dimension $[Q \times Q]$
 - Besteht aus Q Spreizcodes \underline{c} (Zeilenvektoren)
 - Spreizcodes \underline{c} haben Länge von Q Chips (Spalten)
- Rekursive Konstruktion des Satzes \mathbf{C}_Q von Spreizcodes aus dem Satz $\mathbf{C}_{Q/2}$ von Spreizcodes (Walsh-Sequenzen von $\underline{c}_{1,1} = [1]$)

$$\mathbf{C}_Q = \begin{bmatrix} \underline{c}_{Q,1} \\ \underline{c}_{Q,2} \\ \vdots \\ \underline{c}_{Q,Q-1} \\ \underline{c}_{Q,Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{c}_{Q/2,1} & \underline{c}_{Q/2,1} \\ \underline{c}_{Q/2,1} & -\underline{c}_{Q/2,1} \\ \vdots & \vdots \\ \underline{c}_{Q/2,Q/2} & \underline{c}_{Q/2,Q/2} \\ \underline{c}_{Q/2,Q/2} & -\underline{c}_{Q/2,Q/2} \end{bmatrix}$$



OVSF-Codebaum

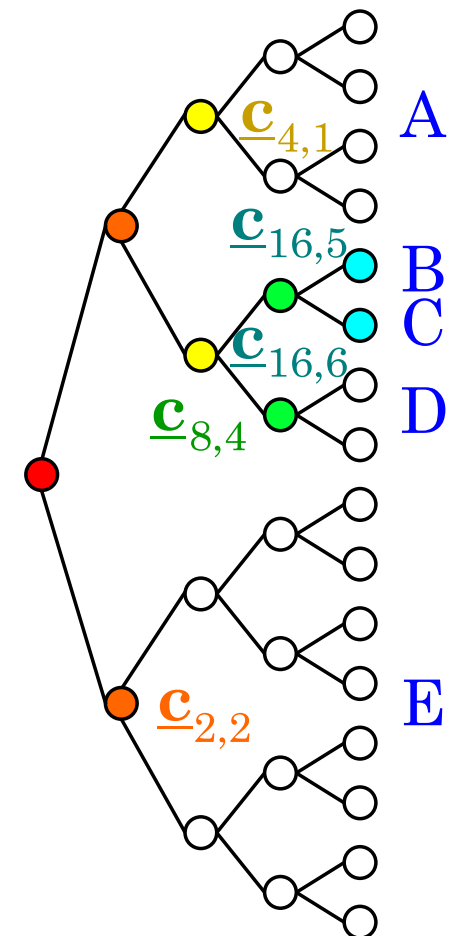
Spreizung und Verwürfelung



Beispiel: Codespreizung mit unterschiedlichen Spreizfaktoren

- Annahme: Teilnehmer bekommen physikalische Kanäle mit unterschiedlichen Spreizfaktoren Q (und damit auch unterschiedliche Symbolraten F_S) zugewiesen
- Orthogonalität ist eingehalten, da auf einem Pfad im Codebaum jeweils nur ein Knoten verwendet wird

PhCH	Q	\underline{c}
A	4	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]$
B	16	$[1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$
C	16	$[1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1]$
D	8	$[1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1]$
E	2	$[1 \ -1]$



Reduzierter OVSF-Codebaum

⇒ Anzahl der insgesamt verfügbaren Spreizcodes ist **nicht konstant**, sondern hängt von den vergebenen Spreizcodes ab





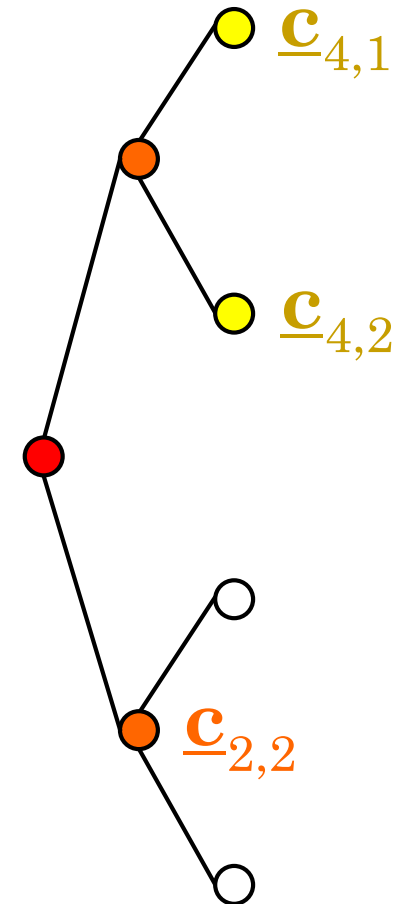
Beispiel: Überprüfung der Orthogonalität von OVSF-Codes

- Annahmen
 - Zwei physikalische Kanäle mit $Q = 4$
 - Ein physikalischer Kanal mit $Q = 2$
- Dazu benötigte Spreizcodes
$$\underline{c}_{4,1} = [1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad \underline{c}_{4,2} = [1 \ 1 \ -1 \ -1] \quad \underline{c}_{2,2} = [1 \ -1]$$
- Überprüfung der Orthogonalität aller Spreizcodes untereinander

$$\underline{c}_{4,1} \underline{c}_{4,2}^T = 1 + 1 - 1 - 1 = 0$$

$$\underline{c}_{4,1} \begin{bmatrix} \underline{c}_{2,2} & \underline{c}_{2,2} \end{bmatrix}^T = 1 - 1 + 1 - 1 = 0$$

$$\underline{c}_{4,2} \begin{bmatrix} \underline{c}_{2,2} & \underline{c}_{2,2} \end{bmatrix}^T = 1 - 1 - 1 + 1 = 0$$



Reduzierter OVSF-Codebaum





TD-SCDMA: OVVSF-Codes

Strecke	Q	F_S [kSym/s]	F_B [kBit/s]	Symbole pro Datenfelder pro Burst	Datenrate pro PhCH [kBit/s]
↓ ↑	1	1280	2560	352	281,6
↑	2	640	1280	176	140,8
↑	4	320	640	88	70,4
↑	8	160	320	44	35,2
↓ ↑	16	80	160	22	17,6

- Abwärtsstrecke benötigt eigentlich gar keine Spreizung ($Q = 1$), da hier nur ein Sender vorhanden; Gründe für Empfehlung zu $Q = 16$:
 - Nur so unterschiedliche Leistungsanpassung/Beamforming pro PhCH möglich
 - Mobilstationen kleinerer Übertragungs- und Rechenleistung müssen nicht den gesamten Datenstrom verarbeiten
- Transformation in komplexwertigen OVVSF-Code: Chips des Spreizcodes \underline{c}^T werden durch Multiplikation mit j^q , $q \in \{1, \dots, Q\}$ abwechselnd imaginär und reell





TD-SCDMA: Verwürfelungscodes

- Verwürfelung nach Spreizung (deshalb Verarbeitung von Chips)
- Verwürfelungscode: *PN-Sequenz* (**P**seudo **N**oise)
 - Verbesserung statistischer Eigenschaften der Sendechips: Entfernen von Korrelationen der Sendechips untereinander
 - Nur quasi-zufällig, da **Länge endlich** \Rightarrow Dekorrelation nicht perfekt
 - Unterscheidung unterschiedlicher Zellen (Basisstationen) voneinander
- Es gibt 128 verschiedene zellenspezifische Verwürfelungscodes \underline{v} , die tabellarisch im Standard aufgeführt sind; für alle gilt:
 - reellwertig und binär: $v_\mu \in \{-1, 1\}$
 - Länge von 16 Chips
- Interpretation der Kombination von Spreizcode \underline{c} und zellenspezifischem Verwürfelungscode \underline{v} als Benutzer- und zellenspezifischen Spreizcode \underline{s}

$$s_p = j^{[1+(p-1)\bmod Q]} \cdot c_{[1+(p-1)\bmod Q]} \cdot v_{[1+(p-1)\bmod 16]}$$

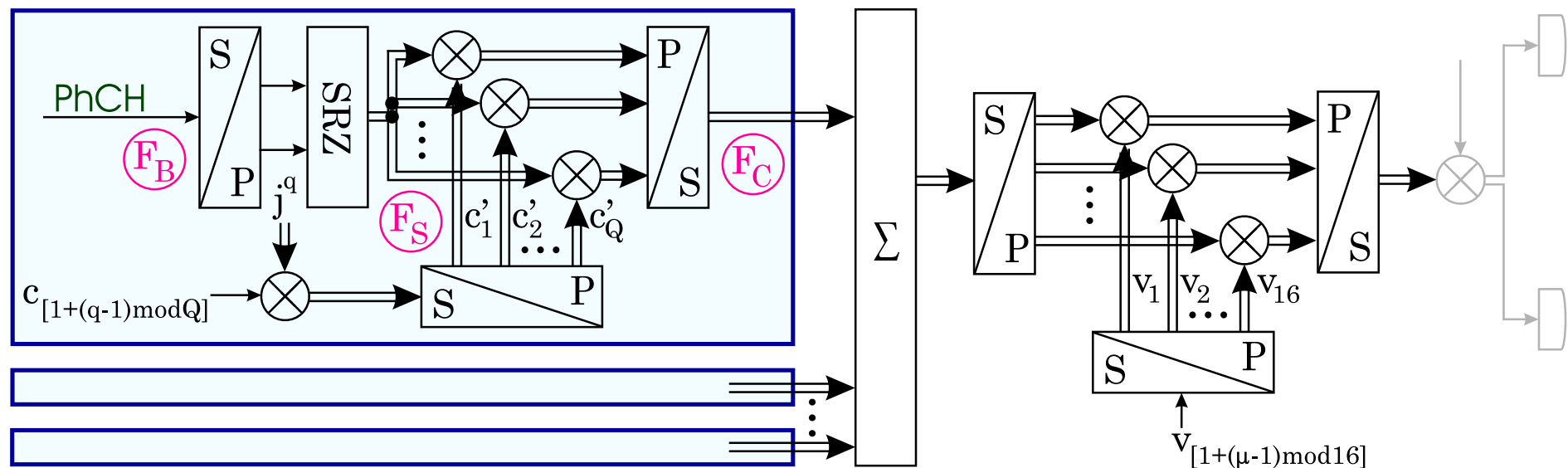


Spreizung und Verwürfelung



TD-SCDMA: Spreizung, Zusammenfügen und Verwürfelung der physikalischen Kanäle

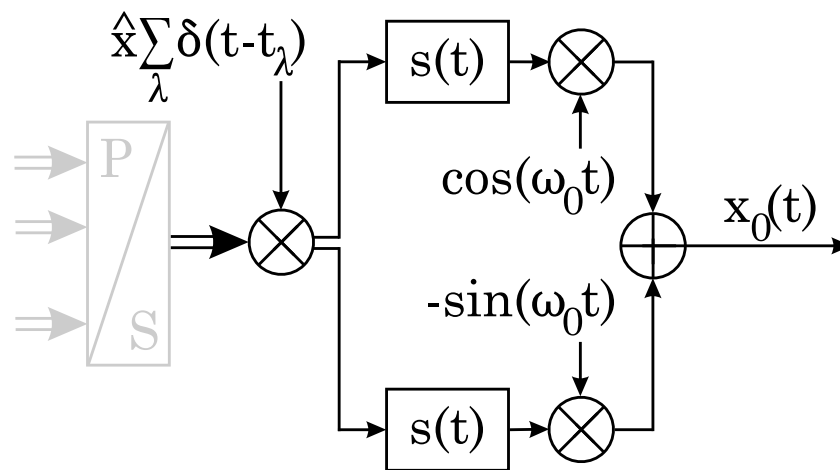
- Zusammenfügen von zwei aufeinanderfolgenden Bits (mit Bitrate F_B) des PhCH
- *Signalraumzuordnung* (QPSK) in (noch ungespreizte) Symbole (mit Symbolrate F_S)
- Spreizung der Symbole mit dem Spreizcode \underline{c} in Chips (mit Chiprate F_C)
- Zusammenfügen verschiedener PhCH (desselben CCTrCH, sonst nach Modulation)
- Blockbildung in 16 Chips und Verwürfeln mit dem Verwürfelungscode \underline{v}



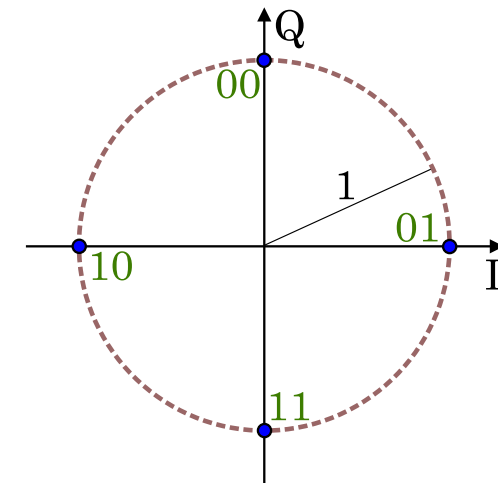


Modulator

- Gewichtung von Impulskamm mit zu sendenden Chips
- Aufteilung der komplexen Chips in Inphase- und Quadratur-Komponente
- Impulsformfilterung durch *Wurzel-Kosinus-Rolloff-Filter* $s(t)$ mit Rolloff-Faktor $r = 0,22$
- *Quadraturamplitudenmodulation* mit der Trägerschwingung ω_0



Struktur des Modulators



Signalraumzuordnung

⇒ QPSK mit Kosinus-Rolloff-Impulsformung (Signalraumzuordnung vor Spreizung)



Diskussion des eingesetzten Modulationsverfahrens

- Lineare Modulationsart (nur Signalraumzuordnung nichtlinear, was keine Bedeutung für die Linearität hat)
- Annähernd konstante Einhüllende (\Rightarrow Nichtlineare Leistungsverstärker)
- Definierte Bandbegrenzung

- Theoretische Bandbreite eines (Zellen-)Kanals (mit Chiprate $F_C = 1,28$ Mcps)

$$B = (1 + r)F_C = 1,5616 \text{ MHz}$$

- Aufgrund endlicher Impulsformungsfilter Bandbreitenbegrenzung nicht exakt zu realisieren; Festgelegter Kanalabstand von 1,6 MHz zeigt jedoch die Perspektive auf nahezu perfekte Implementierungen





Gegenüberstellung der Kosinus-Rolloff-Impulsformung mit anderen Impulsformungen

- Alle anderen aus der Vorlesung bekannten, in Bezug auf das *1. NYQUIST Kriterium* geeigneten Impulsformungen besitzen keine definierte Bandbegrenzung und zeigen ein viel schlechteres spektrales Verhalten

⇒ Aufgrund gewünschter niedriger Kanalabstände indiskutabel

Gegenüberstellungen der QPSK mit anderen digitalen Modulationsarten

- Höherwertigere lineare Modulationsarten
 - Größeres Signal-Geräusch-Verhältnis erforderlich (ungünstig für Mobilfunk)
 - Höhere spektrale Effizienz Γ_s
- BPSK/ASK (niederwertigste lineare Modulationsart)
 - Halbierte spektrale Effizienz Γ_s bei nur unwesentlich geringeren Anforderungen an das Signal-Geräusch-Verhältnis





- Nichtlineare Modulationsarten (z. B. GMSK \Rightarrow GSM)
 - Keine brauchbare Option auf höherwertigere Modulationsarten verfügbar (Bandbreite steigt mit Wertigkeit an)
 - Ungeeignet für CDMA im Mobilfunk
 - ◇ Verschiedene Sendesignale von den einzelnen Mobilstationen auf der Aufwärtstrecke überlagern sich linear am Empfänger der Basisstation
 - ◇ Nichtlineare Abbildung des Empfangssignals auf das Basisband \Rightarrow Nichtlineare Überlagerung der einzelnen Sendesignale
 - ◇ Decodierung nahezu unmöglich (zumindest Forderung nach kohärenten Sendern, im Mobilfunk schon alleine aufgrund bewegter Mobilstationen nicht möglich)

