

Allgemeine Beschreibung von Partial-Response-Codes (1)

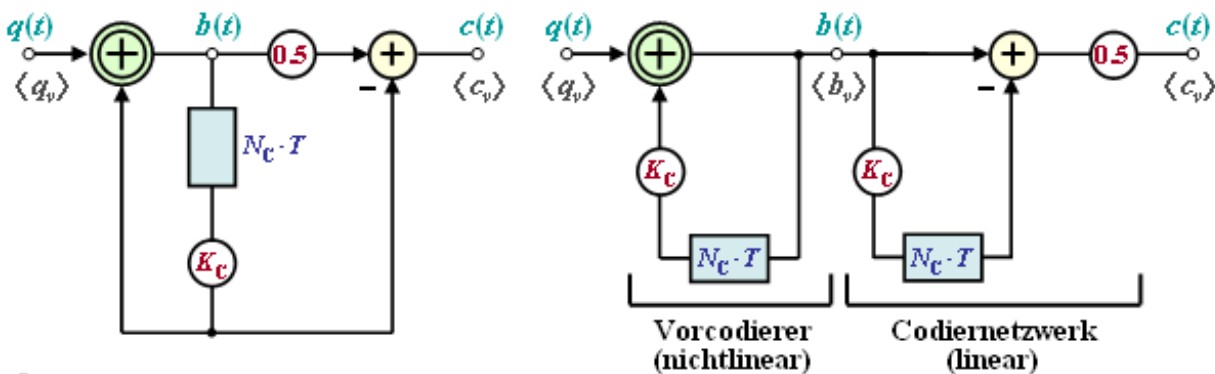
Bei der symbolweisen Codierung wird mit jedem ankommenden Quellsymbol q_v ein Codesymbol c_v erzeugt, das außer vom aktuellen Eingangssymbol q_v auch von den N_C vorangegangenen Symbolen abhängt. N_C bezeichnet man als die Ordnung des Codes.

Typisch für eine symbolweise Codierung ist, dass

- die Symboldauer T des Codersignals (und des Sendesignals) mit der Bitdauer T_B des binären Quellsignals übereinstimmt,
- Codierung und Decodierung nicht zu größeren Zeitverzögerungen führen, die bei Verwendung von Blockcodes unvermeidbar sind.

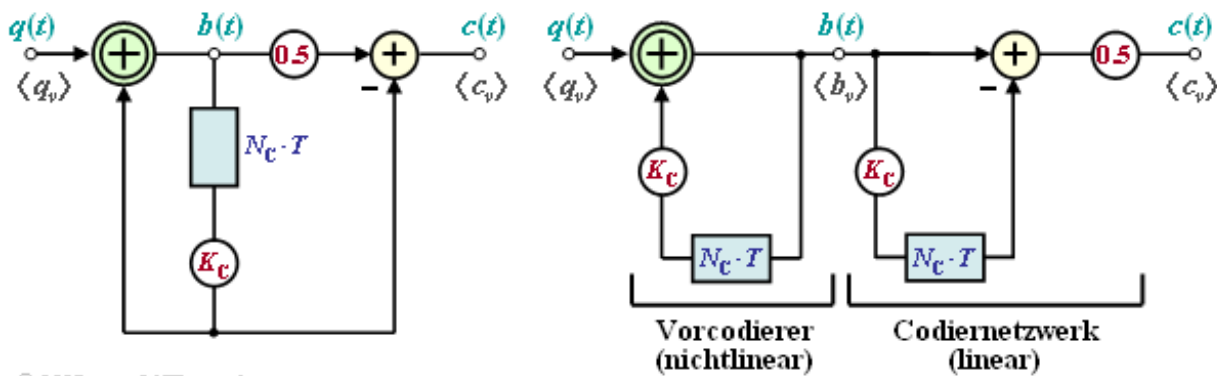
Besondere Bedeutung besitzen die Pseudomehrstufigencodes – besser bekannt unter der englischen Bezeichnung **Partial-Response-Codes**.

Im Folgenden werden ausschließlich die **Pseudoternär codes** mit der Stufenzahl $M = 3$ betrachtet, die durch das Blockschaltbild entsprechend der linken Grafik beschreibbar sind. In der rechten Grafik ist ein Ersatzschaltbild angegeben, das für eine Analyse dieser Codes sehr gut geeignet ist.



Die Bildbeschreibung folgt auf der nächsten Seite.

Allgemeine Beschreibung von Partial-Response-Codes (2)



© 2007 www.LNTwww.de

Man erkennt aus den beiden Darstellungen:

- Der Pseudoternärcoder kann in den nichtlinearen Vorcodierer und ein lineares Codiernetzwerk aufgespalten werden, wenn man die Verzögerung um $N_C \cdot T$ und die Gewichtung mit K_C zur Verdeutlichung zweimal zeichnet.
- Der **nichtlineare Vorcodierer** gewinnt durch eine Modulo-2-Addition (Antivalenz) zwischen den Symbolen q_v und $K_C \cdot b_{v-N_C}$ die vorcodierten Symbole b_v , die ebenfalls binär sind:

$$q_v \in \{-1, +1\}, K_C \in \{-1, +1\} \Rightarrow b_v \in \{-1, +1\}.$$

- Die Symbole b_v sind wie die Quellensymbole q_v statistisch voneinander unabhängig. Durch den Vorcodierer wird also keine Redundanz hinzugefügt. Er gestattet aber eine einfache Realisierung des Decoders und verhindert eine Fehlerfortpflanzung nach einem Übertragungsfehler.
- Die eigentliche Umcodierung von binär auf ternär bewirkt das **lineare Codiernetzwerk** durch die herkömmliche Subtraktion

$$c(t) = \frac{1}{2} \cdot [b(t) - K_C \cdot b(t - N_C \cdot T)].$$

Dieses ternäre Signal (Stufenzahl $M = 3$) weist die normierten Werte $a_v \in \{-1, 0, +1\}$ auf

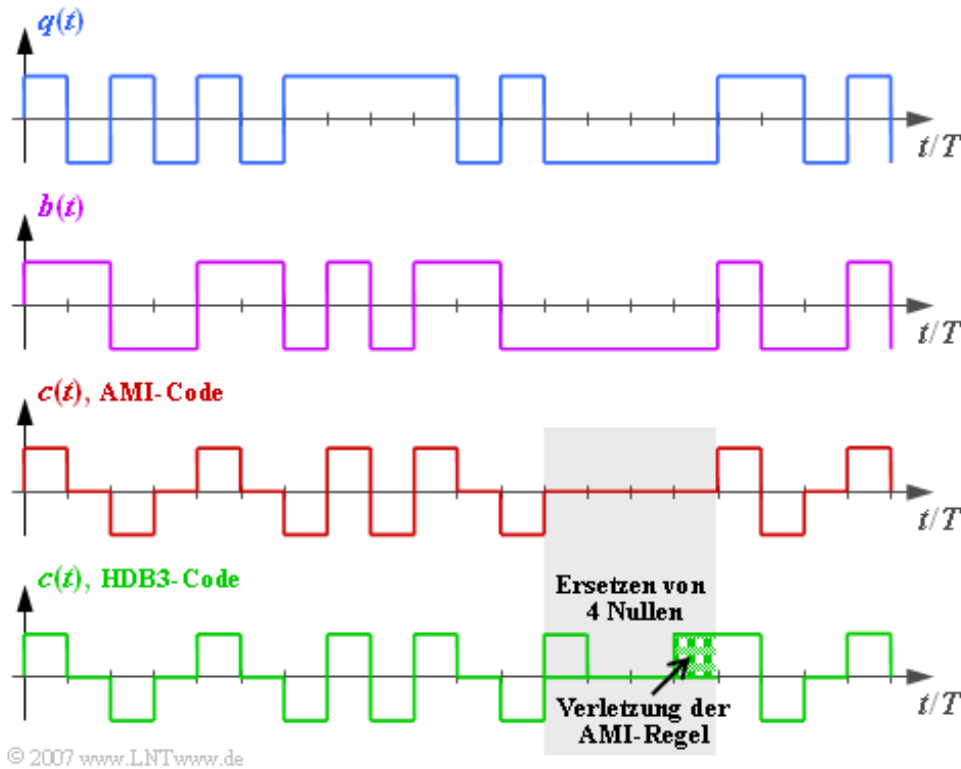
- Weiterhin gilt für das (nun redundante) Sendesignal $s(t)$ mit dem Sendegrundimpuls $g_s(t)$, der im gesamten Kapitel 2.4 stets als NRZ-Rechteck vorausgesetzt wird:

$$s(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} a_\nu \cdot g_s(t - \nu \cdot T).$$

- Die **relative Coderedundanz** ist für alle Pseudoternärcodes gleich $r_c = 1 - 1/\log(3) \approx 36.9\%$.

Eigenschaften des AMI-Codes (1)

Die einzelnen Pseudoternär-codes unterscheiden sich in den Parametern N_C und K_C . Der bekannteste Vertreter ist der Bipolarcode erster Ordnung mit den Codeparametern $N_C = 1$ und $K_C = 1$, der auch unter der Bezeichnung **AMI-Code** (von: **A**lternate **M**ark **I**nversion) bekannt ist. Dieser wird zum Beispiel bei **ISDN** (Integrated Services for Digital Networks) auf der sog. S_0 -Schnittstelle eingesetzt.



Die Grafik zeigt im oberen Bereich die Signale $q(t)$, $b(t)$ und $c(t) = s(t)$ für den AMI-Code. Man erkennt das einfache Codier- und Decodierprinzip dieses Codes:

- Jeder Binärwert „-1“ wird durch den ternären Amplitudenkoeffizienten „0“ codiert.
- Der Binärwert „+1“ wird alternierend mit „+ 1“ und „- 1“ dargestellt.

Damit wird sichergestellt, dass im AMI-codierten Signal keine langen „+1“- bzw. „-1“-Sequenzen enthalten sind. Dagegen ist das Auftreten langer Nullfolgen durchaus möglich, bei denen über einen längeren Zeitraum keine Taktinformation übertragen wird.

Um dies zu vermeiden, wurden einige modifizierte AMI-Codes entwickelt, zum Beispiel der B6ZS- und der HDB3-Code. Bei letzterem (grüne Kurve in obiger Grafik) werden vier aufeinanderfolgende Nullen im AMI-codierten Signal durch eine Teilsequenz ersetzt, die die AMI-Codierregel verletzt. Im grau hinterlegten Bereich ist dies die Folge „+ 0 0 +“, da das letzte Symbol vor der Ersetzung ein „-“ war. Damit ist beim HDB3-Code die Anzahl aufeinanderfolgender Nullen auf 3 begrenzt, beim B6ZS-Code auf 5. Der Decoder erkennt diese Codeverletzung und ersetzt „+ 0 0 +“ wieder durch „0 0 0 0“.

Eigenschaften des AMI-Codes (2)

Der Frequenzgang des linearen Codier netzwerks eines Pseudoternär codes lautet allgemein:

$$H_C(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 - K_C \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot N_C \cdot T}] = \frac{1}{2} \cdot [1 - K \cdot e^{-j \cdot \alpha}] .$$

Damit ergibt sich für das Leistungsdichtespektrum (LDS) der Amplitudenkoeffizienten (K und α sind Abkürzungen):

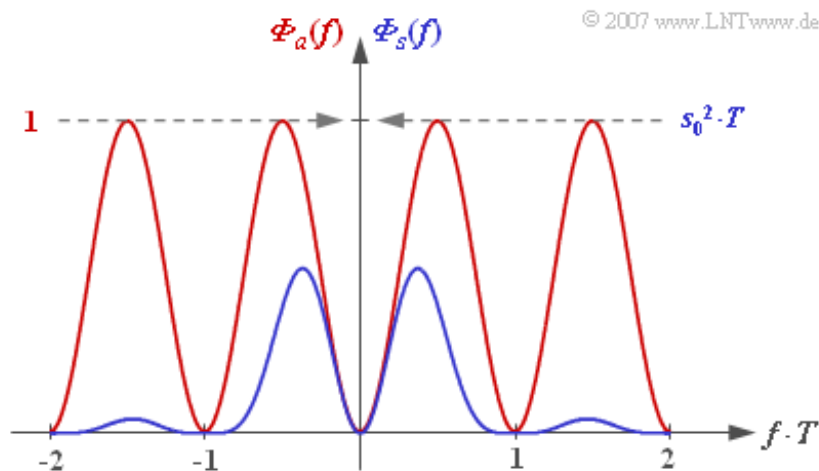
$$\begin{aligned} \Phi_a(f) &= |H_C(f)|^2 = \frac{[1 - K \cos(\alpha) + j \cdot K \sin(\alpha)][1 - K \cos(\alpha) - j \cdot K \sin(\alpha)]}{4} \\ &= \dots = \frac{1}{4} \cdot [2 - 2 \cdot K \cdot \cos(\alpha)] \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \Phi_a(f) = |H_C(f)|^2 = \frac{1}{2} \cdot [1 - K_C \cdot \cos(2\pi f N_C T)] \quad \bullet \text{---} \circ \quad \varphi_a(\lambda \cdot T) .$$

Insbesondere erhält man für das **Leistungsdichtespektrum** des AMI-Codes ($N_C = K_C = 1$):

$$\Phi_a(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 - \cos(2\pi f T)] = \sin^2(\pi f T) .$$

Das LDS von HDB3- und B6ZS-Code weicht von dem des AMI-Codes nur unwesentlich ab.



Die Grafik zeigt das LDS $\Phi_a(f)$ der Amplitudenkoeffizienten (roter Kurvenzug) sowie das LDS $\Phi_s(f)$ des gesamten Sendesignals (blau) unter der Voraussetzung von NRZ-Rechteckimpulsen. Man erkennt

- die Gleichsignalfreiheit des AMI-Codes, da $\Phi_a(f = 0) = \Phi_s(f = 0) = 0$ ist,
- die Leistung $P_S = s_0^2/2$ des AMI-codierten Sendesignals (Integral über $\Phi_s(f)$ von $-\infty$ bis $+\infty$).

Die Eigenschaften der Pseudoternär codes und insbesondere des AMI-Codes können Sie sich mit dem folgenden Interaktionsmodul verdeutlichen:

Signale, AKF und LDS der Pseudoternär codes (Dateigröße: 761 kB)

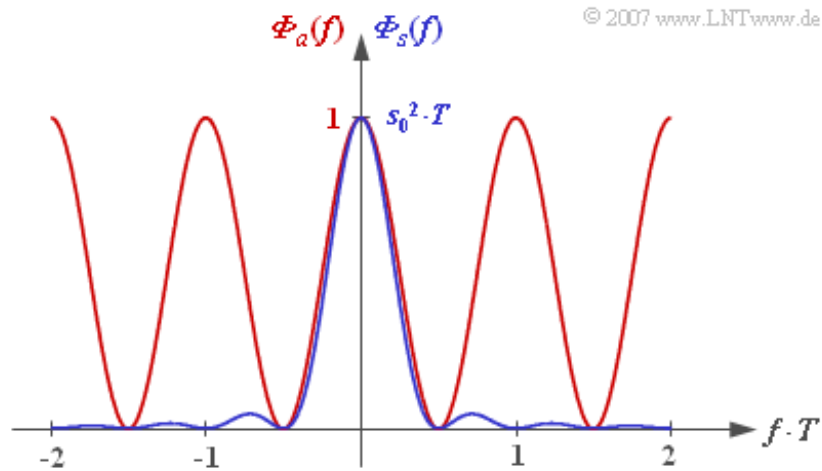
Eigenschaften des Duobinär codes

Der **Duobinär code** ist durch die Codeparameter $N_C = 1$ und $K_C = -1$ festgelegt. Damit ergibt sich für das LDS der Amplitudenkoeffizienten bzw. für das LDS des Sendesignals:

$$\Phi_a(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \cos(2\pi fT)] = \cos^2(\pi fT),$$

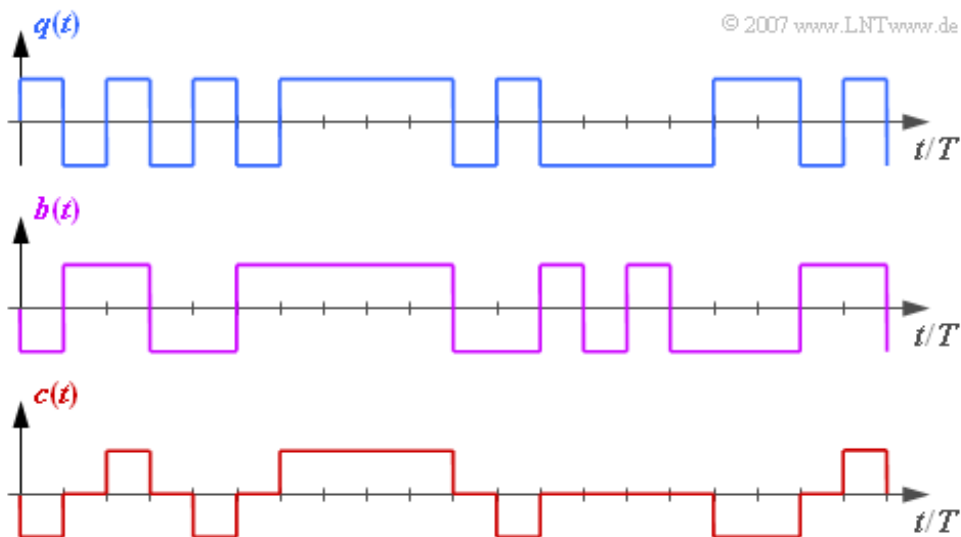
$$\Phi_s(f) = s_0^2 \cdot T \cdot \cos^2(\pi fT) \cdot \text{si}^2(\pi fT) = s_0^2 \cdot T \cdot \text{si}^2(2\pi fT).$$

Die nachfolgende Grafik zeigt die Leistungsdichtespektren $\Phi_a(f)$ bzw. $\Phi_s(f)$ als rote bzw. blaue Kurve, die Grafik unten die Signale $q(t)$, $b(t)$ und $c(t) = s(t)$.



Aus beiden Darstellungen geht hervor:

- Beim Duobinär code können beliebig viele Symbole mit gleicher Polarität („+1“ bzw. „-1“) direkt aufeinanderfolgen. Deshalb gilt $\Phi_a(f=0) = 1$ und $\Phi_s(f=0) = s_0^2 \cdot T$.
- Dagegen tritt hier die alternierende Folge ... , +1, -1, +1, -1, +1, ... nicht auf, die hinsichtlich Impulsinterferenzen besonders störend ist. Beim Duobinär code gilt deshalb $\Phi_s(f=1/(2T)) = 0$.
- Das Leistungsdichtespektrum $\Phi_s(f)$ des pseudoternären Duobinär codes ist identisch mit dem LDS bei redundanzfreier Binärcodierung mit halber Rate (Symboldauer $2T$).

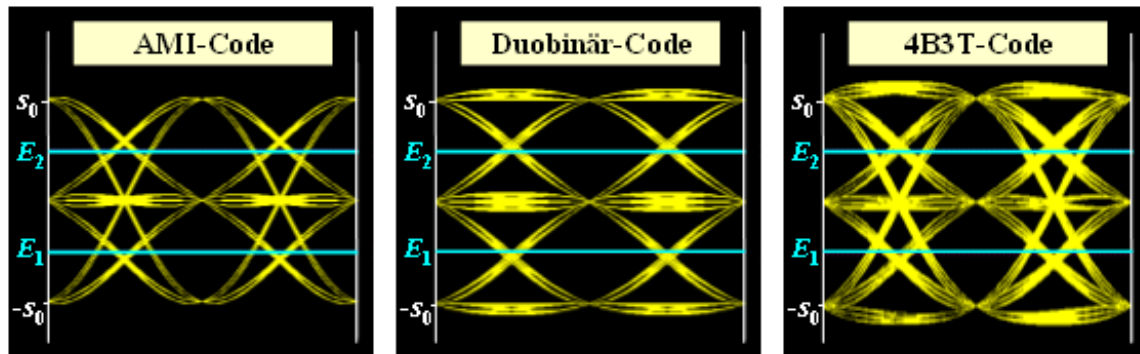


Die Eigenschaften der Pseudoternärcores und insbesondere des Duobinärcores können Sie sich mit dem folgenden Interaktionsmodul verdeutlichen:

Signale, AKF und LDS der Pseudoternärcores (Dateigröße: 761 kB)

Fehlerwahrscheinlichkeit der Pseudoternär codes

Die Grafik zeigt die **Augendiagramme ohne Rauschen** bei Verwendung von AMI-Code (links) und Duobinär code (Mitte) im Vergleich zum 4B3T-Code (rechts). Es gelten die gleichen Voraussetzungen wie auf **Seite 4 von Kapitel 2.3**.



© 2007 www.LNTwww.de

Alle Bilder gelten für eine Cosinus-Rolloff-Charakteristik des Gesamtfrequenzgangs (von Sender und Empfänger) mit dem Rolloff-Faktor $r = 0.8$. Die Ergebnisse sind wie folgt zu interpretieren:

- Beim 4B3T-Code erkennt man im Augendiagramm deutlich mehr Linien als bei den beiden linken Bildern. Der redundanzfreie Ternär code würde nahezu das gleiche Ergebnis liefern.
- Auf der oben zitierten Seite wurde die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit des 4B3T-Codes für die Leistungskenngröße $10 \cdot \lg(s_0^2 \cdot T/N_0) = 13$ dB (Spitzenwertbegrenzung!) wie folgt berechnet:

$$\frac{\sigma_d}{s_0} = 0.145 \Rightarrow p_s = \frac{4}{3} \cdot Q\left(\frac{s_0/2}{\sigma_d}\right) \approx \frac{4}{3} \cdot Q(3.45) = 3.7 \cdot 10^{-4}.$$

- Bei Verwendung eines Pseudoternär codes ergibt sich eine größere Fehlerwahrscheinlichkeit, weil hier der Rauscheffektivwert gegenüber der redundanzfreien Binärcodierung nicht verringert wird:

$$\frac{\sigma_d}{s_0} = 0.167 \Rightarrow p_s = \frac{4}{3} \cdot Q\left(\frac{s_0/2}{\sigma_d}\right) \approx \frac{4}{3} \cdot Q(3) = 1.8 \cdot 10^{-3}.$$

- Bei Erfüllung der Nyquistbedingung unterscheiden sich der AMI- und der Duobinär code trotz völlig unterschiedlicher Augendiagramme hinsichtlich der Fehlerwahrscheinlichkeit nicht.
- Wie aber in **Kapitel 3.4** noch gezeigt werden wird, ist das Fehlerverhalten der beiden Codes sehr unterschiedlich, wenn Impulsinterferenzen eine Rolle spielen.
- Man erkennt in der linken Grafik, dass beim AMI-Code die horizontalen Linien bei $+s_0$ bzw. $-s_0$ fehlen (Gleichsignalfreiheit), während beim Duobinär code (mittlere Grafik) keine Übergänge von $+s_0$ auf $-s_0$ (und umgekehrt) möglich sind.