

# Kanalcodierstrategien für robuste Unterwasserkommunikation

Christian Schröder<sup>1</sup>, Ivor Nissen<sup>2</sup>

<sup>1</sup> AG Informations- und Codierungstheorie, Universität Kiel, [csc@tf.uni-kiel](mailto:csc@tf.uni-kiel)

<sup>2</sup> Forschungsbereich für Wasserschall und Geophysik (FWG) der WTD71, Kiel, [IvorNissen@BWB.org](mailto:IvorNissen@BWB.org)

## Einleitung

Es ist bekannt, daß der akustische Unterwasserkanal für die Datenübertragung stark frequenzselektiv und zeitvariant sein kann. Eine Maßnahme, um die Übertragung vor Störeinflüssen zu schützen ist die Verwendung einer Kanalcodierung der zu übertragenden Daten. Dadurch wird den Daten Redundanz zugefügt, um Übertragungsfehler zu erkennen und eventuell sogar korrigieren zu können.

Das zugrunde liegende Übertragungssystem ist darauf ausgelegt, nur wenige Infobits in einem einzigen Burst zu senden. In akustischen Unterwassernetzwerken ist dies eine Möglichkeit zur Kollisionsvermeidung bei Mehrnutzerzugriff auf das Medium. Eine kontinuierliche Datenübertragung ist dagegen nicht vorgesehen. Durch die kurze Datenmenge sind auch nicht die aus der Literatur bekannten hohen Codiergewinne mit Fehlerraten nahe der theoretischen Grenze zu erwarten, da diese im allgemeinen auf der Verwendung langer Interleavern basieren. Es soll in diesem Beitrag untersucht werden, welche Kanalcodierverfahren bei den angenommen kleinen Datenmengen zu bevorzugen sind.

## Systemaufbau

Das verwendete Übertragungssystem ist in Abb. 1 schematisch dargestellt und basiert auf dem in [1] beschriebenen Ansatz. Es handelt sich dabei um ein Mehrträgersystem, bei dem die Sendesymbole auf  $N_T$  äquidistante Subträger mit einem Trägerabstand  $\Delta f = \frac{B}{N_T}$  verteilt werden. Die Symboldauer ergibt sich dann aus  $T = \frac{1}{\Delta f}$ .

Die Infobits  $u_k$  werden zuerst kanalcodiert, wobei die Verfahren des folgenden Abschnitts verwendet werden. Danach folgt ein Interleaver, der die Codebits über die Framelänge zufällig verteilt, um Bündelfehler zu vermeiden, bevor die Codebits auf Symbole eines QPSK-Alphabets (Quadrature Phase Shift Keying) abgebildet und die Subträger verteilt werden.

Die Systemparameter sind in Tabelle 1 zusammengefasst. Neben den Daten müssen auch Trainingssymbole auf den Trägern untergebracht werden, sodass nicht alle genutzt werden können. Dies hat auch Konsequenzen auf die Coderate, da (abhängig von der Modulation) nur eine begrenzte Anzahl Codebits untergebracht werden können. Wir haben uns darauf beschränkt, nur  $N_C \leq 400$  Codebits unterbringen zu wollen, um den Rest der Träger als Piloten verwenden zu können. Hier werden daher Codieraten von ca.  $R = \frac{1}{3}$  angenommen.

Die Besonderheit diese Systementwurfs besteht darin,

Parameter	Wert
Infobits $N_B$	128
Coderate $R$	1/3
Modulation	QPSK
Anzahl Träger $N_T$	256

Tabelle 1: Systemparameter

dass ein Sender nur sehr wenig Information übertragen muss, die beispielsweise Status- oder Steuerinformationen darstellen. Diese sei begrenzt auf  $N_B = 128$  Infobits, die in einem einzigen Mehrträgersymbol als Datenburst gesendet werden. Dadurch wird prinzipiell der Störeinfluss durch Intersymbolinterferenz ausgeschlossen. Im folgenden soll nun untersucht werden, welche Kanalcodierung sich für dieses System mit nur wenig Infobits am besten eignet.

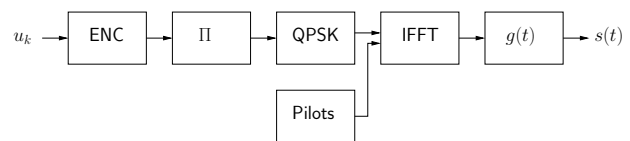


Abbildung 1: Blockdiagramm des Senders

## Kanalcodierung

Das Ziel ist es, aus den in der Literatur vielfältig verfügbaren Kanalcodierverfahren für diesen Systementwurf ein möglichst effizientes zu finden. Besonders interessant ist das Verhalten von verketteten Codes mit iterativen Decodierverfahren, die sehr hohe Codiergewinne erzielen können. Diese basieren aber generell auf zum Teil sehr langen Interleavern, welche hier durch die geringe Datenmenge in kurzen Bursts nicht benutzt werden können. Um die verwendeten Kanalcodierverfahren auch bei sehr kurzen Datenblöcken vergleichen zu können, wird hier neben der Bitfehlerrate (BER) auch die Framefehlerrate (FER) (d. h. die Rate der fehlerhaften Übertragungsbursts) herangezogen. Durch die Verwendung nur eines einzelnen Datenbursts für die Übertragung ist es unerheblich, wie viele Bits darin fehlerhaft sind. Ein einzelner Bitfehler macht ihn schon unbrauchbar. Daher wird nur die Zahl falscher Bursts für die Beurteilung der Kanalcodierung verwendet.

Es wurden einige Standard-Codierverfahren für das beschriebene System auf einem Kanal mit additiver weißer Rauschstörung (AWGN) untersucht. Der Einfluss des zeit- und frequenzselektiven Unterwasserkanals wurde bewusst vernachlässigt, da nur die Codierung betrachtet werden sollte. Untersuchte Verfahren waren Fal-

tungs-codes, parallel verkettete Faltungscodes (Turbo Code) gemäß [3], Low-Density Parity-Check (LDPC) Code und Produkt-Codes [2] basierend auf Hamming-Codes als Komponenten-Codes.

Die Auswahl bei den Produktcodes ist eingeschränkt, da das Produkt der Infolängen der Komponentencodes oder dessen Vielfache möglichst 128 ergeben soll, damit sich die Infobits darin in einer ganzzahligen Anzahl von Codeworten unterbringen lassen. Am einfachsten lässt sich dies bei Verwendung von Codes mit Infolwortlänge  $k = 4$  erreichen, wobei der Infolvektor in 8 Blöcke mit je 16 Bits unterteilt wird, die jeweils horizontal und vertikal codiert werden, wobei die Parity-Bits der horizontalen Codierung bei der vertikalen Codierung nicht berücksichtigt werden.

Damit ergibt sich eine Coderate von  $R = 0.4$ . Um eine größere Minimaldistanz zu bekommen, die sich beim Produktcode als Produkt der Minimaldistanzen der Komponentencodes ergibt, kann statt des einfachen  $(7, 4, 3)_2$ -Hamming-Codes ein erweiterter  $(8, 4, 4)_2$ -Hamming-Code verwendet werden, bei dem ein zusätzliches Bit angefügt wird [4], das die Codeworte auf gerade Parität erweitert. Die Minimaldistanz  $d_{min}$  des Produktcodes erhöht sich so auf  $d_{min} = 16$  von  $d_{min} = 9$ . Der Produktcode mit den erweiterten Hamming-Codes hat somit eine Rate von  $R = \frac{1}{3}$

Die Faltungscodes wurden für diese Burst-Übertragung mit Nullwerten terminiert. Dadurch ergibt sich allerdings ein Ratenverlust des Codes, da eine größere Gedächtnislänge in mehr Codebits resultiert [5]. Die wirkliche Rate des verwendeten Faltungscodes beträgt daher  $R' = \frac{k}{(k+\nu)}R$ . Für die vorliegende Anwendung kann es bei kurzen Gedächtnislängen Sinn machen, für den Faltungscodes "Tail-Biting" zu verwenden.

Beurteilt wurden die Codes anhand ihrer Fehlerraten, zum einen bitweise anhand der BER, insbesondere im Bereich niedriger Signal-zu-Rauschleistungen, andererseits anhand der FER für die gegebene Burstlänge.

## Simulationsergebnisse

Die Simulationsergebnisse für die untersuchten Kanalcodierverfahren unter Annahme eines AWGN Kanals sind in den Abbildungen 2 und 3 dargestellt. Bei Verfahren mit iterativer Decodierung wurden die Kurven für 5 Iterationen gewählt. Die Erhöhung der Iterationen auf 10 hat die Fehlerraten beim Turbo Code und beim Produktcode nicht deutlich verbessert. Der LDPC Code dagegen verbesserte sich bei 10 Iterationen um ca. 0.8 dB etwas deutlicher. Eine weitere Erhöhung der Iterationen bringt dagegen keine signifikante Verbesserung der Performance.

Aus den gezeigten Kurven ist ersichtlich, dass Unterschiede zwischen den Verfahren existieren. Außerdem kann man aber sehen, dass auch bei dieser kurzen Blocklänge die verketteten Codes leistungsfähig sind im Vergleich mit dem einfachen Faltungscodes der Gedächtnislänge  $\nu = 5$ . Für den Produktcode sieht man im Bereich niedriger  $E_b/N_0$ -Werte eine etwas bessere Performance, zu

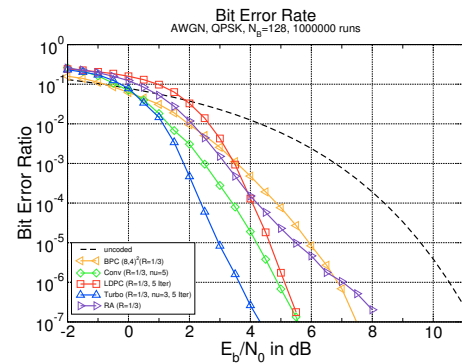


Abbildung 2: Bitfehlerrate der verschiedenen Kanalcodierungen auf einem AWGN Kanal

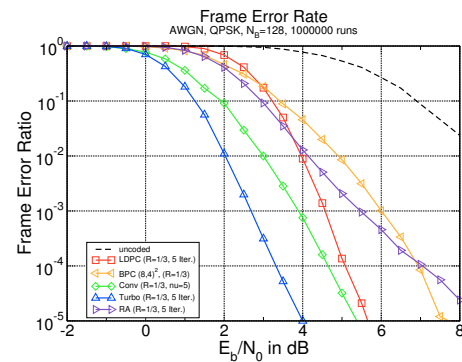


Abbildung 3: Rate der fehlerhaften Übertragungsbursts bei verschiedenen Kanalcodierungen auf einem AWGN Kanal für eine Burstlänge von  $N_B = 128$  Infobits

steigenden Werten fällt die Performance aber hinter die anderen untersuchten Verfahren zurück. Aus der Literatur ist bekannt, dass LDPC Codes erst bei langen Blocklängen ihre Stärke entfalten und dann Turbo Codes überlegen sein können. Dies ist im untersuchten Fall nicht der Fall. Die niedrigsten Fehlerraten werden hier mit dem Turbo Code erzielt. Dies ist auch noch der Fall, wenn der LDPC Code mehr Iterationen verwendet.

## Literatur

- [1] I. Nissen.: Alternativer Ansatz zur verratsarmen Unterwasserkommunikation durch Verwendung eines Transienten im Kontext von IFS und JUWEL, WTD71/FWG, Techn. Bericht TB 2009-3 (2009)
- [2] Hagenauer, J., Offer, E., Papke, L.: Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes. IEEE Trans. on Inform. Th., vol. 42, no. 2, 429-445 (1996)
- [3] Berrou, C., Glavieux, A., Thitimajshima, P.: Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes. ICC'93, Geneva, Switzerland, (1993), 1064-1070
- [4] Ryan, W. E., Lin, S.: Channel Codes - Classical to Modern. Cambridge University Press, 2009
- [5] Höher, P. A.: Grundlagen der digitalen Informationsübertragung. Vieweg+Teubner, Wiesbaden, 2011