

УДК 621.396.969.11

Д. С. Боровицкий
 ОАО "Российский институт радионавигации и времени"
 (Санкт-Петербург)
 В. П. Ипатов
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

К разработке канала передачи данных системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний

Рассматривается вариант построения гидроакустического сигнала системы позиционирования объектов в водной среде в условиях быстрых замираний. Предлагаются варианты помехоустойчивого кодирования данных, передаваемых по гидроакустическому каналу.

Гидроакустический сигнал, помехоустойчивое кодирование, сверточный код, БЧХ-код, код Голея, вероятность битовой ошибки, выигрыш от кодирования

Проблема местоопределения объекта под водой может быть решена с помощью интегрирования спутниковых и гидроакустических технологий. Из-за критического затухания навигационных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) под водой гидроакустический канал становится едва ли не единственным средством связи с подводным потребителем. Функциональные дополнения ГНСС для навигации объекта в водной среде строятся на основе сети радиогидроакустических маяков (буйков), оснащенных навигаторами ГНСС. Осуществив координатно-временную привязку по сигналам навигационных спутников, маяки излучают в водную толщу гидроакустические сигналы, используемые подводными объектами для определения своего места [1], [2].

В работах [3], [4] изложены подходы к выбору сигнала системы подводного позиционирования при медленных замираниях в канале, случай же быстрых замираний затрагивался лишь в части оптимизации преамбулы [5]. Предлагаемая статья посвящена эффективному кодированию потока навигационных данных, передаваемых по быстро замирающему гидроакустическому каналу.

Типовые условия гидроакустической среды, определяющие выбор структуры и параметров сигнала гидроакустических маяков, устанавливаются следующим перечнем [6], [7]:

1. В зависимости от гидрологии конкретного района, а также от расстояния объекта до отражающей (рассеивающей) поверхности задержка

второго энергетически значимого луча (многолучевой помехи) относительно основного лежит в диапазоне от 1 до 500...600 мс, при этом отношение энергий первого и второго лучей может составлять 3...10 дБ.

2. Приемлемая несущая частота сигнала f_0 , определяемая в первую очередь затуханием в среде, составляет $f_0 \leq 30$ кГц для дистанций 500...1500 м и $f_0 \leq 10$ кГц для дистанций 2000...12 000 м.

3. Относительная ширина спектра сигнала, определяемая возможностями излучающего тракта, а также полосой канала, составляет $W/f_0 = 0.2...0.3$. Это означает, что на несущих частотах 10 и 30 кГц ширина спектра сигнала равна 3 и 9 кГц соответственно.

4. Отношение "сигнал/шум" в полосе сигнала $q_0 = 1.5...10$ дБ.

5. Необходимая скорость передачи информации $R = 0.7...2$ кбит/с.

Кодовые конструкции для передачи навигационных данных. В приведенном перечне энергетика канала характеризуется отношением "сигнал/шум" в полосе сигнала q_0 . Если E_b – энергия, приходящаяся на бит передаваемых данных, а N_0 – односторонняя спектральная плотность белого шума, отношение "сигнал/шум" на бит $q_b = E_b/N_0$ связано с q_0 как

$$q_0^2 = q_b^2 (R/W).$$

При измерении этого отношения в логарифмической мере (в децибелах) соотношение имеет вид

$$q_{0, \text{дБ}} = q_{b, \text{дБ}} + 10 \lg R - 10 \lg W.$$

Так, при скорости передачи данных $R = 1$ кбит/с в доступной полосе $W = 3$ кГц $q_{0, \text{дБ}} = q_{b, \text{дБ}} - 4.8$.

В предшествующей публикации [5] обоснована целесообразность построения цифрового гидроакустического канала связи на основе частотной манипуляции (ЧМ) с некогерентной обработкой принятого сигнала. При этом для достижения максимально возможной надежности связи следует выбирать число используемых частот M максимально возможным в рамках фиксированной полосы канала W , требуемой скорости передачи данных R и времени корреляции канала t_c . Ограничение M сверху, связанное с условием ортогональности посылок разных частот, имеет вид $M / \log_2 M \leq W / R$ [8]. Ориентируясь на указанные исходные данные, можно заключить, что при сочетании минимальной скорости с максимальной шириной полосы канала указанное ограничение допускает применение до 80 частот. Ограничение, связанное с параметром t_c , оказывается более жестким. Действительно, длительность посылки T не должна превышать некоторой доли α времени корреляции t_c , иначе из-за замираний в канале будет разрушена внутренняя когерентность посылок, т. е. опять же их взаимная ортогональность. Поскольку число ортогональных сигналов определяет размерность сигнального пространства, ограниченную, в свою очередь, частотно-временным ресурсом WT , максимальное число частот подчиняется ограничению $M \approx WT \leq \alpha W t_c$. Например, при времени корреляции порядка 10 мс и $\alpha \leq 0.2$ для узкополосного ($W = 3$ кГц) и широкополосного ($W = 9$ кГц) случаев имеем $M \leq 6$ и $M \leq 18$ соответственно. В целях упрощения аппаратной реализации остановимся в качестве первого шага на ЧМ с малыми объемами алфавита $M \in \{2, 3, 4\}$.

Поскольку мощность многолучевой помехи заметно ниже мощности прямого луча, глубина амплитудных замираний относительно мала, что позволяет в первом приближении пренебречь влиянием амплитудных флуктуаций на качество приема. Кривые помехоустойчивости некогерентного приема ЧМ [8] показывают, что даже в незамира-

ющем канале удержание вероятности битовой ошибки на уровне 10^{-4} при $M = 4$ возможно лишь при отношении "сигнал/шум" на бит не менее 9.5 дБ. Столь завышенные требования к энергетике канала вынуждают искать выход в применении эффективных канальных кодов. В классе линейных кодов особое место занимают циклические, содержащие все циклические сдвиги всех своих кодовых слов. В настоящее время известно лишь несколько продуктивных конструкций циклических кодов с предсказуемой исправляющей способностью и приемлемой скоростью. К числу наиболее интересных и популярных среди них относятся коды БЧХ.

Используем для обозначения кода обычную символику (n, k) , где n – длина кода, а k – число M -ичных информационных символов. Начнем с рассмотрения примитивных двоичных ($M = 2$) кодов БЧХ. Указанные коды имеют длину $n = 2^m - 1$, где m – натуральное. Пусть q_s и p_s – отношение "сигнал/шум" и вероятность ошибки на кодовый символ соответственно. Для кода скорости $r = k/n$ $q_s^2 = 2r(E_b/N_0)$. При декодировании в пределах кодового расстояния истинное кодовое слово будет принято за ошибочное только при числе символьных ошибок l , превышающем число гарантированно исправляемых ошибок t . Поэтому вероятность ошибочного декодирования слова P_w ограничена сверху [9]:

$$P_w \leq \sum_{l=t+1}^n \binom{n}{l} p_s^l (1-p_s)^{n-l}, \quad (1)$$

где $\binom{n}{l}$ – количество комбинаций из n по l , а вероятность символьной ошибки для $M = 2$ [8]

$$p_s = 0.5 \exp(-q_s^2/4). \quad (2)$$

На рис. 1 приведены построенные согласно (1), (2) зависимости вероятности битовой ошибки $P_b \approx P_w/2$ от отношения "сигнал/шум" на бит для двоичных БЧХ-кодов скорости $r \approx 1/2$: (7, 4) – кривая 1, (31, 16) – кривая 2, (63, 30) – кривая 3, (127, 64) – кривая 4, а также для кода Голея (24, 12) – кривая 5 вместе с кривой 6, отвечающей некодированной бинарной ЧМ. Как можно видеть, при требуемой вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-4}$ выигрыш от кодирования даже для самого мощного (127, 64)-БЧХ кода не превосходит 1.5 дБ.

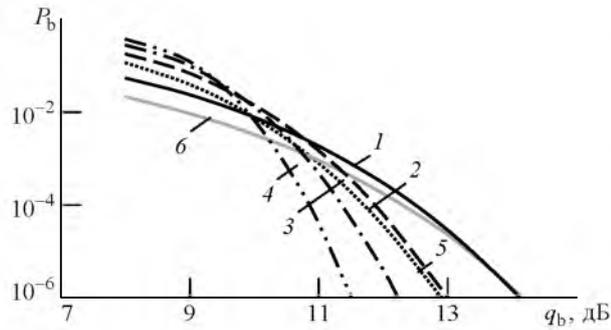


Рис. 1

Наряду с энергетической эффективностью следует принимать во внимание и спектральную эффективность, т. е. скорость передачи данных, приходящуюся на 1 Гц занимаемой полосы. При некогерентной обработке число ортогональных ЧМ-сигналов M связано с занимаемой полосой W соотношением $W \approx (M+1)/T_s$ (T_s – длительность символа (ЧМ-посылки)), а скорость передачи – соотношением $R = k \log_2 M / (nT_s)$ [8].

Отсюда спектральная эффективность

$$\frac{R}{W} \approx \frac{k \log_2 M}{n(M+1)} = \frac{r \log_2 M}{M+1}.$$

Таким образом, для бинарных кодов скорости $r = k/n \approx 1/2$ $R/W \approx 0.17$.

Перейдя к $M = 3$, рассмотрим (11, 6) код Голя, исправляющий до двух ошибок. Так как этот код является совершенным [8], вероятность ошибки на слово для него в точности равна правой части (1):

$$P_w = 1 - \sum_{l=0}^2 \binom{n}{l} p_s^l (1-p_s)^{n-l} = 1 - (1-p_s)^{11} - 11p_s(1-p_s)^{10} - 55p_s^2(1-p_s)^9, \quad (3)$$

причем для нахождения p_s следует воспользоваться общим выражением для вероятности ошибки некогерентного приема M ортогональных сигналов [8]:

$$p_s = \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \binom{M-1}{i} \exp\left[-\frac{iq_s^2}{2(i+1)}\right]. \quad (4)$$

Подставив в это выражение $M = 3$, имеем

$$p_s = \exp(-q_s^2/4) - (1/3)\exp(-q_s^2/3). \quad (5)$$

Зависимость вероятности битовой ошибки $P_b \approx P_w/2$ от отношения "сигнал/шум" на бит, рассчитанная с помощью равенств (3)–(5) (рис. 2), позволяет заключить, что при допустимой вероятности ошибки на бит 10^{-4} отношение "сигнал/шум" на бит должно быть не менее 12.1 дБ.

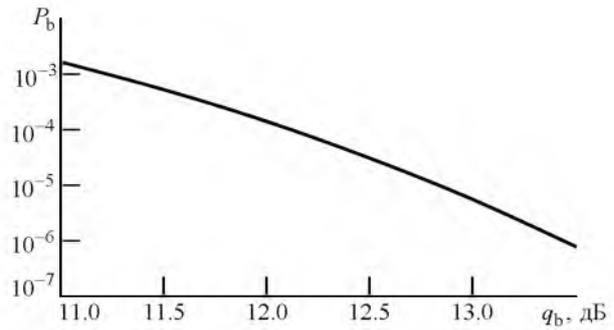


Рис. 2

Из сравнения этого результата с данными рис. 1 можно видеть, что переход от бинарных кодов к троичному коду Голя энергетически невыгоден, тем более что его выигрыш в спектральной эффективности ($R/W \approx 0.22$) невелик.

Перейдем к случаю $M = 4$ и вернемся к кодам БЧХ, но теперь – четверичным. На рис. 3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки для четверичных БЧХ-кодов с исправлением от одной до пяти ошибок: (15, 11) – кривая 1, (15, 9) – кривая 2, (63, 48) – кривая 3, (63, 39) – кривая 4 и (63, 45) – кривая 5, показывающие, что, к примеру, (63, 39)-код при $P_b = 10^{-4}$ обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2.3 дБ относительно лучшего из бинарных кодов, охватываемых рис. 1, и около 1.1 дБ относительно некодированного 4-FSK-сигнала (рис. 3, кривая 6).

Более мощным инструментом борьбы с канальным шумом оказываются сверточные коды [9]. Ограничимся случаем двоичной ($M = 2$) ЧМ. Пусть декодирование сверточного кода осуществляется с помощью "мягкого" алгоритма Витерби [9], [10]. В таблице представлены значения энергетического выигрыша от кодирования для некоторых лучших сверточных кодов с длиной кодового ограничения $m \leq 9$ относительно некодированной двоичной ЧМ при двух вероятностях битовой ошибки: $P_b = 10^{-4}$ и 10^{-6} . Как следует из приведенных данных, сверточное кодирование со

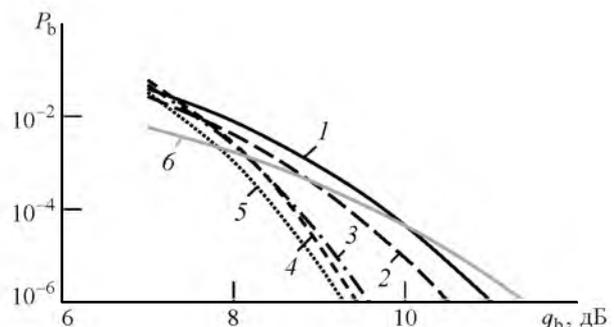


Рис. 3

Код	r	d_f	$\lg P_b$, дБ					
			-4	-6	-4	-6	-4	-6
			q_s , дБ		q_0 , дБ		Выигрыш от кодирования, дБ	
Без кода	1	1	12.3	14.2	7.5	9.4	—	—
(75, 53)	1/2	8	7.5	8.8	2.7	4.0	4.8	5.4
(171, 133)	1/2	10	7.0	8.3	2.2	3.5	5.3	5.9
(371, 247)	1/2	10	6.7	7.9	1.9	3.1	5.6	6.3
(753, 561)	1/2	12	6.4	7.5	1.6	2.7	5.9	5.7
(711, 663, 557)	1/3	18	6.1	7.3	1.3	2.5	6.2	6.9

скоростью $r = 1/2$ (строки 2–5) позволяет существенно повысить помехоустойчивость проектируемой линии связи, выигрывая у некодированной передачи от 4.8 до 5.9 дБ при $P_b = 10^{-4}$. Если считать приемлемыми скорость передачи 1 кбит/с и вероятность битовой ошибки $P_b = 10^{-4}$, коды из указанных строк обеспечивают работоспособность гидроакустической линии при отношении "сигнал/шум" в полосе канала $q_0 \geq 1.6$ дБ.

Дальнейшее увеличение длины кодового ограничения ($m > 9$) вряд ли оправданно, так как экспоненциально растущая при этом сложность

декодера Витерби не окупается малозначительным добавочным выигрышем от кодирования [9]. С другой стороны, полоса канала $W = 3$ кГц позволяет передавать данные со скоростью $R = 1$ кбит/с кодом пониженной скорости $r = 1/3$, имеющим существенно большее свободное расстояние. Так, последняя строка таблицы свидетельствует о том, что при прежних исходных данных код (711, 663, 557), имеющий длину кодового ограничения $m = 9$ и свободное расстояние $d_f = 18$, позволяет снизить требуемое отношение "сигнал/шум" в полосе канала до $q_0 \approx 1.3$ дБ.

Как показал проведенный анализ, быстрые замирания, вынуждающие ориентироваться на некогерентный прием, значительно снижают помехоустойчивость гидроакустической линии связи. Вместе с тем, при относительно неглубоких амплитудных замираниях сверточное кодирование обеспечивает возможность надежной передачи данных со скоростью порядка 1 кбит/с при отношениях "сигнал/шум" в полосе канала, ненамного превышающих 1 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Zielinski A. Communications underwater. Invited paper // J. of hydroacoustics. 2004. Vol. 7. P. 235–252.
- Baggeroer A. Acoustic telemetry – an overview // IEEE J. oceanic eng. 1984. Vol. 9, iss. 4. P. 229–235.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. Разработка гидроакустического сигнала системы подводной навигации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 18–25.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. К построению канала передачи данных системы подводной навигации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 5. С. 55–59.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. Разработка гидроакустического сигнала системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 25–29.
- Preisig J. Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development // ACM SIGMOBILE mobile comp. commun. rev. 2007. Vol. 11, № 4. P. 2–10.
- Stojanovic M. On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic channel // ACM SIGMOBILE mobile comp. commun. rev. 2007. Vol. 11, № 4. P. 34–43.
- Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
- Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.
- Barry J. R., Lee E. A., Messerschmitt D. G. Digital communication. 3rd ed. Boston, MA: Kluwer academic publishers, 2003. 856 p.

D. S. Borovitsky

JSC "Russian institute of radionavigation and time" (Saint-Petersburg)

V. P. Ipatov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

On the arranging data transmission channel of an underwater navigation system with fast fading channel conditions

The construction of hydroacoustic signal for object positioning in a fast fading aquatic environment is considered. The relevant data coding options of underwater signal are proposed.

Hydroacoustic signal, channel coding, convolutional code, BCH-code, Golay code, bit error rate, coding gain

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2015 г.