

Обработка сложного сигнала гидроакустической телеметрической станции в условиях многолучевого распространения

А.В. Орлов¹, В.В. Костров^{1,2}

¹ АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»

124460, Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, с.2

E-mail: submicron@se.zgrad.ru

² Муромский институт Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

602264, Владимирская обл., г Муром, ул. Орловская, 23

E-mail: kostrov.46@mail.ru

Представлены результаты исследований влияния гидроакустического доплеровского эффекта на структуру и качество работы системы обработки сложного сигнала в гидроакустической телеметрической станции. Предложен вариант учета доплеровского смещения частоты при сжатии сложного сигнала и последующей классификации символов.

Ключевые слова: гидроакустическая станция связи (ГАС), доплеровский эффект, многолучевой канал распространения, сложный сигнал, частотно-временная обработка

Processing a complex signal from a hydroacoustic telemetry station under multipath propagation conditions

A.V. Orlov¹, V.V. Kostrov^{1,2}

¹ JSC "Research Institute "Submicron".

² Murom Institute of Vladimir State University.

The results of studies of the influence of the sonar Doppler effect on the structure and quality of the complex signal processing system in a sonar telemetry station are presented. A variant of accounting for the Doppler frequency shift during compression of a complex signal and subsequent character classification is proposed.

Keywords: hydroacoustic communication station (HAC), Doppler effect, multipath propagation channel, complex signal, time-frequency processing

Введение

В гидроакустических телеметрических системах дальнего действия [1] одним из факторов, ограничивающих дальность действия, является относительно низкая пространственная когерентность акустических волн, которая составляет 10...100 длин волн для разнесения в горизонтальном направлении и менее 10 волн для разнесения в вертикальном направлении. Кроме этого, на сложный передаваемый сигнал могут воздействовать различные локальные неоднородности, которые приводят к дополнительному нарушению когерентности сигнала, появлению элементов символов с различными доплеровскими составляющими. При распространении волн наличие таких факторов, как:

- многолучевое распространение акустических волн как за счет многократных отражений от дна и поверхности раздела «вода-атмосфера», так и внутри подводного звукового канала;

- волны на поверхности моря;

- наличие сплошного льда или плавающих льдин, айсбергов;

- различные по трассе профили скорости распространения волн;
- различные структуры материала дна и донных отложений;
- рассеяние на неоднородностях при распространении волн,

ухудшают условия распространения сигнала, снижают отношение сигнал-шум и качество приема в целом [2, 3]. Многие перечисленные факторы проявляются в частотных и временных параметрах сигнала, однако эффекты от влияния данных параметров отличаются от аналогичных эффектов, возникающих при распространении радиоволн [4].

В связи с этим при обработке сигналов необходимо учитывать особенности распространения акустических волн, что позволит повысить качество (дальность) передачи (приема) информации. Рассмотрение и учет при обработке подобных особенностей является предметом данной работы. В качестве примера для передачи информации здесь используется ансамбль фазокодированных (ФКМ) сигналов [5].

Многоканальное оценивание временного положения ФКМ сигналов

Организация обработки ФКМ сигналов для получения оценки временного положения во многом связано с выбором частоты дискретизации f_{disk} , значение которой выбирается из компромиссных соображений. С одной стороны, по теореме Котельникова частота дискретизации должна быть не менее чем в 2 раза больше верхней частоты спектра частот сигнала. Использование квадратурной обработки позволяет снизить частоту дискретизации до величины $f_{disk} = 1/T_{\Sigma}$ (T_{Σ} – длительность элемента кода). Однако в нашем случае время прихода сигнала неизвестно, поэтому возможна ситуация, когда отсчеты попадут на значения сигнала, соответствующие моментам перехода фазы. Это влечет за собой потерю информации о сигнале и, как следствие, ухудшение отношения сигнал-шум и характеристик всего устройства. С другой стороны, увеличение частоты дискретизации позволяет представить оцифрованный сигнал более близким к оригиналу, однако при этом увеличиваются динамический диапазон, время вычислений и аппаратные затраты. Отсюда видны основные направления компромиссных показателей: снижение потерь в пороговой мощности сигнала при приемлемых аппаратных затратах.

При неизвестном времени прихода сигнала имеется случайный сдвиг в пределах одного дискрета ФКМ сигнала T_{Σ} , поэтому возникает дополнительная ошибка в оценивании временного положения. Поскольку начало сигнала в пределах дискрета может находиться в любой точке с равной вероятностью, то плотность распределения времени задержки может быть принята равномерной $w(\tau) = 1/T_{\Sigma}$, $0 \leq \tau \leq T_{\Sigma}$. Отсюда получаем среднеквадратическое значение ошибок оценивания временного положения за счет дискретизации $\sigma_{adisk} = 0,2886 \cdot T_{\Sigma}$.

Кроме ошибок измерения временного положения за счет дискретизации на суммарную погрешность влияет ошибка, возникающая за счет присутствия шума σ_m . Для потенциальной точности оценивания времени запаздывания импульсного сигнала с прямоугольной огибающей имеем [6] $\sigma_m = \sqrt{\frac{1+q}{2}} \frac{T_{\Sigma}}{2\pi q}$, где q – отношение сигнал-шум по мощности.

Таким образом, суммарная погрешность оценивания временного положения импульсов составляет $\sigma_{\tau} = \sqrt{\sigma_{adisk}^2 + \sigma_m^2}$.

С целью получения количественных характеристик было проведено исследование измерителя по методу максимального правдоподобия временного положения акустического сложного сигнала при его обработке в квадратурах. На рис. 1 представлена зависимость нормированной среднеквадратической ошибки (СКО), полученная путем статистического моделирования, от отношения сигнал-шум. Полученные графики, как и следовало ожидать, показывают улучшение качества оценивания при увеличении отношения сигнал-шум: дисперсия ошибок оценивания снижается, смещение стремится к нулю. При уменьшении отношения сигнал-шум ($q \leq 15$ дБ) начинают проявляться существенные различия между теоретическими (пунктирная кривая) и экспериментальными данными из-за эффектов аномального оценивания.

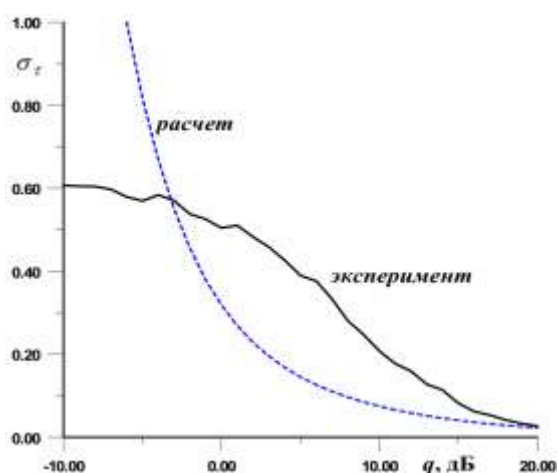


Рис. 1. Зависимость СКО оценки времени прихода от отношения сигнал-шум

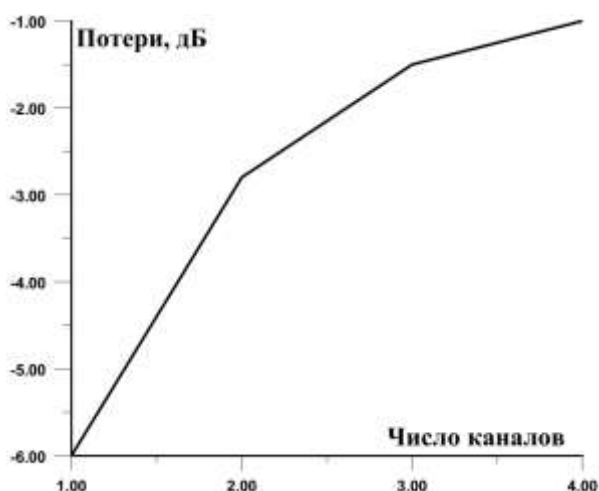


Рис. 2. Зависимость потерь мощности сигнала от числа каналов

При временном сдвиге наблюдаемого сигнала и опорного колебания снижается уровень значения максимума главного пика автокорреляционной функции (АКФ) сигнала, что эквивалентно уменьшению отношения сигнал-шум. Снижение указанных потерь достигается применением многоканального по времени приемника, при которой область неопределенности делится на более мелкие части методом полихотомии [7]. Потери в пороговой мощности сигнала для различного числа временных каналов можно оценить по графику рис. 2.

В простейшем случае схема обработки имеет два независимых канала (рис. 3). В данном случае диапазон неопределенности составляет T_3 , поэтому раздел осуществляется точкой $T_3/2$. Входной сигнал y_k после гетеродинирования разделяется на две последовательности, не задержанную и с задержкой в линии задержки ЛЗ на $T_3/2$. Гетеродин для смежных каналов является общим, на схеме он представлен генератором комплексной синусоиды $\exp(jw_{work}kT_{disk})$. После гетеродинирования осуществляется оптимальная фильтрация элементов кода (ОФ ЭК). Основу устройства обработки составляют два квадратурных приемника, которые за время длительности сигнала $T = B \cdot T_3$ (B – база сигнала) формируют статистики Z_{ns1} и Z_{ns2} . В схеме выбора максимума СВМ из двух сформированных ЛОП Z_{ns1} и Z_{ns2} выбирается максимальное значение $Z_{ns} = \max(Z_{ns1}, Z_{ns2})$, по которому выносится решение. По номеру канала, в котором обнаружен сигнал, определяется оценка времени прихода ФКМ сигнала (метод максимального правдоподобия).



Рис. 3. Устройство обработки ФКМ сигнала с неизвестным временем прихода

Платой за упрощение структуры обнаружителя являются дополнительные потери в отношении сигнал-шум; для рассматриваемой двухканальной схемы средние потери пороговой мощности сигнала, как показало моделирование, составляют около 2,5...2,8 дБ. Обобщение схемы, представленной на рис. 3, на случай 3-х, 4-х каналов не вызывает затруднений.

Многоканальное оценивание доплеровского смещения частоты

Диапазон доплеровских частот $[F_{d \min}, F_{d \max}]$ в точке приема предполагаем известным. Отметим, что акустический доплеровский эффект принципиально отличается от аналогичного эффекта для электромагнитных волн из-за абсолютной системы отсчета, связанной со средой распространения волн [4]. Для общего случая

взаимного движения излучателя и приемника $f = f_0 \frac{1 + \frac{v_{rx}}{c} \cos \theta_{rx}}{1 + \frac{v_{tx}}{c} \cos \theta_{tx}}$, где f_0 – рабочая частота; v_{rx} , v_{tx} – скорости движения приемника и передатчика; θ_{rx} , θ_{tx} – углы между векторами скорости приемника и передатчика относительно линии «приемник-передатчик».

Поскольку ни одной частоте из этого диапазона не отдается предпочтение, то плотность распределения $w(f)$ можно считать равномерной и симметричной относительно средней частоты. При известном времени прихода сигнала для решения задачи обнаружения сигнала необходимо сформировать отношение правдоподобия

$$\Lambda_T = \iint_{\Phi \times \Omega} \Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega) w_{apr}(\varphi, \omega) d\varphi d\omega,$$

где $\Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega)$ – условное отношение правдоподобия при фиксированных значениях параметров сигнала φ , ω ; $\Phi \times \Omega$ – пространство возможного изменения фазы и частоты; $w_{apr}(\varphi, \omega)$ – априорная плотность совместного распределения фазы и частоты.

Полагая, что начальная фаза сигнала и рабочая частота передатчика независимы, т.е. априорное распределение представимо в виде $w_{apr}(\varphi, \omega) = w_{apr}(\varphi) \cdot w_{apr}(\omega)$, получаем

$$\Lambda_T = \int_{\Omega} \left[\int_{\Phi} \Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega) w_{apr}(\varphi) d\varphi \right] w_{apr}(\omega) d\omega.$$

Внутренний интеграл определяет алгоритм обработки сигнала при обнаружении в случае известной частоты, известного времени прихода и случайной начальной фазы. Этот алгоритм был рассмотрен выше, причем оптимальный приемник осуществляет когерентную обработку сложных сигналов в квадратурах. Внешний интеграл усредняет условное отношение правдоподобия по всему возможному диапазону частот. Решение этого интеграла в элементарных функциях не выражается, поэтому используется приближенное решение [6]. Разобьем диапазон возможных частот $F_{d \max} - F_{d \min}$

точками f_{kani} , $i = 0, 1, 2, \dots, N_F - 1$, равномерно отстоящими друг от друга на расстоянии $\Delta f = (F_{\max} - F_{\min})/N_F$, где N_F – число доплеровских фильтров. Тогда отношение правдоподобия можно представить в виде

$$\Lambda_T \approx \kappa \sum_{i=1}^{N_F} \int_{\Phi} \Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega_{kani}) w_{apr}(\varphi) d\varphi,$$

где κ – нормирующая константа. Очевидно, что чем больше будет взято каналов, тем выше будет точность аппроксимации отношения правдоподобия и качество обнаружения.

Для принятия решения об обнаружении может быть использован упрощенный вариант формирования статистики, заключающийся в поиске максимального значения логарифма условного отношения правдоподобия

$$Z \approx \max_i \ln \int_{\Phi} \Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega_{kani}) w_{apr}(\varphi) d\varphi = \max_i Z(f_{kani}),$$

аргумент которого в соответствии с принципом максимального правдоподобия служит оценкой частоты

$$\hat{\omega}_w \approx \arg \max_i \ln \int_{\Phi} \Lambda(Y_{rT} | \varphi, \omega_{kani}) w_{apr}(\varphi) d\varphi.$$

Структурная схема такого приемника представлена на рис. 4, где под СВМ обозначена схема выбора максимума. На вход схемы формирования статистики обнаружения $Z_i = Z(f_{kani})$ поступает оцифрованный радиосигнал y_k . Цифровой радиоприемник состоит из нескольких идентичных каналов, в которых для получения комплексного сигнала генераторы вырабатывают опорные колебания с частотой f_{kani} , $i = 0, 1, 2, \dots, N_F - 1$. Подобные структуры широко используются в радиолокационных станциях [8] при работе с узкополосными сигналами, когда опорная кодовая последовательность для всех каналов вычисления Z_i может быть одинаковой.

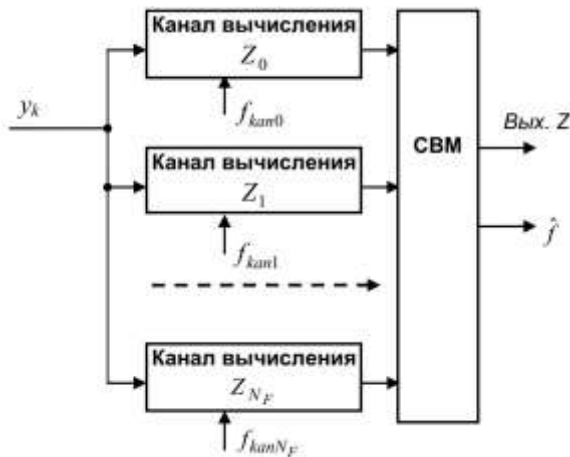


Рис. 4. Структурная схема многоканального приемника сигнала с неизвестной частотой

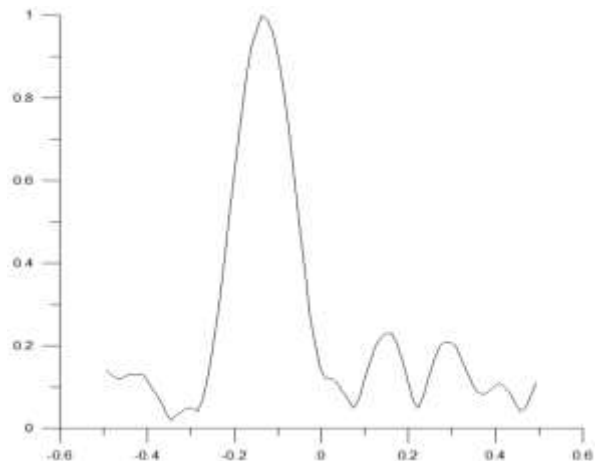


Рис. 5. Распределение откликов сигнала по доплеровским каналам (шаг настройки фильтров равен 1/20 от полосы сигнала)

В гидроакустическом канале пренебрегать изменением огибающей сложного сигнала при наличии доплеровского смещения частоты нежелательно, поскольку возрастают потери в пороговой мощности сигнала из-за несогласованной обработки. Для учета доплеровской деформации сложного сигнала в каждом канале, структура которого приведена на рис. 3, в соответствии с ожидаемой частотой f_{kani} изменяется

как фазовая структура, так и длительность опорного колебания T_i . Пусть f_{kanD0} – номер канала с нулевой доплеровской частотой, тогда перерасчет длительности осуществляется через масштабирующий множитель $T_i = T \cdot \{1 - (f_{kani} - f_{kanD0})/f_{kanD0}\}$. Заметим также, что учет доплеровской деформации сигнала производится в некоторых частных задачах радиолокации [9]. Далее вычисленные значения Z_i поступают в СВМ, где определяется максимальное значение Z и оценка частоты \hat{f} .

На рис. 5 представлен экспериментально полученный спектр сигнала, прошедшего акустический канал: зависимость нормированной амплитуды от частоты настройки фильтров. Обработка записей и график показывает, что ширина спектра реального сигнала примерно в 1,5 раза уже теоретической ширины спектра, т.е. ширина спектра принимаемого сигнала не соответствует расчетному значению. Предположительные причины такого эффекта могут быть:

- наличие фильтра и ограничение полосы сигнала в передатчике;
- ограничение полосы в пьезоэлектрическом излучателе.

Потенциальная точность оценивания частоты определяется неравенством Крамера-Рао [6] $\sigma_{fn} = \sqrt{1+q}(\sqrt{2qT_{es}})^{-1}$, где T_{es} – эквивалентная длительность сигнала. Для радиоимпульса с прямоугольной огибающей эквивалентная длительность сигнала составляет $T_{es} = 2\pi T/\sqrt{3} \approx 3,62 \cdot T$, где длительность ФКМ сигнала определяется величиной $T = BT_{\Sigma}$. Зависимости СКО оценивания частоты с использованием многоканального приемника, полученные при тех же условиях, показали, что на графиках проявляется хорошо известный пороговый эффект, свойственный системам нелинейного оценивания неэнергетических параметров. При отношениях сигнал-шум ниже 16 дБ вплоть до $q=8$ дБ резко возрастает СКО оценки частоты, т.к. в этой области происходит аномальное оценивание. Однако при дальнейшем уменьшении отношения сигнал-шум (менее 8 дБ) рост СКО замедляется, и она стремится к СКО априорного распределения частоты.

Для систем обработки в радиолокации рекомендуется выбирать $\Delta f_k = 1/T_{\Sigma}$ [10]. В гидроакустических условиях многолучевого распространения волн такой выбор приводит к большим потерям информации о сигналах в лучах, поэтому количество доплеровских фильтров определяется по полосе сигнала и допустимым потерям в обработке.

Зависимость потерь в пороговой мощности от относительного шага частот при равномерной настройке представлена на рис. 6.

Отсюда видно, что потери в сигнале могут быть большими. Если учесть это обстоятельство и выбирать $\Delta f_k = \Delta f_s/2$, то получим максимальные потери на доплеровскую фильтрацию около 3-х дБ. При выборе $\Delta f_k = \Delta f_s/3$ получаем потери 1,41 дБ; при выборе $\Delta f_k = \Delta f_s/4$ получаем потери 0,72 дБ; выборе $\Delta f_k = \Delta f_s/5$ получаем потери 0,45 дБ.

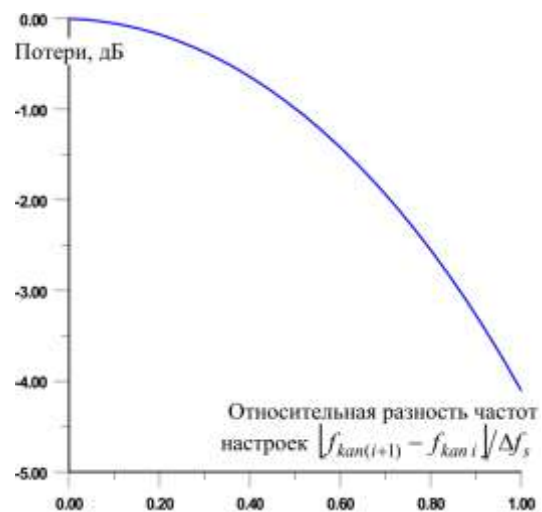


Рис. 6. К выбору шага частот настройки каналов

После значения частотной расстройки каналов $\Delta f_s/4$ снижение потерь замедляется, поэтому целесообразно использовать частоты $\Delta f_k \leq \Delta f_s/5$.

Частотно-временное распределение сигнала

Предложенные подходы к обработке сигналов прошли экспериментальную отработку на гидроакустических трассах протяженностью 100; 300 км в условиях глубокого и мелкого моря. Пример частотно-временной развертки для большой трассы представлен на рис. 7.

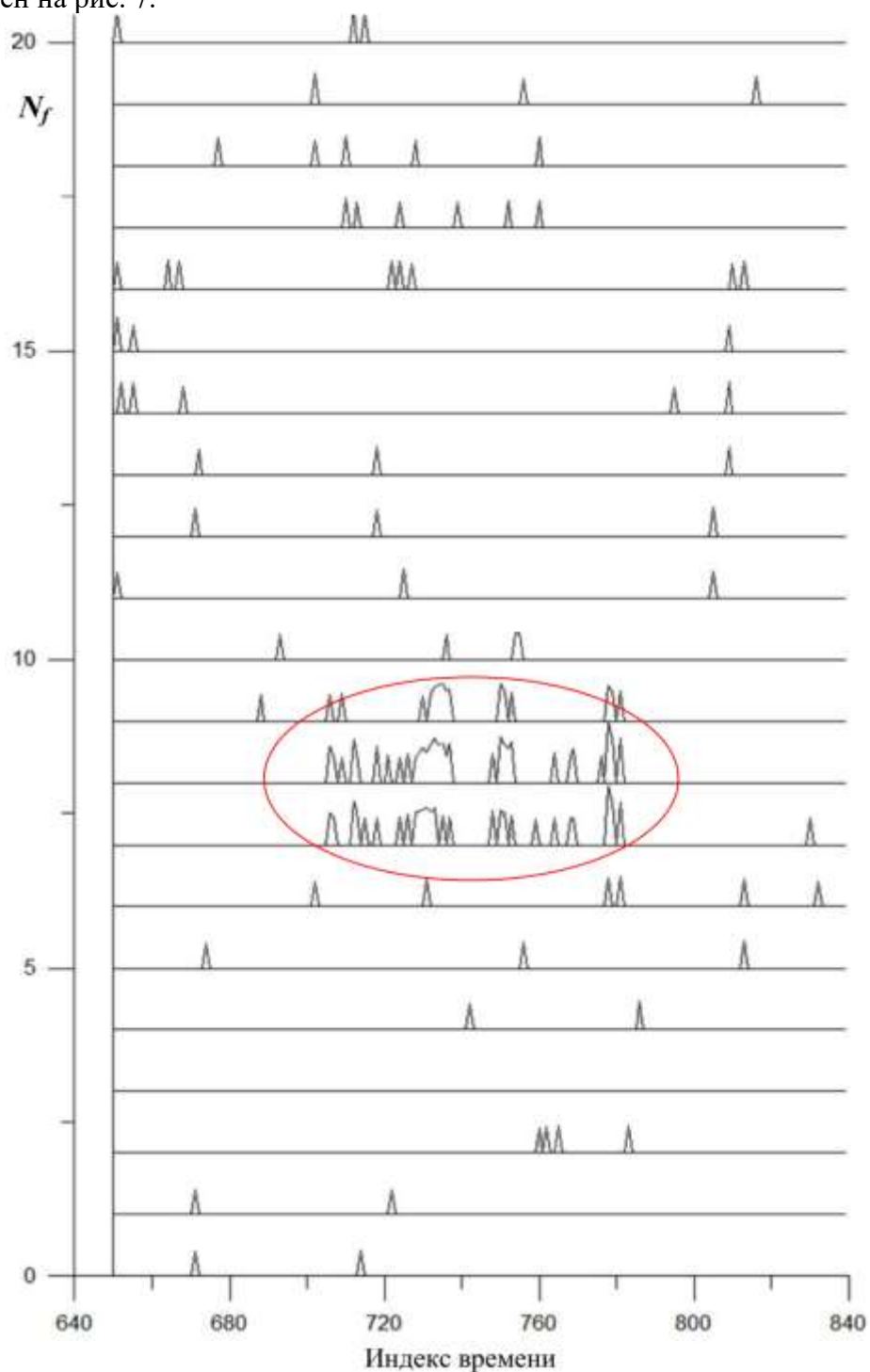


Рис. 7. Нормированный сигнал в частотно-временной плоскости

Центральным фильтром, соответствующим рабочей частоте, является фильтр с номером $N_f = 10$. Каналы с меньшим номером N_f соответствуют отрицательным доплеровским частотам; при $N_f > 10$ доплеровские частоты положительны. Пороги в системе обработки многолучевого сигнала настраивались на постоянный уровень ложных тревог 10^{-4} . Несмотря на низкую вероятность ложных тревог, на рис. 7 видно большое количество лучей, рассеянных по частотно-временной плоскости. Сигналы основных лучей подводного звукового канала сосредоточены в 7-9 доплеровских каналах в диапазоне от 700-790 отсчетов (на рис. 7 обведены овалом). Последующее некогерентное накопление полезных сигналов лучей позволяет получить дополнительный выигрыш до 10 дБ и снизить вероятность ошибочного приема.

Выводы

1) Рассмотрена многоканальная по времени и по частоте система обработки гидроакустического ФКМ сигнала с неизвестным временем прихода. Показано, что при увеличении числа каналов до 4-х потери в пороговой мощности сигнала можно снизить с 6 дБ до 1 дБ. При реализации многоканального приемника сигнала с неизвестной доплеровской частотой длительность опорного сигнала в корреляционном приемнике согласуется с частотой настройки канала.

2) Точность измерения частоты ФКМ сигнала и временного положения в случае большого отношения сигнал-шум при приеме на фоне белого гауссовского шума практически совпадает с границей Крамера-Рао. При малых отношениях сигнал-шум (менее 16 дБ) отличия теоретических и экспериментальных данных являются существенными и обусловлены влиянием эффекта аномального оценивания.

3) Показано, что многоканальная по частоте и по времени структура обработки гидроакустического сигнала, прошедшего многолучевой канал, позволяет эффективно разделить лучи, выделить и сгруппировать сигналы основного луча. Дополнительная частотно-временная обработка позволяет получить выигрыш в пороговой мощности сигнала до 10 дБ.

Литература

1. Тарасюк Ю.Ф. Гидроакустическое телеуправление. Л.: Судостроение, 1985. 200 с.
2. Матвиенко В.Н., Тарасюк Ю.Ф. Дальность действия гидроакустических средств. Л.: Судостроение, 1981. 312 с.
3. Бурдик В.С. Анализ гидроакустических систем. Л.: Судостроение, 1988. 392 с.
4. Богушевич А.Я., Красненко Н.П. Эффект Доплера в акустике неоднородной движущейся среды // Акустический журнал. 1988. Т.34. Вып. 4. С.598-602.
5. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384с.
6. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
7. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / Под ред. В.И. Коржика. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.
8. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
9. Гоголев И.В. Сравнение статистических характеристик оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с результатами узкополосной модели // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 13–18.
10. Слока В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 256 с.