

УДК 681.883.45

К.Г. Кебкал, В.В. Кулагин

НИЦ Вооруженных Сил Украины «Государственный океанариум», Севастополь

ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗЫ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА С НЕПРЕРЫВНОЙ РАЗВЕРТКОЙ НЕСУЩЕЙ В УСЛОВИЯХ ДОПЛЕРОВСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

Представлены результаты математического моделирования сигнала с непрерывной разверткой несущей в додетекторной точке приемника. Показана возможность оценки доплеровских смещений на основе сравнения измеренного и оценочного значения (модели) сигнала. Продемонстрировано убывающее влияние задержанного (несинхронного) луча при увеличении его избыточной задержки распространения на точность оценки фазы сигнала.

Ключевые слова: подводная телеметрия, цифровая связь, гидроакустическая связь.

Введение

Передача цифровых гидроакустических (г/а) сигналов между мобильными средствами г/а связи осложняется влиянием на принимаемый сигнал доплеровских сдвигов. Для их компенсации приемник может содержать схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1, 2] или реализовывать алгоритм повторной дискретизации (ПД) принимаемого сигнала для изменения масштаба временем пропорционально коэффициенту Доплера [3]. В каналах связи гауссового и райсового типов [4] – в каналах с одним выделенным (доминирующим) лучевым компонентом – оба подхода обеспечивают способность приемника восстанавливать параметры сигнала связи. Однако, в каналах релейского типа [5], когда все лучи равнозначны, компенсация доплеровских смещений с помощью этих подходов не обеспечивается. Доплеровские смещения зависят от угла поступления лучевых компонентов на прием и в общем случае имеют случайные значения. В результате, принимаемый сигнал представляет собой сумму случайно смещенных лучей. ФАПЧ и ПД не позволяют компенсировать индивидуальные доплеровские частоты каждого из лучевых компонентов, а компенсации некоторого среднего значения доплеровской частоты не достаточно для восстановления передаваемого сигнала. В случаях, когда различия индивидуальных доплеровских частот оказываются значимыми, системы связи, реализующие эти способы, не обеспечивают устойчивого и достоверного приема данных.

В свою очередь, при использовании несущей, характеризуемой непрерывной разверткой частоты, задержанные лучевые компоненты смещаются по отношению к частоте опорного сигнала. Каждый из лучевых компонентов содержит случайную доплеровскую частоту. Однако, как показано в работе [6] системы, основанные на передаче сигналов с непрерывной разверткой несущей, способны изолировать индивидуальные лучи (в частотных координатах).

Поскольку каждый изолированный луч характеризуется не суммой случайных, а одним единственным (индивидуальным) доплеровским смещением, такие системы способны обеспечивать эффективную компенсацию доплеровских искажений и за счет этого повышать достоверность приема данных в условиях распространения повышенной сложности.

Следует отметить, что в случае применения несущей с непрерывной разверткой несущей, кроме нарастающего рассогласования последовательно принимаемых сигналов с опорным сигналом, (доплеровское) мультипликативное изменение масштаба времени обуславливает также искажение формы развертки несущей.

Цель статьи состоит в математическом моделировании фазоманипулированного сигнала с непрерывной (линейной) разверткой несущей в додетекторной точке приемника, получении аппроксимации такого сигнала, оценке индивидуальных доплеровских смещений и влияния этих смещений на точность оценки фазы сигнала, а также изучении возможностей их компенсации.

Модель принимаемого сигнала

Можно показать [6], что использование линейной развертки несущей в многолучевых каналах обеспечивает разделение лучевых компонентов в частотных координатах. Если длительность сигнала равна периоду развертки несущей, то с учетом доплеровских смещений i -й фазоманипулированный сигнал

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_L t + Gt^2 + \theta_i),$$

где E – энергия сигнала, T – длительность, f_L – начальная частота, θ_i – начальная фаза i -го цифрового сигнала, $G = \pi f_d/T$ – градиент линейного частоты, f_d – девиация частоты от центра занимаемой частотной полосы, после распространения в многолучевом канале может быть представлен суммой:

$$r(i, t) = \sqrt{2E/T} \times \left. \begin{aligned} & \times \sum_{n=0}^N \alpha_n \cos \left(\begin{aligned} & 2\pi f_L (t - \Delta\tau_{i,n}) + G(t - \Delta\tau_{i,n})^2 + \\ & + (2\pi f_L K_{d,n} - 2\pi \Delta f_n)(t - \Delta\tau_{i,n}) + \\ & + G(2K_{d,n} + K_{d,n}^2)(t - \Delta\tau_{i,n})^2 + \varphi_{i,n} \end{aligned} \right), \end{aligned} \right. \quad (1)$$

где $K_{d,n}$ – доплеровское смещение n -го луча, $\Delta\tau_{i,n} = \delta_{0,n} + iK_{d,n}T_r$ – временное рассогласование n -го луча каждого i -го принимаемого сигнала с опорным, $\delta_{0,n}$ – временное рассогласование n -го луча первого принимаемого сигнала с опорным, T_r – интервал следования сигналов, $\varphi_{i,n} = \theta_n + \theta_i$ – фаза n -го луча. Из выражения (1) следует, что в отличие от условий передачи, в которых движение приемника/передатчика и/или отражающих границ отсутствует, лучевые компоненты принимаемого сигнала характеризуется смещением по частоте на $2\pi f_L K_{d,n}$ и «искривлением» линейной развертки в соответствии с $G(2K_{d,n} + K_{d,n}^2)$. В результате воздействия этих факторов оценка фазы сигнала в додетекторной

$$I_c(i) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \alpha_0 \int_0^T \cos \left(2\pi f_L K_{d,0} (t - \Delta\tau_{i,0}) + G(2K_{d,0} + K_{d,0}^2)(t - \Delta\tau_{i,0})^2 + \varphi_{i,0} \right) dt; \quad (2)$$

$$I_s(i) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \alpha_0 \int_0^T \sin \left(2\pi f_L K_{d,0} (t - \Delta\tau_{i,0}) + G(2K_{d,0} + K_{d,0}^2)(t - \Delta\tau_{i,0})^2 + \varphi_{i,0} \right) dt; \quad (3)$$

$$O_{m,c}(i) = \sqrt{\frac{E}{T}} \sum_{n=1}^N \alpha_n \int_0^T \cos \left(-2\pi \Delta f_n (t - \Delta\tau_{i,n}) + 2\pi f_L K_{d,n} (t - \Delta\tau_{i,n}) + G(2K_{d,n} + K_{d,n}^2)(t - \Delta\tau_{i,n})^2 + \varphi_{i,n} \right) dt; \quad (4)$$

$$O_{m,s}(i) = \sqrt{\frac{E}{T}} \sum_{n=1}^N \alpha_n \int_0^T \sin \left(-2\pi \Delta f_n (t - \Delta\tau_{i,n}) + 2\pi f_L K_{d,n} (t - \Delta\tau_{i,n}) + G(2K_{d,n} + K_{d,n}^2)(t - \Delta\tau_{i,n})^2 + \varphi_{i,n} \right) dt; \quad (5)$$

$$\varphi_{i,0} = \theta_0 + \theta_i.$$

В отличие от случая, в котором движение приемника, передатчика и/или отражающей поверхности отсутствует, в состав каждого из членов выражений (2) – (5) кроме оцениваемой фазы входят также члены, представляющие собой временные зависимости. Тогда без аналитического решения или аппроксимации интегралов в выражениях (2) – (5) выполнение приемлемо точной оценки коэффициента Доплера $K_{d,0}$ связано с чрезвычайно большим объемом вычислений, связанных с численным решением интегралов. Для оценки коэффициента Доплера рассмотрены два случая. В первом случае из-за больших избыточных задержек лучей модуль остатка $\sqrt{O_{m,s}^2(i) + O_{m,c}^2(i)}$ имеет пренебрежимо малое значение. Во втором случае остатками пренебрегать нельзя. В первом случае (остатками $O_{m,s}^2(i)$ и $O_{m,c}^2(i)$ пренебрегаем), каждое из выражений (2) - (3) содержит четыре неизвестных: амплитуда, фаза, коэффициент Доплера, время рассинхронизации. Для нахождения неизвестных необходима передача

точке будет характеризоваться дополнительным рассеиванием. Также, если после начальной синхронизации первый сигнал ($i = 0$) по отношению к опорному имеет некоторое малое смещение $\delta_{0,n}$, то каждый следующий сигнал ($i > 0$) характеризуется нарастающим смещением, обусловленным членом $iK_{d,n}T_r$. Ниже рассмотрено влияние доплеровского искажения линейной развертки несущей на точность оценки фазы единичного сигнала. Затем рассмотрено влияние нарастающего рассогласования последовательно принимаемых сигналов с опорным сигналом из-за (доплеровского) мультипликативного изменения масштаба времени.

Влияние доплеровского искажения развертки несущей на точность оценки фазы сигнала

Пренебрегая шумом, квадратурные компоненты сигнала $R_i(t_0) = Q_c(i) + jQ_s(i)$ в додетекторной точке приемника могут быть записаны в виде:

$$Q_c(i) \approx I_c(i) + O_{m,c}(i), \quad Q_s(i) \approx I_s(i) + O_{m,s}(i),$$

где

как минимум двух сигналов, по которым может быть составлена система из четырех уравнений, представленных двумя действительными и двумя мнимыми частям их комплексных огибающих. Для типичных скоростей движения подводных/надводных объектов и типичных для г/а связи частот коэффициент Доплера лежит в пределах от нескольких тысячных до нескольких десятых. Для этих величин выражения (2) – (3) могут быть аппроксимированы суммами первых четырех членов ряда Маклорена. После преобразования синфазный и квадратурный выходы коррелятора могут быть записаны в виде

$$Q_c(i) \approx I_c(i) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \frac{\alpha_0}{24} \times \left(\begin{aligned} & 2T \left(12 - 2T^2 b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}}^2 - 3T^3 a_{K_{d,0}} b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}} \right) \times \\ & \times \cos(c_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}, \varphi_{i,0}}) - \sin(c_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}, \varphi_{i,0}}) \times \\ & \times T^2 \left(12b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}} + 8Ta_{K_{d,0}} + T^2 b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}}^3 \right) \end{aligned} \right); \quad (6)$$

$$Q_s(i) \approx I_s(i) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \frac{\alpha_0}{24} \times \left(\begin{array}{l} 2T \left(12 - 2T^2 b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}}^2 - 3T^3 a_{K_{d,0}} b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}} \right) \times \\ \times \sin \left(c_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}, \varphi_{i,0}} \right) - \cos \left(c_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}, \varphi_{i,0}} \right) \times \\ \times T^2 \left(12 b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}} + 8T a_{K_{d,0}} + T^2 b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,0}}^3 \right) \end{array} \right) \quad (7)$$

где

$$a_{K_{d,0}} = G \left(2K_{d,0} + K_{d,0}^2 \right),$$

$$b_{\delta_{i,0}, K_{d,0}} = 2\pi f_L K_{d,0} - 2a_{K_{d,0}} \Delta\tau_{i,0},$$

$$c_{\delta_{i,0}, K_{d,0}, \varphi_{i,0}} = a_{K_{d,0}} \Delta\tau_{i,0}^2 - 2\pi f_L K_{d,0} \Delta\tau_{i,0} + \varphi_{i,0}.$$

На практике изменения характеристик г/а канала в течение короткого времени передачи последовательности из двух сигналов пренебрежимо малы. Поэтому, при известном интервале следования этих сигналов и известных фазах временные рассогласования лучей первого и второго сигналов и разности их фаз связаны однозначными зависимостями: $\Delta\tau_{1,0} = \delta_{0,0} + K_{d,0} T_r$ и $\varphi_{1,0} = \varphi_{0,0} + \Delta\varphi$. Математические модели регистрируемых в додетекторной точке амплитуд A_0, A_1 и фаз Θ_0, Θ_1 соответствующих сигналов имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 \approx \sqrt{Q_s^2(\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0}) + Q_c^2(\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0})}; \\ \Theta_0 \approx \arctg \left(\frac{Q_s(\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0})}{Q_c(\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0})} \right); \\ A_1 \approx \sqrt{Q_s^2(\alpha_0, \varphi_{0,0} + \Delta\varphi, \delta_{0,0} + K_{d,0} T_r, K_{d,0}) + Q_c^2(\alpha_0, \varphi_{0,0} + \Delta\varphi, \delta_{0,0} + K_{d,0} T_r, K_{d,0})}; \\ \Theta_1 \approx \arctg \left(\frac{Q_s(\alpha_0, \varphi_{0,0} + \Delta\varphi, \delta_{0,0} + K_{d,0} T_r, K_{d,0})}{Q_c(\alpha_0, \varphi_{0,0} + \Delta\varphi, \delta_{0,0} + K_{d,0} T_r, K_{d,0})} \right). \end{array} \right. \quad (8)$$

При выполнении численных или физических экспериментов амплитуды и фазы $A_0, A_1, \Theta_0, \Theta_1$ могут быть измерены и заменены на соответствующие этим измерениям $\mathcal{K}_0, \mathcal{K}_1, \mathcal{G}_0, \mathcal{G}_1$. В результате решения системы уравнений (8) для набора неизвестных $\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0}$ могут быть найдены соответствующие оценки $\mathcal{C}_0, \mathcal{C}_{0,0}, \delta_{0,0}, \mathcal{K}_{d,0}$. На практике при поиске решения для каждой из переменных $\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0}$ определялись интервалы значений, в которых могут находиться оценки $\mathcal{C}_0, \mathcal{C}_{0,0}, \delta_{0,0}, \mathcal{K}_{d,0}$. В частности, из следующих соображений. Скорости движения подводных объектов обычно ограничены десятью узлами. Соответственно, для частот г/а связи коэффициент Доплера ($K_{d,0}$) лежит в пределах нескольких тысячных. Начальное временное рассогласование принимаемого

сигнала с опорным не превышает ширины автокорреляционного отклика сигнала, т.е. $\delta_{0,0} < 1/4f_d$. Для нормированного сигнала $0 \leq \alpha_0 \leq 1$, а фаза $0 \leq \varphi_{0,0} < 2\pi$. Поскольку после дискретизации интервалов число свободных переменных может быть очень большим, система уравнений решалась методом эволюционных стратегий. В соответствии с этим методом для каждой из дискретных комбинаций $\mathcal{C}_0, \mathcal{C}_{0,0}, \delta_{0,0}, \mathcal{K}_{d,0}$ рассчитывался функционал

$$Z = (\mathcal{K}_1^2 - A_1^2) + (\mathcal{K}_2^2 - A_2^2) + (\mathcal{G}_1^2 - \Theta_1^2) + (\mathcal{G}_2^2 - \Theta_2^2).$$

После нахождения минимального значения функционала определялись оценки $\mathcal{C}_0, \mathcal{C}_{0,0}, \delta_{0,0}, \mathcal{K}_{d,0}$, наиболее близко лежащие к искомым $\alpha_0, \varphi_{0,0}, \delta_{0,0}, K_{d,0}$.

В численных экспериментах дискретизация интервала значений α_0 выполнялась с шагом 0.02, интервала $\varphi_{0,0}$ с шагом 1° , интервала $\delta_{0,0}$ с шагом 1 мкс, интервала $K_{d,0}$ шагом 10^{-4} . Пример использования такого подхода представлен для случая передачи сигнала в модели г/а канала с тремя лучами распространения: прямым и двумя отражёнными с избыточными задержками распространения лучей 200 и 400 мкс и амплитудами, составляющими соответственно 1/2 и 1/4 от амплитуды доминирующего луча (избыточные задержки и амплитуды соответствуют горизонтальному каналу небольшой с глубинами порядка десятков метров и протяженностью порядка сотен метров). Для сигнала с линейной разверткой несущей от 18 до 34 кГц (полоса частот излучателя T217 компании Neptune Sonar Ltd.) длительностью $T=1$ мс и начальной фазой $\varphi_{0,0}=0$ на рис. 1 продемонстрирована зависимость, позволяющая количественно оценить влияние эффекта мультипликативного искажения сигнала (доплеровского сжатия/растяжения оси времени) на точность оценки фазы сигнала для интервала скоростей движения до 10 узлов ($K_{d,0}$ в пределах от -0.0066 до $+0.0066$). При отклонении $K_{d,0}$ от нуля оценка фазы на этом интервале изменяется по зависимости, близкой к линейной.

На рис. 1 сплошной линией обозначена зависимость фазы $\mathcal{G}_{0,0}$ от оценки коэффициента Доплера $\mathcal{K}_{d,0}$, получаемой в результате решения системы уравнений (8). Штриховой линией обозначена зависимость фазы $\mathcal{G}_{0,0}$ от известного коэффициента Доплера $K_{d,0}$, задаваемого в модели сигнала (1).

Как следует из сравнения, зависимости хорошо согласованы. Максимальное расхождение (на краях заданного интервала) составляет 0.07 радиан. Рассеивание фазы в пределах этой величины, обуславливаемое эффектом Доплера, намного меньше типичных для цифровой г/а связи расстояний между соседними дискретными значениями цифровых сиг-

налов. Соответственно, влияние такого рассеивания на достоверность приема цифрового сигнала является небольшим. Например, при использовании дву-

кратной фазовой манипуляции такое рассеивание эквивалентно влиянию шума, имеющего уровень - 18.9 дБ по отношению к уровню сигнала.

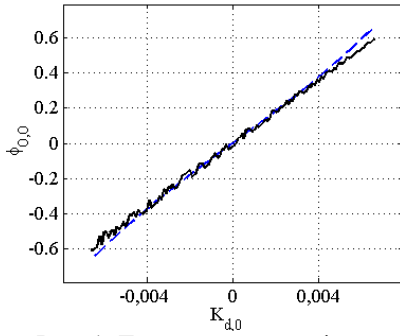


Рис. 1. Точность оценки фазы от $K_{d,0}$, определяемого из системы 4-х уравнений (задержки лучей 200 и 400 мкс)

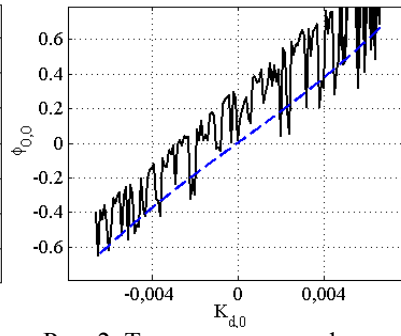


Рис. 2. Точность оценки фазы от $K_{d,0}$, определяемого из системы 4-х уравнений (задержки луче 67 и 134 мкс)

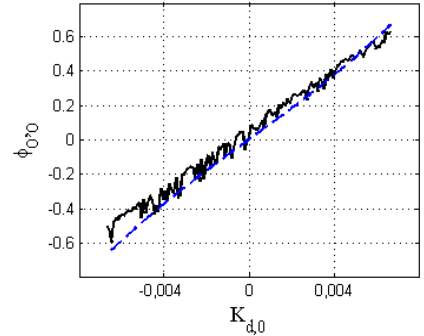


Рис. 3. Точность оценки фазы от $K_{d,0}$, определяемого из системы восьми уравнений (задержки луче 67 и 134 мкс)

При уменьшении избыточных задержек распространения лучей согласованность этих зависимостей ухудшается (рис. 2). В частности, при уменьшении задержек лучевых компонентов в три раза, т.е. до 67 и 134 мкс соответственно, максимальное расхождение увеличивается до 0.45 радиан. Влияние такого рассеивания на достоверность приема цифрового сигнала существенно больше предыдущего. При использовании двукратной фазовой манипуляции такое рассеивание эквивалентно влиянию шума, имеющего уровень на 9.9 дБ ниже уровня сигнала.

Для многих практических задач такое значительное рассеивание неприемлемо. Аппроксимации квадратурных компонентов сигнала в додетекторной точке $R_i(t_0) = Q_c(i) + jQ_s(i)$ могут быть улучшены, если остатки $O_{m,c}(i)$, и $O_{m,s}(i)$ учесть при моделировании принимаемого сигнала.

Наибольший вклад в погрешность определения фазы принимаемого сигнала дает лучевой компонент, имеющий наименьшую задержку по отношению к синхронному. Лучевые компоненты, имеющие большие избыточные задержки, оказывают малое влияние на точность определения фазы. Поэтому выражения (4) и (5) можно приближенно переписать в виде $O_{m,c}(i) \approx O_{m,c}(1)$ и $O_{m,s}(i) \approx O_{m,s}(1)$.

Эти остатки для небольших $K_{d,0}$ можно также приближенно представить суммой первых четырех членов ряда Маклорена:

$$O_{m,c}(\alpha_1, \varphi_{i,1}, \delta_{i,1}, K_{d,1}) \approx \sqrt{\frac{2E}{T}} \frac{\alpha_1}{24} \times \left[\begin{array}{l} 2T(12 - 2T^2 b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}'^2 - 3T^3 a_{K_{d,1}}' b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,1}}') \times \\ \times \cos(c_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}, \varphi_{i,1}}') - \sin(c_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}, \varphi_{i,1}}') \times \\ \times T^2 (12b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}' + 8Ta_{K_{d,1}}' + T^2 b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}'^3) \end{array} \right];$$

$$O_{m,s}(\alpha_1, \varphi_{i,1}, \delta_{i,1}, K_{d,1}) \approx \sqrt{2E/T} \cdot (\alpha_1 / 24) \times \left[\begin{array}{l} 2T(12 - 2T^2 b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}'^2 - 3T^3 a_{K_{d,1}}' b_{\Delta\tau_{i,0}, K_{d,1}}') \times \\ \times \sin(c_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}, \varphi_{i,1}}') - \cos(c_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}, \varphi_{i,1}}') \times \\ \times T^2 (12b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}' + 8Ta_{K_{d,1}}' + T^2 b_{\Delta\tau_{i,1}, K_{d,1}}'^3) \end{array} \right],$$

где

$$a_{K_{d,1}}' = G(2K_{d,1} + K_{d,1}^2),$$

$$b_{\delta_{i,1}, K_{d,1}}' = 2\pi f_L K_{d,1} - 2\pi \Delta f_1 - 2a_{K_{d,1}}' \Delta\tau_{i,1},$$

$$c_{\delta_{i,1}, K_{d,1}, \varphi_{i,1}}' = a_{K_{d,1}}' \Delta\tau_{i,1}^2 - 2\pi(f_L K_{d,1} - \Delta f_1) \Delta\tau_{i,1} + \varphi_{i,1}.$$

С учетом того, что $Q_c(i) \approx I_c(i) + O_{m,c}(i)$ и $Q_s(i) \approx I_s(i) + O_{m,s}(i)$ в каждом из выражений системы уравнений (8) число неизвестных переменных возрастает до восьми. В частности, это – амплитудные множители лучей α_0, α_1 , их фазы $\varphi_{0,0}, \varphi_{0,1}$, времена рассинхронизации $\delta_{0,0}, \delta_{0,1}$ с опорным сигналом, а также доплеровские сдвиги $K_{d,0}, K_{d,1}$ синхронного и задержанного лучей. Тогда, для решения системы необходима передача как минимум четырех сигналов, по которым может быть составлена система из восьми уравнений, представленных четырьмя действительными и четырьмя мнимыми частями их комплексных огибающих.

Заменяя в выражениях (6) и (7) для квадратурного и синфазного компонентов аргументы так, что

$$Q_s(i) = Q_s \left(\begin{array}{l} \alpha_0, \alpha_1, \varphi_{0,0} + i\Delta\varphi, \varphi_{0,1} + i\Delta\varphi, \delta_{0,0} + \\ + iK_{d,0}T_r, \delta_{0,1} + iK_{d,1}T_r, K_{d,0}, K_{d,1} \end{array} \right);$$

$$Q_c(i) = Q_c \left(\begin{array}{l} \alpha_0, \alpha_1, \varphi_{0,0} + i\Delta\varphi, \varphi_{0,1} + i\Delta\varphi, \delta_{0,0} + \\ + iK_{d,0}T_r, \delta_{0,1} + iK_{d,1}T_r, K_{d,0}, K_{d,1} \end{array} \right),$$

и используя для решения системы уравнений также

метод еволюционных стратегий, показано, что при прочих равных условиях рассогласование между зависимостью $\phi_{0,0}(K_{d,0})$ и зависимостью $\phi_{0,0}(K_{d,0})$ становится значительно меньше, чем в предыдущем случае (рис. 3). Максимальное расхождение составляет 0.15 радиан. При использовании двукратной фазовой манипуляции рассеивание в пределах этого значения эквивалентно влиянию шума с уровнем -14.2 дБ по отношению к уровню сигнала. В практических задачах такой уровень лежит на 2-3 дБ ниже типичного уровня шума окружающей среды.

Приведенные примеры позволяют установить количественную меру доплеровского искажения развертки несущей при определении фазы сигнала. Следует отметить, что в диапазоне скоростей движения подводных объектов, представляющих практический интерес (3-6 узлов), а также частот, используемых в г/а связи (десятки килогерц), смещение оценки фазы, обуславливаемое доплеровским искажением развертки несущей, лежит в пределах 0.1-0.2 рад.

В задачах, где смещения такого порядка являются значимыми, и пренебрегать ими нельзя, может использоваться математическая модель принимаемого сигнала, позволяющая создать систему уравнений, и с ее помощью оценить доплеровское искажение развертки несущей. Точности оценки этих искажений, получаемые в результате решения системы уравнений, в частности, $K_{d,0}$, являются достаточно точными для их практически полной компенсации. Кроме доплеровского искажения развертки несущей в условиях взаимных перемещений приемника и передатчика, из-за мультипликативного искажения масштаба времени может возникать также нарастающее рассогласование принимаемого сигнала с опорным.

Исследование этого эффекта изучено в следующем подразделе.

Влияние нарастающего рассогласования последовательно принимаемых сигналов с опорным сигналом

Нарастающее рассогласование последовательно принимаемых сигналов обуславливается изменением соотношения между длительностью передаваемого сигнала и периодом развертки несущей и определяется наличием в аргументе функции принимаемого сигнала зависимости вида

$$\Delta\tau_{i,n} = \delta_{0,n} + iK_{d,n}T_r.$$

Можно показать, что даже в благоприятных условиях распространения, когда несинхронные лучевые компоненты принимаемого сигнала имеют пренебрежимо малые мощности, а искажениями формы развертки несущей можно пренебречь, накопление временного рассогласования принимаемого и опорного сигналов из-за растяжения/сжатия масштаба времени может существенно влиять на погрешность

оценки фазы сигналов принимаемой последовательности. Пренебрегая искажениями формы развертки несущей и шумом окружающей среды, принимаемый сигнал (1) может быть переписан в виде:

$$r(i, t) = \sqrt{2E/T} \times \sum_{n=0}^N \alpha_n \cos \left(\begin{array}{l} 2\pi f_L (t - \Delta\tau_{i,n}) + G(t - \Delta\tau_{i,n})^2 - \\ - 2\pi \Delta f_n (t - \Delta\tau_{i,n}) + \phi_{i,n} \end{array} \right). \quad (9)$$

Соответственно, квадратурные компоненты сигнала (9) в додетекторной точке могут быть упрощенно записаны в виде зависимостей, учитывающих только растяжение/сжатие масштаба времени:

$$Q_c(i) \approx \sqrt{\frac{2E}{T}} \alpha_0 \int_0^T \cos \left(\begin{array}{l} -2G(iK_{d,0}T_r)t - 2\pi f_L (iK_{d,0}T_r)t + \\ + G(iK_{d,0}T_r)^2 + \phi_{i,0} \end{array} \right) dt$$

$$Q_s(i) \approx \sqrt{\frac{2E}{T}} \alpha_0 \int_0^T \sin \left(\begin{array}{l} -2G(iK_{d,0}T_r)t - 2\pi f_L (iK_{d,0}T_r)t + \\ + G(iK_{d,0}T_r)^2 + \phi_{i,0} \end{array} \right) dt.$$

Фазу i -го сигнала можно записать в виде $\Theta(i) = \Theta_e(i) + \phi_{i,0}$, где $\Theta_e(i)$ погрешность оценки фазы, нарастающая с возрастанием i по зависимости $\Theta_e(i) = i^2 G K_{d,0}^2 T^2 - i G K_{d,0} T^2 - i 2\pi f_L K_{d,0} T$.

Рис. 4 иллюстрирует эту зависимость для трех значений взаимной радиальной скорости движения приемника и передатчика (скорости 1 узел соответствует сплошная линия, 2 узла – штриховая, 3 узла – штрихпунктирная). Как следует из сравнения кривых, с увеличением взаимной радиальной скорости перемещения приемника и передатчика, и, соответственно, рассинхронизации принимаемого и опорного сигналов, скорость отклонения фазы от фиксированного $\phi_{i,0}$ возрастает. Так, при передаче сигналов продолжительностью 1 мс в полосе частот 18-34 кГц при радиальной скорости 1 узел, отклонение фазы 100-го сигнала ($i=99$) составляет π , а при скорости 3 узла это отклонение уже достигает 4π . Очевидно, что в отсутствие компенсации мультипликативных искажений масштаба времени передача данных посредством длинных последовательностей сигналов осуществляться не может.

Компенсация может быть выполнена путем коррекции времени синхронизации (в соответствии с $K_{d,0}$) каждого сигнала передаваемой последовательности. Однако неточное определение коэффициента Доплера может обуславливать неполную компенсацию мультипликативных искажений. На рис. 5 показаны зависимости отклонения фазы от фиксированного $\phi_{i,0}$ после компенсации мультипликативных искажений, вносимых перемещениями приемника и передатчика с радиальной скоростью 3 узла. Сплошная линия соответствует случаю, когда $K_{d,0}$ определен с погреш-

ністю +5%, штриховая – случаю, когда $K_{d,0}$ определен с погрешностью +10%, штрихпунктирная – $K_{d,0}$ с погрешностью +15%. Все три погрешности определе-

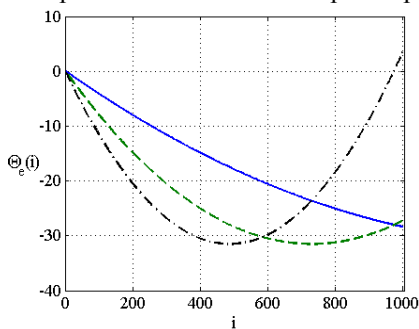


Рис. 4. Зависимость погрешности определения фазы от времени рассинхронизации сигнала (без компенсации)

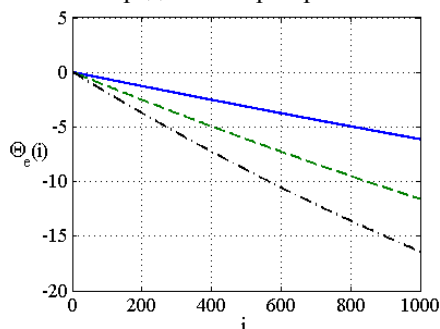


Рис. 5. Зависимость погрешности определения фазы от времени рассинхронизации сигнала (с компенсацией)

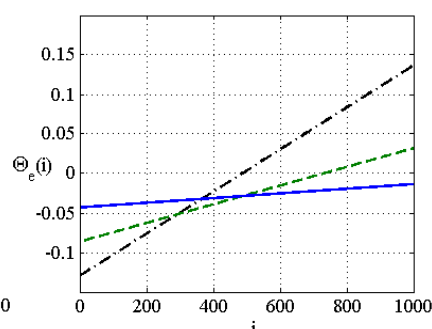


Рис. 6. Зависимость погрешности определения относительной фазы от времени рассинхронизации сигнала (с компенсацией)

Из анализа кривых следует, что даже при небольшой взаимной радиальной скорости перемещения приемника и передатчика оценка фазы из-за неполной компенсации мультипликативных искажений масштаба времени может сравнительно быстро достигать значений, полярно противоположных истинным. В частности, при длительности $T=1$ мс это может происходить на интервале передачи нескольких сотен сигналов (в данном случае, от 190 до 580). Для приема больших пакетов цифровых сигналов может использоваться повторная синхронизации принимаемых сигналов через сравнительно короткие интервалы времени. Однако, это мера обуславливает увеличение удельной плотности служебных сигналов в составе передаваемой последовательности, и из-за этого уменьшение эффективной скорости передачи полезной информации.

Дальнейшее уменьшение влияния мультипликативных искажений масштаба времени может также достигаться за счет замены способа фазовой манипуляции несущей на способ относительной фазовой манипуляции, при котором передаваемая информация содержится не в значении фазы единичного сигнала, а в разности фаз соседних сигналов.

При использовании этого способа погрешность оценки фазы нарастает с возрастанием i по линейной зависимости вида

$$\Theta'_e(i) = 2GK_{d,0}^2 T^2 i - ((K_{d,0} - 1)GT - 2\pi f_L) K_{d,0} T.$$

На рис. 6 показаны зависимости отклонения фазы от фиксированного $\varphi_{i,0}$ после компенсации мультипликативных искажений, вносимых перемещениями приемника и передатчика с радиальной скоростью, равной 10 узлов. Сплошная линия соответствует случаю, когда $K_{d,0}$ определен с погрешностью +10%, штриховая – случаю, когда $K_{d,0}$ определен с погрешностью +20%, штрихпунктирная – $K_{d,0}$ с погрешностью +30%. Как следует из сравнения кривых, погрешность оценки фазы медленно воз-

растает с увеличением i и даже в случае неточного определения $K_{d,0}$ (погрешность до 20%) к моменту передачи 1000-го сигнала принимает значения в пределах нескольких сотых радиана. При использовании способов двукратной фазовой манипуляции, в которых расстояния между дискретными значениями сигнала составляют $\pi/2$ радиана, погрешности такого порядка являются приемлемыми.

Обсуждение

Решение системы уравнений (8) является не единственным способом оценки коэффициента Доплера. Очевидно, что в результате расчета взаимной корреляционной функции соседних сигналов с известным интервалом следования, смещение максимума этой функции от нулевого значения прямо пропорционально степени растяжения/сжатия масштаба времени. Для частот, используемых в цифровой г/а связи, может быть показано [8], что погрешность определения времени поступления на прием наиболее энергovesомого луча расширенного по спектру сигнала имеет порядок от единиц до десятков микросекунд. Аналогично, погрешность определения разности между временем поступления на прием соседних сигналов имеет такой же порядок. Если интервал передачи соседних сигналов составляет единицы миллисекунд, то погрешность определения разности между моментами поступления на прием соседних сигналов лежит в пределах единиц процентов. Тогда погрешность оценки коэффициента Доплера составляет также единицы процентов, что является соизмеримым со значениями, получаемыми при решении системы уравнений.

Преимущество оценки коэффициента Доплера путем решения системы уравнений заключается в возможности увеличения точности этой оценки путем увеличения числа передаваемых сигналов и, соответственно, количества уравнений системы. Одна-

ко, этот подход обуславливает существенное возрастание вычислительной сложности алгоритма расчета $\kappa_{d,0}$. В свою очередь, преимущество оценки $\kappa_{d,0}$ посредством расчета взаимной корреляционной функции соседних сигналов с известным интервалом следования состоит в значительно меньшей вычислительной сложности. Однако, этот способ может использоваться в задачах с умеренными требованиями к точности оценки коэффициента Доплера.

Как следует из анализа, влияние на точность оценки фазы эффекта нарастающего рассогласования принимаемого и опорного сигналов преобладает над влиянием эффекта доплеровского искажения развертки несущей. С учетом этого обстоятельства, а также из-за высокой вычислительной сложности методов решения систем трансцендентных уравнений, для множества практических задач влиянием первого эффекта можно пренебречь. Для уменьшения скорости нарастающего рассогласования принимаемого и опорного сигналов при вычислении времени синхронизации каждого сигнала принимаемой последовательности могут учитываться приближенные значения коэффициента Доплера. В сочетании с этим использование для формирования сигнала связи относительной ФМ способно обеспечивать прием больших пакетов цифровых сигналов без выполнения повторной (многократной) синхронизации принимаемых сигналов через сравнительно короткие интервалы времени.

Выводы

1. Для качественной и количественной оценки доплеровских искажений сигнала с непрерывной разверткой несущей выполнено математическое моделирование сигнала в додетекторной точке. Полученная модель позволяет продемонстрировать убывающее влияние задержанных (несинхронных) лучей с увеличением избыточной задержки распространения сигнала, что эквивалентно возрастающей степени подавления энергии задержанных (несинхронных) лучевых компонентов, а также энергии их доплеровских смещений.

2. Продемонстрирована возможность оценки коэффициента Доплера на основе сравнения измеренного и оценочного значения (модели) сигнала в додетекторной точке.

3. Показано, что в условиях взаимных радиальных перемещений на принимаемый сигнал воздействуют два эффекта. Один из них – доплеровское искажение развертки несущей (смещение по частоте с искривлением формы развертки). Второй – нарастающее рассогласование принимаемого и опорного сигналов. Изучено влияние обоих эффектов на точность определения фазы сигнала для диапазона радиальных скоростей взаимных перемещений приемника и передатчика, представляющего наибольший практический интерес. Установлено, что погрешности

определения фазы сигнала, возникающие в результате влияния первого эффекта, лежат в диапазоне от нескольких сотых до нескольких десятых радиана. Погрешности, возникающие в результате влияния второго эффекта, являются существенно более высокими (могут отличаться на несколько порядков).

4. Установлено, что для компенсации погрешностей оценки фазы сигнала, обуславливаемых смещением по частоте и искривлением формы развертки несущей, коэффициент Доплера может учитываться при формировании опорного сигнала. Погрешность практической оценки коэффициента Доплера составляет единицы процентов. Соответственно, степень компенсации этого эффекта может превышать 90 %.

5. Для компенсации погрешностей оценки фазы сигнала, обуславливаемых нарастающим рассогласованием принимаемого и опорного сигналов, коэффициент Доплера может учитываться при оценке мультипликативного искажения масштаба времени, и соответственно, расчета времени синхронизации каждого сигнала принимаемой последовательности. Однако, из-за неточного определения коэффициента Доплера (для практических значений погрешностей порядка единиц процентов) значительное рассогласование принимаемого и опорного сигналов может наступать уже через сравнительно короткое время (порядка нескольких десятков периодов развертки несущей).

6. Продемонстрировано, что для уменьшения влияния доплеровских сдвигов на точность оценки фазы сигнала вместо способа фазовой манипуляции может использоваться способ относительной фазовой манипуляции. При использовании этого способа неточности определения коэффициента Доплера (для практических значений погрешностей порядка единиц процентов) скорость рассогласования принимаемого и опорного сигналов имеет существенно меньшее значение (различия могут составлять несколько порядков). Это обстоятельство позволяет рекомендовать использование относительной фазовой манипуляции для формирования г/а сигнала связи с непрерывной разверткой несущей.

Список литературы

1. Lindsey W., Chie C. *A Survey of Digital Phase-Locked Loops*. IEEE Trans. Commun. // Vol. COM-69. – Apr.1981. – P. 410 – 431.
2. Hinedi S., Lindsey W. *ISI Effects on BPSK and QPSK Carrier Tracking Loops*. IEEE Trans. Commun. // Vol. COM-38. – Oct.1990. – P.1670 – 1676.
3. Eggen T.H., Baggeroer A.B., Preisig J.C. *Communication over Doppler Spread Channels – Part I: Channel and Receiver Presentation* // IEEE J. Ocean. Eng., Vol. 25, no.1. – January 2000. – P. 63 – 71.
4. Прокис Дж. *Цифровая связь; пер с англ. под ред. Д.Д. Кловского*. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. Галкин В.А. *Цифровая мобильная радиосвязь / В.А. Галкин*. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
6. Кебкел К.Г. *Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустиче-*

ских каналах / К.Г. Кебкал, А.Г. Кебкал, С.Г. Яковлев // Акустический журнал. – М., 2004. – Т. 50, № 2. – С. 220-230.

7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е издание; пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

8. Кебкал К.Г. Синхронизация приемника цифровой гидроакустической связи посредством широкополосных сигналов с линейным изменением частоты / К.Г. Кебкал //

Зб. наук. пр. – Вып. 1(14). – Севастополь: Севастопольский ВМІ ім. П.С. Нахімова, 2008. – С. 92 – 97.

Поступила в редколлегию 12.05.2010

Рецензент: д-р физ.-мат. наук, проф. М.М. Дивизинюк, Севастопольский национальный университет ядерной энергии и промышленности, Севастополь.

ПОХИБКА ВИЗНАЧЕННЯ ФАЗИ ГІДРОАКУСТИЧНОГО СИГНАЛУ З БЕЗПЕРЕРВНОЮ РОЗГОРТКОЮ НЕСУЧОЇ В УМОВАХ БАГАТОПРОМЕНЕВОГО РОЗПОВСЮДЖЕННЯ

К.Г. Кебкал, В.В. Кулагін

Розглядаються результати математичного моделювання сигналу з безперервною розгорткою несучої в додетекторній точці приймача. Доведена можливість оцінки коефіцієнта Доплера на основі порівняння виміряного і оціночного значення (моделі) сигналу. Продемонстровано зменшення впливу затриманих (несинхронних) променів при зростанні надлишкової затримки розповсюдження сигналу на похибку оцінки фази сигналу.

Перелік ключових слів: підводна телеметрія, цифровий зв'язок, гідроакустичний зв'язок.

PHASE ERROR ESTIMATION OF A HYDRO-ACOUSTIC SIGNAL WITH SWEEPED CARRIER IN CONDITIONS OF MULTIPATH PROPAGATION

K.G. Kebkal, V.V. Kulagin

There are considered the results of numerical modelling of a signal with swept carrier in the receiver predetection point in conditions of multipath propagation. The possibility of Doppler coefficient estimation is proven on the base of comparison of signal measured and expected values. There is demonstrated the influence reduction of delayed (non-synchronous) multipath with increase of excess delay on the phase error estimation.

Keywords: underwater telemetry, digital communication, hydro-acoustic communication.