

КОМПЕНСАЦИЯ ДОПЛЕРОВСКИХ СМЕЩЕНИЙ СИГНАЛА СВЯЗИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

К.Г. Кебкал

НИЦ ВСУ «Государственный океанариум»
г. Севастополь, ул. Эпронская 7
E-mail: konstantin.kebkal@gmail.com

Использование сигналов связи с монотонным расширением спектра обеспечивает разделение многолучевых компонентов в частотных координатах. Это создает возможность оценки их индивидуальных доплеровских смещений. Для количественной оценки смещений выполнено математическое моделирование сигнала с расширением спектра на выходе оптимального квадратурного демодулятора. Получена соответствующая аппроксимация выходного сигнала.

Введение. Эффект Доплера приводит к сжатию/растяжению принимаемого сигнала вдоль оси времени. Численная мера такого (мультипликативного) искажения выражается коэффициентом Доплера в виде $K_d = v_s / v_a$, где v_s – скорость сближения/удаления приемника по отношению источнику, v_a – скорость звука.

При использовании (традиционной) несущей постоянной частоты это приводит к смещению частоты принимаемого сигнала по отношению к частоте опорного. Для компенсации такого смещения приемник может содержать схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1], [2] или функцию, выполняющую повторную дискретизацию (ПД) принимаемого сигнала, учитывающую меру сжатия/растяжения сигнала [3]. В каналах связи гауссового и райсового типов [4], в особенности в каналах с одним выделенным (доминирующим) многолучевым компонентом, оба подхода обеспечивают работоспособность системы связи, в том числе при значительных K_d . Однако, в каналах релейского типа [5] (когда все лучи равнозначны) эти подходы не обеспечивают эффективной компенсации доплеровских смещений. Это связано с тем, что доплеровские смещения зависят от угла поступления многолучевых компонентов на прием и в общем случае имеют случайные значения.

В результате, принимаемый сигнал представляет собой сумму случайно смещенных многолучевых компонентов и характеризуется некоторым средним значением допле-

ровской частоты. При этом ФАПЧ или ПД, обеспечивающие компенсацию этого среднего, не позволяют компенсировать индивидуальные доплеровские частоты каждого из многолучевых компонентов. Для случаев, когда различия индивидуальных доплеровских частот оказываются значимыми, системы связи, реализующие ФАПЧ или ПД, часто не обеспечивают устойчивого и достоверного приема данных.

При использовании (альтернативной) несущей, характеризуемой монотонным расширением спектра сигнала связи, также происходит смещение частоты принимаемого сигнала к частоте опорного. Кроме того, каждый из многолучевых компонентов принимаемого сигнала также может содержать случайную доплеровскую частоту. Однако, системы связи с монотонным расширением спектра способны изолировать индивидуальные многолучевые компоненты принимаемого сигнала в частотных координатах [6]. Поскольку каждый изолированный компонент характеризуется не суммой случайных, а одним единственным (индивидуальным) доплеровским смещением, такие системы способны обеспечивать их эффективную компенсацию и за счет этого повышать устойчивость, достоверность приема данных в условиях сложных динамических каналов.

Следует однако отметить, что в случае применения несущей с монотонным расширением спектра возникает эффект, требующий специальной обработки для осуществления полной компенсации доплеровского смещения изолированного многолучевого компонента. В силу мультипликативного характера доплеровских искажений, при большом расширении спектра верхние частоты сигнала (по абсолютному значению) смещаются значительно больше, чем нижние. В результате, для больших v_s частотная огибающая принимаемого сигнала может существенно отличаться от частотной огибающей опорного сигнала.

Одной из целей статьи является создание математической модели сигнала связи с расширением спектра на выходе динамического многолучевого канала. Другой целью является математическое моделирование сигнала на выходе оптимального квадратурного демодулятора, получение аппроксимации этого сигнала, а также получение количественных оценок доплеровских смещений для индивидуальных многолучевых компонентов принимаемого сигнала связи. Третья

цель состоит в оценке возможности учета получаемого коэффициента Доплера при формировании опорного сигнала.

Структура передаваемого пакета цифровых символов. Пакет состоит из пары синхроимпульсов, заголовка и собственно сообщения. Синхроимпульсы имеют фиксированную продолжительность и следуют с эталонной задержкой, необходимой для предварительной оценки коэффициента Доплера. Заголовок содержит секцию служебной информации, а сообщение – секцию полезной информации. Как служебная, так и полезная информация представлена последовательностями дискретных (цифровых) символов данных. В отличие от синхроимпульсов символы данных могут иметь разную продолжительность (зависящую от условий канала связи и скорости передачи данных). При этом и те и другие занимают одинаковый диапазон частот: расширение спектра выполняется в пределах заданных значений нижней и верхней частот.

Пусть символы данных формируются путем манипуляции фазы, их амплитуды равны и совпадают с амплитудой синхроимпульсов. После распространения в канале связи пакет цифровых символов обрабатывается посимвольно с помощью оптимального квадратурного демодулятора [7]. На рисунке 1 представлена схема такого демодулятора. На его вход поступают отсчеты принимаемого сигнала с частотой оцифровки, не меньшей частоты Найквиста, а на выход демодулятора поступают интегральные значения синфазного (X) квадратурного (Y) компонентов с частотой, соответствующей частоте следования символов. При приеме синхронизирующей секции пакета на входы демодулятора $s_s(t)$ и $s_c(t)$ подаются составляющие опорного сигнала, соответствующие параметрам синхроимпульса. Далее, при приеме последовательности символов данных, на входы демодулятора $s_s(t)$ и $s_c(t)$ подаются составляющие опорного сигнала, соответствующие параметрам символов данных. Арктангенс отношения квадратурного выхода к синфазному выходу даёт оценку фазы принятого сигнала. По фазе

определяется значение принятого символа данных.

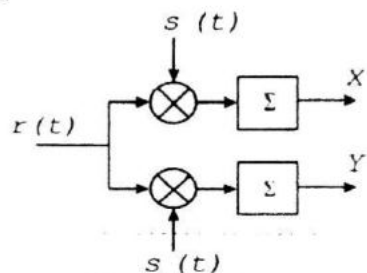


Рисунок 1 – Оптимальный квадратурный демодулятор

Математическая модель. Пусть последовательность сигналов связи (символов данных) формируется посредством фазовой манипуляции несущей, характеризуемой линейным расширением спектра. На интервале передачи i -го символа данных, $iT \leq t < (i+1)T$, такой сигнал запишем

$$s_y(i, t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp[j(\omega_b t + mt^2 + \theta_i)] \quad (1)$$

где E – плотность потока энергии акустической волны, T – длительность символа,

$m = \frac{\omega_b - \omega_e}{T}$ – частотный градиент несущей

на интервале передачи каждого символа данных, ω_b и ω_e – начальное и конечное значение угловой частоты несущего сигнала, θ_i – дискретное значение фазы (передаваемая информация).

Действительная часть выражения (1) описывает распространяющийся в канале сигнал. В результате многолучевого распространения на прием поступает k многолучевых компонентов (k – целое число). Из всего набора условно выделим компонент с индексом $k=0$, и будем считать его синхронным с опорным сигналом приемника. Поступающие многолучевые компоненты имеют различные задержки $\tau_0 \neq \tau_k$, где τ_0 и τ_k соответственно задержки распространения «полезного» луча и нежелательного k -го луча, создающего реверберацию. После распространения поступающий на прием сигнал может быть записан в виде [8]

$$\begin{aligned} r(i, t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=0}^N \alpha_k \cos(\omega_b(1 + K_d)(t - \tau_k) + m(1 + K_d)^2(t - \tau_k)^2 + \theta_i) + n(t) = \\ &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=0}^N \alpha_k \cos(\omega_b t + mt^2 + (\omega_b K_d - \Delta\omega_k)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_k) + n(t), \end{aligned}$$

где $\Delta\omega_k$ - это частотное разрешение многолучевых компонентов, поступающих на приёмник с задержками τ_k , $\Delta\omega_k = 2m\tau_k$ - отклонение мгновенной частоты k -го многолучевого компонента от мгновенной частоты синхронного многолучевого компонента [6].

$$Q_c(i, t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=0}^N \alpha_k \int_0^T \cos(\omega_b t + mt^2 + (\omega_b K_d - \Delta\omega_k)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_k) \cdot \cos(\omega_b t + mt^2) =$$

$$= \frac{\sqrt{E}}{T} \alpha_0 \int_0^T \cos(\omega_b K_d t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i) dt + e_{mc}(i) + e_c(i)$$
(2)

и

$$Q_s(i, t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{k=0}^N \alpha_k \int_0^T \cos(\omega_b t + mt^2 + (\omega_b K_d - \Delta\omega_k)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_k) \cdot \sin(\omega_b t + mt^2) =$$

$$= \frac{\sqrt{E}}{T} \alpha_0 \int_0^T \sin(\omega_b K_d t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i) dt + e_{ms}(i) + e_s(i)$$
(3)

где $A = \frac{\sqrt{E}}{T} \alpha_0$ амплитуда синхронного многолучевого компонента, $e_s(i)$, $e_c(i)$ - методические погрешности, связанные с

Для демодуляции принимаемого сигнала опорный сигнал можно записать в виде выражения (1), в котором $\theta_i = 0$ и $E = 1$. Если отношение сигнала к шуму $n(t)$ достаточно велико и шумом можно пренебречь, то выход коррелятора $Q(i) = Q_c(i) + jQ_s(i)$, где

интегрированием составляющих с удвоенной частотой на выходах смесителей синфазной и квадратурной ветвей демодулятора, соответственно:

$$e_s(i) = \frac{\sqrt{E}}{T} \sum_{l=1}^N \alpha_l \int_0^T \sin(\omega_b K_d - \Delta\omega_l)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_l) dt,$$

$$e_c(i) = \frac{\sqrt{E}}{T} \sum_{l=1}^N \alpha_l \int_0^T \cos(\omega_b K_d - \Delta\omega_l)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_l) dt$$

$e_{mc}(i)$ - погрешность, связанная с интегрированием многолучевых компонентов, смещенных на $\Delta\omega_k$ по отношению к частоте

синхронного компонента, на выходах смесителей синфазной и квадратурной ветвей демодулятора, соответственно:

$$e_{ms}(i) = \frac{\sqrt{E}}{T} \sum_{l=1}^N \alpha_l \int_0^T \cos(2\omega_b t + 2mt^2 + (\omega_b K_d - \Delta\omega_l)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_l) dt,$$

$$e_{mc}(i) = \frac{\sqrt{E}}{T} \sum_{l=1}^N \alpha_l \int_0^T \cos(2\omega_b t + 2mt^2 + (\omega_b K_d - \Delta\omega_l)t + m(2K_d + K_d^2)t^2 + \theta_i + \theta_l) dt$$

Перепишем выражения (2) и (3) в виде

$$Q_s = A \int_0^T \sin(at^2 + bt + \theta) dx + e_s, \quad (4)$$

$$Q_c = A \int_0^T \cos(at^2 + bt + \theta) dx + e_c, \quad (5)$$

где $a = m(2K_d + K_d^2)$, $b = \omega_b K_d$,

$e_c = e_{mc}(i) + e_c(i)$, $e_s = e_{ms}(i) + e_s(i)$.

В работе [8] показано, что в каналах практического интереса, обычно характеризуемых дискретной задержкой распространения многолучевых компонентов [7], на частотах, наиболее часто используемых на практике [9], погрешность e обычно имеет пренебрежимо малое значение.

Интегралы (4) и (5) не выражаются аналитически, однако, раскладывая подынтегральную функцию в ряд Маклорена, его можно записать в приближенном виде. Ограничиваясь первыми четырьмя членами интеграл выражения (5) примет вид

$$I_c \approx \int_0^T \cos(at^2 + bt + \theta) dx \approx \cos \theta \cdot T + b \cdot (-\sin \theta) \cdot \frac{T^2}{2} + \frac{2a \cdot (-\sin \theta) + b^2 \cdot (-\cos \theta)}{2} \cdot \frac{T^3}{3} +$$

$$+ \frac{6ab \cdot (-\cos \theta) + b^3 \cdot \sin \theta}{6} \cdot \frac{T^4}{4} + \frac{12a^2 \cdot (-\cos \theta) + 12ab^2 \cdot \sin \theta + b^4 \cdot \cos \theta}{24} \cdot \frac{T^5}{5}$$

Выражение (5) перепишем в виде

$$Q_c \approx A/c, \quad (6)$$

Аналогично, раскладывая подынтегральную функцию выражения (4) в ряд Маклорена, и получая соответствующее приближение I_s , выражение (4) может быть также переписано в виде

$$Q_s \approx A/s \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) моделируют выходы интеграторов соответственно квадратурной и синфазной ветвей демодулятора. Путем сравнения математических моделей Q_s, Q_c с экспериментальными Q'_s, Q'_c (измеренными при приеме сигнала) появляется возможность записи уравнений, в каждом из которых единственной неизвестной будет искомым коэффициент Доплера K_d :

$$A/c - Q'_c = 0 \text{ и } A/s - Q'_s = 0.$$

Решая эти уравнения относительно K_d , могут быть получены две оценки, каждая из которых с некоторой погрешностью соответствует истинному значению. Усредненное значение этих оценок примем в качестве искомого коэффициента Доплера.

Очевидно, что при решении уравнения относительно K_d многозначности будут отсутствовать только в случае, когда выражение A/s (а также A/c) монотонно зависит от K_d , по крайней мере на интервале скоростей сближения/удаления приемника и передатчика, представляющих практических интерес в задачах г/а связи. При выборе параметров сигналов следует иметь ввиду, что ширина интервала, на котором A/s (A/c) монотонно зависит от K_d , обуславливается длительностью и шириной его частотной полосы. В частности, увеличение длительности и ширины частотной полосы сигнала приводит к уменьшению погрешности e . В тоже время с увеличением длительности импульса сокращается интервал монотонности A/s (A/c), а с расширением частотной полосы этот интервал становится более широким.

Задавая интервалом возможных скоростей сближения/удаления приемника и передатчика 0...30 узлов, а также диапазоном рабочих частот от 20 до 40 кГц, длительность синхроимпульса $T = 5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ обеспечивает выполнение условия монотонности зависимости A/s (A/c) от K_d . Для иллюстрации этого утверждения на рисунке 2 приведена соответствующая зависимость. Как следует из рисунка 2 условие выполняется на интервале значений K_d от -0.1 до +0.1, что соответствует диапазону скоростей до 30 узлов.

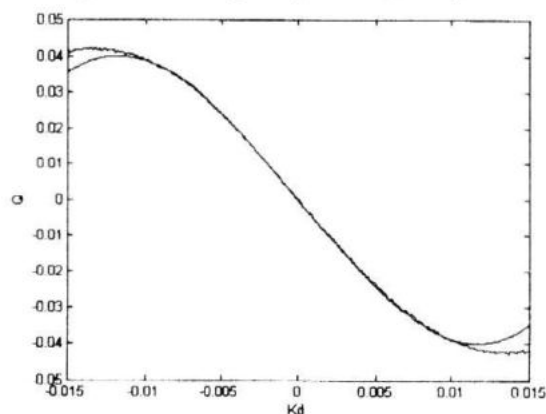


Рисунок 2 – График зависимости аппроксимации A/s от коэффициента Доплера K_d

Оценка коэффициента Доплера и компенсация смещений. Поскольку K_d входит в уравнения (4) и (5) во второй степени количество корней, получаемых в результате его решения относительно коэффициента Доплера, равно двум. Кроме того, наличие в аргументе тригонометрической функции фазы θ создает дополнительную неопределенность в оценке полярности решения.

Обе неопределенности можно устранить, передавая в заголовке пакета пару синхронизирующих импульсов с известной фазой и эталонным смещением по времени. За короткое время следования пары импульсов, например, порядка десяти миллисекунд, профиль избыточной задержки распространения сигнала можно считать неизменными [9]. Поэтому, измеряя временную задержку между многоочевыми компонентами принимаемых синхроимпульсов, имеющими оди-

наковые индексы, и сравнивая ее с эталонным смещением, может быть выполнена оценка степени мультипликативного искажения принимаемого сигнала, и соответственно, приблизительно оценен \hat{K}_d . Известная разность начальных фаз между синхронимпульсами позволяет устранить неопределенность полярности решения и однозначно выбрать знак \hat{K}_d .

Следует отметить, что точность такой оценки \hat{K}_d является невысокой [10]. При работе с дискретизированными по времени сигналами получаемые по ним оценки \hat{K}_d являются также дискретными. Для невысокой частоты дискретизации, в частности, частоты Найквиста, погрешность округления \hat{K}_d до ближайшего дискретного значения может быть неприемлемо большой. Например, при частоте дискретизации 100 кГц, половина шага дискретизации составляет 5 мкс. При интервале следования синхронимпульсов 10 мс, погрешность составляет 0.05% от скорости звука, т.е. около 0.75 м/с. Для уменьшения этой погрешности могут использоваться методы интерполяции. Однако, интерполяция может быть применена только при наличии априорной информации о форме лепестка импульсного отклика канала. В условиях шумов и многолучевости эта форма может существенно отличаться от своей математической модели и результат интерполяции может также содержать значительную погрешность оценки \hat{K}_d .

Для более точного определения оценки K_d воспользуемся приведенной выше моделью принимаемого сигнала (решим уравнения (6) и (7) в отношении коэффициента Доплера). В качестве модели канала связи возьмем г/а канал с тремя лучами распространения сигнала: прямым и двумя отраженными с избыточными задержками распространения 120 мкс и 170 мкс и амплитудами, составляющими соответственно 1/2 и 1/4 от амплитуды доминирующего луча. (Избыточные задержки распространения и амплитуды соответствуют мелководному каналу горизонтальной топологии [3], [9]).

Для решения (6) и (7) используем метод дихотомии и вычисленное значение K_d применим для компенсации доплеровских смещений при формировании опорных сигналов оптимального квадратурного демодулятора. В случае, если результат демодуляции будет

содержать пренебрежимо малую погрешность определения фазы сигнала, то оценка K_d будет точной.

С учетом K_d опорные сигналы можно переписать в виде:

$$s_c(t) = \sqrt{\frac{2}{T'}} \cos(\omega_b(1+K_d)t + m(1+K_d)^2 t^2),$$

$$s_s(t) = \sqrt{\frac{2}{T'}} \sin(\omega_b(1+K_d)t + m(1+K_d)^2 t^2),$$

где $T' = T/(1+K_d)$.

При использовании опорных сигналов, учитывающих коэффициент Доплера, интегральные значения синфазного (X) и квадратурного (Y) компонентов примут вид

$$X = \int_0^{T'} r(i, t) \cdot s_c(t) \approx \alpha_0 \sqrt{E} \cos \theta_i \quad (8)$$

$$Y = \int_0^{T'} r(i, t) \cdot s_s(t) \approx \alpha_0 \sqrt{E} \sin \theta_i \quad (9)$$

Вычисление арктангенса отношения квадратурного выхода демодулятора к синфазному выходу позволяет оценить фазу сигнала (передаваемую информацию).

Численные примеры оценки и компенсации K_d . Пусть передаваемое сообщение содержит 100 бит информации. Для передачи этого сообщения посредством двукратной фазовой манипуляции формируются 240 псевдослучайных символов (значения символов задаются фазами 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$). Передатчик движется в сторону неподвижного приемника со скоростью 0,3 узла.

В случае, когда компенсации доплеровских смещений не выполняется, оценки фаз следующих друг за другом символов характеризуются возрастающей погрешностью. На рисунке 3а этот эффект изображен смещением каждой последующей оценки фазы (точки на комплексной плоскости) в направлении против часовой стрелки. На рисунке 3б изображено изменение девиации фазы сигнала от ожидаемого значения, в частности, $\pi/3$ за время передачи 240 символов.

Как следует из рисунков 3а и 3б, погрешность оценки фазы возрастает с каждым принятым символом. В итоге оценка фазы выходит из допустимого сектора ($\pm 45^\circ$ от ожидаемого значения), что приводит к появлению ошибки в принимаемом сообщении.

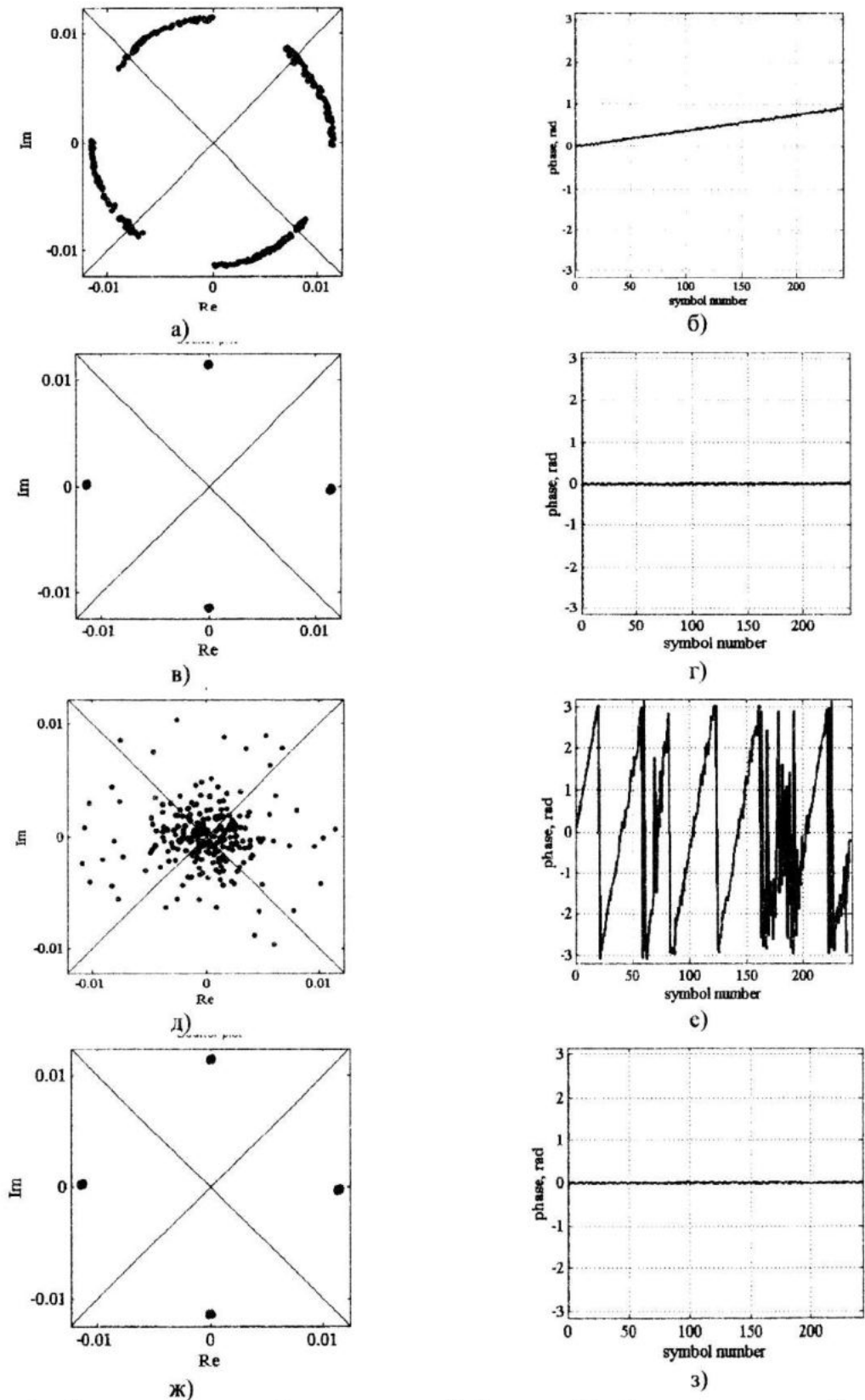


Рисунок 3 – Диаграммы смещения фазы для скоростей сближения 0.3 и 6 узлов с компенсацией и без нее

В свою очередь, когда компенсация доплеровских смещений выполняется, возрастающей погрешности не наблюдается, оценки фаз характеризуются незначительными

разнознаковыми отклонениями от ожидаемых значений (рис. 3г), которые обуславливаются погрешностями аппроксимации (6) и (7). На рисунке 3в продемонстрировано рас-

положение оценок фазы, из которого следует, что все оценки лежат в окрестностях ожидаемых значений ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$). Ошибки декодирования отсутствуют.

На следующем примере продемонстрированы возможности по компенсации доплеровских смещений при существенно более высокой взаимной скорости перемещения приемника и передатчика. В частности, при задании скорости 6 узлов движения передатчика по направлению к зафиксированному приемнику оценки фаз следующих друг за другом символов характеризуются быстро возрастающей погрешностью в случае, когда компенсация доплеровских смещений не выполняется. Это продемонстрировано на рисунках 3д и 3е – быстрое смещение каждой последующей оценки фазы в направлении против часовой стрелки (рост девиации), в частности, 8π за время передачи 240 символов. При декодировании последовательности оценок фазы количество битовых ошибок составило 44%.

В свою очередь, когда компенсация доплеровских смещений выполняется, возрастающей погрешности также не наблюдается, оценки фаз характеризуются незначительными разнонаправленными отклонениями от ожидаемых значений (рис. 3з). На рисунке 3ж продемонстрировано расположение оценок фазы, из которого следует, что все оценки лежат в окрестностях ожидаемых значений ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$). Ошибки декодирования также отсутствуют.

Результаты численного моделирования подтверждают, что модель адекватно отражает влияние эффекта Доплера на принимаемый сигнал (на рисунках 3б и 3е проиллюстрировано растущее смещение фазы каждого последующего символа), а алгоритм расчёта коэффициента Доплера, используемый в модели, позволяет компенсировать этот эффект, в том числе при высоких скоростях относительных перемещений приёмника и передатчика.

Заключение. Разработанная математическая модель сигнала с монотонным расширением спектра на выходе оптимального квадратурного демодулятора позволяет аппроксимировать измеряемый выходной сигнал простым выражением и обеспечивает возможность оценки доплеровских смещений каждого из многолучевых компонентов.

Учет коэффициента Доплера в аргументе функции опорного сигнала позволяет ком-

пенсировать доплеровское смещение, и за счет этого повысить достоверность приема данных в условиях сложных динамических каналов связи.

Л и т е р а т у р а

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. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
6. Кебкал К.Г., Кебкал А.Г., Яковлев С.Г. Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустических каналах // Акустический журнал. – Т. 50, № 2. – М.: 2004. – С. 220 – 230.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е издание. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
8. Kebkal K.G., Bannasch R., Kebkal A.G. Estimation of phase error limits for PSK-modulated sweep-spread carrier signal // IEEE/MTS Conference TECHNO OCEAN'04: Proceedings. – Kobe, Japan, 2004. – P. 748 – 756.
9. Kilfoyle D. B., Baggeroer A.B. The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry // IEEE Journal of Oceanic Engineering. Vol. 25, No.1. – January 2000. – P. 4 – 27.
10. Кебкал К.Г. Синхронизация приемника цифровой гидроакустической связи посредством широкополосных сигналов с линейным изменением частоты // 36. науч. пр. – Вип. 1(14). – Севастополь: Севастопольский ВМІ ім. П.С. Нахімова, 2008. – С. 92 – 97.