

УДК 621.391, 681.883.45

В.С. Дидковский¹, д-р. техн. наук, К.Г. Кебкэл², канд. техн. наук, И.Е. Маркова¹

Моделирование свойств несущей гидроакустического сигнала связи с нелинейной вобуляцией частоты

Выполнено моделирование гидроакустического сигнала связи с нелинейной вобуляцией частоты, поступающего на прием после распространения в реверберационном гидроакустическом канале. Расчитана погрешность определения информационного параметра сигнала связи после распространения в таком канале. Показано, что эта погрешность может быть минимизирована путем манипулирования параметрами несущей сигнала связи.

There was carried out a simulation of hydro-acoustic signal with non-linear frequency wobbling, obtained on receiver side after its propagation in reverberating channel. The simulation results shown that it can be possible to enhance the accuracy of detection of the information parameter by means of manipulation of certain carrier signal parameters. This can lead to improvement of the digital underwater acoustic system efficiency.

Ключевые слова: гидроакустическая связь, несущая с расширением спектра, многолучевой канал, передача данных под водой, гидроакустический модем.

Введение

При передаче акустических сигналов в водной среде, в особенности в горизонтальных мелководных или горизонтально-стратифицированных каналах, вследствие реверберации приемник регистрирует суммарный (или многолучевой) сигнал. В зависимости от множества случайных факторов, например длины луча распространения, угла отражения от границ канала и их акустических свойств, каждая из составляющих многолучевого сигнала приобретает случайное значение фазы и амплитуды. Вследствие интерференции таких составляющих поступающий на прием сигнал может испытывать непредсказуемые искажения. При использовании гидроакустических сигналов для передачи цифровой информации (символов) реверберация может вызывать «межсимвольную интерференцию», при этом, вследствие наложения запаздывающего многолучевого компонента (копии предыдущего символа), текущий символ может искажаться. Эффекты та-

кого рода затрудняют информационный обмен или делают его совершенно невозможным [1].

По утверждениям биологов, дельфины, обитающие в приповерхностном слое воды или в условиях мелководных каналов (сложных с точки зрения распространения сигналов), способны передавать большие объемы информации между отдельными группами стада на большие расстояния (5...10 км) [2]. В работе [3] сделано предположение, что такая возможность может обеспечиваться путем комбинации следующих свойств коммуникационного сигнала дельфина: а) непрерывного, монотонного изменения частоты и б) манипуляции его начального и/или мгновенного значений фазы. Кроме того, отмечается, что частоты коммуникационных сигналов, по крайней мере, частоты основного тона этих сигналов, обычно лежат в пределах 4...20 кГц, что вполне совпадает с частотами, необходимыми для обеспечения связи на большую дистанцию (5...10 км) в технике. При этом основной тон, содержащий наибольшую энергию, способен обеспечивать достижение приемлемых отношений сигнал/шум на входе удаленного приемника [4].

Упомянутая выше комбинация свойств свидетельствует о том, что передаваемый акустический сигнал дельфина подвергается двойной модуляции. С учетом сведений из работы [3] об этих свойствах коммуникационного сигнала дельфина в технических терминах можно говорить как о разновидности дискретной фазовой или частотной манипуляции частотно-модулированным несущим сигналом. Принимая гипотезу о назначении каждой из этих двух модуляций из работ [3, 4], можно допустить, что одна модуляция выполняет основную функцию – формирование символа данных (полезной информации), а другая, вспомогательную функцию – расширение спектра передаваемого сигнала связи, в частности, нелинейную вобуляцию частоты несущей.

Целью данной статьи является моделирование характеристик гидроакустического сигнала связи с несущей, характеризуемой нелинейной вобуляцией частоты, на выходе реверберационного гидроакустического канала, а также расчет погрешности определения информационного параметра сигнала связи после

распространения в таком канале и установление возможности минимизации этой погрешности путем манипулирования параметрами несущей (характеристиками вобуляции частоты).

Определение несущей сигнала связи с непрерывным расширением спектра

В работах [5, 6] изучены формы частотных огибающих коммуникационных сигналов черно-морского дельфина. Лабораторные исследования сонограмм свистовых сигналов показали, что формы частотных огибающих свистов дельфинов могут быть представлены в виде последовательности фрагментов, располагающихся между характерными точками этих огибающих, в частности между экстремумами и/или точками перегиба. В ходе изучения форм таких фрагментов выполнялась их аппроксимация полиномами от первой до пятой степеней. При этом каждый исследуемый фрагмент разбивался на 25 интервалов. Также на 25 интервалов разбивалась и аппроксимирующая кривая. Каждый из интервалов представлялся средним значением частоты сигнала на этом интервале. Для изучения степени тесноты связи между исследуемой и аппроксимирующей кривыми вычислялся коэффициент корреляции между ними. Оказалось, что при использовании для аппроксимации полинома третьей степени коэффициент корреляции между исследуемыми и аппроксимирующими кривыми принимал значения от 0,95 до 0,99. Более высокие значения коэффициента корреляции, в частности от 0,98 и 0,99, соответствовали случаю аппроксимации исследуемой кривой полиномом пятой степени. Очевидно, что аппроксимации с помощью полиномов высоких степеней дают более точные результаты, однако использование полиномов высоких порядков в аналитических записях становится громоздким, а организация реально-временных вычислений значительно более трудоемкой. Поэтому для практических целей несущим сигналом с непрерывным расширением спектра далее будем считать сигнал, представленный последовательностью фрагментов, каждый из которых образуется посредством вобуляции частоты (развертки) по полиномиальной зависимости третьей степени.

Используя общепринятую запись для частотно-модулированного сигнала, каждый такой фрагмент несущей (далее – развертка несущей) может быть в общем виде записан как

$$s_p(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp[j(\int_0^t (a(t')^3 + b(t')^2 + c(t') + \vartheta) dt')], \quad (1)$$

где E – энергия излучения; T – длительность сигнала; $j = \sqrt{-1}$; t – время, истекшее с момента начала излучения сигнала; t' – текущее время; a, b, c, ϑ – коэффициенты полинома, описывающего изменение частоты несущей во времени.

Если вобуляция частоты происходит от нижней частоты ω_l до верхней частоты ω_h , причем кривая вобуляции содержит точку перегиба в момент времени $T_b = \frac{T}{n}$, где n – неотрицательное число, и касательная в точке перегиба имеет угол ϕ к оси абсцисс, то коэффициенты полинома для формулы (1) могут быть получены из следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} at^3 + bt^2 + ct + \vartheta = \omega_l & \text{при } t = 0; \\ at^3 + bt^2 + ct + \vartheta = \omega_h & \text{при } t = T; \\ 3at^2 + 2bt + c = \operatorname{tg} \phi & \text{при } t = T_b; \\ 6at + 2b = 0 & \text{при } t = T_b. \end{cases} \quad (2)$$

В результате решения системы уравнений полученные коэффициенты имеют вид

$$\begin{cases} a = \frac{n^2(\omega_h - \omega_l - T \operatorname{tg} \phi)}{T^3(n^2 - 3n + 3)}; \\ b = -\frac{3n(\omega_h - \omega_l - T \operatorname{tg} \phi)}{T^2(n^2 - 3n + 3)}; \\ c = \operatorname{tg} \phi + \frac{3(\omega_h - \omega_l - T \operatorname{tg} \phi)}{T(n^2 - 3n + 3)}; \\ \vartheta = \omega_l. \end{cases} \quad (3)$$

Определение формы развертки несущей (1), а также коэффициентов полинома (3) позволяет перейти к анализу свойств передаваемого сигнала на стороне приемника (в частности, после его распространения в многолучевом канале).

Канал связи

В рамках этой работы под гидроакустическим (г/а) каналом связи понимается физическая среда распространения г/а сигнала, представляющая собой всю толщу воды (от поверхности до дна) на всем интервале дальностей между передатчиком и приемником. Толща воды может характеризоваться вертикальной стратификацией, приводящей к рефракции сигнала. В результате рефракции, а также отражения от поверхности воды и дна, принимаемый сигнал может состоять из множества копий передаваемого сигнала, задержанных на разное время и имеющих случайные амплитуды и на-

чальные фазы. Множество таких копий принято называть многолучевыми компонентами принимаемого сигнала, а эффект, приводящий к появлению таких компонентов, – многолучевостью. В результате суперпозиции многолучевых компонентов на приемной стороне возникает эффект, известный как реверберация.

С учетом многолучевых компонентов принимаемый сигнал может в общем виде может быть представлен как

$$r_p(t) = \int_0^{\tau_k} \alpha_k s_p(t - \tau_k) dt, \quad (4)$$

где α_k – коэффициент затухания k -го многолучевого компонента в канале, причем $0 \leq \alpha_k \leq 1$. Выражение (4) является общепринятой формой записи сигнала, поступающего на прием после распространения в каналах, характеризующихся многолучевостью. Принимаемый сигнал представляет собой сумму многолучевых компонентов, имеющих избыточные задержки распространения τ_k .

Компонент с $\tau_k = 0$ будем считать синхронным (приемник начинает демодуляцию принимаемого сигнала в момент поступления этого компонента), а компоненты с $\tau_k \neq 0$ – несинхронными (в результате интерференции с ними возникают искажения синхронного компонента).

Каждый из многолучевых компонентов может быть записан в виде

$$s_p(t - \tau_k) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \times \cos \left(\frac{a(t - \tau_k)^4}{4} + \frac{b(t - \tau_k)^3}{3} + \frac{c(t - \tau_k)^2}{2} + \partial(t - \tau_k) + C \right), \quad (5)$$

где C – постоянная интегрирования.

После раскрытия скобок выражение может быть переписано как

$$s_p(t - \tau_k) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \times \cos \left(\frac{at^4}{4} + \frac{bt^3}{3} + \frac{ct^2}{2} + \partial t + C - \frac{b'_k t^3}{3} - \frac{c'_k t^2}{2} - \partial'_k t - e'_k \right), \quad (6)$$

где $b'_k, c'_k, \partial'_k, e'_k$ – следующие коэффициенты:

$$b'_k = 3a\tau_k; \quad c'_k = -3a\tau_k^2 + 2b\tau_k; \quad \partial'_k = a\tau_k^3 - b\tau_k^2 + c\tau_k;$$

$$e'_k = -\frac{a\tau_k^4}{4} + \frac{b\tau_k^3}{3} - \frac{c\tau_k^2}{2} + \partial\tau_k.$$

Выражение (6) позволяет изучить влияние реверберации на свойства принимаемого сигнала. В частности, представляется возможным

количественно оценить влияние многолучевого компонента принимаемого сигнала, характеризующегося $\tau_k \neq 0$, на синхронный компонент, характеризующийся $\tau_k = 0$. Кроме того, путем суммирования таких количественных оценок может быть получена оценка влияния любого множества многолучевых компонентов на синхронный.

Исследуем влияние одиночного многолучевого компонента.

Выполним его перемножение с синхронным (первый этап согласованной фильтрации):

$$x_p(t) = s_p(t) s_p(t - \tau_k). \quad (7)$$

В результате перемножения образуются две составляющие, одна из которых содержит разностный, а другая – суммарный аргумент. На практике составляющие могут быть разделены. Тогда, нормируя результат к единице, разностная составляющая может быть записана в виде

$$x_p^d(t) = \cos \left(-\frac{b'_k t^3}{3} - \frac{c'_k t^2}{2} - \partial'_k t - e'_k \right). \quad (8)$$

Воспользовавшись снова определением частотно-модулированного сигнала, выражение (8) можно переписать как

$$x_p^d(t) = \cos \left(\int_0^t (-b'_k t'^2 - c'_k t' - \partial'_k) dt' \right). \quad (9)$$

Подынтегральное выражение в (9) представляет собой параболу. Это означает, что в каждый момент времени t смещение мгновенного значения частоты многолучевого компонента по отношению к мгновенной частоте синхронного компонента происходит по параболической зависимости на некоторое число герц, зависящее как от избыточной задержки распространения τ_k , так и от коэффициентов полинома a, b, c, ∂ в выражении (3).

Этот факт определяет различный характер взаимодействия синхронного и многолучевого компонентов принимаемого сигнала при разных параметрах модуляции несущей. Это можно проиллюстрировать путем сравнения взаимодействия разверток несущей, характеризующихся в одном случае линейной, в другом – нелинейной модуляцией частоты (в частности, полинома 3-й степени). При выполнении согласованной фильтрации развертки несущей в первом случае энергия многолучевого компонента сосредоточивается в области частоты, смещенной по отношению к частоте синхронного компонента на $2gt$ Гц (где g – частотный градиент), во втором случае энергия многолучевого компо-

нента рассеивается в широкой полосе частот. Известно, что наличие соседней спектральной составляющей (по отношению к составляющей, соответствующей синхронному компоненту) может служить причиной коррелированного шума. Тогда, в случае линейной вобуляции несущего сигнала, наличие смещенного по времени многолучевого компонента может вызывать коррелированный шум при демодуляции принимаемого сигнала. В случае же нелинейной вобуляции рассеивание энергии смещенного по времени многолучевого компонента в широком диапазоне частот будет обуславливать снижение степени тесноты связи между ним и синхронным (сосредоточенным в узкой полосе частот) компонентом принимаемого сигнала. В свою очередь, снижение степени частоты связи будет способствовать образованию слабокоррелированного или некоррелированного шума при демодуляции принимаемого сигнала [7, 8].

Ниже выполнен анализ выражения для параболы, позволяющего определить диапазон частот, на котором рассеивается энергия многолучевого компонента развертки несущей с полиномиальной вобуляцией частоты.

Наиболее важными являются значения частотных смещений в точках экстремума, а также в начальный и конечный моменты времени. Точку экстремума можно определить с помощью взятия производной по времени:

$$\frac{d(-b'_k t'^2 - c'_k t' - \delta'_k)}{dt} = -2b'_k t' - c_k = 0,$$

из чего следует, что экстремум достигается в момент времени

$$t'_e = -\frac{c'_k}{2b'_k} = -\frac{-3a\tau_k^2 + 2b\tau_k}{6a\tau_k} = T_b + \frac{\tau_k}{2}.$$

При этом мгновенное значение частотного смещения в точке экстремума определится как

$$\begin{aligned} \delta\omega_{t'=t_{\min}} &= -b'_k \left(T_b + \frac{\tau_k}{2} \right)^2 - c'_k \left(T_b + \frac{\tau_k}{2} \right) - \delta'_k = \\ &= -\frac{1}{4}a\tau_k^3 - 3a\tau_k T_b^2 - 2b\tau_k T_b - c\tau_k = \quad (10) \\ &= -\frac{1}{4}a\tau_k^3 - \tau_k \operatorname{tg}(\varphi). \end{aligned}$$

Поскольку коэффициент a является положительным числом, то мгновенное значение частотного смещения в точке экстремума для всех положительных τ_k будет отрицательным. В моменты времени $t' = 0$ и $t' = T$ начальное и конечное значения частотного смещения определяются как

$$\delta\omega_{t'=0} = -\delta'_k = -a\tau_k^3 + a\tau_k^2 - c\tau_k; \quad (11)$$

$$\delta\omega_{t'=T} = -b'_k T^2 - c'_k T - \delta'_k = a\tau_k(-3T^2 + 3\tau_k T - \tau_k^2) - b\tau_k(2T - \tau_k) - c\tau_k. \quad (12)$$

Анализ выражений (11) и (12) показывает, что для всех положительных $\tau_k < T$ значение частотного смещения в начале и в конце сигнала будет отрицательным. Очевидно, что для других τ_k , т. е. когда избыточная задержка распространения превышает длительность развертки несущей, взаимодействие текущей развертки несущей со своим многолучевым компонентом будет отсутствовать, однако такое взаимодействие будет наблюдаться между этим многолучевым компонентом и следующей по номеру разверткой несущей; результат такого взаимодействия будет аналогичен рассматриваемому.

На основе анализа выражений (10)–(12) можно сделать вывод, что многолучевой компонент на всем исследуемом интервале времени приема будет отставать по частоте от синхронного компонента.

Сравним значения частотных смещений в найденных точках. Для этого определим следующие разности:

$$\delta\omega_{t'=0} - \delta\omega_{t'=t_{\min}} = -3a\tau_k \left(\frac{\tau_k}{2} + \frac{T}{n} \right)^2; \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \delta\omega_{t'=T} - \delta\omega_{t'=t_{\min}} &= \\ &= 3a\tau_k \left(-\frac{1}{4}\tau_k^2 + \left(1 - \frac{1}{n}\right)T\tau_k - \left(1 - \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}\right)T^2 \right). \quad (14) \end{aligned}$$

Для любого $n > 1$ и положительного τ_k значения разностей (13) и (14) являются отрицательными. Таким образом, в ходе приема сигнала запаздывание многолучевого компонента по отношению к синхронному сначала убывает, достигает минимума и затем возрастает. Разница между смещениями в точках $t' = 0$ и $t' = T$ составляет

$$\delta\omega_{t'=0} - \delta\omega_{t'=T} = 3a\tau_k T \left(T - \frac{2T}{n} - \tau_k \right).$$

Эта разница принимает неотрицательные значения при $1 < n \leq \frac{2T}{T - \tau_k}$. При этом частотное

смещение в начальной части сигнала будет большим, чем в конечной. На всем остальном интервале значений n эта разница является отрицательной. При отрицательных разностях, наоборот, частотное смещение в начальной части сигнала будет меньшим, чем в конечной.

Выполненный анализ позволяет численно оценить диапазон частот, на котором рассеивается энергия многолучевого компонента разверток несущей с полиномиальной вобуляцией частоты.

Кроме того, вследствие различного характера взаимодействия синхронного и многолучевого компонентов для двух приведенных случаев (линейная и нелинейная вобуляция частоты) степень деградации параметров принимаемого сигнала различается. Аналогично можно показать, что для различных параметров вобуляции степень деградации принимаемого сигнала будет также различной. Следовательно, путем управления коэффициентами полинома, в частности местоположением точки перегиба на интервале развертки несущей, а также углом наклона касательной в точке перегиба, существует возможность оптимизации параметров несущей. Использование такой несущей способно минимизировать влияние многолучевости на оценку параметров принимаемого сигнала.

Влияние многолучевости на оценку информационного параметра сигнала связи

Пусть информационным параметром является фаза. Тогда в выражении (5) постоянную интегрирования C можно заменить на фазу θ_i и на интервале i -й развертки несущей (или i -го символа данных, если каждая развертка

несущей несет один символ данных) передаваемый сигнал описывается выражением

$$s_p(i, t) = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2E}{T}} \exp \left[j \left(\frac{at^4}{4} + \frac{bt^3}{3} + \frac{ct^2}{2} + \delta t + \theta_i \right) \right] \right\}.$$

После распространения сигнала в многолучевом канале принимаемый сигнал $r_p(t)$ может быть записан в виде (4).

Для исследования влияния многолучевости на оценку информационного параметра выполним согласованную фильтрацию принимаемого сигнала и найдем оценку его начальной фазы с помощью следующего выражения:

$$\hat{\theta}_i = \arctg \left(\frac{y_s(i)}{y_c(i)} \right), \quad (15)$$

где $y_s(i)$, $y_c(i)$ – соответственно синфазный и квадратурный выходы согласованного фильтра. При этом вызванная многолучевой интерференцией погрешность оценки фазы передаваемого сигнала может быть записана как

$$\Delta \theta_i = \Theta_i - \theta_i, \quad (16)$$

где Θ_i – дискретное значение фазы передаваемого символа данных (передаваемая информация).

Синфазный и квадратурный выходы согласованного фильтра, соответственно числитель и знаменатель аргумента правой части выражения (15), можно записать в виде

$$\begin{aligned} y_s(i) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T r_p(i, t) \sin \left(\frac{at^4}{4} + \frac{bt^3}{3} + \frac{ct^2}{2} + \delta t \right) dt = \\ &= \alpha_0 \sqrt{E} \sin(\theta_i) + \sum_l \alpha_l \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \sin \left(-\frac{b_l' t^3}{3} - \frac{c_l' t^2}{2} - \delta_l' t - e_l' + \theta_i \right) dt + \\ &+ \sum_k \alpha_k \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \sin \left(2\frac{at^4}{4} + 2\frac{bt^3}{3} + 2\frac{ct^2}{2} + 2\delta t - \frac{b_k' t^3}{3} - \frac{c_k' t^2}{2} - \delta_k' t - e_k' + \theta_i \right) dt; \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} y_c(i) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T r_p(i, t) \cos \left(\frac{at^4}{4} + \frac{bt^3}{3} + \frac{ct^2}{2} + \delta t \right) dt = \\ &= \alpha_0 \sqrt{E} \cos(\theta_i) + \sum_l \alpha_l \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \cos \left(-\frac{b_l' t^3}{3} - \frac{c_l' t^2}{2} - \delta_l' t - e_l' + \theta_i \right) dt + \\ &+ \sum_k \alpha_k \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \cos \left(2\frac{at^4}{4} + 2\frac{bt^3}{3} + 2\frac{ct^2}{2} + 2\delta t - \frac{b_k' t^3}{3} - \frac{c_k' t^2}{2} - \delta_k' t - e_k' + \theta_i \right) dt, \end{aligned} \quad (18)$$

где α_0 – коэффициент затухания (синхронного) многолучевого компонента, характеризуемого избыточной задержкой распространения $\tau_k = 0$; $1 \leq l \leq M-1$ и $0 \leq k \leq M-1$.

Правые части выражений (17) и (18) содержат три члена. Первый в качестве аргумента содержит только искомую фазу. Остальные два члена кроме искомой фазы содержат также некоторые изменяющиеся во времени фазовые смещения. Сумма этих двух членов представляет собой некоторый остаток. В зависимости от соотношения первого члена выражения (17) или (18) и соответствующих остатков результат вычисления искомой фазы будет существенно различаться. Ниже выполнена оценка результатов вычисления искомой фазы в зависимости от значений этих остатков.

С учетом остатка выражение (15) может быть записано в виде

$$\hat{\theta}_i = \arctg \left(\frac{a_0 \sqrt{E} \sin(\theta_i) + O_s(i)}{a_0 \sqrt{E} \cos(\theta_i) + O_c(i)} \right), \quad (19)$$

где $O_s(i)$ и $O_c(i)$ равны сумме второго и третьего членов выражений (17) и (18) соответственно. С учетом доказательств, приведенных в работе [9], для практических длительностей сигналов значения третьего члена выражений (17) и (18) будут пренебрежимо малы, поэтому остатки $O_s(i)$ и $O_c(i)$ могут быть переписаны в виде:

$$O_s(i) \approx \sum_i a_i \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \sin \left(-\frac{b_i t^3}{3} - \frac{c_i t^2}{2} - d_i t - e_i + \theta_i \right) dt, \quad (20)$$

$$O_c(i) \approx \sum_i a_i \frac{\sqrt{E}}{T} \int_0^T \cos \left(-\frac{b_i t^3}{3} - \frac{c_i t^2}{2} - d_i t - e_i + \theta_i \right) dt. \quad (21)$$

Поскольку аргумент является кубическим и тригонометрическая функция кубического аргумента не является элементарной, ее интегрирование в аналитическом виде затруднительно.

Оценки значений выражений (15) и (16) выполнены далее с использованием численного интегрирования.

Моделирование погрешности оценки искомой фазы

Для численного моделирования погрешности оценки искомой фазы $\Delta\theta_i$ выберем такие условия распространения, при которых на приемной стороне будет регистрироваться множество многолучевых компонентов, причем все лучи будут содержать равное количество энергии и поступать плотной «пачкой» в течение интервала времени, равного длительности символа данных (такие условия являются наиболее неблагоприятными для практической передачи данных).

Для численного моделирования учтем также и то, что при прочих равных условиях значение, регистрируемое на выходе согласованного фильтра, будет зависеть от фазы поступающего на вход сигнала. Тогда погрешность определения искомого значения фазы будет также зависеть от соотношения начальных фаз синхронного и несинхронного компонентов. В реальных каналах, в результате распространения по разным лучам, фаза каждого из компонентов может искажаться случайным образом в зависимости от текущих свойств канала распространения. В наиболее неблагоприятном случае начальные фазы многолучевых компонентов будут иметь такие значения, при которых погрешность определения искомого значения (фазы θ_i синхронного компонента) будет наибольшей. Для моделирования наиболее неблагоприятного случая для каждого из многолучевых компонентов (для каждой из избыточных задержек τ) выбиралось такое фазовое смещение, при котором значение погрешности определения фазы синхронного компонента становилось максимальным.

Результаты моделирования представлены на рис. 1, 2. Для выбранного диапазона частот и длительности развертки несущей на рис. 1 представлена зависимость максимального значения погрешности оценки фазы от избыточной задержки распространения несинхронного многолучевого компонента по отношению к синхронному (обозначена как $\Delta\theta_{\max}(\tau)$). Эта зависимость построена для различных положений точки перегиба на интервале формирования развертки несущей (при фиксированном значении угла наклона касательной в точке перегиба). На рис. 2 представлена аналогичная зависимость, но для различных значений угла наклона касательной (при фиксированном положении точки перегиба).

Как следует из рисунков, в целом, с увеличением избыточной задержки распространения несинхронного многолучевого компонента по отношению к синхронному погрешность $\Delta\theta_{\max}(\tau)$ быстро уменьшается. Однако степень уменьшения этой погрешности (для каждой из избыточных задержек распространения) может значительно варьировать в зависимости от значения тангенса угла наклона в точке перегиба (далее – $\text{tg}(\phi)$) и/или местоположения точки перегиба на интервале формирования развертки несущей (далее – T_b). Например, в результате интерференции синхронного компонента и многолучевого компонента с избыточной задержкой распространения $\tau = 198$ мкс погрешность

$\Delta\theta_{\max}(\tau)$ для $T_b = 140$ мкс равна 0,043 рад (см. рис. 1), а для того же τ , но для другого T_b (в частности, $T_b = 100$ мкс) погрешность $\Delta\theta_{\max}(\tau)$ равна 0,330 рад. Существенные различия в значениях этой погрешности отмечаются также при изменении наклона касательной в точке перегиба. Например, для $\tau = 76$ мкс, погрешности оценки фазы $\Delta\theta_{\max}(\tau)$ для $\text{tg}(\phi) = 2,514 \cdot 10^8$ и $\text{tg}(\phi) = 1,001 \cdot 10^7$ соответственно равны 0,015 и 0,529 рад. Таким образом, погрешности оценки искомой фазы могут существенно отличаться для разверток несущей, характеризуемых разными законами вобуляции частоты.

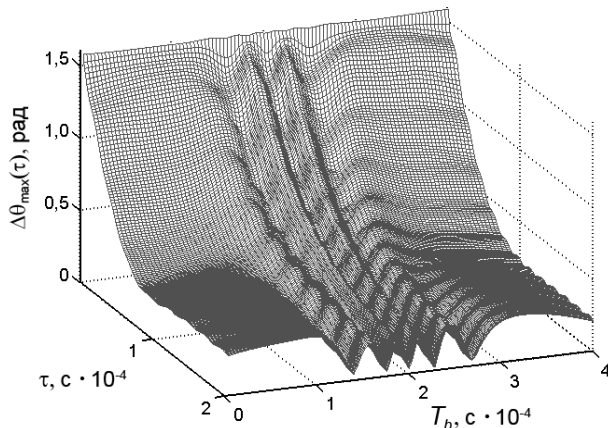


Рис. 1. Зависимость погрешности оценки фазы от смещения многолучевого компонента при различных местоположениях точки перегиба

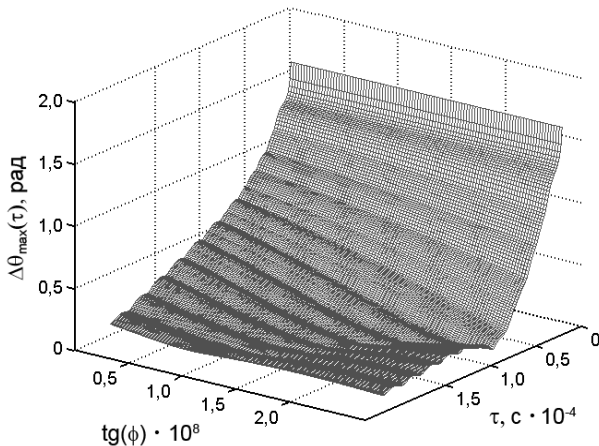


Рис. 2. Зависимость погрешности оценки фазы от смещения многолучевого компонента при различных наклонах касательной

Ниже представлен анализ совместного влияния параметров развертки несущей ($\text{tg}(\phi)$ и T_b) на значение погрешности $\Delta\theta_{\max}(\tau)$ при взаимодействии синхронного компонента принимаемого сигнала с множеством его многолучевых копий.

Известно, что с увеличением числа многолучевых компонентов погрешность оценки фазы

синхронного компонента будет возрастать. В наиболее неблагоприятном случае оно будет равно сумме погрешностей, обусловленных интерференцией всего множества лучей. В случае плотного заполнения профиля многолучевости (например, при следовании многолучевых компонентов плотной «пачкой» или при продолжительной объемной реверберации, обуславливающей большое расширение принимаемого сигнала во времени), максимальное значение погрешности будет равно интегралу зависимости $\Delta\theta_{\max}(\tau)$, рассчитанному на интервале избыточных задержек распространения всего множества лучей (далее – интеграл погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$). Тогда, задаваясь частотно-временным интервалом, на котором формируется частотно-модулированный сигнал, а также максимальным значением избыточной задержки распространения (временным интервалом между синхронным и последним по времени поступления несинхронным многолучевыми компонентами), появляется возможность сравнения интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ для различных комбинаций параметров $\text{tg}(\phi)$ и T_b , управляющих разверткой несущей.

Зависимость интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ от управляющих параметров $\text{tg}(\phi)$ и T_b для развертки несущей в диапазоне 12...22 кГц длительностью 235 мкс представлена на рис. 3. Максимальная избыточная задержка распространения задавалась равной половине длительности развертки несущего сигнала (рассматривалась наиболее неблагоприятная модель профиля многолучевости в виде плотной «пачки» равноэнергетических многолучевых компонентов). Как следует из рисунка, для различных комбинаций управляющих параметров $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ может значительно варьировать (сотни процентов). На построенной поверхности минимум погрешности (0,4655 рад) обнаруживается в точке со значениями $\text{tg}(\phi) = 7,486 \cdot 10^7$ и $T_b = 9,4$ мкс. Максимум погрешности (1,2500 рад) обнаруживается в точке со значениями тангенса, равным нулю, и в точке перегиба, равной 115 мкс.

Рис. 3 дает возможность сравнить максимальные значения погрешностей оценки фазы для случаев линейной (наибольшие $\text{tg}(\phi)$) и нелинейной (все остальные значения $\text{tg}(\phi)$) вобуляции частоты несущей. Для первого случая интеграл погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ составляет

0,7323 рад. Для второго случая эта погрешность намного меньше и составляет 0,4655 рад.

На рис. 4 представлено аналогичное построение, но для другого диапазона частот (максимальная избыточная задержка распространения не изменялась). В этом диапазоне частот минимум интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ обнаруживается в окрестности $\text{tg}(\phi)=1,882 \cdot 10^8$ и $T_b=9,4$ мкс и составляет 0,3735 рад. Сравнение интегралов погрешностей $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ для линейного и нелинейного случаев вобуляции частоты несущей обнаруживает менее существенное отличие, чем в предыдущем случае, и составляет соответственно 0,3735 и 0,4305 рад.

Как следует из результатов моделирования, найденные минимумы интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ отличаются друг от друга как по значению, так и по координатам расположения.

При построении аналогичных поверхностей, для которых диапазоны частот и длительности разверток несущей соответствуют изображенным на рис. 3, 4, но максимальная избыточная задержка распространения существенно меньше длительности развертки несущей, значения минимумов интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ изменяются как по величине, так и по координатам. В частности, при уменьшении максимальной избыточной задержки распространения в четыре раза значения погрешностей оценки фазы изменялись с 0,4655 до 0,2261 рад и с 0,3735 до 0,2143 рад соответственно для разверток с частотами 12...22 и 18...34 кГц, а координаты этих точек смещались в обоих случаях в сторону меньших значений углов наклона касательной в точке перегиба.

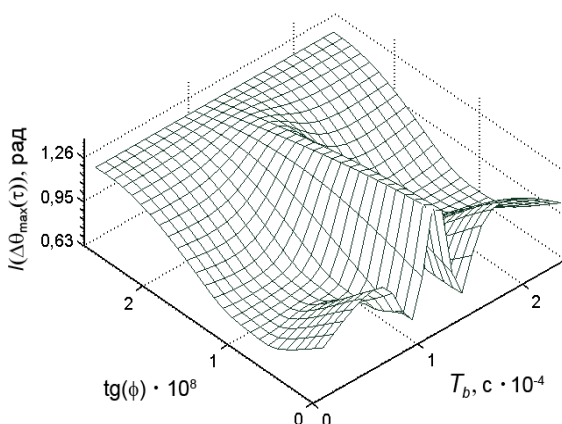


Рис. 3. Зависимость интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ от управляющих параметров $\text{tg}(\phi)$ и T_b (развертка несущей в диапазоне 12...22 кГц длительностью 235 мкс)

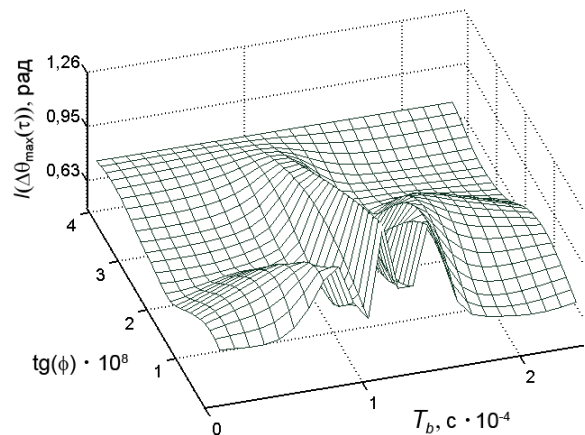


Рис. 4. Зависимость интеграла погрешности $I(\Delta\theta_{\max}(\tau))$ от управляющих параметров $\text{tg}(\phi)$ и T_b (развертка несущей в диапазоне 18...34 кГц длительностью 235 мкс)

Выводы

1. Моделирование гидроакустического сигнала связи с нелинейной вобуляцией частоты на выходе реверберационного гидроакустического канала показало, что погрешность оценки параметров сигнала, несущих информацию, в частности погрешность оценки фазы, может быть минимизирована путем манипулирования характеристиками несущей (параметрами вобуляции частоты).

2. Установлено, что для различных характеристик реверберации кривые изменения частоты несущей (параметры вобуляции), позволяющие минимизировать влияние многолучевой интерференции, различаются.

3. Установлено, что в случае вобуляции частоты по полиномиальной зависимости (в соответствии с полиномом третьей степени) управление формой развертки несущей может выполняться путем изменения местоположения точки перегиба на интервале развертки несущей, а также угла наклона касательной в этой точке.

Литература

1. *Прокис Дж.* Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и Связь, 2000. – 800 с.
2. *Evans W.E., Prescott J.H.* Observations of the sound production capabilities of the Bottlenose Porpoise: A Study of Whistles and Clicks // *Zoologia* (N.Y.). – 1962. – Vol. 47. – P. 121–128.
3. *Kebkal K.G.* Digitale akustische Datenübertragung über ein System kontinuierlich veränderlicher Frequenzen // *Doktorarbeit D83.* – Technische Universität Berlin, 2000. – 158 s.

4. *Kebkal K.G.* Delfine verhelfen der digitalen akustischen Daten-Telemetrie in der Meerestechnik zu einer neuen Qualität // Bericht der Machbarkeitstudie BMBF-BIO/31, 1977. – 131 s.
5. *Ермоленко А.Ж., Кебкал К.Г.* Цифровая акустическая подводная связь на принципах коммуникации дельфинов // Морские млекопитающие Голарктики 2004: Сб. науч. тр. – М.: КМК, 2004. – С. 203–206.
6. *Кебкал К.Г., Ермоленко А.Ж.* Использование акустических особенностей сигналов дельфинов для автоматизированной телеметрической оценки их численности // Морские млекопитающие Голарктики 2004: Сб. науч. тр. – М.: КМК, 2004. – С. 244–249.
7. *Sklar B.* Digital communications. Fundamentals and applications. New Jersey: Prentice Hall PRT, 2001. – 1099 с.
8. *Вакман Д.Е.* Комплексные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1965. – 304 с.
9. *Kebkal K.G., Bannasch R., Kebkal A.G.* Resolution of multipath arrivals via application of broadband frequency modulated carrier signals / Proceedings of the 13th International Congress on Sound and Vibration 2–6 July 2006. – Vienna. Austria. CD-ed. "ICSV", 2006 (CD-ROM). – Syst. req.: Pentium-266; 32 Mb RAM; CD-ROM Windows 98/2000/NT/XP. – Proceedings of the 13th ICSV 2–6 July 2006.

¹ Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

² НИЦ Вооруженных сил Украины «Государственный океанариум», г. Севастополь

Поступила в редакцию 11 сентября 2008 г.