

УДК 681.883.45

К.Г. Кебкал

НИИ Вооруженных Сил Украины «Государственный океанариум», Севастополь

## ОБНАРУЖЕНИЕ МАНИПУЛИРОВАННОГО ПО АМПЛИТУДЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

*Рассматривается задача по оценке вероятности обнаружения гидроакустического сигнала с линейной частотной модуляцией. Полученные для вероятности обнаружения аналитические зависимости позволяют прогнозировать основные показатели работы приемника сигналов в условиях сложных гидроакустических каналов, характеризующихся выраженной многолучевостью и динамикой свойств.*

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

### Введение

Способы, основанные на расширении спектра гидроакустического (г/а) сигнала, имеют широкое прикладное значение для повышения достоверности обнаружения сигналов в динамических многолучевых каналах с мобильными приемоизлучающими элементами. В частности, средства приема-передачи г/а сигналов, реализующие способы непрерывного периодического расширения спектра, обеспечивают возможность предобработки принимаемого сигнала в частотно-временных координатах. При согласованной синхронной обработке многолучевые отражения, задержанные относительно синхронного луча принимаемого сигнала, могут быть эффективно подавлены [1], а отношение энергии сигнала к его дисперсии может достигать больших значений. (Под синхронным понимается луч, на время поступления которого приемник выполняет синхронизацию; например, наиболее энергетически насыщенный луч.) В результате подавления задержанных и смещенных по частоте лучей характер замираний сигнала на выходе оптимального фильтра приемника может существенно отличаться от случая использования гармонического сигнала [1].

В работах [2], [3] выполнены оценки плотностей вероятности распределения огибающей г/а сигнала линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) после его распространения в многолучевом канале. Полученные выражения позволяют установить степень связи между базой сигнала (параметром расширения спектра) и степенью ухудшения его характеристик в г/а каналах, характеризующихся двумя основными моделями – Релея и Райса. Для этих моделей в работе [4] также выполнены аналитические и численные оценки дисперсии распределения вероятностей огибающей принимаемого сигнала. Поскольку статистические характеристики сигнала с ЛЧМ могут существенно отличаться от характеристик традиционной несущей, такие важные показатели приемника, как вероятность пропуска сигнала (ВПС) или вероятность ложной тревоги (ВЛТ), мо-

гут также иметь существенные отличия. Для простоты изложения полагаем, что  $ВПС = ВЛТ$ , тогда вместо двух показателей целесообразно рассматривать один, который определен далее как вероятности ошибки (ВО).

**Цель данной работы** состоит в определении зависимости ВО от значения отношения сигнал/шум при передаче сигналов с ЛЧМ. Определение этой зависимости выполняется при условии когерентной оптимальной обработки принимаемого сигнала.

### Параметры распределения вероятностей квадратурных компонентов сигнала

Для сигналов с частотами более 1 кГц наиболее часто используемой является лучевая модель распространения, в которой каждый отдельный путь распространения обычно характеризуется стационарностью и отсутствием частотной селекции [6]. На практике отсутствие частотной селекции означает, что когерентная полоса пропускания канала по каждому из путей распространения больше полосы частот передаваемого сигнала [7]. Стационарность канала означает, что его характеристики по каждому из лучей изменяются так медленно, что в процессе передачи одного символа данных все параметры канала можно считать постоянными.

Для оценки комплексной огибающей г/а сигнала воспользуемся оптимальным квадратурным демодулятором [8]. Этап обработки сигнала, представляющий интерес для оценки распределения его комплексной огибающей и, с ее помощью, оценки ВО, находится на интервале между демодулятором и обнаружителем, В связи с этим рассмотрим распределение вероятностей огибающей принимаемого сигнала на выходе демодулятора.

Демодулятор состоит из перемножителей принимаемого сигнала  $r(t)$  с действительной и мнимой частями опорного сигнала  $s_s(t)$  и  $s_c(t)$ , а также двух интеграторов. Пусть на его вход поступают отсчеты с частотой оцифровки, не меньшей частоты Найквиста, а на выход – значения квадратурных компонентов с частотой

той, соответствующей частоте следования  $\tau/a$  сигналов. Воспользуемся работой [4], в которой выведены математические выражения, позволяющие оценить распределение вероятностей огибающей принимаемого сигнала и параметры этого распределения.

Если сигнал с расширением спектра, передаваемый в канал связи, имеет вид [5]:

$$s(t) = A \exp(j\omega_L t + Gt^2),$$

где  $A$  – амплитуда сигнала,  $\omega_L$  и  $\omega_H$  – начальная и конечная циклические частоты возбужденной несущей соответственно,  $G = (\omega_H - \omega_L)/2T$  – градиент линейного изменения частоты, то суммарный многолучевой сигнал на входе квадратурного демодулятора (при допущении лучевой модели распространения и пренебрежимо малого уровня шума окружающей среды) может быть записан [5]:

$$r(t) = \operatorname{Re} A \exp j \omega_L t + Gt^2 \times \left( \sum_{n=1}^N \alpha_n \cos -2G\tau_n t + \phi_n - j \alpha_n \sin 2G\tau_n t - \phi_n \right), \quad (1)$$

где  $\alpha_n$  – коэффициент передачи сигнала вдоль луча с индексом  $n$  ( $\alpha_n \geq 0$ );  $\phi_n$  – фаза сигнала вдоль луча с индексом  $n$ ;  $N$  – число лучевых компонентов принимаемого сигнала;  $\tau_n$  – избыточная (по отношению ко времени синхронизации) задержка распространения  $n$ -го лучевого компонента.

В силу распространения по разным путям лучевые компоненты (отражения) содержат независимые шумы. В неблагоприятном случае лучевые компоненты являются равноценными (канал характеризуется диффузным рассеянием излучаемой мощности – модель Кларка [7]). В благоприятном случае существует доминирующий компонент, энергия которого превышает суммарную рассеянную энергию других лучевых компонентов принимаемого сигнала (соответствует модели Райса [7]). После демодуляции сигнала и преобразования аргументов, разностные составляющие квадратурных выходов равны [5]:

$$X(t) = AK_r \alpha_0 \cos(\phi_0) + \sum_{n=1}^N A \frac{\sin \pi \Delta f \tau_n}{\pi \Delta f \tau_n} \alpha_n \cos(\pi \Delta f \tau_n - \phi_n), \quad (2)$$

$$Y(t) = AK_r \alpha_0 \sin(\phi_0) + \sum_{n=1}^N A \frac{\sin \pi \Delta f \tau_n}{\pi \Delta f \tau_n} \alpha_n \sin(\pi \Delta f \tau_n - \phi_n) \quad (3)$$

где  $\Delta f$  – разность между начальной  $f_L$  и конечной  $f_H$  частотами возбужденной несущей;  $K_r$  – коэффициент Райса [18], определяемый как отношение энергии синхронного лучевого компонента к суммарной рассеянной энергии других лучевых компонентов сигнала.

В общем случае для каждой избыточной задержки распространения  $\tau_n$  коэффициент ослабле-

ния  $\alpha_n$  и фаза  $\phi_n$  являются случайными, равномерно распределенными на интервалах  $[0,1]$  и  $[-\pi,+\pi]$ , соответственно. Можно показать [7], что для суммарного сигнала значения квадратурных компонентов (2) и (3) распределены нормально:

$$p(X) = \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp \left( -\frac{(X - X_0)^2}{2\sigma_m^2} \right), \quad (4)$$

$$p(Y) = \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp \left( -\frac{(Y - Y_0)^2}{2\sigma_m^2} \right), \quad (5)$$

где  $X_0$ ,  $Y_0$  – математические ожидания, а  $\sigma_m^2$  – дисперсия суммарного сигнала, обусловленная рассеянием энергии лучевых компонентов на приеме.

Для нормированного сигнала, т.е. при  $\alpha_0 = 1$  и  $0 \leq \alpha_n \leq 1$ , математические ожидания значений квадратурных выходов демодулятора равны  $X_0 = Y_0 = K_r A$ , и дисперсия

$$\sigma_m^2 = \frac{NK_r^2 A^2}{9B}, \quad (6)$$

где  $B = \Delta f T$  – база сигнала;  $T$  – его длительность.

Так как выражение (6) было получено в [5] при допущении значительного преобладания энергии лучевых компонентов над энергией шума окружающей среды, то для получения оценок, более значимых для практического использования, следует выполнить уточнение параметров распределения. Для частот наибольшего практического интереса (порядка нескольких десятков килогерц) [6] шум окружающей среды описывается нормальным законом [9]. Тогда случайная величина (СВ) на выходе оптимального квадратурного демодулятора может быть представлена суммой двух гауссовых величин – рассеянной энергии лучевых компонентов и энергии шума окружающей среды. С учетом того, что дисперсия суммы нормально распределенных СВ равна сумме дисперсий этих СВ, дисперсия суммарной величины на выходе оптимального квадратурного демодулятора составляет  $\sigma^2 = \sigma_m^2 + \sigma_n^2$ , где  $\sigma_n^2$  – дисперсия шума окружающей среды.

Следует обратить внимание на следующее обстоятельство. Дисперсия  $\sigma_m^2$ , обусловленная рассеянием энергии лучевых компонентов на приеме, обратно пропорциональна базе сигнала. Соответственно, при больших  $B$  дисперсия случайной величины на выходе оптимального квадратурного демодулятора будет определяться в основном шумом окружающей среды. И наоборот, при малых  $B$  дисперсия СВ на выходе оптимального квадратурного демодулятора может определяться в основном количеством рассеянной энергии лучевых компонентов принимаемого сигнала.

В связи с этим, такое понятие, как отношение сигнал/шум, может иметь неоднозначное толкование. В частности, традиционное, как отношение энергии сигнала (в пересчете на бит) к шуму окружающей среды. Или альтернативное, как отношение энергии сигнала к шуму, учитывающему не только шум окружающей среды, но и шум рассеянных лучевых компонентов. В связи с тем, что при использовании возбужденной несущей дисперсия  $\sigma_m^2$ , численно равная рассеянной энергии лучевых компонентов, зависит от базы сигнала, далее отношение сигнал/шум используется в традиционном понимании, в котором энергии сигнала и шума не зависят от параметров передаваемого сигнала, и обозначается как входное отношение сигнал/шум аббревиатурой  $(E_b/N_0)_{вх}$ . С учетом (4) и (5) можно показать [10], что квадратурные компоненты сигнала независимы и двумерное распределение комплексной огибающей нормированного входного сигнала (1) имеет вид

$$W_{\eta}^2(\rho, \varphi) = \frac{\rho}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + A^2 - 2\rho A \cos \varphi - \theta}{2\sigma^2}\right),$$

где  $\rho$  – амплитудная огибающая;  $\theta$  – фаза.

Тогда амплитудная огибающая сигнала распределена в соответствии с [10]:

$$W_{\eta}^2(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + Z_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\rho Z_0}{\sigma^2}\right), \quad (7)$$

где  $Z_0 = \sqrt{X_0^2 + Y_0^2}$  – амплитуда синхронного лучевого компонента принимаемого сигнала;  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

### Вероятность ошибки при когерентной обработке

Пусть передаваемый сигнал имеет значение амплитуды  $A = 1$ . Для принятия решения о присутствии сигнала на входе выполняется когерентная обработка. На рис. 1 проиллюстрированы плотности условных вероятностей амплитудной огибающей сигнала на входе обнаружителя при условии отсутствия сигнала (сплошная линия) и наличия сигнала (штриховая линия). Кривые соответствуют случаю приема сигнала с отношением  $A/\sigma = 2.0$ .

Для принятия решения о значении принимаемого сигнала на рис. 1 обозначен порог принятия решения  $\gamma$ . Как следует из рисунка, в каждом случае огибающая распределена в основном в пределах допустимого сектора (между 0 и  $\gamma$  при передаче нуля, а также между  $\gamma$  и  $+\infty$  при передаче единицы). Однако существует ненулевая вероятность ошибочной оценки значения сигнала, т.к. вероятность его приема с амплитудой, лежащей за пределами допустимых секторов, имеет ненулевое значе-

ние. Оценка этой вероятности может быть выполнена посредством интегрирования кривых плотностей условных вероятностей (так называемых правдоподобий [11]) на интервалах, лежащих за пределами допустимых секторов.

Для принятия максимально правдоподобного решения в отношении значения сигнала может использоваться критерий Байеса [11], из которого следует выражение

$$P_e = P_0 \int_{\gamma}^{\infty} W_{\eta}^{(2)}(\rho | A = 0) d\rho + P_1 \int_{-\infty}^{\gamma} W_{\eta}^{(2)}(\rho | A = 1) d\rho, \quad (8)$$

где  $P_0, P_1$  – априорные вероятности появления и не появления сигнала, соответственно.

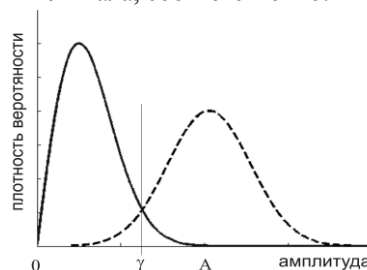


Рис. 1. Сравнение плотностей условных вероятностей амплитуды принимаемого сигнала при передаче 0 и 1

Проанализируем выражение (8). При условии передачи сигнала вероятность того, что значение огибающей на приеме превысит  $\gamma$ , составляет

$$p_t(\rho | A = 1) = \int_{\gamma}^{\infty} \frac{\rho}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\rho^2 + Z_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\rho Z_0}{\sigma^2}\right) d\rho. \quad (9)$$

Подынтегральное выражение в (9) может быть представлено в виде функции Райса

$$g(a, x) = x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax),$$

где  $x = \rho/\sigma$ ,  $a = Z_0/\sigma$ , и решение интеграла (9) может быть получено с помощью табулированной функции Маркума [12]:

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + a^2}{2}\right) I_0(ax) dx,$$

где  $b = \gamma/\sigma$ .

Тогда в аналитическом виде решение интеграла (9) принимает вид

$$p_t(\rho | A = 1) = Q\left(\frac{Z_0}{\sigma}, \frac{\gamma}{\sigma}\right). \quad (10)$$

Вероятность того, что при условии передачи сигнала значение огибающей на приеме не превысит  $\gamma$ , составляет:

$$p_f(\rho | A = 1) = 1 - p_t(\rho | A = 1). \quad (11)$$

Аналогично, плотность вероятности огибающей при отсутствии сигнала:

$$p(\rho) = \frac{\rho}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma_n^2}\right).$$

Вероятность того, что при отсутствии сигнала значение огибающей на приеме превысит порог  $\gamma$ , составляет:

$$P_f(\rho | A = 0) = \int_{\gamma}^{\infty} \frac{\rho}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\sigma_n^2}\right) d\rho.$$

С учетом [13] аналитическим решением этого интеграла является:

$$P_f(\gamma | A = 0) = Q\left(0, \frac{\gamma}{\sigma_n}\right). \quad (12)$$

В наиболее распространенном случае источник сигналов характеризуется максимальной энтропией, вследствие чего появление и непоявление сигналов являются равновероятными событиями,  $P_0 = P_1 = 0.5$  [11]. С учетом (10), (11), (12) вероятность принятия ошибочного решения о принимаемом цифровом сигнале будет равна:

$$P_e = \frac{1}{2} Q\left(0, \frac{\gamma}{\sigma_n}\right) + \frac{1}{2} \left(1 - Q\left(\frac{Z_0}{\sigma}, \frac{\gamma}{\sigma}\right)\right). \quad (13)$$

Проанализируем выражение (13). В условиях выраженной многолучевости, и соответственно  $\sigma_m^2 > 0$ , ВО будет зависеть также от количества рассеянной энергии сигнала, содержащейся в многолучевых компонентах. В частности, при очень большой дисперсии шума ВО будет стремиться к 0.5. Однако, при малой дисперсии шума ВО стремится к нулю не будет, и благодаря монотонности функции Макрума будет лежать внутри интервала

$$0 < P_e \approx \frac{1}{2} \left(1 - Q\left(\frac{Z_0}{\sigma_m}, \frac{\gamma}{\sigma_m}\right)\right) < 0.5.$$

Следовательно, в отличие от случая, когда принимаемый сигнал содержит только шум окружающей среды, наличие в принимаемом сигнале рассеянной энергии лучевых компонентов будет обуславливать существование некоторого ненулевого ВО даже при условии увеличения энергии передаваемого сигнала до бесконечности. Объяснением существования такого предела является то, что энергия каждого лучевого компонента, и соответственно, рассеянная энергия в принимаемом сигнале прямо пропорциональна энергии излучаемого сигнала. Это может быть показано посредством следующего выражения. Полагая, что  $\gamma = A/2$ , с учетом (6) и (13) получаем

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - Q\left(3\sqrt{\frac{B}{N}}, \frac{3}{2K_T} \sqrt{\frac{B}{N}}\right)\right). \quad (14)$$

Как следует из (14), ВО зависит от базы сигнала, количества многолучевых компонентов и коэффициента Райса. Для подробного анализа этого выражения в следующем разделе использованы численные методы расчета приведенных выше интегралов и значений функции Маркума [14].

## Численное моделирование

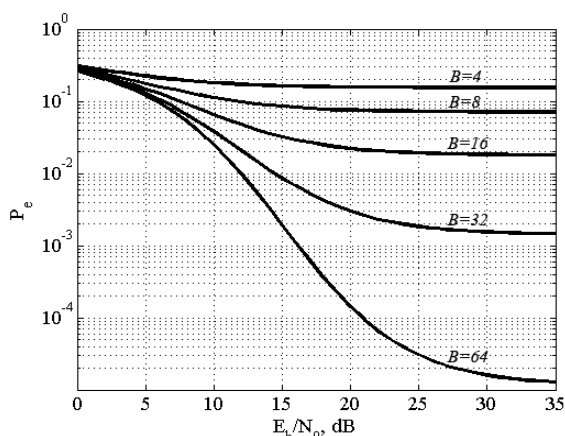
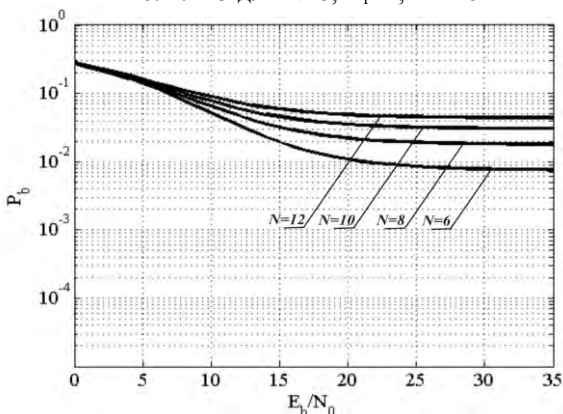
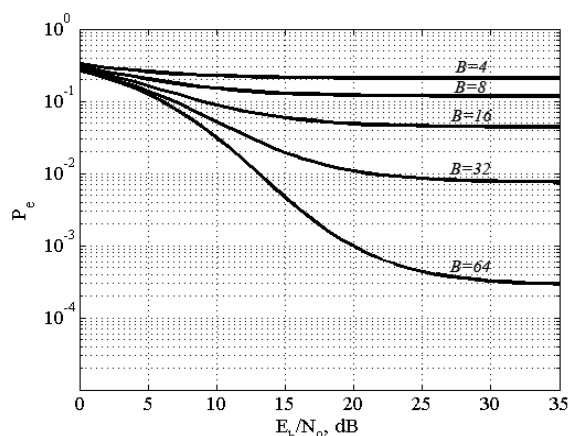
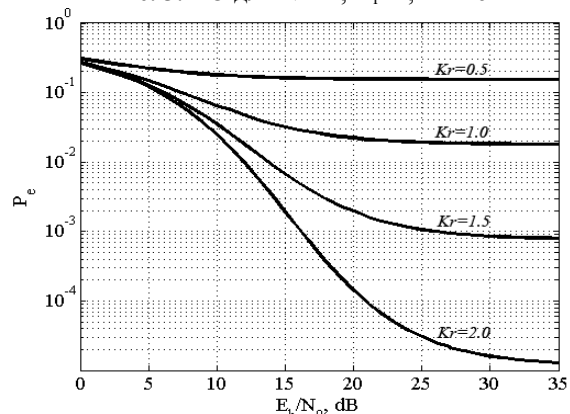
Для получения численных оценок интегралов использован программный пакет математических и инженерных вычислений MATLAB 9a, в частности функция quad, реализующая рекурсивный адаптивный метод Симпсона [15] и обеспечивающая заданную точность вычислений не хуже  $10^{-18}$ .

Известно [4], что выражение (6) действительно для количества лучевых компонентов  $N \gg 1$ . Также известно [15], [16], что при разработке современных систем передачи дискретных сигналов по многолучевым каналам, в частности радиоканалам, ограничиваются дискретными моделями многолучевости. Например, системы стандарта GSM-900 испытываются на моделях с числом лучей от 6 до 12 [17]. Такое количество часто встречается в прикладных задачах гидроакустики [0]. Для численного моделирования ВО выберем число лучевых компонентов  $N$ , равное 8, 10 и 12.

Количество рассеянной энергии, обусловленной многолучевостью, часто бывает соизмеримым с энергией доминирующего компонента принимаемого сигнала. Поэтому значения коэффициента Райса обычно являются небольшими. В этой работе выберем  $K_r$ , равное 0.5, 1.0 и 2.

Для множества прикладных задач гидроакустики наибольший интерес представляют дальности передачи сигналов от нескольких сотен метров до нескольких километров. Частоты, которые могут использоваться для связи на такое расстояние, могут достигать 60–70 кГц [6]. Поскольку технологии производства г/а преобразователей позволяют обеспечивать почти октавную ширину частотной полосы, диапазон частот, в котором может формироваться сигнал г/а связи, может достигать 30–35 кГц. Исходя из необходимости передачи сигналов в движении (в условиях мультипликативного искажений оси времени), практические значения базы сигнала составлять от нескольких единиц до нескольких десятков. На рис. 2–5 представлены зависимости ВО от  $(E_b/N_0)_{вх}$  для разных условий г/а канала. На рис. 2 и 5 условия описываются количеством лучевых компонентов, равным 8 и 12 соответственно. В обоих случаях коэффициент Райса равен единице. В зависимости от базы сигнала с увеличением  $(E_b/N_0)_{вх}$  ВО непрерывно снижается. При этом, чем больше база сигнала, тем меньших значений может достигать ВО. Для каждого значения базы существует некоторое асимптотическое значение, ниже которого ВО снижаться не может.

Следует отметить, что характеристики гидроакустического канала могут быть измерены на практике в ходе обмена сигналами между приемником и передатчиком. Поэтому полученные выше зависимости и результаты моделирования могут быть использованы в ходе практического обмена данными.

Рис. 2. ВО для  $N=8$ ,  $K_r=1$ ,  $V=4-64$ Рис. 4. ВО для  $N=6-12$ ,  $K_r=1$ ,  $V=16$ Рис. 3. ВО для  $N=12$ ,  $K_r=1$ ,  $V=4-64$ Рис. 5. ВО для  $N=8$ ,  $K_r=0.5-2.0$ ,  $V=16$ 

Как следует из рис. 2 и 3, ВО порядка  $10^{-3}$  достигается, например, при передаче сигналов с базой  $V=64$  в условиях небольшого числа лучей ( $N=8$ ) при  $(E_b/N_0)_{\text{вх}} = 13$  дБ, а также в условиях большого числа лучей ( $N=12$ ) при  $(E_b/N_0)_{\text{вх}} = 19$  дБ. При передаче сигналов с базой  $V=4, 8, 16$  и  $32$  ВО порядка  $10^{-3}$  не достигается. Очевидно, что даже в случае передачи сигналов с большой базой для достижения приемлемой ВО требуется обеспечение сравнительно большого  $(E_b/N_0)_{\text{вх}}$ .

На рис. 4 продемонстрировано влияние такого условия канала, как числа лучевых компонентов. При передаче сигналов с базой  $V=16$  в каналах с единичным значением коэффициента Райса удвоение числа лучевых компонентов (при одинаковых  $(E_b/N_0)_{\text{вх}}$ ) может приводить к увеличению ВО в несколько раз. Однако, еще более значимым условием канала является соотношение между энергией синхронного луча и рассеянной энергией остальных лучевых компонентов. Как продемонстрировано на рис. 5, при изменении коэффициента Райса в разы, ВО (при одинаковых  $(E_b/N_0)_{\text{вх}}$ ) может изменяться на несколько порядков. В частности, для входного отношения сигнал/шум, равного 20 дБ, при прочих равных условиях увеличение коэффициента Райса в четыре раза обуславливает уменьшение ВО на три порядка. В целом, из зависимостей на рис. 2–5 следует, что для достижения приемлемых ВО рас-

смотренный способ формирования сигнала требует обеспечения сравнительно больших значений входного отношения сигнал/шум. Однако, несмотря на недостаток, связанный с необходимостью обеспечивать энергетически сильный сигнал на стороне приемника, рассмотренный способ имеет существенное преимущество перед другими. Это – простота реализации приемного и передающего устройств, и соответственно невысокая стоимость из производства.

В последующих работах целесообразным является рассмотрение других способов форсирования сигналов, в частности, двукратных и многократных амплитудно- или фазоманипулированных сигналов.

## Выводы

Полученные зависимости позволяют выполнять оценку возможностей устройств приема-передачи г/а сигналов в условиях сложных многолучевых г/а каналов. Наиболее значимые выводы:

- в отличие от случая, когда принимаемый сигнал с ЛЧМ содержит только шум окружающей среды, наличие в нем рассеянной энергии лучевых компонентов обуславливает существование некоторого ненулевого ВО даже при увеличении энергии передаваемого сигнала до бесконечности;

- ВО сильно зависит от количества рассеянной энергии лучевых компонентов. При малых значениях отношения энергии синхронного луча к рассеян-

ной енергії лучевих компонентів швидкість збільшення входного відношення сигнал/шум обумовлює повільне зниження ВО;

– практичне використання сигналів з ЛЧМ потребує забезпечення значень відношення сигнал/шум порядку 13–19 дБ;

– в ряді випадків для зменшення ВО може потребуватися суттєве збільшення бази сигналу, що в умовах обмеженої полоси може обумовлювати значительне збільшення продовжителіності сигналу.

### Список литературы

1. Kebkal K. *Evaluation of underwater acoustic channel capacity in conjunction with application of sweep-spread carrier signals* [Електронний ресурс]: *IEEE Conference Proceedings OCEANS 2007* / K. Kebkal, A. Kebkal, R. Bannasch. – 80 Min/700 MB. – Publisher: Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Centre, 2007 – 1 эл. опт. диск (CD-ROM): цв.; 12 см. – Сист. треб: Pentium; 32 Mb RAM; Windows 98/NT/2000/XP. – *IEEE Proc. OCEANS 2007* [“Marine Challenges: Coastline to Deep Sea”], (Abedeen, Scotland, 18-21 June 2007). – ISBN:978-1-4244-0635-7.

2. Кебкал К.Г. Распределение вероятностей огибающей и фазы смеси гидроакустического сигнала связи с линейным расширением спектра и гауссова шума / К.Г. Кебкал, Г.Г. Баранов // *Зб. наук. праць СНУАЕтаП. – Севастополь: СНУАЕтаП, 2009. – Вип. 3(31). – С. 215-226.*

3. Кебкал К.Г. Статистические характеристики смеси слабого гидроакустического сигнала связи с монотонным расширением спектра и сильного гауссова шума // *Зб. наук. праць СНУАЕтаП. – Севастополь: СНУАЕтаП, 2009. – Вип. 3(31). – С. 233-244.*

4. Кебкал К.Г. Оценка плотности вероятности распределения параметров гидроакустического сигнала связи с вобулированной несущей в многолучевом канале // *Зб. наук. праць СНУАЕтаП. – Севастополь: СНУАЕтаП, 2009. – Вип. 2(30). – С. 209-219.*

5. Кебкал К.Г. Метод цифровой передачи данных в горизонтально-стратифицированных подводных акустических каналах / К.Г. Кебкал, А.Г. Кебкал, С.Г. Яковлев // *Акустический журнал. – М.: 2004. – Т. 50, № 2. – С. 220-230.*

6. Kilfoyle D. *The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry* / D. Kilfoyle, A. Baggeroer // *IEEE J. Oceanic Eng. – Piscataway, NJ: IEEE Operations Centre, 2000. – Vol. 25, No. 1. – P. 4-27.*

7. Галкин В.А. *Цифровая мобильная радиосвязь* / В.А. Галкин. – М.: Горячая линия, 2007. – 432 с.

8. Проакис Дж. *Цифровая связь* / Дж. Проакис. – М.: Радио и связь, 2000.

9. Урик Р.Д. *Основы гидроакустики* / Р.Д. Урик. – Л.: Судостроение, 1978. – 448 с.

10. Денисенко А.Н. *Сигналы. Теоретическая радиотехника* / А.Н. Денисенко. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.

11. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и применение, 2-е изд.*: Пер. с англ. / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

12. Marcum J.I. *Table of Q Functions* / J.I. Marcum // *U.S. Air Force RAND Research Memorandum M-339. – Santa Monica, CA: Rand Corporation, 1950. – 177 p.*

13. Marcum J.I. *A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar: Mathematical Appendix* / J.I. Marcum // *IRE Trans. Inf. Theory. – Piscataway, NJ: IEEE Operations Centre, 1960. – Vol. IT-6. – P. 59-267.*

14. McGee W.F. *Another Recursive Method of Computing the Q Function* / W.F. McGee // *IEEE Trans. Inf. Theory. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Operations Centre, 1970. – Vol. IT-16. – P. 500-501.*

15. Gander W. *Adaptive Quadrature-Revisited* / W. Gander, W. Gautschi // *BIT. – 2000. – Vol.40. – P.84-101.*

16. Fontan F.P. *Statistical modeling of the LMS channel* / F.P. Fontan, M. Vazquez-Castro, C.E. Cabado, J.P. Gastria, E. Kubista // *IEEE Trans. Veh. Technol. – Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001. – Vol.50, No.11. – P. 1549-1567.*

17. *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Rel. 1999)* // *European Standard (Telecom. series) ETSI EN 300910 V8.5.1 (2000-11).* – Sophia Antipolis Cedex, France: ETSI, 1999. – 95 p.

18. Tepedelenlioglu C. *The Ricean Factor: Estimation and Performance Analysis* / C. Tepedelenlioglu, A. Abdi, G.B. Giannakis // *IEEE Transactions on Wireless Communications. – Piscataway, NJ, USA: IEEE Communications Society, 2003. – Vol. 2, No.4. – P. 799-810.*

Поступила в редколлегию 30.09.2010

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

### ДЕТЕКТУВАННЯ МАНІПУЛЬОВАНОГО ЗА АМПЛІТУДОЮ ГІДРОАКУСТИЧНОГО СИГНАЛУ З ЛІНІЙНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

К.Г. Кебкал

Розглядається задача з оцінки вірогідності детектування гідроакустичного сигналу з лінійною частотною модуляцією. Отримані для вірогідності детектування аналітичні залежності дозволяють прогнозувати основні показники роботи приймача сигналів у умовах складних гідроакустичних каналів, які характеризуються вираженою багатопроменісттю і динамікою властивостей.

**Ключові слова:** підводна телеметрія, цифровий зв'язок, бездротовий підводний зв'язок, гідроакустичний зв'язок.

### THE DETECTION OF AMPLITUDE MANIPULATED HYDRO-ACOUSTIC SIGNAL WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

K.G. Kebkal

There is considered the task of the detection of amplitude manipulated hydro-acoustic signal with linear frequency modulation. Analytic expressions, which were derived in the paper, can facilitate the prognosis of basic characteristics of hydro-acoustic signal receivers in tricky conditions of hydro-acoustic channels, which are characterized with extended multipath and dynamics of their properties.

**Keywords:** underwater telemetry, digital communication, wireless underwater link, hydro-acoustic communication.