

**ВЛИЯНИЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ЗАТУХАНИЯ МОРСКОЙ СРЕДЫ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО
ПРИЕМА БИНАРНЫХ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
И С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ**

© 2016 г. В.Е. ДЕНИСОВ

Московский технологический университет (МИРЭА)
e-mail: dvemirea@mail.ru

Цифровые гидроакустические системы связи в настоящее время широко применяются на практике. Многие вопросы проектирования таких систем решаются эвристически на основе имеющегося опыта и путем моделирования на ЭВМ. Однако всегда интересно получить аналитическое решение поставленной задачи, хотя бы и на основе известных приближений. К таким задачам в случае гидроакустических систем связи относится проблема выбора сигналов с различными видами манипуляции, относительно инвариантных к неравномерности частотной характеристики затухания морской среды. Решение этой задачи позволит получить теоретическую базу для корректного выбора параметров сигналов различных систем модуляции. Для решения данной задачи необходимо проанализировать влияние неравномерности частотной характеристики морской среды на помехоустойчивость приемника, оптимального при отсутствии искажений. В данной работе и решается подобная задача на примере когерентного приемника бинарных сигналов с амплитудной манипуляцией и с прямоугольной огибающей. В качестве приемника рассматривается когерентный приемник, оптимальный по критерию максимального правдоподобия при действии белого гауссовского шума и отсутствии искажений в морской среде. Целью настоящей работы является определение вероятности ошибки данного приемника, опорные сигналы которого совпадают по форме с неискаженными сигналами, но уменьшены в соответствии с коэффициентом затухания на несущей частоте.

В качестве модели морской среды рассматривается однородная изотропная среда, характеризующаяся только коэффициентом затухания $\alpha(f)$. Используя аппроксимацию $\alpha(f)$ функцией $\alpha_K(f) = B_K + D_K f^2$, где f - частота в килогерцах, из работы [1], можно представить комплексный коэффициент передачи морской среды $H(j\omega)$ в форме, удобной для аналитических исследований

$$H(j\omega) = H(0)\exp(-a\omega^2 - j\omega t_3), \quad (1)$$

где ω - угловая частота, рад/с;

$$H(0) = \exp(-0,115B_K R); \quad a = 0,115(2\pi)^{-2}10^{-6}D_K R, \quad (2)$$

$t_3 = R/C$; R - расстояние между передатчиком и приемником, км; C - скорость звука в морской среде, равная 1,5 км/с.

Для аппроксимации 1: $B_1 = 0$; $D_1 = 0,036/\sqrt{f_0}$; для аппроксимации 8: $B_8 = 1,9 \cdot 10^{-3} f_B^{1,5}$, $D_8 = 0,036/\sqrt{f_B}$; где f_0, f_B несущая частота и верхняя частота рабочего диапазона в килогерцах соответственно. Частотной характеристике (1) соответствует импульсная характеристика вида

$$h(t) = (2\sqrt{\pi a})^{-1} H(0) \exp[-(t - t_3)^2 / (4a)], \quad (3)$$

где $h(t)$ импульсная характеристика, c^{-1} ; t - время, с; $H(0)$ - безразмерный коэффициент из (2); a - коэффициент из (2), c^2 .

В каждом интервале времени $[kT, (k+1)T]$ передатчик производит один сигнал $S_{xk}(t - kT)$ из заданного множества сигналов $\{S_0(t), S_1(t)\}$, определенных на интервале $[0, T]$. Сигналы $S_0(t), S_1(t)$ имеют вид $S_0(t) = 0, S_1(t) = \Pi(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. Какой именно из этих сигналов будет произведен, определяется символом x_k , поступающим на вход передатчика в течение интервала $[kT, (k+1)T]$. Если $x_k = 0$, то вырабатывается сигнал $S_0(t - kT)$, а при $x_k = 1$ производится сигнал $S_1(t - kT)$. Таким образом, сигнал на выходе передатчика будет иметь вид

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{xk}(t - kT), 0 \leq t \leq T_{CB}, \quad (4)$$

где $T_{CB} = NT$ - длительность сеанса связи, N - число переданных символов.

Реакция $C(t)$ морской среды на этот сигнал может быть представлена в следующем виде

$$C(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{xk}(t - kT), \quad (5)$$

где
$$C_{xk}(t) = \int_0^{\infty} S_{xk}(\tau)h(t - \tau) \quad (6)$$

Как показывают расчеты, на дальностях не более 3 км, длительность T_h импульсной характеристики $h(t)$ не превосходит 0,05 мс. Поэтому если $T > T_h$, то сигналы $C_{x(l-1)}(t - (l-1)T)$ и $C_{x(l+1)}(t - (l+1)T)$ практически не перекрываются во времени. Следовательно, при приеме сигнала $C_{xl}(t - lT)$ на интервале $[t_3 + lT, t_3 + (l+1)T]$ необходимо учитывать только один предшествующий $C_{x(l-1)}(t - (l-1)T)$ и один последующий $C_{x(l+1)}(t - (l+1)T)$ сигналы. Удобно далее положить $t_3 = 0$ и $l = 0$. В этом случае на интервале приема $[0, T]$ сигнал $C(t)$ примет вид

$$C(t) = C_{x(l-1)}(t + T) + C_{xl}(t) + C_{x(l+1)}(t - T). \quad (7)$$

Полезный сигнал $C(t)$ суммируется в морской среде с аддитивными помехами $n(t)$. В качестве модели $n(t)$ рассматривается белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Таким образом, сигнал на входе приемника имеет вид

$$Z(t) = C(t) + n(t). \quad (8)$$

Опорные сигналы приемника на интервале $[0, T]$ имеют вид $\mu_0 S_0(t)$ и $\mu_1 S_1(t)$, где μ_0, μ_1 коэффициенты передачи морской среды для этих сигналов.

Приемник, оптимальный по критерию максимального правдоподобия, принимает решение о том, что передан символ j , если выполняется неравенство

$$X_j - P_j > X_r - P_r \quad (9)$$

для всех $r \neq j$. В неравенстве (9)

$$X_j = \frac{2}{T} \int_0^T Z(t) \mu_j S_j(t) dt, \quad P_j = \frac{1}{T} \int_0^T \mu_j^2 S_j^2(t) dt, \quad (10)$$

$$X_r = \frac{2}{T} \int_0^T Z(t) \mu_r S_r(t) dt, \quad P_r = \frac{1}{T} \int_0^T \mu_r^2 S_r^2(t) dt. \quad (11)$$

Здесь P_j, P_r - средние мощности сигналов $\mu_j S_j(t)$ и $\mu_r S_r(t)$.

Предположим, что на интервале $[0, T]$ передается символ j (сигнал $S_j(t)$). Тогда вероятность ошибки приемника представляет собой вероятность того, что неравенство (9) не выполняется. На работу приемника в интервале $[0, T]$ будут влиять также сигналы от предшествующего и последующего символов.

Пусть на предшествующем интервале $[-T, 0]$ передавался символ i , а на последующем интервале $[T, 2T]$ символ k . В этом случае полезный сигнал $C(t)$ на интер-

вале $[0, T]$ можно представить в виде

$$C_{ijk}(t) = C_i(t + T) + C_j(t) + C_k(t - T), \quad (12)$$

где

$$C_v(t) = \int_0^t S_v(\tau)h(t - \tau). \quad (13)$$

С учетом аддитивных помех сигнал на входе приемника на интервале $[0, T]$ принимает вид

$$Z(t) = C_{ijk}(t) + n(t). \quad (14)$$

В результате проведенного анализа была получена следующая формула для вероятности ошибки

$$p_{\text{ош}} = \sum_j \sum_{r \neq j} \sum_i \sum_k P(j) P(i) P(k) p(r/i, j, k), \quad (15)$$

где $P(j)$, $P(i)$, $P(k)$ – априорные вероятности символов j , i , k соответственно; $p(r/i, j, k)$ – условная вероятность ошибочного приема символа j при последовательности переданных символов i, j, k . В случае бинарных сигналов АМ вероятности $p(r/i, j, k)$ определяются следующими формулами

$$p(1/0,0,0) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{01}(0,0,0)]\}, \quad p(1/0,0,1) = p(1/1,0,0) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{01}(0,0,1)]\}, \quad (16)$$

$$p(1/1,0,1) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{01}(1,0,1)]\}, \quad p(0/0,1,0) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{10}(0,1,0)]\} \quad (17)$$

$$p(0/0,1,1) = p(0/1,1,0) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{10}(0,1,1)]\}, \quad p(0/1,1,1) = 0,5 \{1 - \Phi[q_{10}(1,1,1)]\} \quad (18)$$

$$q_{10}(1,1,1) = h_0 \rho_{10}(1,1,1)/\sqrt{2}, \quad q_{10}(0,1,1) = h_0 \rho_{10}(0,1,1)/\sqrt{2}, \quad q_{10}(0,1,0) = h_0 \rho_{10}(0,1,0)/\sqrt{2}$$

$$q_{10}(1,1,0) = q_{10}(0,1,1), \quad q_{10}(1,1,0) = h_0 \rho_{10}(1,1,0)/\sqrt{2}, \quad q_{01}(1,0,1) = h_0 \rho_{01}(1,0,1)/\sqrt{2},$$

$$q_{01}(0,0,1) = h_0 \rho_{01}(0,0,1)/\sqrt{2}, \quad q_{01}(0,0,0) = h_0 k_E/\sqrt{2}, \quad q_{01}(1,0,0) = q_{01}(0,0,1),$$

$$\rho_{10}(0,1,0) = 2k_{s1c1}(0) - \sqrt{k_E}, \quad \rho_{10}(1,1,1) = 2[k_{s1c1}(0) + 2k_{s1c1}(T) - \sqrt{k_E}],$$

$$\rho_{10}(0,1,1) = 2[k_{s1c1}(0) + k_{s1c1}(T) - \sqrt{k_E}], \quad \rho_{10}(1,1,0) = \rho_{10}(0,1,1),$$

$$\rho_{10}(1,1,0) = \rho_{10}(0,1,1), \quad \rho_{01}(1,0,1) = \sqrt{k_E} - 4k_{s1c1}(T), \quad \rho_{01}(0,0,1) = \sqrt{k_E} - 2k_{s1c1}(T),$$

$$\rho_{01}(0,0,1) = \sqrt{k_E} - 2k_{s1c1}(T), \quad \rho_{01}(1,0,0) = \rho_{01}(0,0,1),$$

$$\Phi(x) = (\pi/2) \int_0^x \exp(-0,5t^2) dt - \text{функция Крампа.}$$

$h_0 = \sqrt{E_{C1}/N_0}$ - отношение сигнал/шум на входе приемника АМ сигналов, E_{C1} - энергия сигнала выходе морской среды, найденная в [2]; $k_E = E_1/E_{C1}$, $E_1 = E_{S1}H(0)^2 \exp(-2a\omega_0^2)$ - энергия сигнала на выходе морской среды при отсутствии искажений; $k_{s1c1}(0) = K_{s1c1}(0)/\sqrt{E_{S1}E_{C1}}$, $k_{s1c1}(T) = K_{s1c1}(T)/\sqrt{E_{S1}E_{C1}}$, $E_{S1} = 0,5T$ - энергия сигнала на входе морской среды, $K_{s1c1}(\tau)$ функция взаимной корреляции сигналов $S_1(t)$ и $C_1(t)$, найденная в [3].

Откуда вероятности ошибки при приеме символов 0 и 1 составят соответственно

$$p_{\text{ош}}(0) = 0,25[p(1/0,0,0) + 2p(1/0,0,1) + p(1/1,0,1)], \quad (19)$$

$$p_{\text{ош}}(1) = 0,25[p(0/0,1,0) + 2p(0/0,1,1) + p(0/1,1,1)], \quad (20)$$

Из предыдущих выражений следует, что $p_{\text{ош}}(0) \neq p_{\text{ош}}(1)$. Поэтому в данном случае (при учете межсимвольных искажений) дискретный канал связи оказывается не симметричным. Вероятность ошибки при приеме любого из двух равновероятных символов будет равна

$$p_{\text{ош}} = 0,5[p_{\text{ош}}(0) + p_{\text{ош}}(1)]. \quad (21)$$

На рис. 1 приведены графики зависимости $p_{\text{ош}}(h_0)$ для приемника АМ сигналов при $f_B = 80$ кГц, $f_0 = 60$ кГц, $R = 2$ км и использовании аппроксимации 8 для частотной характеристики морской среды. На рис. 1, а - при $T = 0,1$ мс; а на рис. 1, б - при $T = 0,4$ мс. На этих же рисунках для сравнения приведены зависимости $p_{\text{ош}}(h_0)$ при отсутствии искажений.

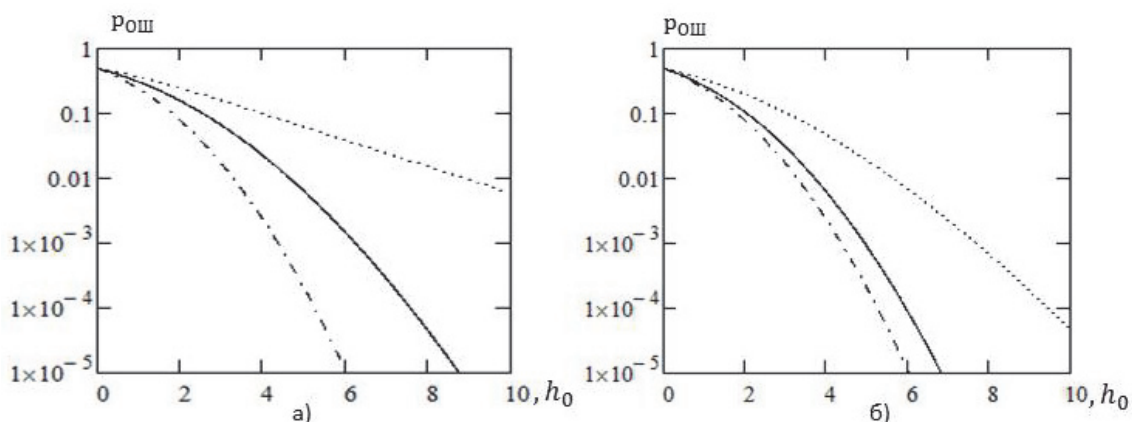


Рис. 1. Зависимости $p_{\text{ош}}(h_0)$: — · — при отсутствии искажений; — $\varphi_0 = 0$; ···· - $\varphi_0 = -\pi/2$.

Как видно из рис. 1 $p_{\text{ош}}$ при $\varphi_0 = 0$ меньше, чем при $\varphi_0 = -\pi/2$ и уменьшается с ростом T . Как показывают расчеты $p_{\text{ош}}$ увеличивается с ростом f_0 и R .

Подобное поведение величины $p_{\text{ош}}$ обусловлено увеличением искажений сигнала в морской среде с ростом f_0 и R [2].

Для обоснованного выбора параметров φ_0 , f_0 и T при заданных значениях $p_{\text{ош}}$ и R удобно ввести величину

$$\delta = p_{\text{ош}}/p_{\text{ош,ид}}, \quad (22)$$

где $p_{\text{ош,ид}}$ - вероятность ошибки при отсутствии искажений.

Как показывают расчеты, величина δ , при прочих равных условиях, растет с уменьшением вероятности $p_{\text{ош,ид}}$, которую необходимо иметь при отсутствии искажений.

По найденным выражениям для $p_{\text{ош}}$ можно построить и поверхности $\delta(f_0, T)$ при разных значениях φ_0 и R . Зная зависимости $\delta(f_0, T, \varphi_0, R)$ и задаваясь степенью ухудшения помехоустойчивости $\delta_{\text{доп}}$, можно определить необходимые значения f_0, T, φ_0 для каждой дальности связи R .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денисов В.Е. Аппроксимация амплитудно-частотной характеристики гидроакустического канала связи по совокупности показателей качества. // 56-я Научно-техническая конференция МИРЭА: Сб. тр. – М.: МИРЭА, 2007. – Ч.2. Физико-математические науки, с. 71-76.
2. Денисов В.Е. Анализ искажений высокочастотного импульса с прямоугольной огибающей в морской среде на основе энергетического критерия. // 58-я Научно-техническая конференция МИРЭА: Сб. тр. – М.: МИРЭА, 2009. – Ч.2. Физико-математические науки, с. 48-54.
3. Денисов В.Е. Корреляция между входным и выходным сигналами гидроакустического канала связи при входном сигнале в виде высокочастотного импульса с прямоугольной огибающей. // 2-я Научно-практическая конференция «РАДИОИНФОКОМ-2015»: Сб. научных тр.-М.: МИРЭА, 2015, Ч.1, с. 98-103.