

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.12>

УДК: 681.883.45

**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА
ДВОИЧНЫХ СИГНАЛОВ С ОГИБАЮЩЕЙ
ВИДА ПРИПОДНЯТЫЙ КОСИНУС
В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ**

В.Е. Денисов

РТУ МИРЭА, 119454, Москва, пр. Вернадского, 78

Статья поступила в редакцию 23 июля 2023 г.

Аннотация. Цели: Основной целью данной работы является разработка методики определения параметров двоичных сигналов, при которых сигналы становятся относительно инвариантными к частотным искажениям в морской среде. Частотные искажения сигналов обусловлены неравномерностью частотной характеристики затухания морской среды. Главной частью указанной методики является оценка влияния частотных искажений сигналов на помехоустойчивость приема. В соответствии с этим определяются вероятности ошибки приемников сигналов с различными видами манипуляции, которые оптимальны при отсутствии искажений. **Методы:** Используются положения прикладной гидроакустики, теории случайных процессов и теории передачи дискретных сообщений. **Основное содержание:** В работе рассматривалась модель однолучевого гидроакустического канала связи, характерная для глубокого моря, когда приемник или передатчик расположен в глубине моря. В качестве коэффициента передачи канала используется коэффициент передачи с гауссовской амплитудно-частотной характеристикой и линейной фазо-частотной характеристикой. Определены вероятности ошибки когерентных

приемников двоичных сигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией с огибающей вида приподнятый косинус. В качестве приемников рассматриваются когерентные приемники, оптимальные по критерию максимального правдоподобия при действии белого гауссовского шума и отсутствии искажений в морской среде. Введена логарифмическая мера увеличения вероятности ошибки, которая характеризует ухудшение помехоустойчивости за счет частотных искажений в канале. Для некоторых типичных случаев определены значения параметров сигналов, относительно инвариантных к частотным искажениям в морской среде. **Результаты:** Найдены выражения вероятности ошибки когерентных приемников двоичных сигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией с огибающей вида приподнятый косинус. Введена логарифмическая мера относительного увеличения вероятности ошибки по сравнению со случаем отсутствия искажений. Определена функциональная зависимость этой меры от длительности посылки сигнала, несущей частоты и начальной фазы сигнала, а также от дальности связи и отношения сигнал/шум. На плоскости несущая частота, длительность сигнала для каждого вида сигнала построена граница области, выше которой сигналы являются относительно инвариантными к частотным искажениям в морской среде. Проведено сравнение со случаем сигналов с синусоидальной огибающей. Для дальностей связи $R = 1,5$ км и 3 км и типичных несущих частот приведены минимальные значения длительности инвариантных сигналов.

Ключевые слова: гидроакустический канал связи, коэффициент затухания, помехоустойчивость, вероятность ошибки, дальность связи, длительность посылки сигнала, несущая частота, начальная фаза, синусоидальная огибающая, огибающая вида приподнятый косинус.

Автор для переписки: Денисов Валерий Евгеньевич, dvemirea@mail.ru

Введение

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 с различными видами модуляции. Для решения данной задачи необходимо проанализировать влияние неравномерности частотной характеристики морской среды на помехоустойчивость приемника, оптимального при отсутствии искажений. В работах [1, 2] рассматривалась подобная задача соответственно для сигналов с прямоугольной и синусоидальной огибающими. Такие сигналы имеют спектры, убывающие вне основной полосы по закону ω^{-1} и ω^{-2} соответственно. В данной работе рассматриваются сигналы с огибающей вида приподнятый косинус, спектр которых вне основной полосы убывает по закону ω^{-3} . В работе рассматривается модель однолучевого гидроакустического канала связи (ГАКС), характерная для глубокого моря, когда приемник или передатчик расположен в глубине моря. Данной моделью можно описать вертикальные и близкие к ним каналы [3].

Определяются вероятности ошибки когерентных приемников двоичных сигналов с амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) манипуляцией с огибающей вида приподнятый косинус. В качестве приемников рассматриваются когерентные приемники, оптимальные по критерию максимального правдоподобия при действии белого гауссовского шума и отсутствии искажений в морской среде. Опорные сигналы исследуемых приемников совпадают по форме с неискаженными сигналами, но уменьшены в

соответствии с коэффициентом затухания на несущей частоте. Проводится сравнение вероятностей ошибки при приеме сигналов с огибающей вида приподнятый косинус и сигналов с синусоидальной огибающей и со случаем, когда частотные искажения отсутствуют. Вводится логарифмическая мера увеличения вероятности ошибки, которая характеризует ухудшение помехоустойчивости за счет частотных искажений в канале. И на этой основе вводится понятие сигналов, относительно инвариантных к частотным искажениям в морской среде.

1. Коэффициент передачи и импульсная характеристика гидроакустического канала связи

В качестве гидроакустического канала связи (ГАКС) рассматривается совокупность передающей антенны, морской среды и приемной антенны. Антенны считаются ненаправленными и частотно независимыми. Данные ограничения введены для того, чтобы исследовать собственно морскую среду как канал передачи информации. Используется модель морской среды в виде однородной изотропной среды. В этом случае свойства ГАКС можно описать единственной величиной – коэффициентом затухания $\alpha(f)$. Используя аппроксимацию $\alpha(f)$ функцией $\alpha(f) = B_K + D_K f^2$, где f – частота в килогерцах из работы [4], можно представить комплексный коэффициент передачи ГАКС $H(j\omega)$ 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;

$$H(0) = (R_0 / R) \exp(-0,115 B_K R); \quad a = 0,115 (2\pi)^{-2} 10^{-6} D_K R; \quad (2)$$

$t_3 = R / C$; R – расстояние между передатчиком и приемником, км; R_0 – опорное расстояние (обычно $R_0 = 1$ м); 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 – $B_8 = 1,9 \times 10^{-3} f_B^{1,5}; D_8 = 0,036 / \sqrt{f_B}$, 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, c ; $H(0)$ – безразмерный коэффициент из (2); a – коэффициент из (2), c^2 .

2. Сигнал и шум на входе приемника

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

$$\begin{aligned} S_0(t) &= 0,5\Pi(t)(1 - \cos vt) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \\ S_1(t) &= 0,5\Pi(t)(1 - \cos vt) \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - T)$, $v = 2\pi / T$.

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

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{xk}(t - kT), \quad 0 \leq t \leq T_{CB}, \quad (5)$$

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

Передаваемые сигналы $S_{xk}(t)$ в отличие от радиоканалов в общем случае не считаются узкополосными, т.е. на длительности посылки T может укладываться только 2 или 3 периода $T_0 = 2\pi / \omega_0$.

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

$$C(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{xk}(t-kT), \quad (6)$$

где

$$C_{xk}(t) = \int_0^{\infty} S_{xk}(\tau)h(t-\tau)d\tau. \quad (7)$$

При определении $C_{xk}(t)$ интеграл в (7) (и подобных интегралов далее) вычисляется непосредственно, так как для не узкополосного сигнала $S_{xk}(\tau)$ метод комплексных огибающих не применим.

Как показывают расчеты, на дальностях не более 3 км, длительность T_h импульсной характеристики $h(t)$ не превосходит 0,05 мс. При $T > T_h$ 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

$$C(t) = C_{x(-1)}(t+T) + C_{x0}(t) + C_{x(+1)}(t-T). \quad (8)$$

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

$$Z(t) = C(t) + n(t). \quad (9)$$

3. Определение вероятности ошибки приемника

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 [5]

$$X_j - P_j > X_r - P_r \quad (10)$$

для всех $r \neq j$. В неравенстве (10)

$$X_j = \frac{2}{T} \int_0^T Z(t) \mu_j S_j(t) dt, \quad P_j = \frac{1}{T} \int_0^T \mu_j^2 S_j^2(t) dt, \quad (11)$$

$$X_r = \frac{2}{T} \int_0^T Z(t) \mu_r S_r(t) dt, \quad P_r = \frac{1}{T} \int_0^T \mu_r^2 S_r^2(t) dt, \quad (12)$$

здесь P_j, P_r – средние мощности сигналов $\mu_j S_j, \mu_r S_r$.

Предположим, что на интервале $[0, T]$ передается символ j (сигнал $S_j(t)$). Тогда вероятность ошибки приемника представляет собой вероятность того, что неравенство (10) 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 интервале $[0, T]$ можно представить в виде

$$C_{ijk}(t) = C_i(t+T) + C_j(t) + C_k(t-T), \quad (13)$$

где

$$C_v(t) = \int_0^t S_v(\tau) h(t-\tau) d\tau. \quad (14)$$

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

$$Z(t) = C_{ijk}(t) + n(t). \quad (15)$$

В результате проведенного анализа была получена следующая формула для вероятности ошибки

$$P_{ош} = \sum_j \sum_{r \neq j} \sum_i \sum_k P(j)P(i)P(k)p(r/i, j, k), \quad (16)$$

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 .

Вероятность $p(r/i, j, k)$ определяется по формуле

$$p(r/i, j, k) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[q_{jr}(i, j, k) \right] \right\}, \quad (17)$$

где

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt - \text{табулированная функция,}$$

$$q_{jr}(i, j, k) = \gamma_{jr} h_{jr} \rho_{jr}(i, j, k); \quad \gamma_{jr} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{P_{\Delta, jr}}{P_{C, jr}}}; \quad h_{jr} = \sqrt{\frac{P_{C, jr} T}{N_0}};$$

$$P_{C, jr} = 0,5(P_r + P_j); \quad P_{\Delta, jr} = P_j + P_r - 2\sqrt{P_j P_r} k_{jr};$$

$$k_{jr} = \frac{1}{\sqrt{E_{S_j} E_{S_r}}} \int_0^T S_j(t) S_r(t) dt; \quad E_{S_j} = \int_0^T S_j^2(t) dt; \quad \rho_{jr}(i, j, k) = \eta_{jr}(i, j, k) / P_{\Delta, jr};$$

$$\eta_{jr}(i, j, k) = \bar{X}_j(i, j, k) - \bar{X}_r(i, j, k) + P_r - P_j; \quad P_j = \frac{1}{T} \int_0^T \mu^2 S_j^2(t) dt;$$

$$\mu = H(0) \exp(-a \omega_0^2); \quad \bar{X}_j(i, j, k) = \frac{2}{T} K_{S_j C_i}(-T) + \frac{2}{T} K_{S_j C_j}(0) + \frac{2}{T} K_{S_j C_k}(T);$$

$E_j = \mu^2 E_{S_j}$; $K_{S_j C_v}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_j(t)$ и $C_v(t)$;

E_{S_j} – энергия сигнала $S_j(t)$; $j \neq r$.

4. Вероятность ошибки приемника двоичных сигналов с амплитудной манипуляцией

Пусть $S_1(t) = 0$. Сигнал $S_0(t)$ с огибающей вида приподнятый косинус можно представить в виде линейной комбинации трех сигналов с прямоугольной огибающей с разными частотами

$$S_0(t) = \frac{1}{2}S_{00}(t) - \frac{1}{4}S_{01}(t) - \frac{1}{4}S_{02}(t),$$

где

$$S_{00}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad S_{01}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_0),$$

$$S_{02}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_0), \quad \omega_1 = \omega_0 - \nu, \quad \omega_2 = \omega_0 + \nu.$$

В этом случае условные вероятности ошибки (17) можно привести к виду

$$p(1/0,0,0) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{01}(0,0,0)]\}, \quad p(1/0,0,1) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{01}(0,0,1)]\},$$

$$p(1/1,0,1) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{01}(1,0,1)]\}, \quad p(0/0,1,0) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{10}(0,1,0)]\},$$

$$p(0/0,1,1) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{10}(0,1,1)]\}, \quad p(0/1,1,1) = \frac{1}{2} \{1 - \operatorname{erf} [q_{10}(1,1,1)]\},$$

$$p(1/1,0,0) = p(1/0,0,1), \quad p(0/1,1,0) = p(0/0,1,1);$$

где

$$q_{10}(1,1,1) = 0,5h_0 \{2[k_{S_0C_0}(0) + 2k_{S_0C_0}(T)] - \sqrt{k_E}\},$$

$$q_{10}(0,1,1) = 0,5h_0 \{2[k_{S_0C_0}(0) + k_{S_0C_0}(T)] - \sqrt{k_E}\},$$

$$q_{10}(0,1,0) = 0,5h_0 [2k_{S_0C_0}(0) - \sqrt{k_E}],$$

$$q_{10}(1,1,0) = q_{10}(0,1,1), \quad q_{01}(1,0,1) = 0,5h_0 [\sqrt{k_E} - 4k_{S_0C_0}(T)],$$

$$q_{01}(0,0,0) = 0,5h_0 k_E,$$

$$q_{01}(0,0,1) = 0,5h_0 [\sqrt{k_E} - 2k_{S_0C_0}(T)], \quad q_{01}(1,0,0) = q_{01}(0,0,1);$$

$h_0 = \sqrt{E_{C_0}/N_0}$ – отношение сигнал/шум на входе приемника; E_{C_0} – энергия сигнала выходе морской среды из [6]; $E_0 = E_{S_0} H(0)^2 \exp(-2a\omega_0^2)$ – энергия

сигнала на выходе морской среды при отсутствии искажений; $k_E = E_0 / E_{C_0}$;
 $k_{S_0C_0}(\tau) = K_{S_0C_0}(\tau) / \sqrt{E_{S_0} E_{C_0}}$; $E_{S_0} = 3T/16$ – энергия сигнала на входе
 морской среды; $K_{S_0C_0}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_0(t)$ и
 $C_0(t)$, которая имеет вид

$$K_{S_0C_0}(\tau) = \frac{1}{4} K_{0000}(\tau) - \frac{1}{4} \sum_{n=1}^2 K_{0n00}(\tau) + \frac{1}{16} \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 K_{0n0m}(\tau),$$

где $K_{0000}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_{00}(t)$ с прямоугольной
 огибающей и реакцией $C_{00}(t)$ на сигнал $S_{00}(t)$ из [7], $K_{0n0m}(\tau)$ – функция
 взаимной корреляции сигналов $S_{0n}(t)$ с прямоугольной огибающей и реакцией
 $C_{0m}(t)$ на сигнал $S_{0m}(t)$, $n = 1, 2$ из [8].

Согласно (16) вероятности ошибки при передаче символов 0 и 1 составят
 соответственно

$$p_{ош}(0) = 0,25[p(1/0,0,0) + 2p(1/0,0,1) + p(1/1,0,1)], \quad (18)$$

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

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

$$p_{ош} = 0,5[p_{ош}(0) + p_{ош}(1)]. \quad (20)$$

При отсутствии искажений $k_{S_0C_0}(T) = k_{S_0C_0}(-T) = 0$, $k_E = 1$, поэтому из
 (18-20) находим

$$p_{ош,ид} = p_{ош}(0) = p(1/0) = p_{ош}(1) = p(0/1) = 0,5[1 - \text{erf}(0,5h_0)]. \quad (21)$$

Для оценки относительного ухудшения помехоустойчивости приема за
 счет частотных искажений сигналов в морской среде удобно ввести
 логарифмическую меру

$$\delta_{AM} = 20 \lg(p_{ош} / p_{ош,ид}). \quad (22)$$

Как следует из предыдущего анализа, величина δ_{AM} будет зависеть от отношения сигнал/шум h_0 , несущей частоты f_0 , длительности посылки сигнала T , начальной фазы φ_0 и дальности связи R . Графики зависимости $\delta_{AM}(T)$ для сигнала с огибающей вида приподнятый косинус (С-огибающей) для некоторых значений f_0 , приведены на рис. 1, 2. Расчеты проводились для аппроксимации 8 при $f_B = 80$ кГц для $R = 1,5$; 3 км, $h_0 = 6,03$ и $\varphi_0 = 0$. Значение $h_0 = 6,03$ соответствует $p_{ош,ид} = 10^{-5}$. На рисунках для сравнения изображены также зависимости $\delta_{AM}(T)$ для сигнала с синусоидальной огибающей (S-огибающей) из [2].

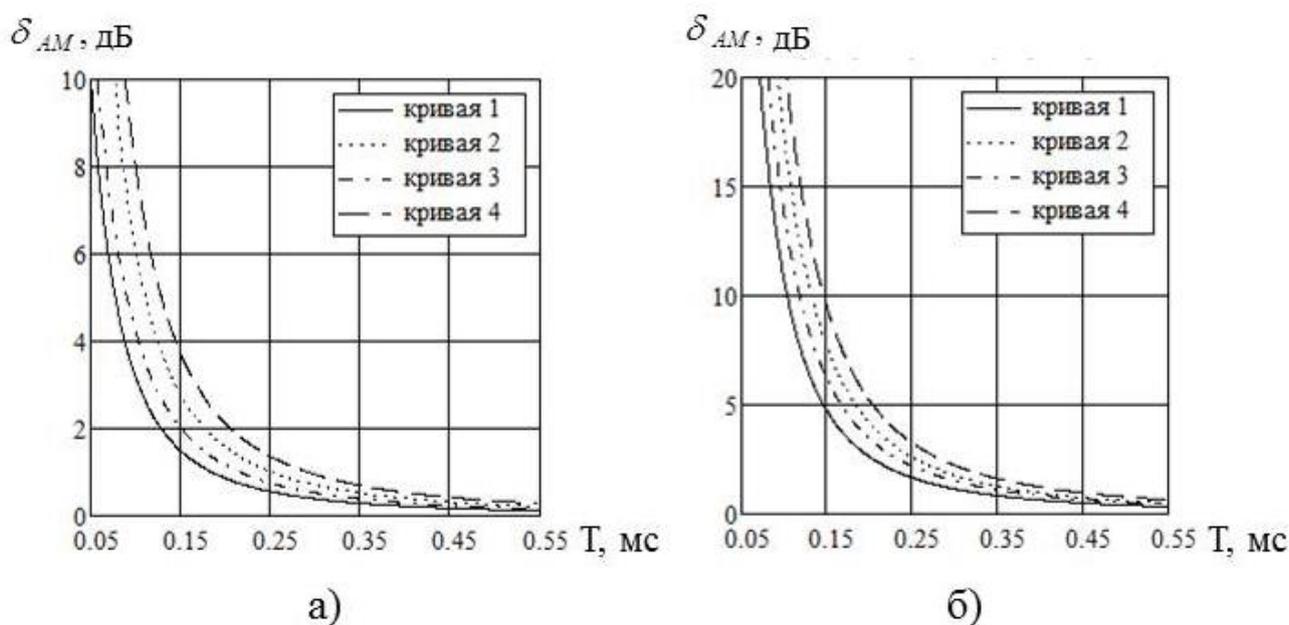


Рис. 1. Зависимость $\delta_{AM}(T)$ для $R = 1,5$ км и разных несущих частот.
 а – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 40$ кГц;
 С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 40$ кГц;
 б – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 60$ кГц;
 С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 60$ кГц.

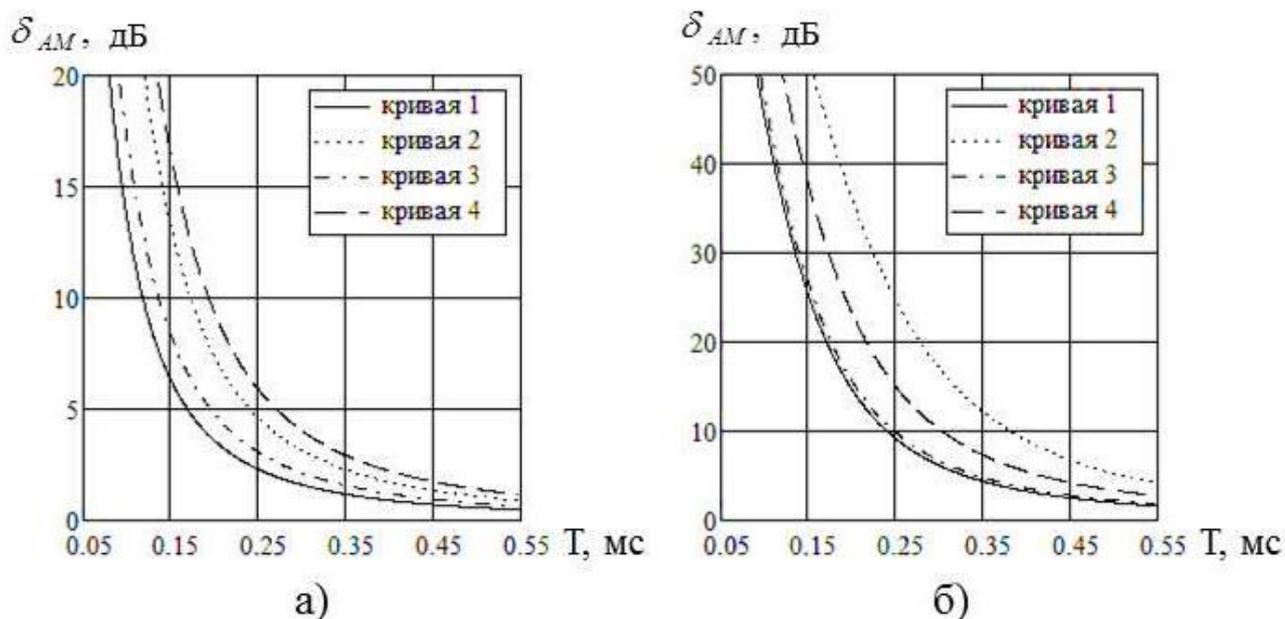


Рис. 2. Зависимость $\delta_{AM}(T)$ для $R = 3$ км и разных несущих частот. Кривые на рис. 2 соответствуют тем же исходным данным, что и на рис. 1.

Как видно из рис. 1,2 при фиксированной длительности T величина δ_{AM} для сигналов с С-огибающей и частотами $f_0 = 30, 40, 50$ кГц больше, чем для сигналов с S-огибающей. Если считать допустимым значением $\delta_{AM}(T) = 10$ дБ, то минимальным значением длительности при $R = 1,5$ км и $f_0 = 40$ кГц для С-огибающей будет величина $T_{МИН} = 0,089$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,077$ мс (рис. 1 а). А при $R = 3$ км и $f_0 = 40$ кГц для С-огибающей – будет величина $T_{МИН} = 0,193$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,172$ мс (рис. 2 а). Если увеличить частоту до значения $f_0 = 60$ кГц, то при $R = 1,5$ км для С-огибающей $T_{МИН} = 0,146$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,132$ мс (рис. 2 а). При $f_0 = 60$ кГц, и $R = 3$ км для С-огибающей $T_{МИН} = 0,303$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,381$ мс (рис. 2б). Однако разница в длительностях $T_{МИН}$ для сигналов с С и S-огибающими и рассмотренных условий невелика. Максимальной эта разница имеет место при $f_0 = 60$ кГц, и $R = 3$ км, когда величина $T_{МИН}$ у сигнала с С-огибающей меньше $T_{МИН}$ сигнала с S-огибающей на 25%. Если уменьшить h_0 , то $T_{МИН}$ также уменьшается. Например, при $h_0 = 4,37$ ($p_{ош,уд} = 10^{-3}$), $R = 3$ км и $f_0 = 40$ кГц для

С-огибающей – величина $T_{МИН} = 0,133$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,119$ мс. Как показывают расчеты, для сигналов с С-огибающей (также как и для сигналов с S- огибающей) величина δ_{AM} практически не зависит от начальной фазы. Последнее является преимуществом этих сигналов перед сигналами с прямоугольной огибающей, у которых эта зависимость значительная.

5. Вероятность ошибки приемника двоичных ортогональных сигналов с частотной манипуляцией

Пусть

$$S_1(t) = 0,5\Pi(t)(1 - \cos \nu t) \cos(\omega_1 t + \varphi_0),$$

$$\text{где } \omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi k_0 / T, \omega_1 = 2\pi f_1 = \omega_0 + 0,5\nu, \nu = 2\pi / T$$

k_0 – целое число.

Сигналы $S_0(t)$, $S_1(t)$ можно представить в виде

$$S_0(t) = \frac{1}{2}S_{00}(t) - \frac{1}{4}S_{01}(t) - \frac{1}{4}S_{02}(t), S_1(t) = \frac{1}{2}S_{10}(t) - \frac{1}{4}S_{11}(t) - \frac{1}{4}S_{12}(t),$$

где

$$S_{00}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), S_{01}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_{01} t + \varphi_0), \omega_{01} = \omega_0 - \nu,$$

$$S_{02}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_{02} t + \varphi_0), S_{10}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_0), \omega_{02} = \omega_0 + \nu,$$

$$S_{11}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_{11} t + \varphi_0), S_{12}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_{12} t + \varphi_0), \omega_{11} = \omega_1 - \nu,$$

$$\omega_{12} = \omega_1 + \nu.$$

В этом случае согласно (16) вероятности ошибки при передаче символов 0 и 1 составят соответственно

$$p_{ош}(0) = 0,25[p(1/0,0,0) + p(1/0,0,1) + p(1/1,0,1) + p(1/1,0,0)], \quad (23)$$

$$p_{ош}(1) = 0,25[p(0/0,1,0) + p(0/0,1,1) + p(0/1,1,1) + p(0/1,1,0)], \quad (24)$$

где

$$p(r/i, j, k) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[q_{jr}(i, j, k) / \sqrt{2} \right] \right\}. \quad (25)$$

Величины $q_{jr}(i, j, k)$ в (25) определяются по формулам

$$\begin{aligned}
 q_{01}(1,0,1) &= h_1 \left[2k_{S_0C_1}(T) + mk_{S_0C_0}(0) - 2k_{S_1C_1}(T) - mk_{S_1C_0}(0) \right], \\
 q_{01}(0,0,1) &= h_1 \left[mk_{S_0C_0}(T) + mk_{S_0C_0}(0) + k_{S_0C_1}(T) - mk_{S_1C_0}(0) - \right. \\
 &\quad \left. -mk_{S_1C_0}(0) - k_{S_1C_1}(T) \right], \\
 q_{01}(0,0,0) &= mh_1 \left[k_{S_0C_0}(T) + k_{S_0C_0}(0) - 2k_{S_1C_0}(T) - k_{S_1C_0}(0) \right], \\
 q_{01}(1,0,0) &= h_1 \left[k_{S_0C_1}(T) + mk_{S_0C_0}(0) + mk_{S_0C_0}(T) - k_{S_1C_1}(T) - \right. \\
 &\quad \left. -mk_{S_1C_0}(0) - mk_{S_1C_0}(T) \right], \\
 q_{10}(1,1,1) &= h_1 \left[2k_{S_1C_1}(T) + k_{S_1C_1}(0) - k_{S_0C_1}(0) - 2k_{S_0C_1}(T) \right], \\
 q_{10}(0,1,1) &= h_1 \left[mk_{S_1C_0}(T) + k_{S_1C_1}(0) + k_{S_1C_1}(T) - mk_{S_0C_0}(T) - \right. \\
 &\quad \left. -k_{S_0C_1}(0) - k_{S_0C_1}(T) \right], \\
 q_{10}(0,1,1) &= h_1 \left[mk_{S_1C_0}(T) + k_{S_1C_1}(0) + k_{S_1C_1}(T) - mk_{S_0C_0}(T) - \right. \\
 &\quad \left. -k_{S_0C_1}(0) - k_{S_0C_1}(T) \right], \\
 q_{10}(0,1,0) &= h_1 \left[2mk_{S_1C_0}(T) + k_{S_1C_1}(0) - k_{S_0C_1}(0) - 2mk_{S_0C_0}(T) \right], \\
 q_{10}(1,1,0) &= h_1 \left[k_{S_1C_1}(T) + k_{S_1C_1}(0) + mk_{S_1C_0}(T) - k_{S_0C_1}(T) - \right. \\
 &\quad \left. -k_{S_0C_1}(0) - mk_{S_0C_0}(T) \right],
 \end{aligned}$$

где $h_1 = h_0 \sqrt{2 / (1 + m^2)}$, $h_0 = \sqrt{E_{CP} / N_0}$ – отношение сигнал / шум на входе приемника ; $E_{CP} = 0,5(E_{C0} + E_{C1})$, $m = \sqrt{E_{C0} / E_{C1}}$, E_{C0}, E_{C1} – энергии сигналов $C_0(t), C_1(t)$ соответственно на частотах ω_0 и ω_1 , $k_{S_k C_l}(\tau) = K_{S_k C_l}(\tau) / \sqrt{E_{S_k} E_{C_l}}$ – коэффициенты корреляции между сигналами $S_k(t)$ и $C_l(t)$, $k, l = 0, 1$; $K_{S_k C_l}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_k(t)$ и $C_l(t)$, которая при разных $k, l = 0, 1$ имеет вид

$$\begin{aligned}
 K_{S_0C_0}(\tau) &= \frac{1}{4} \left[K_{00,00}(\tau) - K_{01,00}(\tau) - K_{02,00}(\tau) \right] + \\
 &+ \frac{1}{16} \left[K_{01,01}(\tau) + K_{02,01}(\tau) + K_{01,02}(\tau) + K_{02,02}(\tau) \right], \\
 K_{S_1C_1}(\tau) &= \frac{1}{4} \left[K_{10,10}(\tau) - K_{11,10}(\tau) - K_{12,10}(\tau) \right] +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{16} [K_{11,11}(\tau) + K_{12,11}(\tau) + K_{11,12}(\tau) + K_{12,12}(\tau)], \\
 K_{S_0C_1}(\tau) = & \frac{1}{4} K_{00,10}(\tau) - \frac{1}{8} [K_{01,10}(\tau) + K_{02,10}(\tau) + K_{00,11}(\tau) + K_{00,12}(\tau)] + \\
 & + \frac{1}{16} [K_{01,11}(\tau) + K_{02,11}(\tau) + K_{01,12}(\tau) + K_{02,12}(\tau)],
 \end{aligned}$$

где $K_{kl,kl}(\tau)$ $k = 0, 1$; $l = 0, 1, 2$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_{kl}(t)$ с прямоугольной огибающей и реакцией $C_{kl}(t)$ на сигнал $S_{kl}(t)$ из [7]; $K_{kl,mn}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_{kl}(t)$ с прямоугольной огибающей и реакцией $C_{mn}(t)$ на сигнал $S_{mn}(t)$, $m = 0, 1$; $n = 0, 1, 2$ из [8].

Как показывает анализ, в данном случае $p_{ош}(0) \neq p_{ош}(1)$ и, следовательно, дискретный канал связи будет несимметричным. Средняя вероятность ошибки при приеме любого из двух равновероятных символов этом в этом случае определяется выражением (20).

Логарифмическая мера относительного ухудшения помехоустойчивости приемника сигналов ЧМ имеет вид

$$\delta_{ЧМ} = 20 \lg(p_{ош} / p_{ош,ид}), \quad (28)$$

где $p_{ош,ид}$ – вероятность ошибки в идеальном канале без искажений, определяемая по формуле

$$p_{ош,ид} = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(h_0 / \sqrt{2})]. \quad (29)$$

Графики зависимости $\delta_{ЧМ}(T)$ для некоторых значений f_0 , и $h_0 = 4,265$ приведены на рис. 3, 4. Расчеты проводились для аппроксимации 8 при $f_B = 80$ кГц для $R = 1,5$; 3 км и $\varphi_0 = 0$. Значение $h_0 = 4,265$ соответствует $p_{ош,ид} = 10^{-5}$, $f_1 = f_0 + 0,5 / T$. На рисунках для сравнения изображены также зависимости $\delta_{ЧМ}(T)$ для сигнала с синусоидальной огибающей (S-огибающей) из [2].

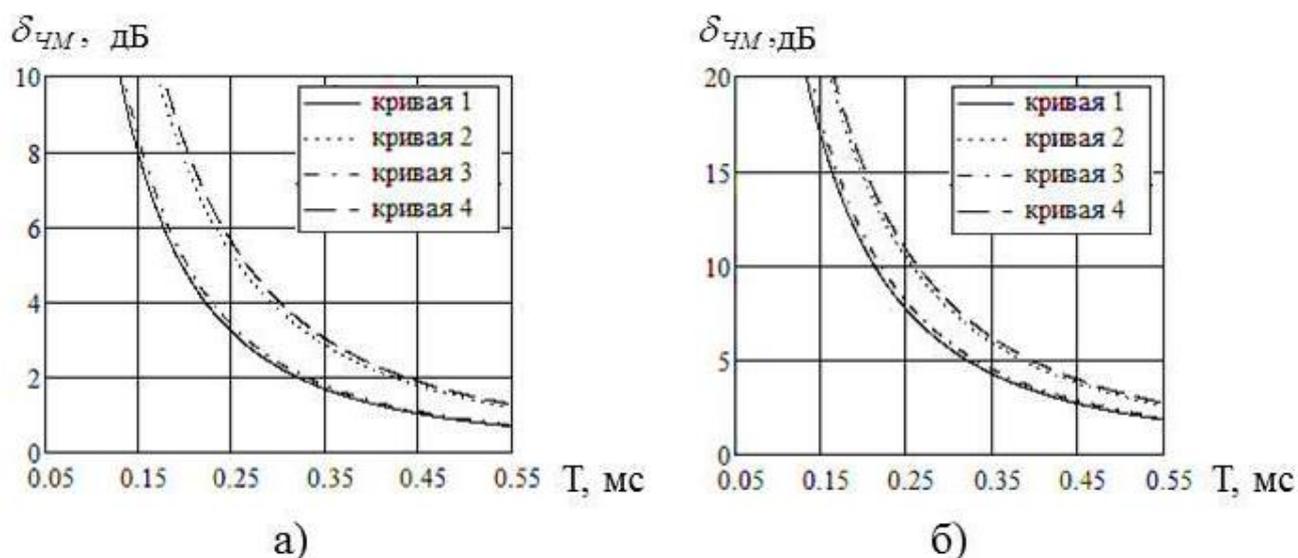


Рис. 3. Зависимость $\delta_{CM}(T)$ для $R = 1,5$ км и разных несущих частот.

а – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 40$ кГц;

С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 40$ кГц;

б – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 60$ кГц;

С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 60$ кГц.

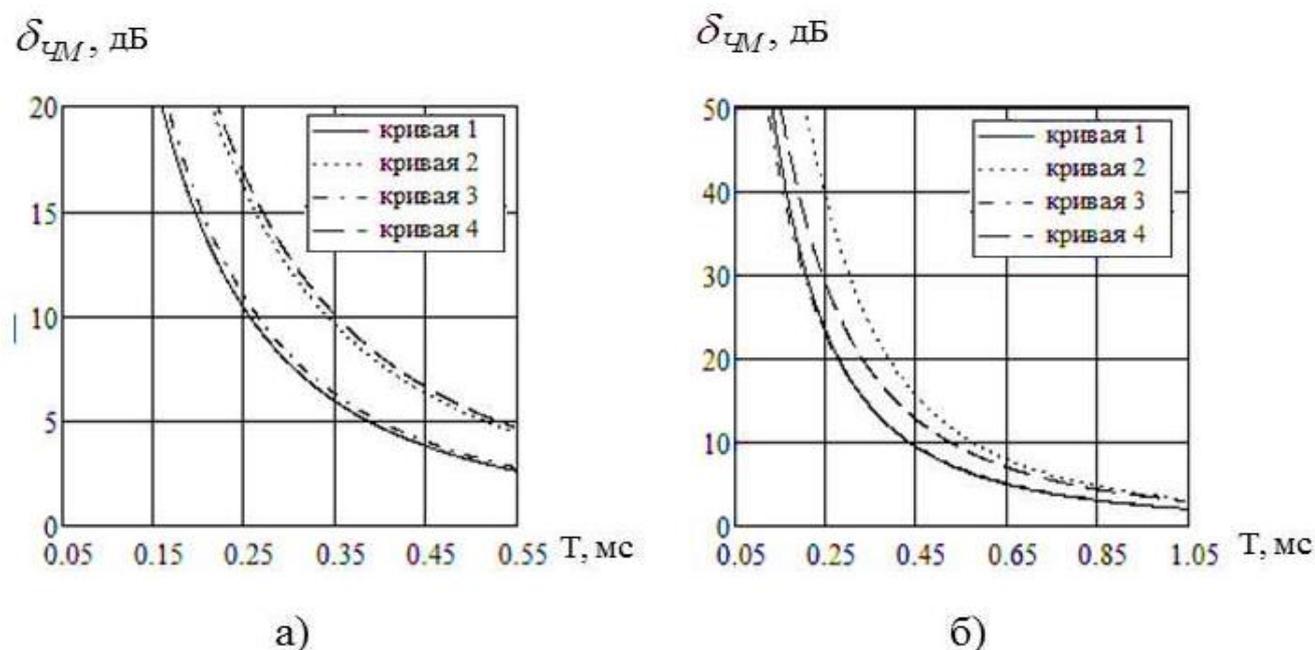


Рис. 4. Зависимость $\delta_{CM}(T)$ для $R = 3$ км и разных несущих частот.

Кривые на рис. 4 соответствуют тем же исходным данным, что и на рис. 3.

Как видно из рис. 3,4 при фиксированной длительности T величина δ_{CM} у сигналов с С-огибающей для $R = 1,5$ км и частот $f_0 = 30, 40, 50, 60$ кГц и для $R = 3$ км и частот $f_0 = 30, 40$ кГц несколько больше, чем для сигналов с

S-огибающей. При $R = 3$ км и $f_0 = 50$ кГц зависимости $\delta_{\text{ЧМ}}(T)$ для сигналов с С- и S-огибающими практически сливаются. Но уже на частоте $f_0 = 60$ кГц величина $\delta_{\text{ЧМ}}$ у сигналов с С-огибающей становится меньше, чем у сигналов с S-огибающей.

6. Вероятность ошибки приемника двоичных сигналов с фазовой манипуляцией

Пусть

$S_0(t) = 0,5\Pi(t)(1 - \cos vt) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, $S_1(t) = 0,5\Pi(t)(1 - \cos vt) \cos(\omega_0 t + \pi + \varphi_0)$. Сигнал $S_0(t)$, можно представить в виде

$$S_0(t) = \frac{1}{2}S_{00}(t) - \frac{1}{4}S_{01}(t) - \frac{1}{4}S_{02}(t),$$

где

$$S_{00}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad S_{01}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_{01} t + \varphi_0), \quad \omega_1 = \omega_0 - \nu,$$

$$S_{02}(t) = \Pi(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_0), \quad \omega_2 = \omega_0 + \nu.$$

В этом случае согласно (16) вероятности ошибки при передаче символов 0 и 1 составят соответственно

$$p_{\text{ош}}(0) = 0,25[p(1/0,0,0) + 2p(1/0,0,1) + p(1/1,0,1)], \quad (30)$$

$$p_{\text{ош}}(1) = 0,25[p(0/0,1,0) + 2p(0/0,1,1) + p(0/1,1,1)], \quad (31)$$

где

$$p(r/i, j, k) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[q_{jr}(i, j, k) \right] \right\}. \quad (32)$$

Величины $q_{jr}(i, j, k)$ в (32) определяются по формулам

$$q_{01}(0,0,0) = h_0 [k_{s_0c_0}(0) + 2k_{s_0c_0}(T)], \quad q_{01}(1,0,0) = h_0 k_{s_0c_0}(0),$$

$$q_{01}(1,0,1) = h_0 [k_{s_0c_0}(0) - 2k_{s_0c_0}(T)], \quad q_{01}(0,0,1) = q_{01}(1,0,0),$$

$$q_{10}(0,1,0) = q_{01}(1,0,1), \quad q_{10}(0,1,1) = q_{01}(0,0,1) = q_{01}(1,0,0),$$

$$q_{10}(1,1,1) = q_{01}(0,0,0),$$

$h_0 = \sqrt{E_{C_0}/N_0}$, E_{C_0} – энергия сигнала $C_0(t)$ на выходе морской среды,

$$k_{s_0c_0}(0) = K_{s_0c_0}(0) / \sqrt{E_{S_0} E_{C_0}}, \quad (33)$$

$$k_{s_0c_0}(T) = K_{s_0c_0}(T) / \sqrt{E_{S_0}E_{C_0}}, \quad (34)$$

$E_{S_0} = 3T / 16$ – энергия сигнала на входе морской среды; $K_{s_0c_0}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_0(t)$ и $C_0(t)$

$$K_{S_0C_0}(\tau) = \frac{1}{4} [K_{00,00}(\tau) - K_{01,00}(\tau) - K_{02,00}(\tau)] + \\ + \frac{1}{16} [K_{01,01}(\tau) + K_{02,01}(\tau) + K_{01,02}(\tau) + K_{02,02}(\tau)],$$

где $K_{0l,0l}(\tau)$ $l=0,1,2$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_{0l}(t)$ с прямоугольной огибающей и реакцией $C_{0l}(t)$ на сигнал $S_{0l}(t)$ из [7]; $K_{0m,0n}(\tau)$ $m=1,2$; $n=0,1,2$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_{0m}(t)$ с прямоугольной огибающей и реакцией $C_{0n}(t)$ на сигнал $S_{0n}(t)$ из [8].

Логарифмическая мера относительного ухудшения помехоустойчивости приемника сигналов ФМ имеет вид

$$\delta_{\Phi M} = 20 \lg(p_{ош} / p_{ош,ид}), \quad (35)$$

где $p_{ош,ид}$ – вероятность ошибки в идеальном канале без искажений, определяемая по формуле

$$p_{ош,ид} = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(h_0)]. \quad (36)$$

Графики зависимости $\delta_{\Phi M}(T)$ для некоторых значений f_0 и $h_0 = 3,0155$ приведены на рис. 5, 6. Расчеты проводились для аппроксимации 8 при $f_B = 80$ кГц для $R = 1,5$; 3 км, и $\varphi_0 = 0$. Значение $h_0 = 3,0155$ соответствует $p_{ош,ид} = 10^{-5}$. На рисунках для сравнения изображены также зависимости $\delta_{\Phi M}(T)$ для сигнала с синусоидальной огибающей (S-огибающей) из [2].

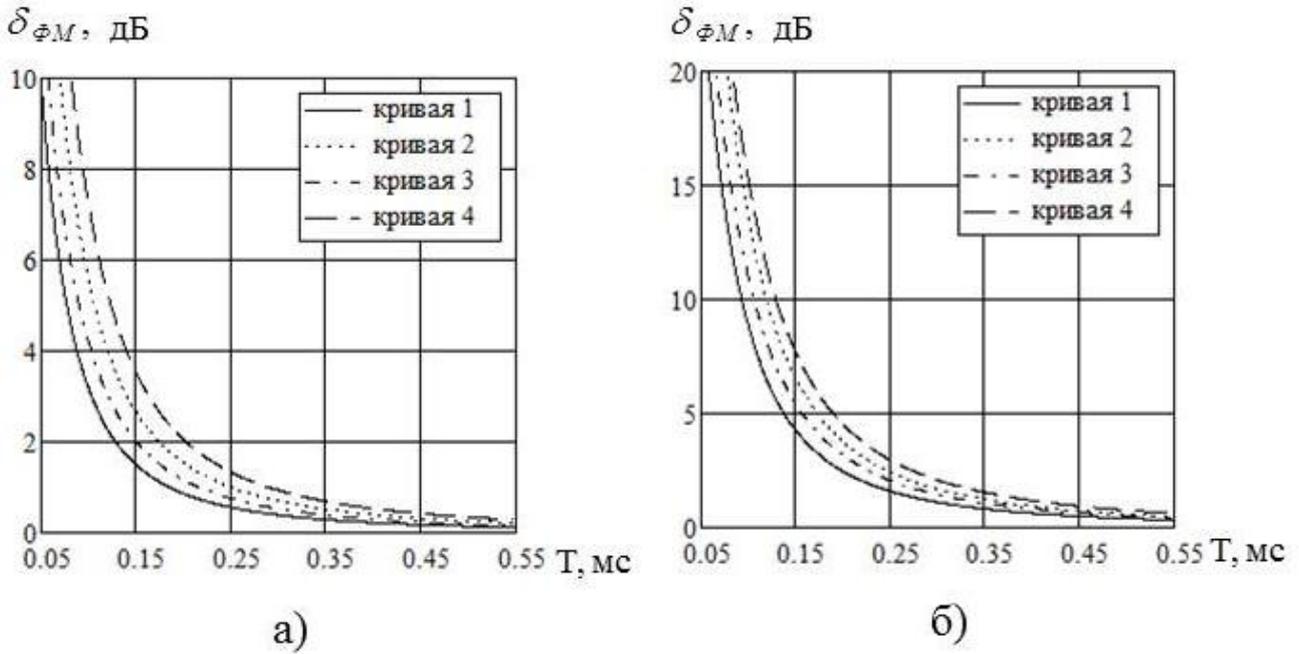


Рис. 5. Зависимость $\delta_{\phi_M}(T)$ для $R = 1,5$ км и разных несущих частот.
 а – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 40$ кГц;
 С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 30$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 40$ кГц;
 б – S-огибающая: кривая 1 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 2 – $f_0 = 60$ кГц;
 С-огибающая: кривая 3 – $f_0 = 50$ кГц; кривая 4 – $f_0 = 60$ кГц.

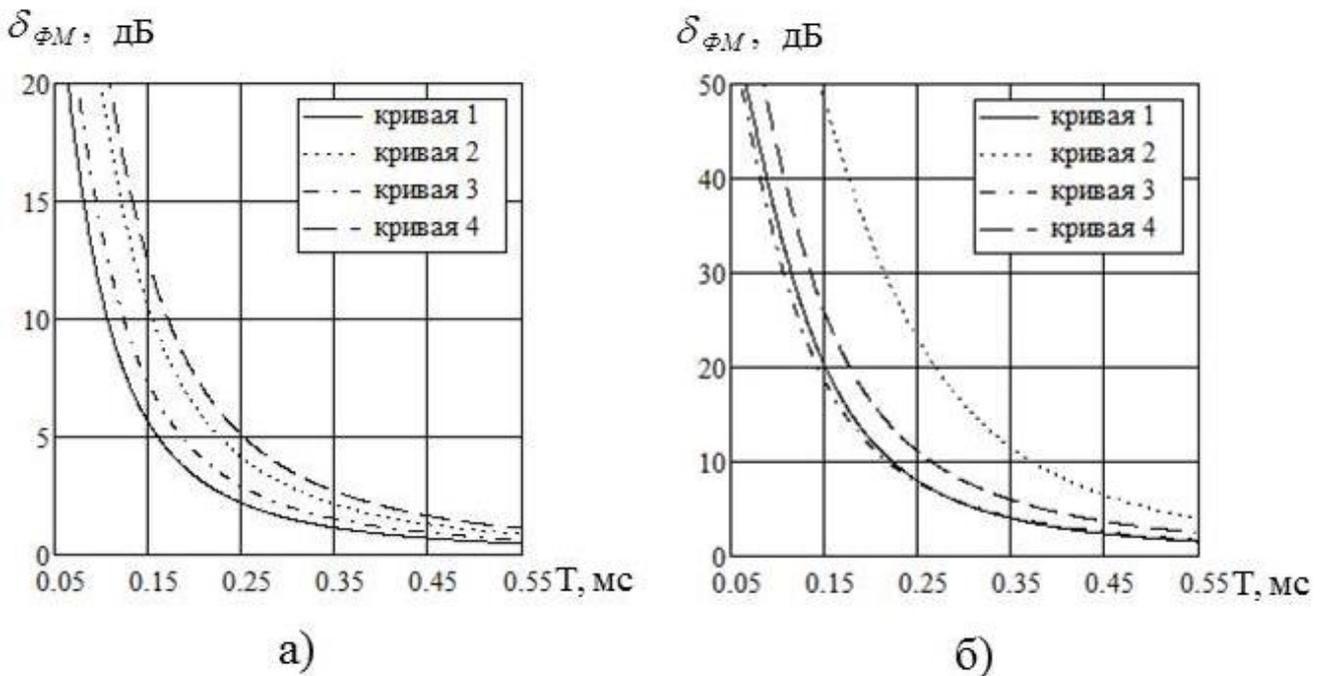


Рис. 6. Зависимость $\delta_{\phi_M}(T)$ для $R = 3$ км и разных несущих частот.
 Кривые на рис. 6 соответствуют тем же исходным данным, что и на рис. 5.

Как видно из рис. 5,6 при фиксированной длительности T величина δ_{ϕ_M} у сигналов с С-огибающей для $R = 1,5$ км и частот $f_0 = 30, 40, 50, 60$ кГц

и для $R = 3$ км и частот $f_0 = 30, 40$ кГц несколько больше, чем для сигналов с S-огибающей. При $R = 3$ км и $f_0 = 50$ кГц зависимости $\delta_{\Phi M}(T)$ для сигналов с С- и S-огибающими практически сливаются. Но на частоте $f_0 = 60$ кГц величина $\delta_{\Phi M}$ у сигналов с С-огибающей становится меньше, чем у сигналов с S-огибающей. При $R = 3$ км и $f_0 = 60$ кГц сигналы ФМ с С-огибающей при одинаковом значении $\delta_{\Phi M}$ дБ требуют меньшей длительности T , чем сигналы с S-огибающей. Если считать допустимым значением $\delta_{\Phi M}(T) = 10$ дБ, то минимальным значением длительности $T_{МИН}$ в этом случае для С-огибающей будет величина $T_{МИН} = 0,265$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,374$ мс. Если уменьшить h_0 , то $T_{МИН}$ также уменьшается. Например, при $h_0 = 2,185$ ($P_{ош,ид} = 10^{-3}$), $R = 3$ км и $f_0 = 60$ кГц для С-огибающей – величина $T_{МИН} = 0,187$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0,281$ мс. Как показывают расчеты, для сигналов с С-огибающей также как и для сигналов с S-огибающей величина $\delta_{\Phi M}$ практически не зависит от начальной фазы. Последнее является преимуществом этих сигналов перед сигналами с прямоугольной огибающей, у которых эта зависимость значительная.

7. Определение значений параметров сигналов, относительно инвариантных к частотным искажениям в морской среде

Как следует из предыдущего, величины δ_{AM} , $\delta_{ЧМ}$, $\delta_{\Phi M}$ при заданных значениях дальности R и отношения сигнал/шум h_0 ($P_{ош,ид}$) являются функциями параметров сигнала – несущей частоты f_0 , длительности посылки сигнала T и начальной фазы φ_0 . Если задаться допустимым значением относительного ухудшения помехоустойчивости $\delta_{дон}$, то для каждого вида манипуляции можно получить уравнения $\delta_{AM}(f_0, T) = \delta_{дон}$, $\delta_{ЧМ}(f_0, T) = \delta_{дон}$, $\delta_{\Phi M}(f_0, T) = \delta_{дон}$. Эти уравнения определяют неявные функции одного параметра от другого. Как показывают расчеты, при фиксированной $P_{ош,ид}$

зависимости $\delta_{\Phi M}(T)$ и $\delta_{AM}(T)$ для $T > 0,05$ мс довольно близки и $\delta_{\Phi M}(T) < \delta_{AM}(T)$. При этом значения $T_{\Phi M}$, T_{AM} , при которых $\delta_{\Phi M}(T_{\Phi M}) = \delta_{AM}(T_{AM})$ связаны неравенством $T_{\Phi M} < T_{AM}$. Если положить $\delta_{\Phi M}(T_{\Phi M}) = \delta_{AM}(T_{AM}) = 10$ дБ, то значения $T_{\Phi M}$ и T_{AM} будут отличаться не более, чем на 13%. Так как результаты расчета для фазовой и амплитудной манипуляции близки, то были рассчитаны зависимости $T(f_0)$ только для амплитудной и частотной манипуляций. Значения T_{AM} являются оценкой сверху для $T_{\Phi M}$. Эти зависимости определяют максимальную несущую частоту и минимальную длительность сигнала, для которых относительное ухудшение помехоустойчивости равно заданной величине $\delta_{дон} = 10$ дБ. Графики зависимостей $T(f_0)$ для $\varphi_0 = 0$ представлены на рис. 7.

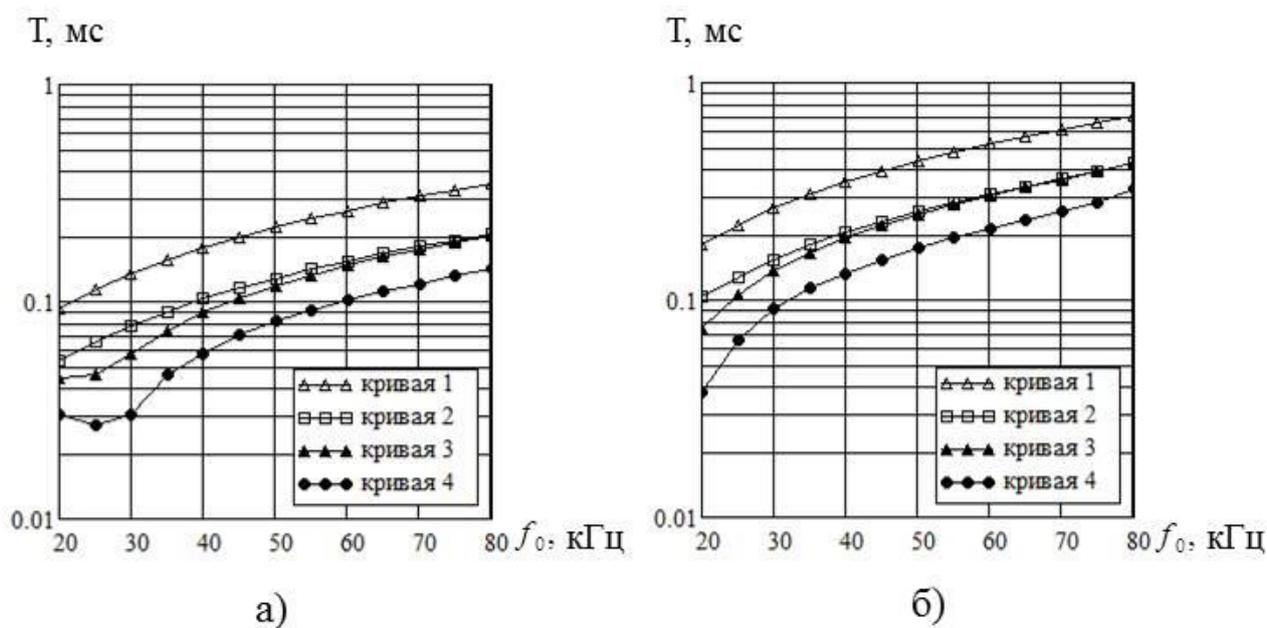


Рис. 7. Зависимости $T(f_0)$: а – $R = 1,5$ км; б – $R = 3$ км.

На этом рисунке кривая 1 соответствует сигналу ЧМ для $h_0 = 4.265$ ($p_{ош,уд} = 10^{-5}$); кривая 2 – сигналу ЧМ для $h_0 = 3.09$ ($p_{ош,уд} = 10^{-3}$); кривая 3 – сигналу АМ для $h_0 = 6.03$ ($p_{ош,уд} = 10^{-5}$); кривая 4 – сигналу АМ для $h_0 = 4.37$ ($p_{ош,уд} = 10^{-3}$).

Каждая кривая $T(f_0)$ разбивает плоскость f_0, T на 2 области: верхнюю и нижнюю. Точки, расположенные в верхней области соответствуют допустимым значениям f_0, T , при которых относительное ухудшение помехоустойчивости

не превосходит $\delta_{don} = 10$ дБ. Сигналы с такими параметрами можно назвать сигналами, относительно инвариантными к частотным искажениям в морской среде. Точки, расположенные в нижней области, соответствуют недопустимым значениям f_0 , T . Приведем численные значения минимальной длительности инвариантных сигналов для фиксированных частот f_0 . Пусть $p_{ош,уд} = 10^{-5}$. Тогда для $R = 3$ км, $f_0 = 40$ кГц: $T_{AM(\Phi M)} = 0,193$ мс; $T_{ЧМ} = 0,351$ мс. Для $R = 3$ км, $f_0 = 60$ кГц: $T_{AM(\Phi M)} = 0,303$ мс, $T_{ЧМ} = 0,524$ мс.

На рис. 8 для сравнения представлены зависимости $T(f_0)$ для сигналов АМ (рис. 8 а) и для сигналов ЧМ (рис. 8 б) с С-огибающей и для сигналов с S-огибающей [2]. Зависимости построены для $R = 3$ км.

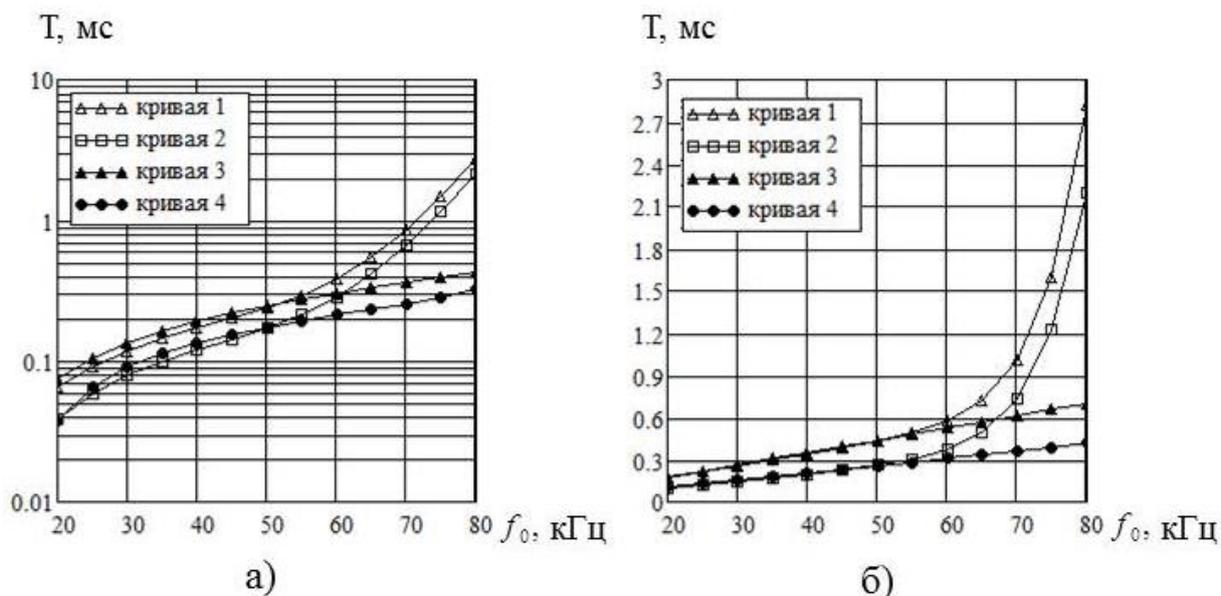


Рис. 8. Зависимости $T(f_0)$: а – для сигналов АМ с С- и S-огибающими; б – для сигналов ЧМ с С- и S-огибающими. На рис. 8 а представлены зависимости для сигналов АМ: кривая 1 – S-огибающая при $h_0 = 6,03$; кривая 2 – S-огибающая при $h_0 = 4,37$; кривая 3 – С-огибающая при $h_0 = 6,03$; кривая 4 – С-огибающая при $h_0 = 4,37$. На рис. 8 б представлены зависимости для сигналов ЧМ: кривая 1 – S-огибающая при $h_0 = 4,265$; кривая 2 – S-огибающая при $h_0 = 3,09$; кривая 3 – С-огибающая при $h_0 = 4,265$; кривая 4 – С-огибающая при $h_0 = 3,09$.

Как видно из рис. 8 сигналы с С-огибающей для частот $f_0 \geq 60$ кГц требуют для получения $\delta_{don} = 10$ дБ меньшую длительность $T_{мин}$, чем сигналы

с S-огибающей. Для частот $f_0 < 60$ кГц зависимости $T(f_0)$ для сигналов с C- и S-огибающими отличаются незначительно (меньше 5%), но при этом зависимость $T(f_0)$ для сигнала с C-огибающей располагается выше зависимости для сигнала с S-огибающей. Это означает, что в данном случае при фиксированной частоте f_0 величина $T_{МИН}$ для сигнала с C-огибающей будет немного больше, чем для сигнала с S-огибающей

Заключение

Основной задачей данной работы была разработка методики выбора параметров сигналов цифровых гидроакустических систем связи, относительно инвариантных к частотным искажениям в морской среде. Для этой цели в работе определены вероятности ошибки когерентных приемников двоичных сигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией с огибающей вида приподнятый косинус. В качестве приемников рассматривались когерентные приемники, оптимальные по критерию максимального правдоподобия при действии белого гауссовского шума и отсутствии искажений в морской среде. Введена логарифмическая мера относительного увеличения вероятности ошибки по сравнению со случаем отсутствия искажений. Определена функциональная зависимость этой меры от длительности посылки сигнала, несущей частоты и начальной фазы сигнала, а также от дальности связи и отношения сигнал/шум. На плоскости f_0, T для каждого вида сигнала построена граница области, выше которой сигналы являются относительно инвариантными к частотным искажениям в морской среде. Проведено сравнение минимальных длительностей сигналов с C- и S-огибающими. Показано, что сигналы с C-огибающей при $R = 3$ км и $f_0 \geq 60$ кГц имеют меньшую длительность $T_{МИН}$, чем сигналы с S-огибающей при заданной потере в помехоустойчивости. При $R = 1,5$ км зависимости $T(f_0)$ для сигналов с C- и S-огибающими практически совпадают в диапазоне частот [20-80 кГц].

Для частот $f_0 < 60$ кГц и $R \leq 3$ км зависимости $T(f_0)$ для сигналов с С- и S-огибающими отличаются незначительно (меньше 5%). Этот результат кажется неожиданным, так как спектр сигнала с С-огибающей вне основной полосы убывает по закону ω^{-3} , а у сигнала с S-огибающей – по закону ω^{-2} . Но у сигналов одинаковой длительности с увеличением скорости спадания спектра расширяется основной лепесток спектра. Поэтому у сигнала с С-огибающей ширина основного лепестка спектра будет больше, а уровень боковых лепестков меньше, чем у спектра сигнала с S-огибающей. В морской среде колебания высоких частот ослабляются сильнее, чем колебания низких частот. И отличие ослаблений возрастает с ростом дальности. Следовательно, при невысокой несущей частоте $f_0 < 60$ кГц и $R \leq 3$ км спектр сигнала с С-огибающей искажается больше спектра сигнала с S-огибающей за счет большей ширины главного лепестка спектра. Но с ростом f_0 искажения спектров увеличиваются за счет увеличения веса нижней боковой полосы спектра. У сигнала с С-огибающей вес низкочастотных составляющих меньше, чем у сигнала с S-огибающей. Поэтому при одинаковой длительности у этого сигнала на высоких частотах искажения должны быть меньше, чем у сигнала с S-огибающей. Следовательно, при заданном уровне снижения помехоустойчивости сигнал с С-огибающей должен иметь на высоких частотах меньшую длительность, чем сигнал с S-огибающей.

Приведенный аналитический и графический материал может быть полезен при анализе существующих и разработке новых гидроакустических систем связи.

Литература

1. Денисов В.Е. Помехоустойчивость когерентного приема двоичных сигналов с прямоугольной огибающей в гидроакустическом канале связи // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – №. 8. – С. 1-24. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.2>

2. Денисов В.Е. Помехоустойчивость когерентного приема двоичных сигналов с синусоидальной огибающей в гидроакустическом канале связи // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – №. 3. – С. 1-26. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.3>
3. Матвиенко В.Н., Тарасюк Ю.Ф. Дальность действия гидроакустических средств // Судостроение. – 1981. – 205 с.
4. 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. С. 71-76.
5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений // Советское радио. – 1970. – 728 с.
6. Денисов В.Е., Бачурин В.А. Анализ искажений высокочастотного акустического импульса с огибающей вида приподнятый косинус в морской среде на основе энергетического критерия. // 61-я Научно-техническая конференция МИРЭА: Сб. тр. М.: МИРЭА, 2012. Ч.3. С. 16-20.
7. Денисов В.Е. Корреляция между входным и выходным сигналами гидроакустического канала связи при входном сигнале в виде высокочастотного импульса с прямоугольной огибающей. // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем «РАДИОИНФОКОМ-2015» – 2015. – С. 98-103.
8. Денисов В. Е. Корреляция между двоичными сигналами ЧМ на входе и выходе гидроакустического канала связи // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем «РАДИОИНФОКОМ-2017» – 2017. – С. 7-12.

Для цитирования:

Денисов В.Е. Помехоустойчивость когерентного приема двоичных сигналов с огибающей вида приподнятый косинус в гидроакустическом канале связи. // Журнал радиоэлектроники. 2024. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.12>