DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.12
УДК: 681.883.45

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

В.Е. Денисов

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

Статья поступила в редакцию 5 июля 2024 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**. Использованы 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. 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

$$H(j\omega)=H(0)\exp\left(-a\omega^2-j\omega t_3\right). \tag{1}$$

где ω – угловая частота, рад/с;

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

$t_3=R/C$; 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

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

где $h(t)$ – импульсная характеристика, с$^{-1}$; 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

$$S_0(t) = 0,5\varPi(t)(1 - \cos\nu t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

$$S_1(t) = 0,5\varPi(t)(1 - \cos\nu t)\cos(\omega_1 t + \varphi_1), \tag{4}$$

где $\varPi(t) = 1(t) - 1(t - T)$, $\nu = 2\pi / T$.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$Z(t)=C(t)+n(t)\,. \tag{9}$$

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]

$$X_j-P_j > X_r-P_r \tag{10}$$

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

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

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

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

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

где
$$C_\nu(t) = \int_0^t S_\nu(\tau)h(t-\tau)d\tau\,. \tag{14}$$

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

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

В результате проведенного анализа была получена следующая формула для вероятности ошибки

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\mu=H(0)\exp(-a\,\omega_0^2)\,;\;\overline{X}_j(i,j,k)=\frac{2}{T}K_{S_jC_i}(-T)+\frac{2}{T}K_{S_jC_j}(0)+\frac{2}{T}K_{S_jC_k}(T)\,;$$

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

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

$$S_{00}(t)=\Pi(t)\cos(\omega_0t+\varphi_0)\,,\;S_{01}(t)=\Pi(t)\cos(\omega_1t+\varphi_0)\,,$$

$$S_{02}(t)=\Pi(t)\cos(\omega_2t+\varphi_0)\,,\;\omega_1=\omega_0-\nu\,,\;\omega_2=\omega_0+\nu\,.$$

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

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

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

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

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

где

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

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

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

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

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

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

$h_0=\sqrt{E_{C0}/N_0}$ – 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; $k_E=E_0/E_{C_0}$; $k_{S_0C_0}(\tau)=K_{S_0C_0}(\tau)/\sqrt{E_{S_0}E_{C0}}$; $E_{S_0}=3T/16$ – 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

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

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

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

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

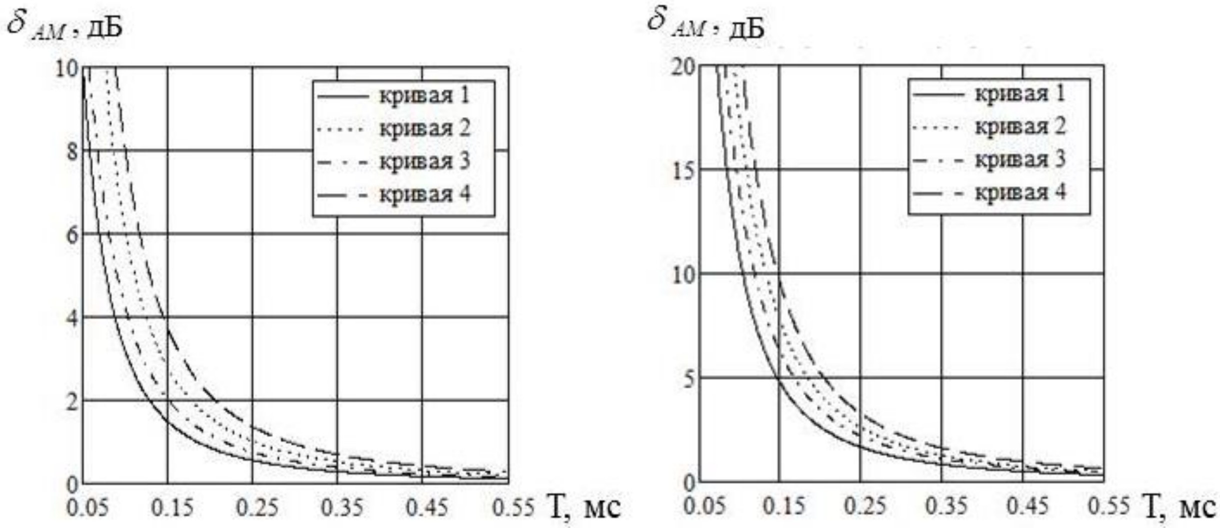
При отсутствии искажений $k_{S_0C_0}(T) = k_{S_0C_0}(-T) = 0$, $k_E = 1$, поэтому из (18-20) находим

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

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

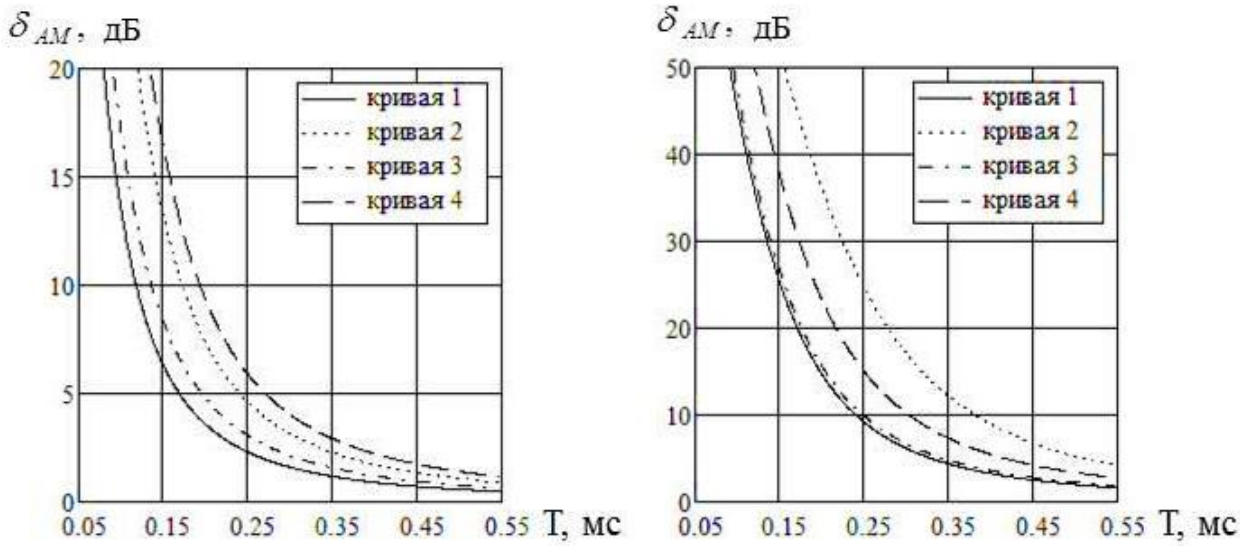
$$\delta_{AM} = 20\lg(p_{ош} / p_{ош,ид}). \qquad (22)$$

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].



а) б)

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.



а) б)

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 C-огибающей будет величина $T_{МИН}$ = 0.089 мс, а для S-огибающей – $T_{МИН}$ = 0,077 мс (рис. 1а). А при R = 3 км и f_0 = 40 кГц для C-огибающей – будет величина $T_{МИН}$ = 0,193 мс, а для S-огибающей – $T_{МИН}$ = 0,172 мс (рис. 2а). Если увеличить частоту до значения f_0 = 60 кГц, то при R = 1,5 км для C-огибающей $T_{МИН}$ = 0,146 мс, а для S-огибающей – $T_{МИН}$ = 0,132 мс (рис. 2а). При f_0 = 60 кГц, и R = 3 км для C-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 C- 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 C-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 ($p_{ош,ид} = 10^{-3}$), R = 3 км и f_0 = 40 кГц для C-огибающей – величина $T_{МИН}$ = 0,133 мс, а для S-огибающей – $T_{МИН}$ = 0,119 мс. Как показывают расчеты, для сигналов с C-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

$$S_0(t) = 0,5\Pi(t)(1-\cos\nu t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),\ \ S_1(t) = 0,5\Pi(t)(1-\cos\nu t)\cos(\omega_1 t + \varphi_0),$$

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

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

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

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

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

$$q_{01}(1,0,1)=h_1\left[2k_{S_0C_1}(T)+mk_{S_0C_0}(0)-2k_{S_1C_1}(T)-mk_{S_1C_0}(0)\right],$$

$$q_{01}(0,0,1)=h_1[mk_{S_0C_0}(T)+mk_{S_0C_0}(0)+k_{S_0C_1}(T)-mk_{S_1C_0}(0)-mk_{S_1C_0}(0)-k_{S_1C_1}(T)],$$

$$q_{01}(0,0,0)=mh_1[k_{S_0C_0}(T)+k_{S_0C_0}(0)-2k_{S_1C_0}(T)-k_{S_1C_0}(0)],$$

$$q_{01}(1,0,0)=h_1[k_{S_0C_1}(T)+mk_{S_0C_0}(0)+mk_{S_0C_0}(T)-k_{S_1C_1}(T)-mk_{S_1C_0}(0)-mk_{S_1C_0}(T)],$$

$$q_{10}(1,1,1)=h_1\left[2k_{S_1C_1}(T)+k_{S_1C_1}(0)-k_{S_0C_1}(0)-2k_{S_0C_1}(T)\right],$$

$$q_{10}(0,1,1)=h_1[mk_{S_1C_0}(T)+k_{S_1C_1}(0)+k_{S_1C_1}(T)-mk_{S_0C_0}(T)-k_{S_0C_1}(0)-k_{S_0C_1}(T)],$$

$$q_{10}(0,1,1)=h_1[mk_{S_1C_0}(T)+k_{S_1C_1}(0)+k_{S_1C_1}(T)-mk_{S_0C_0}(T)-k_{S_0C_1}(0)-k_{S_0C_1}(T)],$$

$$q_{10}(0,1,0)=h_1[2mk_{S_1C_0}(T)+k_{S_1C_1}(0)-k_{S_0C_1}(0)-2mk_{S_0C_0}(T)],$$

$$q_{10}(1,1,0)=h_1[k_{S_1C_1}(T)+k_{S_1C_1}(0)+mk_{S_1C_0}(T)-k_{S_0C_1}(T)-k_{S_0C_1}(0)-mk_{S_0C_0}(T)],$$

где $h_1=h_0\sqrt{2/(1+m^2)}$, $h_0=\sqrt{E_{CP}/N_0}$ – отношение сигнал /шум на входе прием-ника ; $E_{CP}=0{,}5(E_{C0}+E_{C1})$, $m=\sqrt{E_{C0}/E_{C1}}$, E_{C0}, E_{C1} – энергии сигналов $C_0(t), C_1(t)$ соответственно на частотах ω_0 и ω_1, $k_{S_kC_l}(\tau)=K_{S_kC_l}(\tau)/\sqrt{E_{S_k}E_{C_l}}$ – коэффициенты корреляции между сигналами

$S_k(t)$ и $C_l(t)$, $k,l=0,1$; $K_{S_kC_l}(\tau)$ функция взаимной корреляции сигналов $S_k(t)$ и $C_l(t)$, которая при разных $k,l=0,1$ имеет вид

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

$$+\frac{1}{16}\left[K_{01,01}(\tau)+K_{02,01}(\tau)+K_{01,02}(\tau)+K_{02,02}(\tau)\right],$$

$$K_{S_1C_1}(\tau)=\frac{1}{4}\left[K_{10,10}(\tau)-K_{11,10}(\tau)-K_{12,10}(\tau)\right]+$$

$$+\frac{1}{16}\left[K_{11,11}(\tau)+K_{12,11}(\tau)+K_{11,12}(\tau)+K_{12,12}(\tau)\right],$$

$$K_{S_0C_1}(\tau)=\frac{1}{4}K_{00,10}(\tau)-\frac{1}{8}\left[K_{01,10}(\tau)+K_{02,10}(\tau)+K_{00,11}(\tau)+K_{00,12}(\tau)\right]+$$

$$+\frac{1}{16}\left[K_{01,11}(\tau)+K_{02,11}(\tau)+K_{01,12}(\tau)+K_{02,12}(\tau)\right]$$

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).

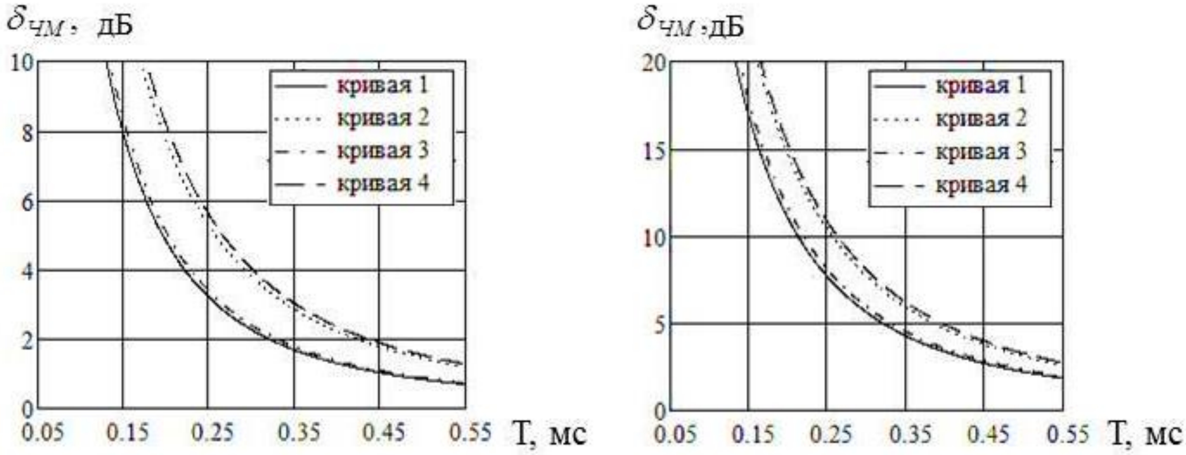
Логарифмическая мера относительного ухудшения помехоустойчивости приемника сигналов ЧМ имеет вид

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

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

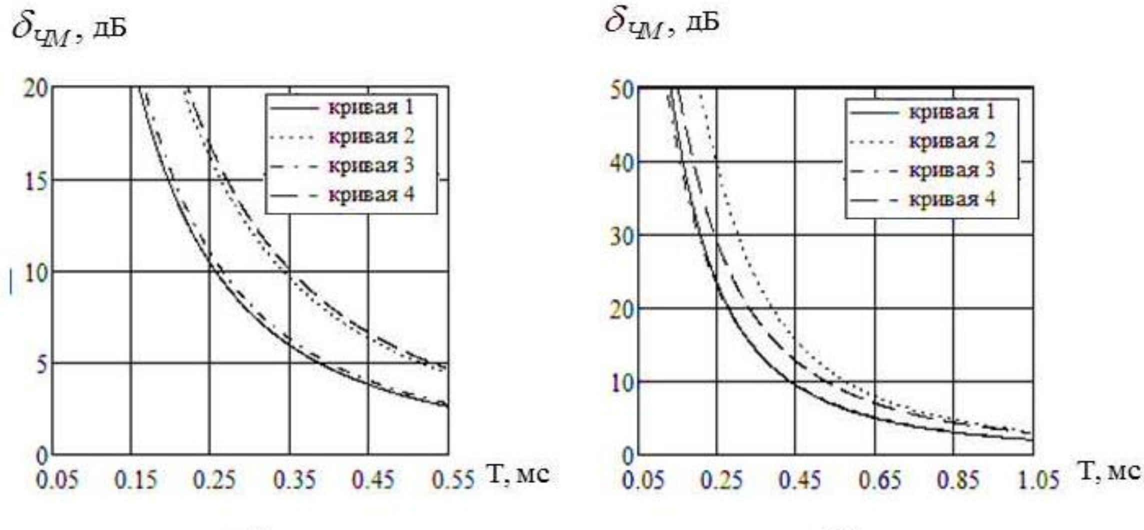
$$p_{ош,ид}=\frac{1}{2}\left[1-erf(h_0/\sqrt{2})\right]. \tag{29}$$

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].



а) б)

Рис. 3. Зависимость $\delta_{ЧМ}(T)$ 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.



а) б)

Рис. 4. Зависимость $\delta_{ЧМ}(T)$ 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 $\delta_{ЧМ}$ у сигналов с C-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 $\delta_{ЧМ}(T)$ для сигналов с C- и S-огибающими практически сливаются. Но уже на частоте f_0 = 60 кГц величина $\delta_{ЧМ}$ у сигналов с C-огибающей становится меньше, чем у сигналов с S-огибающей.

6. Вероятность ошибки приемника двоичных сигналов с фазовой манипуляцией

Пусть
$S_0(t) = 0,5\Pi(t)(1-\cos\nu t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, $S_1(t) = 0,5\Pi(t)(1-\cos\nu t)\cos(\omega_0 t + \pi + \varphi_0)$.

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

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

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

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

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

$$q_{01}(0,0,0) = h_0\left[k_{s0c0}(0) + 2k_{s0c0}(T)\right], \; q_{01}(1,0,0) = h_0\, k_{s0c0}(0),$$

$$q_{01}(1,0,1) = h_0\,[k_{s0c0}(0) - 2k_{s0c0}(T)], \; q_{01}(0,0,1) = q_{01}(1,0,0),$$

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

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

$h_0=\sqrt{E_{C0}/N_0}$, E_{C0} – энергия сигнала $C_0(t)$ на выходе морской среды,

$$k_{s0c0}(0)=K_{s0c0}(0)/\sqrt{E_{S0}E_{C0}}, \tag{33}$$

$$k_{s0c0}(T)=K_{s0c0}(T)/\sqrt{E_{S0}E_{C0}}, \tag{34}$$

$E_{S0}=3T/16$ – энергия сигнала на входе морской среды; $K_{s0c0}(\tau)$ – функция взаимной корреляции сигналов $S_0(t)$ и $C_0(t)$

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

$$+\frac{1}{16}\left[K_{01,01}(\tau)+K_{02,01}(\tau)+K_{01,02}(\tau)+K_{02,02}(\tau)\right],$$

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].

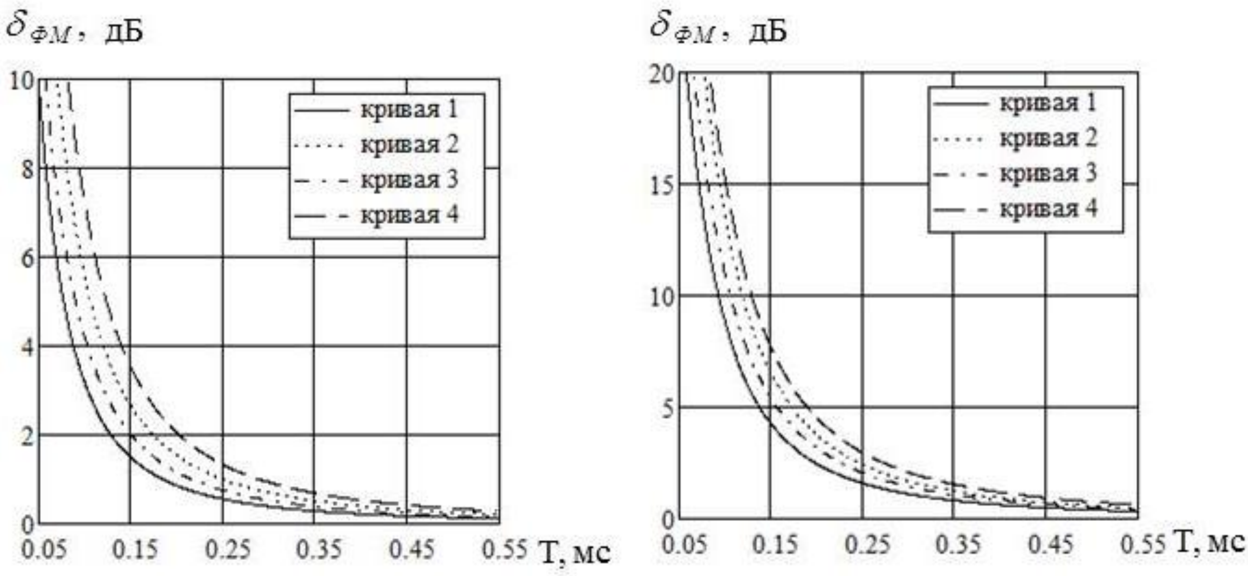
Логарифмическая мера относительного ухудшения помехоустойчивости приемника сигналов ФМ имеет вид

$$\delta_{ФМ}=20\lg(p_{ош}/p_{ош,ид}), \tag{35}$$

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

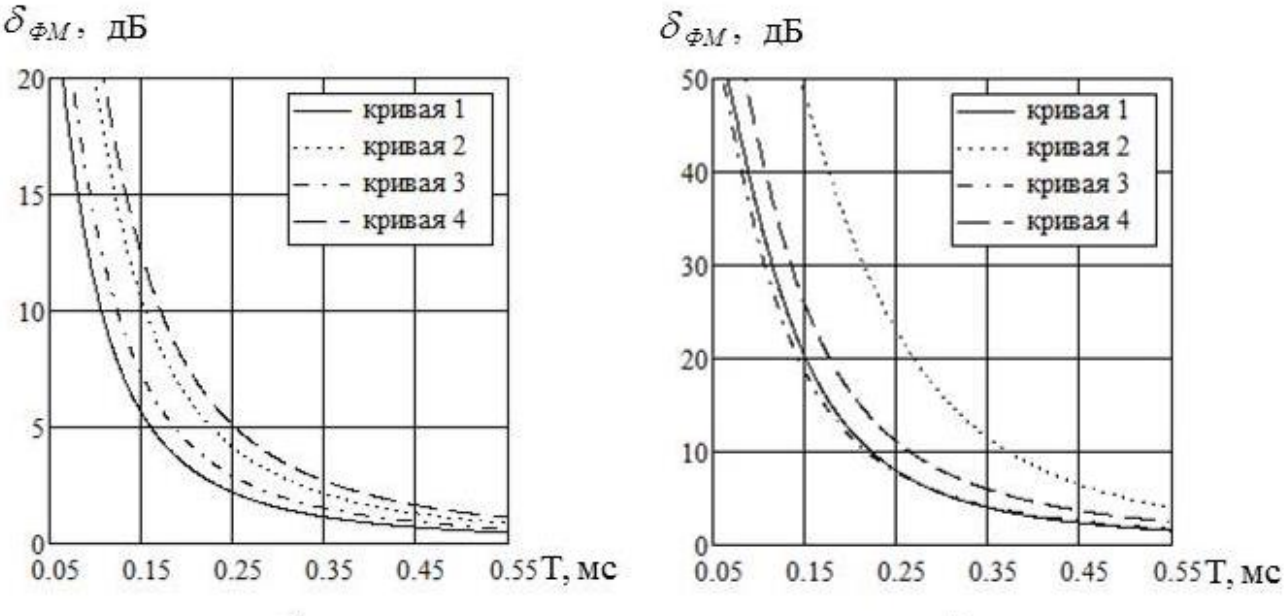
$$p_{ош,ид}=\frac{1}{2}\left[1-erf(h_0)\right]. \tag{36}$$

Графики зависимости $\delta_{ФМ}(T)$ для некоторых значений f_0 и $h_0=3{,}0155$ приведены на рис. 5, 6. Расчеты проводились для аппроксимации 8 при $f_В=80$ 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 $\delta_{ФМ}(T)$ для сигнала с синусоидальной огибающей (S-огибающей) из [2].



а) б)

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



а) б)

Рис. 6. Зависимость $\delta_{ФМ}(T)$ 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 $\delta_{ФМ}$ у сигналов с C-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 $\delta_{ФМ}(T)$ для сигналов с C- и S-огибающими практически сливаются. Но на частоте $f_0 = 60$ кГц величина $\delta_{ФМ}$ у сигналов с C-огибающей становится меньше, чем у сигналов с S-огибающей. При $R = 3$ км и $f_0 = 60$ кГц сигналы ФМ с C-огибающей при одинаковом значении $\delta_{ФМ}$ дБ требуют меньшей длительности *T*, чем сигналы с S-огибающей. Если считать допустимым значением $\delta_{ФМ}(T) = 10$ дБ, то минимальным значением длительности $T_{МИН}$ в этом случае для C-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 C-огибающей – величина $T_{МИН} = 0{,}187$ мс, а для S-огибающей – $T_{МИН} = 0{,}281$ мс. Как показывают расчеты, для сигналов с C-огибающей также как и для сигналов с S-огибающей величина $\delta_{ФМ}$ 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 $\delta_{АМ}$, $\delta_{ЧМ}$, $\delta_{ФМ}$ 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 $\delta_{доп}$, то для каждого вида манипуляции можно получить уравнения $\delta_{АМ}(f_0, T) = \delta_{доп}$, $\delta_{ЧМ}(f_0, T) = \delta_{доп}$, $\delta_{ФМ}(f_0, T) = \delta_{доп}$. Эти уравнения определяют неявные функции одного параметра от другого. Как показывают расчеты, при фиксированной $p_{ош,ид}$ зависимости $\delta_{ФМ}(T)$ и $\delta_{АМ}(T)$ для T > 0,05 мс довольны близки и $\delta_{ФМ}(T)$ < $\delta_{АМ}(T)$. При этом значения $T_{ФМ}$, $T_{АМ}$, при которых $\delta_{ФМ}(T_{ФМ})$ = $\delta_{АМ}(T_{АМ})$ связаны неравенством $T_{ФМ} < T_{АМ}$. Если положить $\delta_{ФМ}(T_{ФМ}) = \delta_{АМ}(T_{АМ}) =$ = 10 дБ, то значения $T_{ФМ}$ и $T_{АМ}$ будут отличаются 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 $T_{АМ}$ являются оценкой сверху для $T_{ФМ}$. Эти зависимости определяют максимальную несущую частоту и минимальную длительность сигнала, для которых относительное ухудшение помехоустойчивости равно заданной величине $\delta_{доп} = 10$ дБ. Графики зависимостей $T(f_0)$ для $\varphi_0 = 0$ представлены на рис. 7.

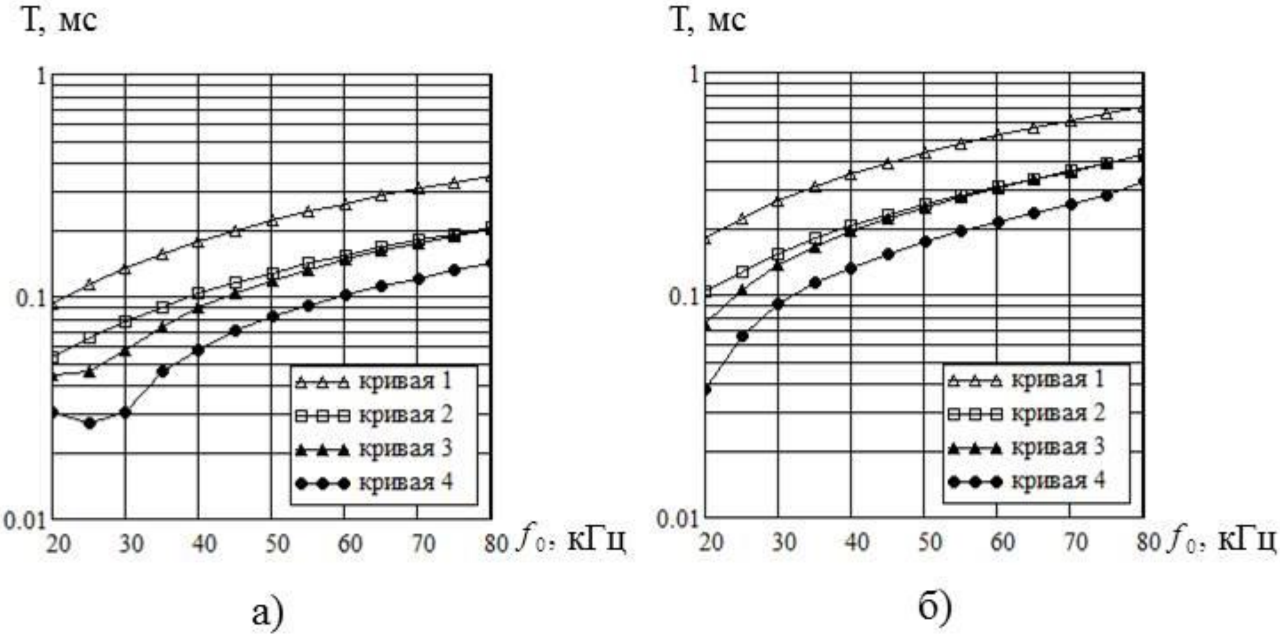


Рис. 7. Зависимости $T(f_0)$: а – R = 1,5 км; б – R = 3 км

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

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 $\delta_{доп} = 10$ 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 $p_{ош,ид} = 10^{-5}$. Тогда для R = 3 км, f_0 = 40 кГц: $T_{АМ(ФМ)} = 0{,}193$ мс; $T_{ЧМ} = 0{,}351$ мс. Для R = 3 км, f_0 = 60 кГц: $T_{АМ(ФМ)} = 0{,}303$ 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 []. Зависимости построены для R = 3 км.

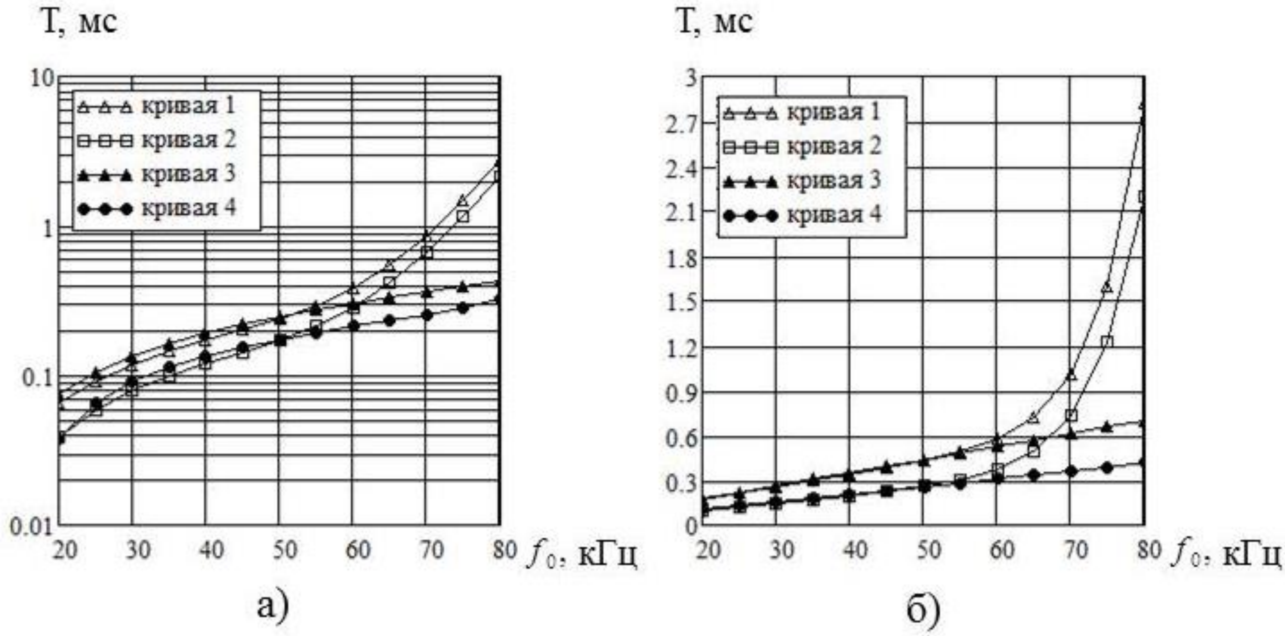


Рис. 8. Зависимости $T(f_0)$: а – для сигналов АМ с С – и S-огибающими; б – для сигналов ЧМ с С- и S-огибающими

На рис. 8а 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 – C-огибающая при $h_0 = 6,03$; кривая 4 – C-огибающая при $h_0 = 4,37$. На рис. 8б 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 – C-огибающая при $h_0 = 4,265$; кривая 4 – C-огибающая при $h_0 = 3,09$.

Как видно из рис. 8 сигналы с C-огибающей для частот $f_0 \geq 60$ кГц требуют для получения $\delta_{доп} = 10$ 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 C- и S-огибающими отличаются незначительно (меньше 5%). Этот результат кажется неожиданным, так как спектр сигнала с C-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 C-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 C-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 C-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 C-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. 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. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.3
3. Матвиенко В.Н., Тарасюк Ю.Ф. *Дальность действия гидроакустических средств*. Ленинград, Судостроение. 1983. 205 с.

   Денисов В.Е. Аппроксимация амплитудно-частотной характеристики гидроакустического канала связи по совокупности показателей качества. *56-я Научно-техническая конференция МИРЭА*. Москва, МИРЭА. 2007. Ч.2. С. 71-76.
4. Финк Л.М. *Теория передачи дискретных сообщений*. Москва, Советское радио. 1970. 728 с.
5. 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.
6. Денисов В.Е. Корреляция между входным и выходным сигналами гидроакустического канала связи при входном сигнале в виде высокочастотного импульса с прямоугольной огибающей. *2-я Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» – РАДИОИНФОКОМ-2015»*. Москва, МИРЭА. 2015. Ч.1. С. 98-103.

7. Денисов В.Е. Корреляция между двоичными сигналами ЧМ на входе и выходе гидроакустического канала связи. *3-я Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» – РАДИОИНФОКОМ-2017»*. Москва, МИРЭА. 2017. Ч.1. С. 7-12.

Для цитирования:

Денисов В.Е. Помехоустойчивость когерентного приема двоичных сигналов с огибающей вида приподнятый косинус в гидроакустическом канале // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 12. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.12