

УДК 534.86

УРАВНЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА АМПЛИТУДНО- И ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНОГО ПРИЕМНИКА ТИПА “ТРИПОЛЬ” С ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКОЙ СИГНАЛА МОНОПОЛЯ

© 2021 г. Г. Н. Кузнецов^а, *, А. А. Пудовкин^а, **, А. О. Субботкин^а, ***

^аИнститут общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
ул. Вавилова 38, Москва, 119991 Россия

*e-mail: skbmortex@mail.ru

**e-mail: alx.pdyk@mail.ru

***e-mail: subov-an@yandex.ru

Поступила в редакцию 28.11.2020 г.

После доработки 12.03.2021 г.

Принята к публикации 23.04.2021 г.

Получены общие уравнения для расчета амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик векторно-скалярного приемника типа “триполь” с временной задержкой сигнала монополя, образованного из ненаправленных приемников звукового давления с произвольными характеристиками. Выведены аналитические выражения для основных электроакустических характеристик триполя. Показано, что введение частотно-зависимого усиления в сигнал “диполя” позволяет расширить в 1.5 раза частотный диапазон эффективного однонаправленного приема триполя с характеристикой направленности, близкой к “кардиоиде”. Выполнен анализ предельных значений частотного диапазона эффективного однонаправленного приема. Расчетные характеристики направленности хорошо согласуются с экспериментальными.

Ключевые слова: акустика, векторно-скалярный приемник, триполь, однонаправленный прием, сравнение рассчитанной и экспериментально измеренной кардиоиды

DOI: 10.31857/S0320791921040080

1. ВВЕДЕНИЕ

Реализация систем направленного приема звука является одной из важнейших прикладных задач во многих областях воздушной акустики и гидроакустики. Для ее решения могут применяться как многоэлементные приемные системы (антенны), так и комбинированные приемники, состоящие из нескольких приемников (обычно двух или трех), сигналы которых специальным образом преобразовываются и суммируются. Комбинированные приемники такого типа в литературе имеют разное название: векторно-скалярные приемники, векторно-фазовые приемники, электрически комбинированные приемники (т.к. приемники комбинируются на уровне своих электрических звеньев по классификации системного подхода академика А.А. Харкевича). Комбинированные приемники используются и в воздушной акустике, однако, сегодня наибольшее распространение такие системы все же приобрели в гидроакустике [17–19], где для них устоялось наименование векторно-скалярного приемника (ВСП).

Скалярные линейные акустические антенны обладают наибольшей разрешающей способностью и самым высоким коэффициентом осевой концентрации, но отличаются от планарных или объемных антенн с равным числом приемников тем, что не дают однозначной оценки пеленга, поскольку формируют “зеркальный лепесток” и не разделяют сигналы, принятые с противоположных направлений. Например, линейная буксируемая антенна не разделяет сигналы, принятые с левого и правого борта, стационарные донные антенны не разделяют сигналы, принятые из передней или задней полусферы [1]. В [2] показано, что в случае применения в этих антеннах не скалярных, а векторно-скалярных приемников такие антенны формируют однонаправленные характеристики направленности (ХН) и разделяют сигналы, принятые с противоположных направлений. При этом при приеме сигналов, например, слева, сигналы, принятые справа подавляются на величину до 20–25 дБ, и наоборот. В основе такой обработки лежит формирование в каждой одноточечной группе скалярных прием-

ников – “триполя” – характеристик направленности типа “кардиоида” или близких к ней.

Существуют разные способы формирования кардиодной характеристики направленности ВСП. Одним из таких способов, часто используемом в практике гидроакустики, является суммирование сигнала от “диполя” и задержанного сигнала от “монополя”. Именно он рассматривается в настоящей работе. Причем в зависимости от знака суммирования сигналов от монополя и диполя кардиоида может быть развернута “влево” или “вправо”. При одновременном суммировании сигналов в двух вариантах имеется возможность непрерывно принимать сигналы с двух противоположных направлений.

Применяются и другие способы преобразования сигналов для формирования кардиоиды ВСП. Например, суммирование сигнала “монополя” с интегрированным сигналом “диполя” или суммирование сигнала “диполя” с дифференцированным сигналом “монополя” (радиогидроакустические буи типа AN/SSQ-53D [14]). Следует отметить, что кардиоидные характеристики можно формировать и применять не только с использованием трипольной группы приемников, но и при суммировании сигналов от двух-трех компонентных векторных приемников инерциального типа и скалярного датчика (стандартного гидрофона) [15, 16].

Отметим, что ХН диполей или группы диполей изучены, например в [3]. Позднее было установлено, что при достаточно точном подборе чувствительностей и фазовых характеристик скалярных приемников, из которых образуются градиентные дипольные приемники, формируются ХН с коэффициентом деления не менее 20–25 дБ. Эксперимент также показал, что такие характеристики диполей могут быть получены в рабочей полосе частот декада и более [4].

Характеристики триполей, формирующих кардиоиды, изучены значительно меньше, причем не только в гидроакустике, но и в воздушной акустике, хотя в воздушной акустике триполи и связанные с ними кардиоидные ХН используются достаточно давно [5–8]. В частности, не выполнено теоретическое и экспериментальное исследование предельных оценок рабочего диапазона частот, в которых формируются однонаправленные кардиоиды и, соответственно, однонаправленные векторно-скалярные антенны, образованные из триполей. Не сформулирована полная математическая модель триполя: уравнения частотной характеристики чувствительности или амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) M , фазочастотной характеристики (ФЧХ) φ , а также всех следующих из АЧХ уравнений основных электроакустических характеристик: уровня неравномерности чувствительности ΔN , харак-

теристики направленности R , уровня перепада чувствительности (коэффициента деления) “фронт–фланг” $K_{\text{фф}}$ и “фронт–тыл” $K_{\text{фт}}$ и т.д. Отсутствие данных уравнений затрудняет прогноз характеристик и проектирование ВСП и векторно-скалярных антенн с заданными параметрами, соответственно, затруднительно выполнить оптимизацию их характеристик под поставленные задачи.

Некоторые теоретические основы ВСП изложены в классических работах по электроакустике [5, 6] (на примере электрически комбинированных микрофонных систем, использованных в 30–40-х годах в сфере звукозаписи и звукоусиления), а также в более поздних работах [3, 7, 8]. Экспериментально установлено, что, комбинируя электрические звенья (суммируя выходные напряжения) ненаправленного приемника и приемника с ХН типа “восьмерка” (приемника давления и градиента давления), можно сформировать ХН приема типа кардиоида в некоторой ограниченной полосе частот (около 1 октавы). При этом появляется необходимость компенсации разности фаз между сигналами двух разных типов приемников (давления и градиента давления, по аналогии с кардиоидным излучателем из [9]), которое обычно решается путем введения компенсирующей временной задержки в электрический сигнал одного из приемников. Однако, представленные в [5–8] теоретические основы не формулируют уравнений (аналитических выражений) АЧХ и других электроакустических характеристик при такой реализации фазосдвигающей цепочки.

В [5–8] рассматриваются только приемные системы, состоящие из однотипных приемников с идентичными амплитудными и фазовыми характеристиками. В [3] для случая неидентичных характеристик приемников рассматриваются системы типа диполь, но не рассматриваются ВСП типа триполь.

В настоящей работе получено уравнение чувствительности ВСП типа триполь с временной задержкой сигнала монополя, состоящего из трех ненаправленных однотипных приемников звукового давления, при этом уравнение выведено для случаев идентичных и неидентичных амплитудных и фазовых характеристик всех составляющих приемников. Для ВСП с идентичными элементами получены уравнения всех основных электроакустических характеристик, проведен анализ предельных значений частотного диапазона эффективного однонаправленного приема (формирования однонаправленной характеристики направленности, близкой к кардиоиде) и предложен способ его расширения в 1.5 раза.

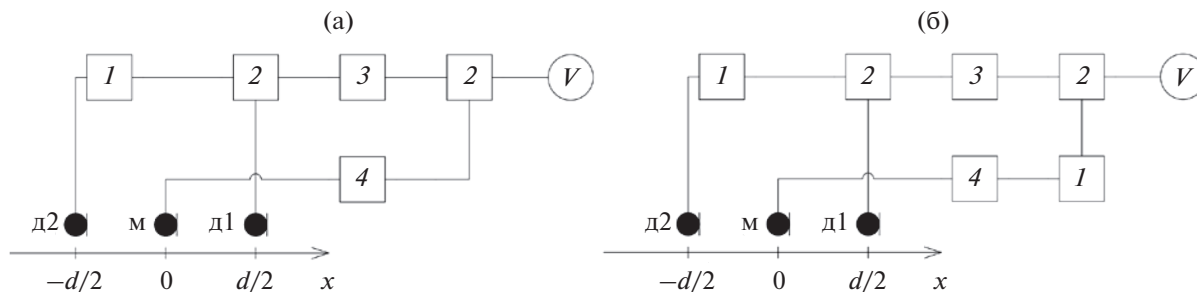


Рис. 1. Расположение приемников, образующих ВСП типа триполь, и принципиальная схема обработки их сигналов (а) без инвертирования сигнала монополя и (б) с инвертированием; 1 – инвертор; 2 – сумматор; 3 – усилитель; 4 – линия временной задержки.

2. УРАВНЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТРИПОЛЯ

Пусть ВСП типа триполь состоит из трех приемников звукового давления, расположенных по одной оси на расстоянии $d/2$ друг от друга. Расположение элементов ВСП и принципиальная схема обработки их сигналов показана на рис. 1. Центральный приемник расположен в начале координат (нулевой точке оси Ox), назовем его монополем. Два крайних приемника соединены встречно (сигнал приемника d_2 вычитается из сигнала d_1) и образуют диполь с ХН типа восьмерка (приемник градиента звукового давления). Сигнал диполя усиливается и суммируется с сигналом монополя, предварительно пропущенным через линию временной задержки. При этом, если сигнал монополя не инвертируется (рис. 1а), то максимум чувствительности триполя будет направлен в положительном направлении оси Ox , а если инвертируется (рис. 1б) – в отрицательном.

Рассмотрим работу ВСП и формирование им ХН типа кардиоида в поле падающей под углом θ плоской гармонической звуковой волны, в которой давление \dot{p} изменяется по закону $\dot{p} = p_m e^{j\omega t}$. Комплексный коэффициент передачи приемника определяется как отношение выходного напряжения к действующему звуковому давлению [6] и может быть записан в показательной форме:

$$\dot{S} = \frac{\dot{u}}{\dot{p}}, \quad \dot{S} = |\dot{S}| e^{j\varphi} = M e^{j\varphi}, \quad (1)$$

где \dot{u} – комплексное выходное напряжение на холостом ходу [мВ]; M – амплитудно-частотная характеристика приемника, т.е. АЧХ [мВ/Па]; φ – ФЧХ приемника [рад].

Согласно (1), комплексное напряжение \dot{u} на выходе каждого элемента ВСП описывается выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{u}_m &= M_m p_m e^{j\omega t} e^{j\varphi_m}, \\ \dot{u}_{d1} &= M_{d1} p_m e^{j\omega t} e^{j\varphi_{d1}} e^{\frac{jkd}{2} \cos \theta}, \end{aligned}$$

$$\dot{u}_{d2} = M_{d2} p_m e^{j\omega t} e^{j\varphi_{d2}} e^{-\frac{jkd}{2} \cos \theta},$$

где M_m, M_{d1}, M_{d2} – АЧХ приемников m, d_1, d_2 [мВ/Па]; p_m – амплитуда давления падающей волны [Па]; $e^{j\omega t}$ – фазовый множитель волны в начальный момент времени t ; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота [рад/с], f – частота [Гц]; $\varphi_m, \varphi_{d1}, \varphi_{d2}$ – ФЧХ приемников m, d_1, d_2 [рад]; d – расстояние между приемниками d_1 и d_2 , т.е. база диполя [м]; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число [рад/м], kd – волновой размер ВСП [рад]; θ – угол падения звуковой волны относительно оси Ox [град].

Теоретически ХН типа кардиоида записывается в виде $R(\theta) = \alpha + \beta \cos \theta$ (“улитка Паскаля” [10]), где α и β – коэффициенты, изменяющиеся в пределах от 0 до 1. При равенстве коэффициентов $\alpha = \beta = 0.5$ для кардиоиды наблюдается снижение в 2 раза чувствительности $M(90^\circ)$ с фланга при падении волны под углом $\theta = 90^\circ$ и отсутствие приема $M(180^\circ) = 0$ с тыла при падении $\theta = 180^\circ$. Для формирования таким триполем ХН типа кардиоида суммируемые сигналы монополя и диполя должны быть синфазны и равны по амплитуде. Однако, во-первых, диполь регистрирует градиент давления, который отстает по фазе от принимаемого монополем давления на угол $\pi/2$, а во-вторых, диполь и монополь имеют принципиально разные амплитудные характеристики, причем чувствительность диполя в рабочем диапазоне частот линейно уменьшается с понижением частоты.

Для компенсации разности чувствительности в сигнал диполя должно вводиться некоторое усиление K , свойства которого будут рассмотрены в следующем разделе.

Разницу фаз между сигналами монополя и диполя можно компенсировать разными способами. Наиболее предпочтительным представляется

применение преобразования Гилберта [11] к сигналу диполя, что позволяет компенсировать разницу фаз во всей рассматриваемой частотной области и расширить частотный диапазон направленного приема. Однако на практике это не всегда удобно, поэтому часто компенсация разности фаз реализуется введением дополнительной временной задержки τ_m в сигнал монополя. Такой способ проще реализуется на практике, но полностью компенсирует разность фаз только на одной частоте, зависящей от величины задержки и волнового размера ВСП, т.е. идеальная кардиоида будет формироваться только на одной частоте, а направленный прием будет осуществляться в ограниченном диапазоне вокруг этой частоты формирования кардиоиды.

Пропустим сигнал монополя через линию временной задержки. Через время τ_m [с] фаза сигнала φ элементов ВСП изменится на $\varphi = \omega\tau_m$ [рад]. Таким образом, при введении задержки в сигнал монополя и усиления сигнала диполя, суммарное комплексное напряжение \dot{u}_{dm} на выходе триполя имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{u}_{dm} &= (\dot{u}_{d1} - \dot{u}_{d2})Ke^{-j\omega\tau_m} \pm \dot{u}_m = K\dot{u}_d e^{-j\omega\tau_m} \pm \dot{u}_m = \\ &= KM_{d1}p_m e^{j(\omega t + \varphi_{d1} + \frac{kd}{2} \cos\theta - \omega\tau_m)} - \\ &- KM_{d2}p_m e^{j(\omega t + \varphi_{d2} - \frac{kd}{2} \cos\theta - \omega\tau_m)} \pm M_m p_m e^{j(\omega t + \varphi_m)}. \end{aligned}$$

Вынесем p_m за скобки, нормируем на чувствительность монополя M_m , переписываем комплексное число из показательной в тригонометрическую форму с помощью формулы Эйлера, выполняем ряд тригонометрических операций и разделяем вещественную и мнимую части. В результате после простых алгебраических преобразований получаем суммарное комплексное напряжение на выходе триполя \dot{u}_{dm} :

$$\dot{u}_{dm} = M_m p_m (A + jB), \tag{2}$$

где

$$A = K \frac{M_{d1}}{M_m} \cos(X) - K \frac{M_{d2}}{M_m} \cos(Y) \pm \cos(Z),$$

$$B = K \frac{M_{d1}}{M_m} \sin(X) - K \frac{M_{d2}}{M_m} \sin(Y) \pm \sin(Z),$$

$$X = \omega t + \varphi_{d1} + \frac{kd}{2} \cos\theta - \omega\tau_m;$$

$$Y = \omega t + \varphi_{d2} - \frac{kd}{2} \cos\theta - \omega\tau_m; \quad Z = \omega t + \varphi_m.$$

Чувствительность любого приемника определяется [5, 6], как

$$M = \frac{u_{эф}}{p_{эф}} = \frac{u}{p} = \frac{|\dot{u}|}{|\dot{p}|} = \frac{|\dot{u}|}{p_m}, \tag{3}$$

где $u_{эф}$ и $p_{эф}$ – эффективные значения выходного напряжения приемника и звукового давления, u и p – действующие значения.

Найдем модуль комплексного выходного напряжения ВСП \dot{u}_{dm} (2) и, подставив его в (3), определим АЧХ ВСП M_{dm} :

$$\begin{aligned} M_{dm} &= \frac{M_m p_m \sqrt{A^2 + B^2}}{p_m} = \\ &= M_m \left[\left(K \frac{M_{d1}}{M_m} \right)^2 + \left(K \frac{M_{d2}}{M_m} \right)^2 + 1 - 2K^2 \times \right. \\ &\times \frac{M_{d1}}{M_m} \frac{M_{d2}}{M_m} \cos(X - Y) \pm 2K \frac{M_{d1}}{M_m} \cos(X - Z) \mp \\ &\left. \mp 2K \frac{M_{d2}}{M_m} \cos(Y - Z) \right]^{0.5}. \end{aligned} \tag{4}$$

Уравнение (4) является уравнением АЧХ M_{dm} ВСП типа триполь для общего случая произвольных соотношений АЧХ и ФЧХ его элементов, в том числе при возможной неидентичности их характеристик. Если характеристики элементов ВСП идентичны, т.е. $M_{d1} = M_{d2} = M_m$ и $\varphi_{d1} = \varphi_{d2} = \varphi_m$, то АЧХ M_{dm} ВСП можно записать в более простом виде:

$$M_{dm} = M_m \sqrt{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos\theta\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos\theta\right) \pm \sin(\omega\tau_m) \right)}. \tag{5}$$

Из (5) получим все основные электроакустические характеристики ВСП типа триполь с идентичными АЧХ и ФЧХ его элементов: уровень неравномерности чувствительности ΔN (6), характеристику направленности R (7), уровень

перепада чувствительности (коэффициент деления) “фронт–фланг” $K_{фф}$ (8) и “фронт–тыл” $K_{фт}$ (9). Фазочастотную характеристику φ_{dm} (10) найдем из (2) как арктангенс отношения мнимой части к действительной.

$$\Delta N = \frac{M(\theta, kd)}{M(0^\circ, 1)} = \sqrt{\frac{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}{1 + 4K \sin\left(\frac{1}{2}\right) \left(K \sin\left(\frac{1}{2}\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}}, \quad (6)$$

$$R = \frac{M(\theta)}{M(0^\circ)} = \sqrt{\frac{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}}, \quad (7)$$

$$K_{\text{фф}} = 20 \lg \frac{M(0^\circ)}{M(90^\circ)} = \\ = 20 \lg \sqrt{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}, \quad (8)$$

$$K_{\text{фт}} = 20 \lg \frac{M(0^\circ)}{M(180^\circ)} = \\ = 20 \lg \sqrt{\frac{1 + 4K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \left(K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}{1 - 4K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \left(-K \sin\left(\frac{kd}{2}\right) \pm \sin(\omega\tau_m)\right)}}, \quad (9)$$

$$\Phi_{\text{дм}} = \frac{K \sin\left(\omega t + \frac{kd}{2} \cos \theta - \omega\tau_m\right) - K \sin\left(\omega t - \frac{kd}{2} \cos \theta - \omega\tau_m\right) \pm \sin(\omega t)}{K \cos\left(\omega t + \frac{kd}{2} \cos \theta - \omega\tau_m\right) - K \cos\left(\omega t - \frac{kd}{2} \cos \theta - \omega\tau_m\right) \pm \cos(\omega t)}. \quad (10)$$

Эти же электроакустические характеристики для ВСП с неидентичными АЧХ и ФЧХ элементов можно получить аналогичным образом из (2) и (4).

3. ЧАСТОТНЫЙ ДИАПАЗОН ЭФФЕКТИВНОГО ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ПРИЕМА ТРИПОЛЯ

Рассмотрим направленные свойства ВСП типа триполь с идентичными приемниками. Как отмечалось выше, идеальная кардиоида может сформироваться только при суммировании синфазных сигналов с равными амплитудами. Очевидно, что, реализуя фазосдвигающую цепочку путем введения задержки τ_m , получим синфазные сигналы только на некоторой частоте f_1 , на которой будет компенсироваться разность фаз $\pi/2$ между диполем и монополем (между градиентом давления и давлением). Назовем f_1 частотой формирования кардиоиды:

$$k_1 d = \frac{\pi d}{2c_0 \tau_m} \quad \text{или} \quad f_1 = \frac{1}{4\tau_m}. \quad (11)$$

Однако, в некоторой частотной области вокруг частоты f_1 триполь будет обладать однонаправленными свойствами, что позволяет решать целый ряд практически важных задач [4]. Введем понятие частотный диапазон эффективного однонаправленного приема и будем под ним понимать тот частотный диапазон, в котором выполняются условия $K_{\text{фф}} \geq A$ и $K_{\text{фт}} \geq B$, где A и B – заданные в

дБ значения уровня перепада чувствительности (коэффициентов деления). Для определения частотного диапазона эффективного однонаправленного приема необходимо решить систему из неравенств $K_{\text{фф}} \geq A$ и $K_{\text{фт}} \geq B$, подставив в них (8) и (9). Однако, в процессе упрощения этих неравенств появляются трансцендентные элементы типа $(x \sin x)$, что не позволяет определить частотный диапазон эффективного однонаправленного приема в общем виде для любых значений перепадов A и B . В табл. 1 приведены значения коэффициентов деления для типовых ХН [7]. Будем считать, что эффективный направленный прием осуществляется при формировании ХН по бокам не шире субкардиоиды и с задним лепестком чувствительности не более чем у гиперкардиоиды, что соответствует значениям перепадов чувствительности $K_{\text{фф}} \geq 2.5$ и $K_{\text{фт}} \geq 6$.

Частотный диапазон эффективного направленного приема триполя в абсолютном исчислении зависит, прежде всего, от величины задержки τ_m . По этой причине частотный диапазон удобно выражать в долях частоты формирования кардиоиды $(kd/k_1 d)$. Для формирования “кардиоиды” на частоте $k_1 d$ необходимо выровнять амплитуды сигналов диполя и монополя. Это можно сделать путем усиления сигнала диполя, причем одним из двух способов (в одном из двух режимов): в режиме *частотно-независимого* усиления с коэффициентом $K = (1/k_1 d) = \text{const}$, где $k_1 d$ определяется из (11), или же в режиме *частотно-зависимого* усиления

Таблица 1. Значения теоретически ожидаемых перепадов уровня чувствительности “фронт–фланг” $K_{фф}$ и “фронт–тыл” $K_{фт}$ для разных характеристик направленности.

Наименование ХН	Теоретически ожидаемый уровень перепада чувствительности (коэффициент деления) “фронт–фланг” $K_{фф}$ и “фронт–тыл” $K_{фт}$, дБ	
	$K_{фф} = 20 \lg \frac{M(0^\circ)}{M(90^\circ)}$	$K_{фт} = 20 \lg \frac{M(0^\circ)}{M(180^\circ)}$
Ненаправленная	0	0
Субкардиоида	2.5	6
Кардиоида	6	∞
Суперкардиоида	8.5	12
Гиперкардиоида	12	6
Восьмерка	∞	0

ния $K = (1/kd)$, что позволит выровнять амплитуды сигналов во всем рабочем диапазоне частот диполя. Стоит отметить, что реализация усилителя с частотно-зависимым коэффициентом усиления $K = (1/kd)$ и частотно-независимой ФЧХ $\varphi = 0$ является нетривиальной задачей, решение которой возможно, но не рассматривается в рамках настоящей работы.

При заданных $K_{фф} \geq 2.5$ и $K_{фт} \geq 6$, частотный диапазон эффективного направленного приема для случая частотно-независимого $K = (1/k_d)$ и частотно-зависимого $K = (1/kd)$ усиления сигнала диполя составят около 1.5 октав и почти 2 октав соответственно. В долях частоты формирования кардиоиды частотный диапазон будет определен неравенствами (12) и (13) соответственно:

$$0.5211 \leq \frac{kd}{k_d d} \leq 1.5446, \quad (12)$$

$$(0.4085 + 4n) \leq \frac{kd}{k_d d} \leq (1.5915 + 4n), \quad (13)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Неравенства (12) и (13) справедливы при условии, что расчетный частотный диапазон эффективного однонаправленного приема триполю находится в границах рабочего диапазона диполя, т.е. при формировании диполем ХН, близкой к восьмерке [3]. Обратим внимание, что кардиоида в режиме частотно-зависимого усиления будет формироваться периодически с шагом $4n$ радиан.

4. ПРИМЕР РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕКТОРНО-СКАЛЯРНОГО ПРИЕМНИКА

Выполним сравнение характеристик направленности, полученных расчетным путем и экс-

периментально. Расчеты проведены по приведенным выше формулам (7)–(9) и (12), (13). Для экспериментальной оценки использовались триполи, входящие в состав эластичной протяженной буксируемой 105-канальной гидроакустической векторно-скалярной антенны. Технические и акустические характеристики этой антенны и ВСП приведены в [2, 12, 13]. При выполнении натурных экспериментов установлено, что векторно-скалярная антенна обеспечивает подавление сигналов, пришедших с противоположного направления, на 20–24 дБ, что свидетельствует об однонаправленном приеме и отдельном выделении сигналов, принимаемых в режиме буксировки с “левого” и “правого” бортов. Эти оценки выполнены в диапазоне частот вблизи 1.5 кГц. Представляет интерес теоретическое прогнозирование возможных характеристик

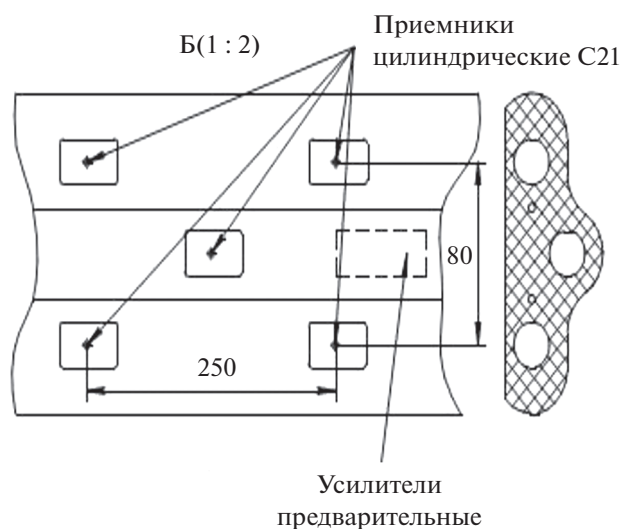


Рис. 2. Планарная схема ВСП в составе гидроакустической антенны (слева). Справа приведено ортогональное сечение антенны.

Таблица 2. Верхняя граничная частота “диполя” $f_{д-в}$ при разных значениях волнового размера базы диполя

Волновой размер kd , рад м	Верхняя граничная частота $f_{д-в}$, Гц
$\pi/2$	1400
π	2800
1.2π	3360

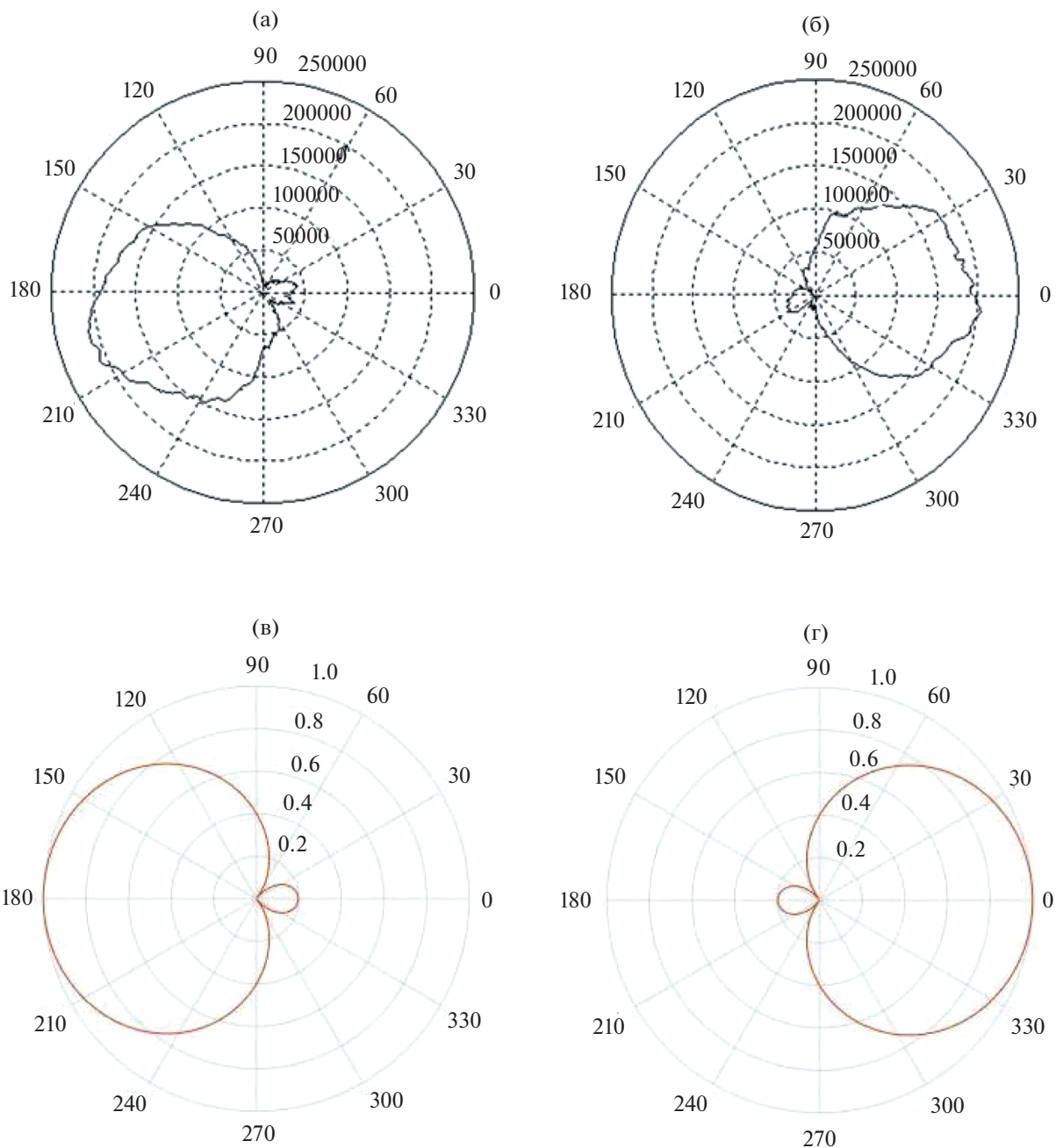


Рис. 3. ХН ВСП типа “триполь” на частоте 1.5 кГц: (а) – экспериментальная, сигнал монополя вычитается из сигнала диполя; (б) – экспериментальная, сигнал монополя складывается с сигналом диполя; (в) – расчетная, сигнал монополя вычитается из сигнала диполя; (г) – расчетная, сигнал монополя складывается с сигналом диполя.

Таблица 3. Сравнение экспериментальных и расчетных уровней перепада чувствительности “фронт–фланг” и “фронт–тыл”

Экспериментальные данные		Результаты расчета	
(а)	$K_{\text{фф}} = 20 \lg \left(\frac{170\,000}{60\,000} \right) = 9 \text{ дБ}$ $K_{\text{фрт}} = 20 \lg \left(\frac{170\,000}{35\,000} \right) = 13.7 \text{ дБ}$	$K_{\text{фф}} = 20 \lg \left(\frac{1}{0.4} \right) = 8 \text{ дБ}$ $K_{\text{фрт}} = 20 \lg \left(\frac{1}{0.2} \right) = 14 \text{ дБ}$	(в, г)
(б)	$K_{\text{фф}} = 20 \lg \left(\frac{210\,000}{80\,000} \right) = 8.4 \text{ дБ}$ $K_{\text{фрт}} = 20 \lg \left(\frac{210\,000}{40\,000} \right) = 14.4 \text{ дБ}$		

Таблица 4. Частотный диапазон эффективного направленного приема ВСП типа триполь с идентичными АЧХ и ФЧХ элементов при разных частотах формирования кардиоиды f_1 для двух способов (режимов) усиления сигнала диполя.

Частота формирования “кардиоиды”		Частотный диапазон, Гц, эффективного направленного приема ВСП типа “триполь” при разных режимах усиления сигнала “диполя”					
$k_1 d$, рад м	f_1 , Гц	Режим 1. Частотно-независимое усиление $K = (1/k_1 d)$			Режим 2. Частотно-зависимое усиление $K = (1/k d)$		
		0.1	89	47	...	138	36
					394	...	499
					751	...	856
					1465	...	1570
0.25	223	116	...	345	91	...	355
					984	...	1248
					1876	...	2140
0.5	446	233	...	689	182	...	710
					1968	...	2496
1	893	465	...	1379	365	...	1421
1.7	1500	782	...	2317	613	...	2387
2	1785	930	...	2757	729	...	2841

ВСП с заданными свойствами в широком диапазоне частот. Полученные выше расчетные соотношения это позволяют.

Схема ВСП в составе гидроакустической векторно-скалярной антенны показана на рис. 2. Четыре приемника размещены под углом 45° и образуют две ортогональные дипольные группы. Пятый приемник (монополь) располагается на пересечении двух диагоналей – в фазовом центре ВСП. Длина диагонали по центрам приемников составляет $d = 263$ мм (назовем это расстояние базой ВСП). Схема обработки соответствует рис. 1а, дополнительное усиление в электронной схеме

диполя отсутствует. Временная задержка (выполняется в компьютере при обработке сигналов) в сигнале монополя выбрана $\tau_m = 0.17$ с, что соответствует частоте формирования “кардиоиды” равной $f_1 = 1500$ Гц.

Каждая дипольная группа формирует ХН “восьмерка” в некотором диапазоне частот, назовем его рабочим частотным диапазоном диполя. Рабочий частотный диапазон дипольных групп определяется базой ВСП. При этом, в частотном диапазоне, соответствующем волновым размерам kd диполя от $kd \approx \pi/2$ до $kd \approx \pi$ (от $d \approx \lambda/4$ до

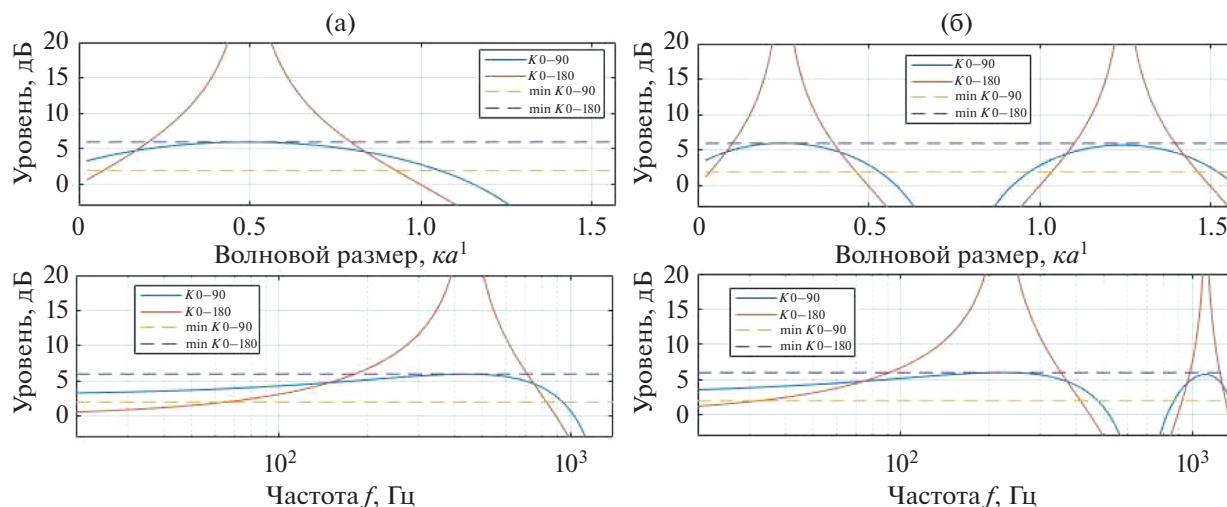


Рис. 4. Перепады чувствительности (коэффициенты деления) “фронт–фланг” $K_{\text{фф}}$ и “фронт–тыл” $K_{\text{фт}}$ триполя (в зависимости от частоты f или волнового размера kd) при частотно-зависимом режиме усиления сигнала диполя $K = (1/kd)$ для частоты формирования кардиоиды: (а) $f_1 = 446$ Гц; $k_1d = 0.5$ рад м; (б) $f_1 = 223$ Гц; $k_1d = 0.25$ рад м.

$d \approx \lambda/2$), происходит расширение ХН, затем, начиная с частоты $kd \approx 1.2\pi$ (или $d \approx 0.6\lambda$), возникают небольшие “провалы” в направлении оси диполей ($\theta = 0^\circ$), и к частоте $kd \approx 1.7\pi$ ($d \approx 0.85\lambda$) ХН “распадается” на четырехлепестковую, лепестки которой в каждом из квадрантов направлены под углами $\pm 60^\circ$ относительно первоначального направления [3]. В зависимости от задачи, верхняя граничная частота $f_{\text{д-в}}$ рабочего частотного диапазона диполя может определяться волновым размером в диапазоне $kd = \pi/2 \dots 1.2\pi$. В табл. 2 показаны частоты, соответствующие указанным волновым размерам для базы $d = 263$ мм при скорости звука в воде $c_0 = 1475$ м/с.

На рис. 3 показаны экспериментальная (рис. 3а, 3б) и расчетная (рис. 3в, 3г) ХН ВСП типа триполь на частоте 1.5 кГц. Видно, что совпадают и форма ХН, и уровни перепада чувствительности (табл. 3).

Видно, что во всех ХН наблюдаются задние лепестки, несмотря на то, что частота формирования кардиоиды f_1 выбрана 1.5 кГц. Это объясняется тем, что в сигнал диполя не введено дополнительное усиление и при синфазности на данной частоте суммируемые сигналы диполя и монополя отличаются по уровню. Строго говоря, для систем без дополнительного усиления сигнала диполя идеальная кардиоида может быть сформирована только на частоте $kd = 1$.

В табл. 4 представлены результаты расчетов по (12) и (13) частотного диапазона эффективного однонаправленного приема для разных частот формирования кардиоиды f_1 , т.е. предельные зна-

чения направленного приема системой “триполь” для разных режимов усиления сигнала диполя. Из таблицы следует, что для режима с частотно-зависимым усилением (система 2) кардиоида “периодически” образуется в разных частотных диапазонах. Отметим, что при этом изменяется направление максимума ХН.

На рис. 4 показаны графики АЧХ коэффициентов перепада чувствительности “фронт–фланг” $K_{\text{фф}}$ и “фронт–тыл” $K_{\text{фт}}$ при частотно-зависимом режиме усиления сигнала диполя $K = (1/kd)$ в сравнении с минимальными уровнями перепада чувствительностями 2.5 дБ ($\min K_{0-90}$) и 6 дБ ($\min K_{0-180}$), при которых обеспечивается эффективный однонаправленный прием. Графики коэффициентов перепада чувствительности представлены в зависимости от частоты f и волнового размера kd и иллюстрируют некоторые данные из табл. 4 при частотно-зависимом усилении (режим 2) для частот формирования кардиоиды $f_1 = 446$ Гц (волновой размер $k_1d = 0.5$ рад м) и $f_1 = 223$ Гц (волновой размер $k_1d = 0.25$ рад м).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе впервые сформулированы общие уравнения для расчета амплитудно-частотной (т.е. частотной характеристики чувствительности) и фазочастотной характеристик ВСП типа триполь, состоящего из односторонних ненаправленных приемников звукового давления с произвольными (не обязательно равными друг другу) амплитудно-фазовыми характеристиками. Выведены аналитические соотношения для всех ос-

новых электроакустических характеристик триполя.

Показана принципиальная возможность расширения в 1.5 раза (с 1.5 до 2 октав) частотного диапазона эффективного направленного приема системы триполь (формирования характеристики направленности, близкой к кардиоиде) путем специального частотно-зависимого усиления $K = (1/kd)$ сигнала диполя.

С помощью сформулированных выражений проведен расчет электроакустических характеристик реального гидроакустического векторно-скалярного приемника. Показано, что результаты расчета хорошо согласуются с экспериментальными данными. Теоретически определены границы частотного диапазона эффективного направленного приема.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Urick R.J.* Principles of Underwater Sound. McGraw-Hill, 1975.
2. *Глебова Г.М., Аверьянов А.В., Кузнецов Г.Н.* Экспериментальное исследование характеристик направленности векторно-скалярной антенны // Акуст. журн. 2011. Т. 57. № 5. С. 681–694.
3. *Скрёбнев Г.К.* Комбинированные гидроакустические приемники. СПб.: Элмор, 1997.
4. *Белова Н.И., Кузнецов Г.Н.* Сравнение однонаправленного приема сигналов в волноводе с использованием линейных векторно-скалярных и комбинированных антенн // Акуст. журн. 2013. Т. 59. № 2. С. 255–267.
5. *Фурдуев В.В.* Акустические основы вещания. М.: Связьиздат, 1960.
6. *Вахитов Я.Ш.* Теоретические основы электроакустики и электроакустическая аппаратура. М.: Искусство, 1982.
7. *Вахитов Ш.Я., Вахитов Я.Ш.* Микрофоны. Телефоны. Гарнитур. Теория, расчет, проектирование, эксплуатация. СПб.: СПбГУКиТ, 2010.
8. *Kleiner M.* Electroacoustics. CRC Press, 2013.
9. *Исакович М.А.* Общая акустика. М.: Наука, 1973.
10. *Вахитов Ш.Я.* Современные микрофоны. Теория, проектирование. СПб: СПбГУКиТ, 2003.
11. *Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. 13-е изд., исправленное. М.: Наука, 1986.
12. *Корчак В.Ю., Кузнецов Г.Н., Малышев В.Н.* Построение гидроакустических систем с использованием векторно-скалярных модулей и антенн // Фундаментальная наука – военно-морскому флоту. 2018. Т. 3. С. 41–55.
13. *Каришнев Н.С., Полканов К.И., Белова Н.И., Кузнецов Г.Н.* Однозначное пеленгование целей протяженной антенной со скалярными и векторно-скалярными модулями // Гидроакустика. 2012. Вып. 15. С. 42–47.
14. *Брюхов А., Бородавкин А.* Авиационные радиогидроакустические буи // Зарубежное военное обозрение. 1987. Вып. 6. С. 53–57.
15. *Гордиенко В.А., Краснописцев Н.В., Некрасов В.Н., Торопов В.Н.* Локализации источников излучения на корпусе корабля при одновременном использовании комбинированного приемника и методов спектрального анализа с высоким разрешением // Акуст. журн. 2011. Т. 57. № 2. С. 179–191.
16. *Белов А.И., Кузнецов Г.Н.* Пеленгование и подавление векторно-скалярных звуковых сигналов в мелком море с учетом их корреляционной и модовой структуры // Акуст. журн. 2016. Т. 62. № 3. С. 308–317.
17. *Казначеев И.В., Кузнецов Г.Н., Кузькин В.М., Персёлков С.А.* Интерферометрический метод обнаружения движущегося источника звука векторно-скалярным приемником // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 1. С. 33–45.
18. *Горелов А.А., Смаришев М.Д.* Моделирование алгоритмов обработки процессов на выходе каналов комбинированного приемника и комбинированной антенны // Акуст. журн. 2018. Т. 64. № 2. С. 250–256.
19. *Михайлов С.Г.* Пеленгование векторно-скалярным приемником в поле анизотропной помехи // Акуст. журн. 2020. Т. 66. № 2. С. 170–180.