

1981. 21, N 7. P. 1698. [9] Budreck D., Rose J. H.//Inverse Problems. 1990. 6. P. 331. [10] Новиков Р. Г.//ТМФ. 1986. 66, № 2. С. 234. [11] Буров В. А., Горюнов А. А., Сасковец А. В., Тихонова Т. А.//Вопросы судостроения, сер. акуст. 1985. 20. С. 32. [12] Буров В. А., Горюнов А. А., Сасковец А. В., Тихонова Т. А.//Акуст. журн. 1986. 32, № 4. С. 433. [13] Soumekh M., Kavukh M., Mueller R. K.//Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. 1983. Vol. 1. P. 135. [14] Буров В. А., Горюнов А. А., Сасковец А. В.//Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1982. 23, № 6. С. 87. [15] Буров В. А., Горюнов А. А., Сасковец А. В.//Там же. 1982. 23, № 6. С. 89. [16] Буров В. А., Рычагов М. Н., Сасковец А. В.//Там же. 1989. 30, № 1. С. 44. [17] Буров В. А., Рычагов М. Н.//Акуст. журн. 1992. 38, № 5. С. 844. [18] Байков С. В., Буров В. А., Горюнов А. А., Сасковец А. В.//Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1982. 23, № 6. С. 22. [19] Буров В. А., Сасковец А. В.//Акуст. журн. 1988. 34, № 3. С. 529. [20] Буров В. А., Сасковец А. В., Фаткуллина И. О.//Там же. 1991. 37, № 1. С. 30. [21] Буров В. А., Глазков А. В., Прудникова И. П., Тагунов Е. Я.//Там же. 1990. 36, № 2. С. 214. [22] Горюнов А. А., Сасковец А. В. Обратные задачи рассеяния в акустике. М., 1989. [23] Буров В. А., Тихонова Т. А.//Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1986. 27, № 6. С. 52. [24] Budreck D., Rose J. H.//Inverse Problems. 1990. 6. P. 331. [25] Буров В. А., Румянцева О. Д.//Акуст. журн. 1993. 39, № 5. С. 793. [26] Novikov R. G.//C. R. Acad. Sci. Paris. 1991. 312, Sér. I. P. 675. [27] Burov V. A., Rumiantseva O. D.//III-Posed Problems in Natural Sciences/Ed. A. N. Tikhonov. 1992. P. 463. [28] Beulkin G.//J. Math. Phys. 1983. 24, N 6. P. 1399. [29] Буров В. А.; Румянцева О. Д.//Акуст. журн. 1994. 40, № 1. С. 41. [30] Буров В. А., Глазков А. В., Прудникова И. П. и др.//Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1990. 31, № 3. С. 57. [31] Буров В. А., Глазков А. В., Горюнов А. А. и др.//Акуст. журн. 1990. 36, № 5. С. 832. [32] Буров В. А., Прудникова И. П., Сироткина Н. С.//Акуст. журн. 1992. 38, № 6. С. 1013. [33] Munk W., Wunsch C.//Deep Sea Res. 1979. 26A. P. 123. [34] Буров В. А., Сергеев С. Н.//Формирование акустических полей в океанических волноводах. Реконструкция неоднородностей.//Под ред. В. А. Зверева. Н. Новгород, 1994. [35] Байков С. В., Буров В. А.//Морской гидрофиз. журн. 1983. 3. С. 35. [36] Буров В. А., Сергеев С. Н.//Акуст. журн. 1991. 37, № 3. С. 431. [37] Буров В. А., Сергеев С. Н., Сергеевская Н. П.//Акуст. журн. 1992. 38, № 2. С. 350. [38] Буров В. А., Гуринович И. Е., Руденко О. В., Тагунов Е. Я.//Акуст. журн. 1994. 40, № 6. С. 922. [39] Sato T., Fukushima A., Ichida N. et al.//Ultrason. Imag. 1985. 7. P. 49.

ВЕСТН. МОСК. УН-ТА. СЕР. 3. ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. 1994. Т. 35, № 6

УДК 534.222

## УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ МЕТОДЫ В ДЕФЕКТΟΣКОПИИ

Н. П. Алешин, А. К. Вошанов\*

Описаны основные этапы развития ультразвуковой дефектоскопии как одного из наиболее важных приложений физической акустики твердого тела и акустической томографии. Дана характеристика современных программных, аппаратных средств и систем для ультразвукового контроля материалов и конструкций.

Теоретические работы в области акустики, проводимые на физическом факультете МГУ и в МГТУ им. Баумана, напрямую связаны с техническими приложениями. Примером является ультразвуковая дефектоскопия (УЗД) материалов, изделий и сварных соединений.

Известно, что принцип УЗД был разработан в 1928 г. в трудах советского ученого С. Я. Соколова. Бурное развитие сварочной техники в послевоенный период потребовало создания новых высокочувствительных и производительных методов для контроля качества ответственных сварных соединений. Именно в этот период бурно развиваются методы рентгено- и гаммаграфирования, начинаются исследования по УЗД сварных соединений.

\* МГТУ им. Н. Э. Баумана.

Первые опыты по ультразвуковому контролю (УЗ) сварных соединений были поставлены в НИИХИММАШ, НИИ мостов и МВТУ им. Баумана в 1952—1953 гг., когда работникам промышленности еще не была известна принципиальная возможность УЗ-контроля сварных швов вообще. В начале 1950-х гг. в ЦНИИТМаш создаются призматические искатели, позволяющие ввести ультразвук в шов. В 1954—1955 гг. были обоснованы общие методические положения УЗ-контроля стыковых сварных соединений.

1956—1957 гг. — это начало внедрения УЗ-контроля стыковых и угловых сварных соединений в народное хозяйство [1]. В эти годы в НИИ мостов Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта, а также в МВТУ им. Баумана проводятся исследования по УЗ-контролю сварных швов. Параллельно обосновываются принципы построения специализированных дефектоскопов для контроля сварных соединений и создаются их первые образцы. Положительные результаты по УЗ-контролю соединений средней толщины позволили приступить к исследованиям методом УЗД контактной сварки рельсов, электрошлаковых швов большой толщины, стыковых соединений труб малой толщины, соединений из алюминиевых, титановых и медных сплавов, к разработке принципов и средств для структурного анализа металлов.

В период 1957—1960 гг. серьезное внимание уделяется разработке электроакустического тракта УЗ-дефектоскопа [2]. Получены выражения для инженерного расчета амплитуд эхо-сигналов от модельных дефектов различного вида для оценки отношения сигнала от дефекта к сигналу от структурных помех и др. В это время достаточно четко проявились преимущества и недостатки УЗ-метода по сравнению с другими методами контроля сварных соединений. К преимуществам следует прежде всего отнести существенно большую чувствительность УЗ-метода к таким опасным дефектам, как трещины и непровары. Было установлено, что метод УЗД является единственным, который позволяет обнаруживать непровары и трещины в тавровых соединениях и стыковых соединениях большой толщины, а также единственным возможным методом обнаружения внутренних дефектов в сварных стыках и в основном металле рельсов. Таким образом, к началу 1960-х гг. перспективность метода УЗД была очевидна абсолютному большинству специалистов по дефектоскопии [3].

Дальнейшее развитие работ по УЗД направлено на получение наибольшей информации о дефектах на базе решения задач моделирования процесса распространения волн в материале и взаимодействия их с различными дефектами, восстановления образа дефекта методами акустической томографии, получения информации о напряженном состоянии материала с использованием методов спектрального анализа. При моделировании процесса распространения ультразвука в дефектоскопии рассматриваются отражатели простейшей формы: круговой цилиндр, полоса, диск и некоторые другие. Исследование рассеяния ультразвука на этих неоднородностях позволило разработать методы и средства контроля, обеспечивающие достоверное выявление реальных дефектов, а также измерение их координат и оценку размеров. Однако сегодня это недостаточно и на первый план выдвигается вопрос об определении формы дефекта [4].

Повышение точности современных методов и совершенствование средств УЗ-контроля ставит задачу внедрения прогрессивных компьютерных технологий проектирования. Данные технологии основываются на применении систем автоматизированного проектирования (САПР)

для различных практических приложений, встречающихся в УЗ-контроле. Основой любой САПР является математическое моделирование реальных физических процессов. От точности математической модели и ее универсальности зависит эффективность работы всей системы. Большинство моделей, используемых в теории и практике УЗ-дефектоскопии твердых тел, основывается на аналитических методах решения волновых уравнений. Эти подходы практически применимы только для определенного круга прикладных задач и в большинстве случаев лишь качественно описывают реальные физические процессы, происходящие при УЗ-контроле.

Ряд исследователей (например, К.-Харуми, Япония; Р. Людвиг и В. Лорд, США) использовали численные методы для решения задачи распространения УЗ-импульса в упругой (твердотельной) среде. В них были использованы классические алгоритмы сверхбольшой системы дифференциальных уравнений, что привело к усложнению и большой стоимости технических разработок и к необходимости обращения к спец-ЭВМ типа HITAC, CYBER, RAY и т. п. Поэтому такие методы не нашли воплощения в инструментальных программных комплексах, ориентированных на парк персональных компьютеров.

МГТУ им. Баумана разработал модифицированный метод конечных разностей (МКР) для анализа волновых полей в твердых телах. Первый вариант модифицированного МКР в жидкостно-волновом приближении успешно прошел апробацию на ряде практических задач и реализован в интегрированном пакете программ «ИМПУЛЬС 2.x» для анализа акустических полей на персональных компьютерах класса РС/АТ-286 и выше. Основное отличие модифицированного МКР состоит в том, что он построен на принципах латентности моделируемого объема в пространстве и во времени, раздельного интегрирования системы дифференциальных уравнений, векторизации вычислительного алгоритма. В данном методе реализована процедура автоматического синтеза системы алгебраических уравнений для неоднородных сред со сложной геометрией.

В настоящее время на основе модифицированного МКР ведутся разработки новой версии интегрированного пакета программ «ИМПУЛЬС 4.x», предназначенного для решения задачи распространения УЗ-импульса в неоднородной упругой среде на компьютерах типа РС/АТ-386 и РС/АТ-486. Важной особенностью разрабатываемой САПР является ее ориентация на инженера-технолога, который может эффективно решать сложные прикладные задачи, не нуждаясь в знании математического программного аппарата, реализованного в системе. Предлагаемая компьютерная технология, основанная на применении в САПР методов и средств УЗ-контроля, позволяет частично отказаться от дорогостоящих физических экспериментов. Особенно это важно в тех областях, где присутствует определенная степень риска при проведении натурных испытаний (атомная энергетика, аэрокосмическая промышленность, магистральные трубопроводы, медицина и т. п.).

Перспективным направлением развития УЗД является ультразвуковая томография. МГТУ им. Баумана развивает два направления УЗ-томографии. Одно из них — создание стационарных установок для контроля особо ответственных конструкций. Второе — создание ручных УЗ-дефектоскопов-томографов, способных работать в полевых и цеховых условиях. Примером такого прибора является дефектоскоп-томограф УДЧ-Т, который предназначен для обнаружения дефектов, измерения их координат, амплитуд сигналов, оценки эквивалентной пло-

щадя дефекта и построения томографических изображений дефекта типа «И», что дает возможность оценить конфигурацию дефекта. Прибор обеспечивает возможность сбора и накопления информации с целью создания банка данных.

Работа системы основана на использовании связи между параметрами спектров импульсов упругих волн, распространяющихся в исследуемом материале, и его физико-механическими структурными характеристиками. Идея метода в следующем. В материале детали или элемента конструкции возбуждаются широкополосные акустические импульсы. Центральная часть спектра выбирается в зависимости от типа материала. Характер исследования материала диктует использование объемных и поверхностных волн.

При распространении акустического импульса он взаимодействует с основными компонентами структуры материала — зернами, микропорами, областями внутренних напряжений, которые влияют на его спектр.

В процессе проведения комплекса обучающих экспериментов устанавливаются корреляционные и функциональные связи между спектрально-акустическими параметрами и структурно-механическими характеристиками материала предполагаемого объекта обследования. По мере накопления экспериментальных результатов формируется банк данных, полнота насыщения которого в конечном итоге определяет точность оценки прочности и надежности обследуемых элементов машин и конструкций.

Аппаратная часть системы содержит два оригинальных блока, назначение которых — излучение и прием акустических импульсов, их преобразование в цифровой код; запись в устройство хранения и передача в обрабатываемую часть системы (микропроцессор или ПЭВМ). Программная поддержка системы обеспечивает удобный аналоговый режим, не требующий от оператора знаний программирования.

Система обеспечивает определение средних размеров зерен и интегральной степени пористости металлов; оценку твердости, предела текучести, ударной вязкости, а для ряда металлов и вязкости разрушения; оценку локальных пластических деформаций плоских элементов конструкций; контроль толщины металлических покрытий в диапазоне 0—100 мкм, нанесенных на основу гальваническим путем и методом плакирования.

В настоящее время в МГТУ им. Баумана проводятся исследования по доработке аппаратно-программных компонентов созданной системы для решения задач акустоупругости в рамках спектрально-акустического подхода.

Полученные экспериментальные данные дают основание надеяться на возможность использования системы для решения одной или нескольких из нижеперечисленных задач:

контроль напряжений, возникающих при монтаже или сборке плоских элементов конструкций методом клепки, сварки, склейки и т. д.;

контроль перераспределения напряжений в элементах сложных систем при их ремонте, например при замене элементов;

мониторинг напряженного состояния ответственных силовых элементов машин и конструкций при их испытаниях или эксплуатации;

оценка пространственной неоднородности напряжений в материале плоских элементов конструкций методом сканирования поверхности;

контроль динамических напряжений, возникающих в ответственных элементах конструкций под воздействием эксплуатационных на-

грузок, и регистрация на внешних носителях в виде временных диаграмм.

Разработанная система допускает два варианта эксплуатации: стационарный и переносной.

Стационарный режим эксплуатации системы может быть реализован в виде двух подрежимов: 1) сканирование объекта контроля, которое заключается в том, что оператор производит многократные измерения в различных зонах объекта с одновременной регистрацией результатов на устройствах визуализации — дисплее, принтере, плоттере; в данном режиме систему наиболее удобно использовать в условиях заводских лабораторий при контроле качества материала полуфабрикатов и готовых изделий; 2) непрерывное слежение за поведением материала (режим мониторинга).

Стационарный режим особенно удобен для контроля состояния материала ответственных объектов, вблизи которых нахождение оператора недопустимо вследствие загазованности, повышенного радиоактивного фона, угрозы внезапного разрушения и т. п. В данном режиме датчики (до нескольких десятков) устанавливаются на объект стационарно, накопитель акустической информации периодически опрашивает датчики и по линии связи (это может быть телефонная линия) передает информацию в компьютер оператора, который может находиться на любом удалении от объекта. Может быть предусмотрена возможность передачи информации по каналам радиосвязи.

При эксплуатации системы в переносном варианте оператор с помощью блока накопления акустической информации обследует объект или путем сканирования штатными датчиками системы, или подключаясь к датчикам, стационарно установленным на объекте. Информация записывается в устройство хранения и впоследствии обрабатывается на любой IBM-совместимой ПЭВМ.

Разработанный вариант системы, являясь базовым, предусматривает возможность реконфигурации аппаратных и программных компонентов.

Для получения полной автономности система может быть выполнена в виде законченного прибора со встроенным микропроцессором.

Аппаратная часть системы может быть изготовлена в виде платы, устанавливаемой в ПЭВМ типа IBM.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гурвич А. К. Ультразвуковая дефектоскопия сварных соединений. Л., 1955. [2] Ермолов И. Н. Методы ультразвуковой дефектоскопии. Курс лекций (Моск. горный ин-т). М., 1968. [3] Методы акустического контроля металлов/Под ред. Н. П. Алешина. М., 1989. [4] Алешин Н. П., Гусаров В. Р., Могильнер Л. Ю. // Дефектоскопия. 1988. № 12. С. 55.

ВЕСТН. МОСК. УН-ТА. СЕР. 3, ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. 1994. Т. 35, № 6

УДК 534.232

## НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ПОДВОДНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАЛЫХ ВОЛНОВЫХ РАЗМЕРОВ НА ОСНОВЕ АКТИВНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СТРУКТУР

П. Н. Кравчун

Излагаются результаты теоретических и экспериментальных исследований малогабаритных подводных акустических излучателей и приемников, построенных на основе пьезоактивных дискретных структур с сосредоточенными параметрами. Приведены основные соотношения, описывающие волновой процесс в таких структурах применительно к задачам излучения и приема, а также характеристики одно-, двух- и

трехчастотных преобразователей, полученные в условиях натурального эксперимента. Кратко обсуждаются пути повышения эффективности преобразователей малых волновых размеров.

Создание подводных электроакустических излучателей и приемников, имеющих малые в сравнении с длиной волны размеры, является одной из актуальных задач современной гидроакустики. Интерес к этому виду преобразователей связан с тем, что увеличение дальности передачи информации в океане обеспечивается прежде всего снижением частоты сигнала (см., напр., [1]). Размеры же преобразователей традиционных типов, сравнимые с длиной волны, становятся слишком большими для низких частот.

Наибольшая эффективность преобразователей достигается, как известно, на резонансных частотах. Кроме того, помехоустойчивость узкополосных систем обычно выше, чем у широкополосных [2, 3]. Поэтому представляется целесообразным создавать низкочастотные излучатели и приемники на основе резонансных систем.

Эффективность и помехоустойчивость резонансных приемно-передающих систем связана с количеством их рабочих частот. Применение многочастотных сигналов позволяет свести к минимуму влияние амплитудных и фазовых флуктуаций сигналов и повысить дальность действия системы. При этом эффективное использование многочастотного сигнала возможно лишь в случае независимости сигналов различных частот, т. е. только при достаточно большом разnose их частот [3].

Указанные обстоятельства свидетельствуют о целесообразности решения рассматриваемой задачи в классе резонансных преобразователей, способных, в частности, работать в многочастотном режиме.

Поскольку распределенные резонансные системы не удовлетворяют требованиям малогабаритности, имеет смысл создавать колебательные системы малых волновых размеров на основе структур с сосредоточенными параметрами. У таких структур, как правило, нет однозначной связи между линейными размерами и резонансными частотами.

В настоящее время в гидроакустике используются различные типы низкочастотных преобразователей с сосредоточенными параметрами. Наибольшее распространение получили электродинамические излучатели, «составные» стержневые пьезопреобразователи с пассивными накладками, преобразователи «изгибно-продольного» типа [4—6]. Несколько нетрадиционных вариантов рассмотрено в [7]. Каждому из этих типов преобразователей присущи свои достоинства и недостатки. Главными из недостатков являются: у электродинамического излучателя — низкий динамический импеданс и малый КПД при работе в воде, у «составных» и «изгибно-продольных» преобразователей — необходимость увеличивать массу, а следовательно, и размеры пассивной части конструкции для понижения резонансной частоты, что противоречит требованию малогабаритности. Кроме того, все перечисленные типы преобразователей пригодны обычно лишь для одночастотного режима.

В 1980-е гг. на кафедре акустики физического факультета МГУ по инициативе К. В. Чернышева (1926—1991) были начаты исследования и практическая реализация иного типа малогабаритных низкочастотных подводных преобразователей, свободного от указанных недостатков. Суть предложенного метода заключается в использовании дискретных структур с сосредоточенными параметрами, в которых инерционные элементы являются пьезоактивными, а упругие — пассивными (см., напр., [8, 9]). Уменьшая упругость пассивных элементов, можно добиться значительного понижения рабочей частоты преобразователя, не увеличивая размеров и веса конструкции. Кроме того, используя

многозвенные активные структуры такого типа, можно создавать малогабаритные преобразователи со сложными управляемыми частотными характеристиками, пригодные, например, для работы в многочастотном режиме.

В данной работе кратко рассматриваются основные итоги теоретических и экспериментальных исследований гидроакустических излучателей и приемников на основе активных дискретных структур и обсуждаются основные проблемы, связанные с их совершенствованием.

### Общие соотношения для расчета преобразователей на основе активных дискретных структур

Рассмотрим неоднородную активную дискретную структуру, состоящую из  $N$  электроакустических 6-полюсников, соединенных механическими сторонами в цепочку (рис. 1). Электрические стороны 6-

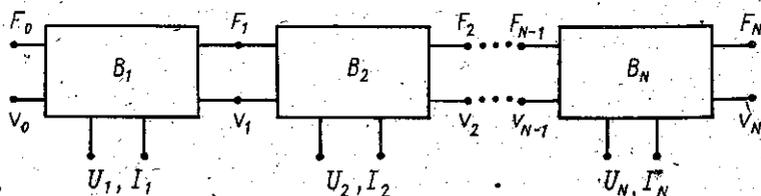


Рис. 1. Общая схема активной дискретной структуры

люсников могут быть использованы для подкачки или отбора энергии. Такая структура является весьма общей моделью многозвенного электроакустического преобразователя. Каждый из 6-полюсников будем описывать характеристической матрицей  $[B]$ , связывающей динамические переменные на его сторонах:

$$F_j = b_{11}F_{j-1} + b_{12}v_{j-1} + b_{13}U_j,$$

$$v_j = b_{21}F_{j-1} + b_{22}v_{j-1} + b_{23}U_j,$$

$$I_j = b_{31}F_{j-1} + b_{32}v_{j-1} + b_{33}U_j,$$

где  $F_j, v_j$  — комплексные амплитуды силы и колебательной скорости в  $j$ -м соединении структуры,  $U_j$  и  $I_j$  — амплитуды напряжения и тока на электрической стороне  $j$ -го 6-полюсника (предполагается, что преобразователь работает в гармоническом режиме).

Пусть  $F_0$  и  $v_0$  — амплитуды силы и скорости на механическом входе в структуру. Для динамических переменных, описывающих волновой процесс в  $j$ -м соединении структуры и на электрической стороне  $j$ -го 6-полюсника, справедливы следующие выражения:

$$\begin{pmatrix} F_j \\ v_j \end{pmatrix} = \left[ \prod_{q=j}^1 (B_q) \right] \begin{pmatrix} F_0 \\ v_0 \end{pmatrix} + \sum_{n=1}^j \left\{ \left[ \prod_{q=j}^{n+1} (B_q) \right] \begin{pmatrix} b_{13}^{(n)} \\ b_{23}^{(n)} \end{pmatrix} U_n \right\}, \quad (1)$$

$$I_j = \begin{pmatrix} b_{31}^{(j)} & b_{32}^{(j)} \end{pmatrix} \cdot \left\{ \left[ \prod_{q=j-1}^1 (B_q) \right] \begin{pmatrix} F_0 \\ v_0 \end{pmatrix} + \sum_{n=1}^{j-1} \left[ \prod_{q=j-1}^{n+1} (B_q) \right] \begin{pmatrix} b_{13}^{(n)} \\ b_{23}^{(n)} \end{pmatrix} U_n \right\} + b_{33}^{(j)} U_j, \quad (2)$$

где  $(B_q)$  — матрица размерности  $(2 \times 2)$ , полученная из характеристической матрицы  $[B_q]$  вычеркиванием третьих строки и столбца,  $b_{qj}^{(n)}$  — элементы матрицы  $[B_n]$ . В случае пассивной структуры соотношение (1) переходит в известное решение для цепочки 4-полюсников [10].

Формулы (1) — (2) являются основой для исследования волновых процессов в активных дискретных структурах рассматриваемого типа. Используя их, можно проанализировать различные режимы работы структуры и характеристики волнового процесса, наблюдаемого в ней. В данной работе приведем лишь краткую сводку основных соотношений.

Рассмотрим сначала режим излучения. Будем считать, что на электрические клеммы структуры подаются напряжения  $U_j$  ( $j=1, 2, \dots, N$ ), а механические выходы ( $j=0$  и  $j=N$ ) нагружены на механические импедансы  $Z_0 = F_0/v_0$  и  $Z_N = F_N/v_N$ , где  $Z_S$  — импеданс излучения рабочей поверхности преобразователя. Мощность акустического излучения преобразователя определяется соотношением

$$W_S = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{Z_S} \right] \cdot \left| \frac{\sum_{j=1}^N (a_j - c_j Z_S) U_j}{Z_S \left( \frac{\beta_{21}^{(N)} Z_0 + \beta_{22}^{(N)}}{\beta_{11}^{(N)} Z_0 + \beta_{12}^{(N)}} \right) - 1} + \sum_{j=1}^N a_j U_j \right|^2, \quad (3)$$

где

$$a_j = (1; 0) \left[ \prod_{q=N}^{j+1} (B_q) \right] \begin{pmatrix} b_{13}^{(j)} \\ b_{23}^{(j)} \end{pmatrix}, \quad c_j = (0; 1) \left[ \prod_{q=N}^{j+1} (B_q) \right] \begin{pmatrix} b_{13}^{(j)} \\ b_{23}^{(j)} \end{pmatrix},$$

$\beta_{jq}^{(n)}$  — элементы матрицы  $(\beta^{(n)}) = \prod_{j=n}^1 (B_j)$ .

Важной особенностью рассматриваемой структуры является «интерференционное» взаимодействие элементарных (не обязательно соседних) звеньев структуры, описываемое в полученной формуле членами вида  $\epsilon_{jq} U_j U_q^*$  (\* — знак комплексного сопряжения) и приводящее к возможности как увеличения, так и уменьшения излучаемой мощности за счет взаимодействия звеньев. Такое взаимодействие не имеет аналога в цепях 4-полюсников. Следствием его является возможность управления входными электрическими импедансами каких-либо из звеньев путем выбора напряжений, подаваемых на другие («согласующие») звенья [11]. В определенном смысле исследуемая структура может рассматриваться как аналог поверхности с нелокально реагирующим импедансом.

Действительно, входной электрический импеданс преобразователя на  $j$ -м электрическом входе выражается формулой

$$Z_e^{(j)} = U_j \left\{ [Z_0 (\beta_{31}^{(j)} \beta_{11}^{(j-1)} + \beta_{32}^{(j)} \beta_{21}^{(j-1)}) + (\beta_{31}^{(j)} \beta_{12}^{(j-1)} + \beta_{32}^{(j)} \beta_{22}^{(j-1)})] \times \right. \\ \left. \times \frac{\sum_{q=1}^N (a_q - c_q Z_S) U_q}{Z_S (\beta_{21}^{(N)} Z_0 + \beta_{22}^{(N)}) - (\beta_{11}^{(N)} Z_0 + \beta_{12}^{(N)})} + \sum_{q=1}^{j-1} (\beta_{31}^{(j)} a_q + \beta_{32}^{(j)} c_q) U_q + \beta_{33}^{(j)} U_j \right\}^{-1}. \quad (4)$$

Эта формула имеет следующую структуру:

$$Z_e^{(i)} = \frac{1}{b_{33}^{(i)} + \sum_{q=1}^N \gamma_q \frac{U_q}{U_j}},$$

где  $\gamma_q$  — коэффициенты, определяемые параметрами звеньев структуры, частотой и импедансами  $Z_S$  и  $Z_0$ . Из последнего выражения наиболее отчетливо следует, что в исследуемой структуре входной электрический импеданс зависит от соотношений между электрическим напряжением на выбранном входе и напряжениями на других входах структуры.

Оптимальные фазовые сдвиги между электрическими напряжениями на звеньях структуры, обеспечивающие максимум излучаемой акустической мощности, определяются из условия максимума выражения

$$\sum_{q=2}^N \sum_{j=1}^{N-1} (j < q) \xi_q \xi_j \cos(\Delta\varphi_{qj} - \Delta\varphi_{qj}),$$

где

$$\xi_j = \left| \frac{a_j - c_j Z_S}{Z_S \left( \frac{\beta_{21}^{(N)} Z_0 + \beta_{22}^{(N)}}{\beta_{11}^{(N)} Z_0 + \beta_{12}^{(N)}} \right) - 1} + a_j \right|,$$

$\Delta\varphi_{qj} = \arg \xi_q - \arg \xi_j$ ;  $\Delta\varphi_{qj} = (\arg U_q - \arg U_j)$  — сдвиг фаз напряжений между  $q$ -м и  $j$ -м входами структуры. Из полученного выражения следует, что оптимальная фазировка не зависит от напряжений, подаваемых на звенья.

Обратимся теперь к рассмотрению режима приема. Пусть на вход первого 6-полюсника воздействует источник механической энергии (падающая звуковая волна), механический выход  $N$ -го 6-полюсника нагружен на импеданс  $Z_N$ , а электрические выходы цепочки замкнуты на электрические импедансы  $\zeta_j$ . В этом случае удобно представить структуру в виде цепочки эквивалентных (в общем случае диссипативных) 4-полюсников, каждый из которых описывается модифицированной характеристической матрицей ( $\tilde{B}$ ), учитывающей нагрузку с электрической стороны:

$$(\tilde{B}_j) = \begin{pmatrix} b_{11}^{(j)} + \frac{b_{13}^{(j)} b_{31}^{(j)} \zeta_j}{1 - b_{33}^{(j)} \zeta_j} & b_{12}^{(j)} + \frac{b_{13}^{(j)} b_{32}^{(j)} \zeta_j}{1 - b_{33}^{(j)} \zeta_j} \\ b_{21}^{(j)} + \frac{b_{23}^{(j)} b_{31}^{(j)} \zeta_j}{1 - b_{33}^{(j)} \zeta_j} & b_{22}^{(j)} + \frac{b_{23}^{(j)} b_{32}^{(j)} \zeta_j}{1 - b_{33}^{(j)} \zeta_j} \end{pmatrix} \quad (5)$$

При использовании такого представления решение задачи упрощается. Применяя этот метод, получаем формулу для электрической мощности, выделяемой на электрическом выходе  $j$ -го звена в режиме приема:

$$W_e^{(j)} = \frac{(S_1 \rho K_0)^2}{2} \operatorname{Re}[\zeta_j] \cdot \left| [b_{31}^{(j)} (\tilde{\beta}_{11}^{(j-1)} \eta_N + \tilde{\beta}_{12}^{(j-1)}) + b_{32}^{(j)} (\tilde{\beta}_{21}^{(j-1)} \eta_N + \tilde{\beta}_{22}^{(j-1)})] [(1 - b_{33}^{(j)}) (\eta_N + Z_S)]^{-1} \right|^2, \quad (6)$$

где  $S_1$  — площадь приемной рабочей поверхности преобразователя,  $p$  — амплитуда звукового давления в падающей волне,  $K_0$  — коэффициент дифракции на преобразователе [12],  $\tilde{\beta}_{iq}^{(n)}$  — элементы характеристической матрицы, определяемой произведением  $(\tilde{\beta}^{(n)}) = \prod_{m=n}^1 (\tilde{B}_m)$ ,  $\eta_N = (\tilde{\beta}_{22}^{(N)} Z_N -$

$\tilde{\beta}_{12}^{(N)}) (\tilde{\beta}_{11}^{(N)} - \tilde{\beta}_{21}^{(N)} Z_N)^{-1}$  — входной механический импеданс преобразователя.

Полученные общие формулы (1) — (6) могут служить основой для расчета и исследования преобразователей, построенных на базе активных дискретных структур. Для их дальнейшего использования необходимо конкретизировать вид элементарного звена.

### Элементарное звено структуры

Рассмотренная выше общая модель преобразователя предоставляет широкие возможности для выбора конкретного варианта элементарных звеньев структуры. Как уже отмечалось, значительный интерес с точки зрения создания многочастотного преобразователя малых волновых размеров представляет использование дискретных структур с пьезоактивными инерционными и пассивными упругими элементами. Конструкция, привлекающая относительной простотой, может быть реализована на базе звеньев электромеханического полосового фильтра с сосредоточенными параметрами, работающего на пьезоэффекте (рис. 2). Предельные возможности (по излучаемой мощности), достоинства и недостатки подобного типа звена (для случая  $\kappa_2 = 0$ ) проанализированы в [13].

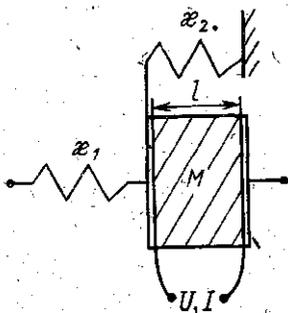


Рис. 2. Элементарное звено структуры

Характеристическая матрица 6-полюсника, соответствующего звену активного электромеханического полосового фильтра, имеет вид

$$[B] = \frac{1}{g_{33}} \begin{pmatrix} g_{11}g_{33} - g_{13}g_{31} & g_{12}g_{33} - g_{13}g_{32} & g_{13} \\ g_{21}g_{33} - g_{23}g_{31} & g_{22}g_{33} - g_{23}g_{32} & g_{23} \\ -g_{31} & -g_{32} & 1 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где

$$g_{11} = (\kappa_3 \cos kl - \mu \sin kl) / \kappa_1, \quad g_{12} = i (\kappa_3 \cos kl - \mu \sin kl) / \omega,$$

$$g_{13} = ih (\cos kl - 1) / \omega, \quad g_{21} = -i \omega (\kappa_3 \sin kl / \mu + \cos kl) / \kappa_1,$$

$$g_{22} = \kappa_2 \sin kl / \mu + \cos kl, \quad g_{23} = h \sin kl / \mu, \quad g_{31} = h (\kappa_3 \sin kl / \mu +$$

$$+ \cos kl - 1) / \kappa_1, \quad g_{32} = ih (\kappa_3 \sin kl / \mu + \cos kl - 1) / \omega, \quad g_{33} = i (h^2 \sin kl / \mu -$$

$-1/C_0) / \omega$ ,  $i$  — мнимая единица,  $h$  — пьезоконстанта,  $\mu = Sc^D k$ ,  $S$  — площадь поперечного сечения пьезоэлемента,  $c^D$  — модуль упругости пьезоматериала при постоянной электрической индукции,  $k = \omega/c$ ,  $\omega$  — циклическая частота,  $c$  — скорость звука в пьезоматериале,  $l$  — длина пьезоэлемента,  $C_0 = \epsilon_S S/l$  — емкость пьезоэлемента ( $\epsilon_S$  — диэлектрическая проницаемость пьезоматериала при постоянной деформации),  $\kappa_3 = \kappa_1 + \kappa_2$ ,  $\kappa_1$  и

$\kappa_2$  — упругости пружин элементарного звена (см. рис. 2). Для преобразователей малых волновых размеров справедливо неравенство  $kl \ll 1$ , что позволяет при необходимости упростить выражение (7).

Пользуясь матрицей (7) и формулами (1) — (6), можно рассчитать основные характеристики конкретных вариантов преобразователей.

Анализ выражений для чувствительности преобразователей показывает, что их резонансные частоты определяются сосредоточенными параметрами (массами пьезоэлементов и приемно-излучающей пластины, приобъединенной массой, а также коэффициентами упругости пружин), величина же чувствительности — как сосредоточенными, так и распределенными параметрами системы. При этом волновой параметр  $kl$  выступает в роли одного из факторов, характеризующих электро-механическое взаимодействие в преобразователе.

Если в преобразователе используются звенья низкочастотного электромеханического фильтра (на рис. 2  $\kappa_2=0$ ), то решение задачи может быть существенно упрощено путем использования аппарата кумулянтов структуры [14], а для случая периодической структуры — аппарата ультрасферических полиномов [8]. В результате в [8] и [14] удалось показать, что оптимальным (в смысле получения максимальной акустической мощности) режимом электрического возбуждения звеньев преобразователя-излучателя является синфазно-противофазный режим, при котором разности фаз напряжений на пьезоэлементах структуры равны нулю или  $\pi$ . Этот факт значительно упрощает реализацию оптимальных режимов на практике.

### Результаты экспериментов

Экспериментальные исследования были проведены как в лабораторных условиях (в гидробассейнах), так и в условиях природных водоемов (Ладожское озеро, Черное море). Для экспериментальной проверки было изготовлено несколько вариантов преобразователей: однозвенные и трехзвенные излучатели на базе структур типа полосового и низкочастотного электромеханических фильтров, а также однозвенные и двухзвенные приемники на базе звеньев низкочастотного фильтра. Резонансные частоты преобразователей лежали в диапазоне 140 Гц — 10 кГц. В преобразователях были использованы пьезокерамики ЦТС-19 и ЦТБС-3. В качестве пружин использовались нагруженные металлические балки, упругость которых рассчитывалась с помощью метода Рэлея [15]. Конструкции преобразователей частично рассмотрены в работах [8, 9, 14].

Для достижения заданных резонансных частот двух- и трехзвенных преобразователей была разработана методика, позволяющая находить параметры колебательной системы преобразователя по заданным резонансным частотам с помощью специальных номограмм, что значительно ускоряет проектирование и избавляет от необходимости прибегать каждый раз к численному решению обратной задачи.

Параметры колебательных систем некоторых излучателей были оптимизированы по условию максимума излучаемой мощности в заданной полосе частот (при ограничении на суммарную массу конструкции).

Частотные характеристики однозвенных излучателей представлены на рис. 3. Кривая 1 относится к преобразователю, наибольший из линейных размеров которого (38 см) в 41 раз меньше половины длины волны в пьезоматериале на частоте резонанса (140 Гц), кривая 2 — к преобразователю, наибольший размер которого (10 см) в 15 раз

меньше половины длины волны на резонансе (1100 Гц). Чувствительность обоих излучателей на резонансных частотах составляет около 2 Па·м/В (преобразователи испытывались без согласующих систем), ширина полосы — соответственно 7 и 5%. Был измерен также КПД излучателя с резонансной частотой 1100 Гц, который составил  $0,7 \pm 0,2$ . Измерения диаграмм направленности показали, что преобразователи являются монополями.

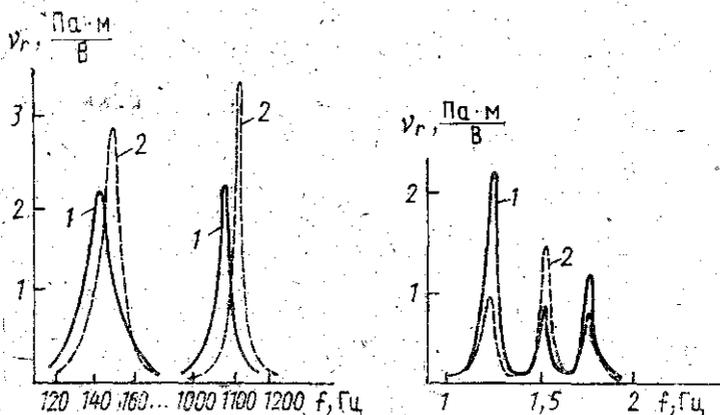


Рис. 3. Частотные характеристики чувствительности однозвенных излучателей: эксперимент (1) и теоретический расчет (2)

Рис. 4. Частотные характеристики чувствительности трехзвенного излучателя: синфазное возбуждение звеньев (1) и возбуждение третьего звена в противофазе с другими (2)

Трехзвенные (трехчастотные) излучатели были выполнены на основе звеньев как полосового, так и низкочастотного активных фильтров. На рис. 4 в качестве примера приведены частотные характеристики излучателя на основе звеньев полосового фильтра. Кривая 1 соответствует синфазному режиму возбуждения пьезоэлементов излучателя, кривая 2 — режиму, при котором 3-е звено, ближайшее к излучающей диафрагме, возбуждается в противофазе с двумя другими. Хорошо видно, что изменение фазировки позволяет изменять относительную чувствительность на различных резонансах. Максимальный линейный размер преобразователя (14 см) в 11 раз меньше половины длины волны в пьезоматериале на нижней резонансной частоте (1220 Гц). На двух нижних резонансных частотах диаграммы направленности излучателя близки к диаграммам монополя, на третьей — более высокой — наблюдается слабо выраженный максимум в направлении акустической оси излучателя.

Близкие по характеру результаты получены и на других разновидностях трехзвенных излучателей.

Результаты натуральных испытаний приемников частично представлены на рис. 5 и 6. Резонансные частоты приемников составляют: 2 и 6 кГц для двухзвенного приемника (рис. 5), 3 и 10 кГц для двух однозвенных (рис. 6). Указанные частоты соответственно в 125 и 70 раз (для однозвенных приемников), в 125 и 40 раз (для двухзвенного приемника) ниже частот полуволновых резонансов использованных пьезоэлементов. Максимальный размер приемников — 5 см. Чувствительность достигает 600 мкВ/Па при массе приемника 140 г, емкости пьезоэлемента 830 пФ (в одной из усовершенствованных конструкций удалось достичь чувствительности 1800 мкВ/Па).

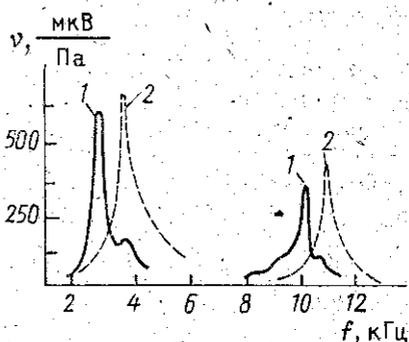
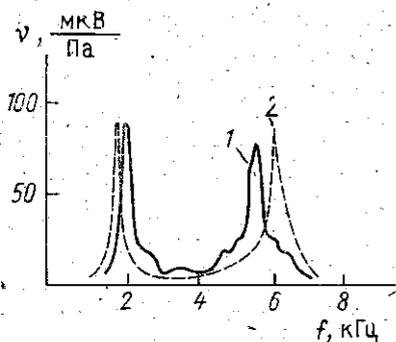


Рис. 5. Частотная характеристика чувствительности двухзвенного приемника: эксперимент (1) и теоретический расчет (2)

Рис. 6. Частотные характеристики чувствительности однозвенных приемников: эксперимент (1) и теоретический расчет (2)

Отметим, что небольшие отличия расчетных резонансных частот преобразователей от измеренных обусловлены тем, что метод Рэлея, с помощью которого проводился расчет, является приближенным. Отклонения же расчетных и измеренных значений чувствительности на резонансах и ширины резонансных кривых являются в основном следствием того, что при расчете учитывались лишь потери на излучение.

### Пути повышения эффективности преобразователей

Уменьшение волнового размера излучателей сопровождается падением их полезной нагрузки со стороны внешней среды пропорционально квадрату площади излучающей поверхности [12]. В связи с этим представляет интерес рассмотрение различных способов повышения эффективности преобразователей малых волновых размеров. К числу таких способов следует отнести в первую очередь: 1) акустическое согласование преобразователей со средой; 2) уменьшение внутренних потерь в конструкции; 3) использование взаимодействия преобразователей через акустическое поле.

Вопрос об акустическом согласовании преобразователей малых волновых размеров рассмотрен в [16], где показано, что элементарное звено полосового или низкочастотного механического фильтра с сосредоточенными параметрами при определенных условиях может служить одночастотной акустической согласующей системой. При этом для заданной частоты согласования существуют оптимальные значения массы пьезоэлемента преобразователя, при которых согласующая система имеет минимальные массу и упругость, вполне приемлемые с практической точки зрения. Сравнение частотных характеристик согласованных и несогласованных излучателей показывает значительное (более чем в 2 раза) преимущество согласованных преобразователей как по чувствительности на резонансной частоте, так и по ширине полосы.

Другим путем увеличения эффективности преобразователей является уменьшение внутренних потерь энергии. Для малогабаритных преобразователей это особенно важно, поскольку их сопротивление излучения весьма мало. Анализ, проведенный в [9], показывает, что потери в пьезокерамике (диэлектрические, тепловые, механические) практически не влияют на резонансную частоту и слабо влияют на чувствительность. В то же время механические потери в конструкции (в со-

единениях, местах склейки и т. п.) могут значительно понизить чувствительность, особенно на резонансах. Отсюда следует, что в малогабаритных преобразователях наиболее важно уменьшать механические потери в конструкции (например, не применять вязкие резины, клеи, масла и т. п.).

Третий способ повышения эффективности — использование взаимодействия через акустическое поле — предполагает наличие нескольких излучателей, расположенных на малых волновых расстояниях друг от друга. Если группу из  $N_g$  таких излучателей рассматривать как единую излучающую систему, то излучаемая ею мощность растёт пропорционально  $N_g^2$ , а внутренние потери — пропорционально  $N_g$ , что определяет рост КПД группы излучателей в соответствии с формулой

$$K = N_g / \left( N_g + \frac{\Delta}{R_s} \right),$$

где  $R_s$  и  $\Delta$  — соответственно сопротивления излучения ( $R_s = \text{Re } Z_s$ ) и внутренних потерь преобразователей при их одиночной работе. Условием выполнения этого соотношения является равенство амплитуд колебаний излучающей поверхности каждого из преобразователей при его одиночной работе и при совместной работе в группе излучателей. Такое равенство может быть обеспечено подачей на каждый из совместно работающих излучателей электрических напряжений, несколько превышающих напряжения, подаваемые при одиночной работе (в эксперименте коэффициент повышения напряжений не превышал 1,1, причем, как следует из теоретического анализа, с уменьшением внутренних потерь в преобразователе этот коэффициент увеличивается незначительно [17]).

Взаимодействие между резонансными преобразователями приводит также к изменению их полосы пропускания, при этом в зависимости от параметров преобразователя может наблюдаться либо сужение, либо расширение полосы. Условием расширения полосы пропускания является выполнение неравенства

$$MR_s(N_g - 1)[R_s(N_g + 1) + 2\Delta] + m_s R_s(N_g - \alpha)[R_s(N_g + \alpha) + 2\Delta] - m_s \Delta^2(\alpha - 1) > 0,$$

где  $M$  — масса колебательной системы преобразователя (для многосвязных преобразователей — эффективная масса для выбранной резонансной частоты),  $m_s$  — присоединенная масса ( $m_s = \text{Im } Z_s' / \omega$ ),  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от взаимного расположения преобразователей ( $\alpha = -\text{Im } Z_s' / \text{Im } Z_s$ , где  $Z_s'$  и  $Z_s$  — импедансы излучения соответственно при совместной и одиночной работе преобразователя). В эксперименте по изучению влияния взаимодействия на эффективность преобразователей исследовались поршневые односторонние излучатели малых волновых размеров без экрана. Для таких преобразователей величина  $m_s$ , в отличие от  $R_s$ , зависит от их взаимной ориентации. Для параллельной ориентации осей преобразователей в одну сторону  $\alpha = 4/3$ , в противоположные стороны —  $\alpha = 5/3$ . Таким образом, относительная ширина полосы  $\delta$  и резонансная частота  $\omega_r$  коллектива преобразователей, определяемые соотношениями

$$\delta = \frac{1}{N_g R_s + \Delta} \sqrt{(M + \alpha m_s) \kappa}, \quad \omega_r = \sqrt{\frac{\kappa}{M + \alpha m_s}}$$

( $\kappa$  — упругость колебательной системы преобразователя), могут в определенных пределах регулироваться изменением конфигурации систе-

мы. Пределы такого регулирования расширяются по мере роста отношения присоединенной массы к массе колебательной системы преобразователя.

Наличие эффектов увеличения эффективности преобразователей и изменения полосы пропускания при совместной работе преобразователей было подтверждено экспериментально [17]. При этом для случая  $N_g=2$  получено возрастание мощности излучения в 4 раза, КПД — в 1,4 раза и расширение полосы пропускания на 30% (рис. 7).

Автор благодарит сотрудников кафедры акустики Г. В. Романова и О. С. Тонаканова, сотрудников Акустического института И. П. Голямину, В. Г. Кириленко и В. А. Пирогова, а также сотрудников ЦНИИ «Гидроприбор» Н. Е. Константинову и В. Н. Кочедыкова за интерес к работе, полезные обсуждения и помощь в проведении экспериментов.

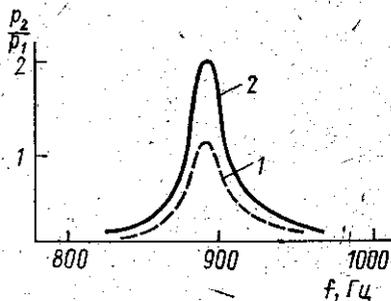


Рис. 7. Частотные зависимости звукового давления, создаваемого одиночным излучателем (1) и двумя близко расположенными излучателями (2)

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бурдик В. С. Анализ гидроакустических систем. Л., 1988. [2] Простаков А. Л. Электронный ключ к океану (гидроакустическая техника сегодня). Л., 1978. [3] Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М., 1973. [4] Sherman C. H. // IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics. 1975. SU-22, № 5. P. 281. [5] Woollett R. S. // J. Acoust. Soc. Am. 1980. 68, N 4. P. 1031. [6] Proc. of the Workshop on Low Frequency Sound Sources. Naval Undersea Center TP404, Vol. 1. 1974. [7] Вовк И. В., Гринченко В. Т. // Техническая акустика. 1992. 1, № 2. С. 5. [8] Конева М. А., Кравчун П. Н., Чернышев К. В. // Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1981. 22, № 4. С. 32. [9] Конева М. А., Кравчун П. Н., Чернышев К. В. // Акуст. журн. 1981. 27, № 5. С. 759. [10] Бриллюэн Л., Пароди М. Распространение волн в периодических структурах. М., 1959. [11] Кравчун П. Н., Чернышев К. В. // Методы синтеза и применение многослойных интерференционных систем: Тр. Всесоюз. науч. семинара. М., 1984. С. 145. [12] Тюлин В. Н. Введение в теорию излучения и рассеяния звука. М., 1976. [13] Кириленко В. Г., Пирогов В. А. // Акуст. журн. 1991. 37, № 2. С. 328. [14] Кравчун П. Н., Чернышев К. В. // VI науч.-техн. конф. по информационной акустике. М., 1981. С. 29. [15] Тимошенко С. П. Колебания в инженерном деле. М., 1967. [16] Кравчун П. Н. // Вестн. Моск. ун-та. Физ. Астрон. 1993. 34, № 4. С. 97. [17] Кравчун П. Н., Чернышев К. В. // Обработка акустической информации в многоканальных системах. Л., 1988. С. 75.

ВЕСТН. МОСК. УН-ТА. СЕР. 3, ФИЗИКА. АСТРОНОМИЯ. 1994. Т. 35, № 6.

УДК 534.88

#### АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК МАЛОГАБАРИТНОЙ НИЗКОЧАСТОТНОЙ АНТЕННОЙ В УСЛОВИЯХ ОКРУЖАЮЩИХ ШУМОВ

К. А. Пестов, О. С. Тонаканов

Обобщаются результаты исследований группы сотрудников кафедры по методам приема и обработки сигналов в условиях помех океана и реверберационных помех на основе моделей как известных, так и предлагаемых на кафедре, применитель-