

В.А. Гладких, А.Э. Макиенко, В.А. Федоров

АКУСТИЧЕСКИЙ ДОПЛЕРОВСКИЙ ЛОКАТОР «ВОЛНА-3»

Институт оптики атмосферы СО РАН, Томск

Поступила в редакцию 30.12.98 г.

Принята к печати 2.03.99 г.

Описывается новый акустический трехканальный моностатический доплеровский содар «Волна-3», предназначенный для дистанционных измерений профиля вектора скорости ветра, структурной постоянной флуктуаций температуры и контроля температурной стратификации в пограничном слое атмосферы. Сodar «Волна-3» содержит минимум аналоговой аппаратуры, которая обеспечивает только излучение, прием и предварительную фильтрацию акустических сигналов. Другая его особенность заключается в цифровом преобразовании высокочастотного акустического сигнала в эквивалентное низкочастотное комплексное представление. Разработанные алгоритмы обработки информации позволяют проводить измерения в реальном масштабе времени без применения специализированных вычислительных устройств.

Акустический трехканальный доплеровский локатор (содар) «Волна-3» предназначен для измерения профиля вектора скорости ветра, структурной постоянной флуктуаций температуры C_T^2 и контроля температурной стратификации в пограничном слое атмосферы. Каждый из каналов работает в последовательном моностатическом импульсном режиме, обеспечивая прием и обработку эхосигналов в реальном масштабе времени. Данный содар создан с учетом опыта эксплуатации более раннего варианта локатора «Звук-2» [1] как результат предпринятых мер по устранению недостатков последнего. Главные из них: малая мощность регистрируемых эхосигналов при термической стратификации атмосферы, близкой к безразличной; недостаточная помехозащищенность в сложной шумовой обстановке и невозможность варьирования технических параметров содара при определении вышеуказанных атмосферных характеристик.

«Волна-3» содержит три параболические антенны и минимум аналоговой аппаратуры, которая обеспечивает только излучение, прием и предварительную фильтрацию акустических сигналов. В ее состав входит усилитель мощности излучаемых сигналов, входной усилитель эхосигналов, предварительный полосовой фильтр, переключатель «прием – передача», что является традиционным для структуры существующих в мире содаров (см., например, [2]) и поэтому в данной статье не описывается. Значительная часть функциональных операций локатора (в том числе и исходное формирование излучаемого импульса) реализуется в цифровом (дискретном) виде. При этом одним из центральных звеньев содара является персональный компьютер (от АТ 386 и выше), который наряду с вычислительными функциями управляет работой всей системы. Для этого в компьютер дополнительно установлен контроллер, работающий по прерываниям и имеющий в своем составе АЦП, ЦАП, аналоговый вход, цифровые и аналоговые выходы. Синхронизация работы локатора осуществляется с цифровых выходов платы АЦП. Вначале программно формируется излучаемый в атмосферу звуковой импульс. Частота заполнения импульса f_n в данном варианте пока фиксированна и равна 1700,68 Гц, а длительность τ_n

варьируется и может быть равной 0,075; 0,15 или 0,3 с. В качестве огибающей используется известная в спектральном анализе весовая функция Тьюки. Она обеспечивает определенный компромисс между нежелательным уменьшением энергии зондирующего импульса (из-за необходимости сведения его отсчетов на краях к нулю) и полезным уменьшением уровня боковых лепестков его спектра мощности (спектральной плотности). При этом также минимизируются и вычислительные затраты на создание цифрового эквивалента данного излучаемого импульса. Сформированные отсчеты импульса посылки посредством ЦАП преобразуются в аналоговый сигнал, который усиливается и через переключатель «прием – передача», управляемый цифровыми выходами контроллера АЦП, поступает на антенную систему содара с дальнейшим излучением в атмосферу. Оцифровка эхосигнала осуществляется по прерываниям внутреннего таймера контроллера с частотой дискретизации $f_s = 4f_n = 6802,72$ Гц при числе разрядов АЦП, равном 12.

Использование различных длительностей излучаемого импульса позволяет изменять минимальную высоту определения метеопараметров h_{\min} («мертвую зону» локатора), максимальную высоту h_{\max} и стандартное пространственное разрешение $\Delta h_{\text{ст}}$. Так, при $\tau_n = 0,075$ с, с учетом некоторых временных задержек, осуществляемых в содаре «Волна-3», улучшающих его функционирование, $h_{\min} \approx 22$ м, $\Delta h_{\text{ст}} \approx 12,5$ м; при $\tau_n = 0,15$ с – $h_{\min} \approx 40$ м, $\Delta h_{\text{ст}} \approx 25$ м; при $\tau_n = 0,3$ с – $h_{\min} \approx 80$ м, $\Delta h_{\text{ст}} \approx 50$ м. Для исследования нижнего слоя атмосферы обычно используется импульс с $\tau_n = 0,075$ с, а для достижения максимальной высоты зондирования – с $\tau_n = 0,3$ с. Однако кардинальное повышение энергетического потенциала локатора было осуществлено применением вновь разработанной акустической приемопередающей системы. Для решения этой задачи к имеющемуся параболоиду от содара «Звук-1» [3] была разработана конструкция нового рупорного облучателя, который представляет собой сумматор акустической мощности от четырех 50-ваттных электродинамических преобразователей (головок). Данная система схематично представлена на рис. 1.

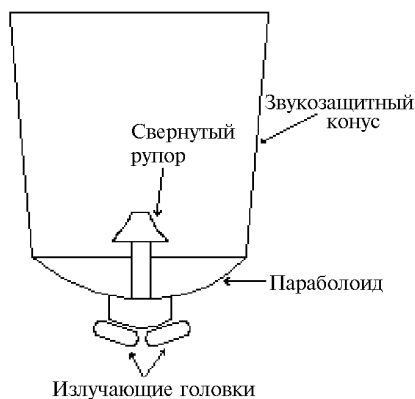


Рис. 1

Применение нового облучателя позволило поднять звуковое давление излучаемого сигнала в центре раскрыва звукозащитного конуса с 129,8 до 135,2 дБ. Кроме того, использование свернутого рупора позволило вынести излучающие головки на тыльную сторону параболеоида, что повышает удобство обслуживания антенн. На рис. 2 показана сравнительная запись амплитуды эхосигнала при работе лоатора с разными антеннами от лоатора «Звук-2» и «Волна-3». По оси ординат отложена высота в метрах, с которой принимается эхосигнал, его амплитуда пропорциональна степени почернения графика. При этом временная область по оси абсцисс, отмеченная цифрой 1, соответствует работе антенн содара «Волна-3», а цифрой 2 – работе антенн «Звук-2».

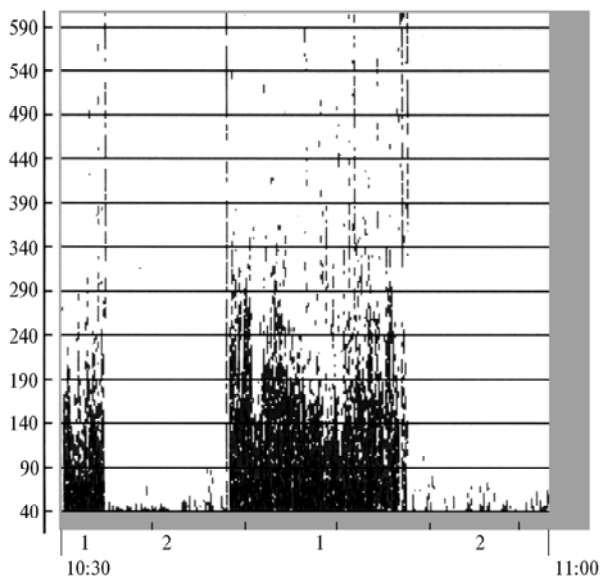


Рис. 2

Рис. 2 наглядно иллюстрирует разницу максимально достижимых высот зондирования h_{\max} указанных акустических лоаторов в данном конкретном эксперименте. Так, в режиме измерения вектора скорости ветра h_{\max} повысилась с 50 – 60 м в среднем до 250 м. И хотя эта разница в h_{\max} может существенно меняться, поскольку зависит еще и от состояния атмосферы, выигрыш от использования новой приемо-передающей системы очевиден.

Опишем подробнее обработку сигналов, осуществляемую в лоаторе «Волна-3», так как она существенным образом отличается от систем обработок эксплуатируемых

в мире содаров. Ее главная особенность заключается в переводе принимаемого высокочастотного акустического сигнала в эквивалентное низкочастотное комплексное представление, т.е. в проведении квадратурной демодуляции. К достоинствам квадратурного представления высокочастотных сигналов можно отнести следующее. Оно позволяет более оперативно проводить последующую обработку, наиболее просто осуществлять дальнейшую амплитудно-частотную демодуляцию, облегчает реализацию различных спектральных преобразований и синтез цифровых фильтров с симметричными частотными характеристиками. Причем для повышения точности перевода исходного сигнала в эквивалентное низкочастотное представление квадратурную демодуляцию целесообразно проводить в цифровой части приемной аппаратуры, а не аналоговой. Это объясняется идентичностью характеристик цифровых квадратурных каналов, а также тем, что исключается влияние дрейфа нуля и прямого прохождения управляющих сигналов и уменьшаются шумы и нелинейные искажения. Однако при этом становится актуальной проблема повышения оперативности указанных преобразований. При достаточной узкополосности принимаемых сигналов этого можно достичь на основе использования пониженных частот субдискретизации и дальнейшей децимации (прореживания) обрабатываемых отсчетов [4].

В содаре «Волна-3» используется способ комплексной демодуляции по методу задержек с линейной интерполяцией [5]. Идея этого метода чрезвычайно проста. Предполагаем, что на выходе входного полосового фильтра лоатора имеется аддитивная смесь узкополосного сигнала $u(t)$ и шума $n(t)$, которые можно записать в виде

$$u(t) = U(t) \cos [2\pi f_c t + \varphi_c(t)],$$

$$n(t) = N(t) \cos [2\pi f_n t + \varphi_n(t)],$$

где $U(t)$, $N(t)$ – огибающие; $\varphi_c(t)$, $\varphi_n(t)$ – случайные фазы сигнала и шума; f_c – средняя частота сигнала. Тогда высокочастотное колебание $y(t) = u(t) + n(t)$ можно представить с помощью низкочастотных квадратурных компонент смеси сигнала и шума $Y_c(t)$, $Y_s(t)$ относительно опорной излучаемой частоты f_n :

$$y(t) = Y_c(t) \cos 2\pi f_n t - Y_s(t) \sin 2\pi f_n t, \quad (1)$$

где $Y_c(t) = U_c(t) + N_c(t)$, $Y_s(t) = U_s(t) + N_s(t)$, а $U_c(t) = U(t) \cos \theta(t)$, $U_s(t) = U(t) \sin \theta(t)$, $N_c(t) = N(t) \cos \varphi_n(t)$, $N_s(t) = N(t) \sin \varphi_n(t)$ – отдельные квадратурные компоненты сигнала и шума; $\theta(t) = 2\pi f_d t + \varphi_c(t)$, $f_d = f_c - f_n$ – доплеровский сдвиг частоты эхосигнала относительно f_n . При этом комплексная огибающая $Z(t) = Y_c(t) + jY_s(t)$.

Предположим, что частота дискретизации обрабатываемого высокочастотного процесса $f_s = 1/\Delta t = 4f_n$, а интервал дискретизации квадратурных составляющих ΔT будет кратным $4\Delta t$, т.е. $\Delta T = 4\Delta t m = M\Delta t$, где $M = 4m$ – коэффициент децимации отсчетов низкочастотных квадратурных компонент относительно исходной высокочастотной выборки $y(n\Delta t)$, $m = 1, 2, \dots, m_{\max}$. Максимальное M определяется шириной спектра колебания $y(t)$. Рассмотрим некоторый момент времени t_0 , удовлетворяющий условию $t_0 = n\Delta T$, где n – целое число. Тогда из формулы (1) $y(t_0) = Y_c(t_0)$, $y(t_0 - \Delta t) = Y_s(t_0 - \Delta t)$, $y(t_0 + \Delta t) = -Y_s(t_0 + \Delta t)$. Таким образом, отсчеты высоко-

частотного колебания, разнесенные на $\Delta t = 1/4f_n$, совпадают с соответствующими отсчетами низкочастотных квадратурных компонент ($y(t_0 + \Delta t)$ с точностью до знака). При этом полученные квадратурные компоненты относятся к разным моментам времени, сдвинутым друг относительно друга на Δt . Учитывая медленность их изменения на интервале Δt , допустимо применение обычной линейной интерполяции для второй квадратурной составляющей. В результате получаем простые оценки квадратурных компонент и комплексной огибающей по отсчетам самого высокочастотного колебания:

$$\begin{cases} \hat{Y}_c(n\Delta T) = y(n\Delta T), \\ \hat{Y}_s(n\Delta T) = [y(n\Delta T - \Delta t) - y(n\Delta T + \Delta t)]/2, \\ \hat{Z}(n\Delta T) = \hat{Y}_c(n\Delta T) + j\hat{Y}_s(n\Delta T), \end{cases} \quad (2)$$

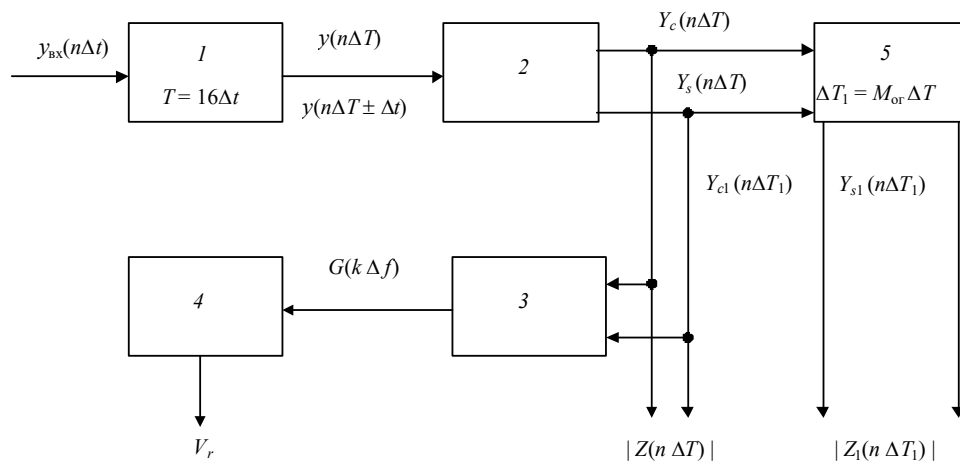


Рис. 3. Структурная схема обработки вертикального канала содара: 1 – полосовой фильтр Баттерворта 8-го порядка с частотами среза $(1700,68 \pm 50)$ Гц; 2 – блок квадратурной демодуляции; 3 – блок спектрального анализа; 4 – блок вычисления радиальных скоростей ветра; 5 – квадратурный фильтр нижних частот Баттерворта 4-го порядка

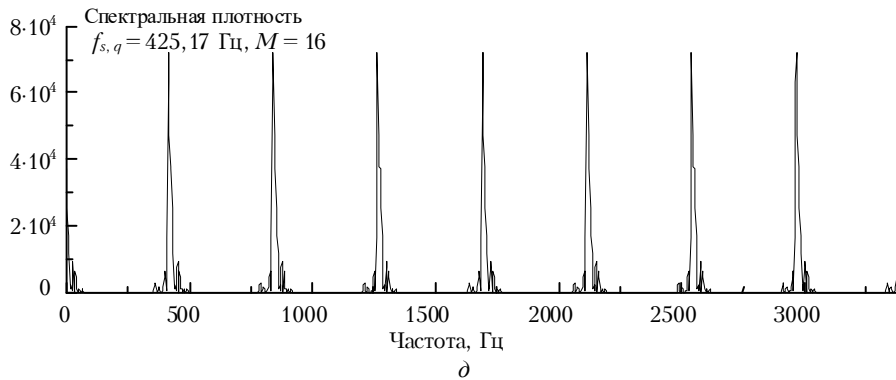
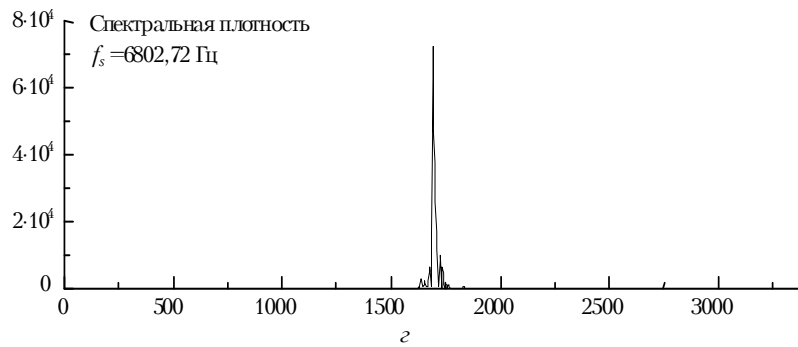
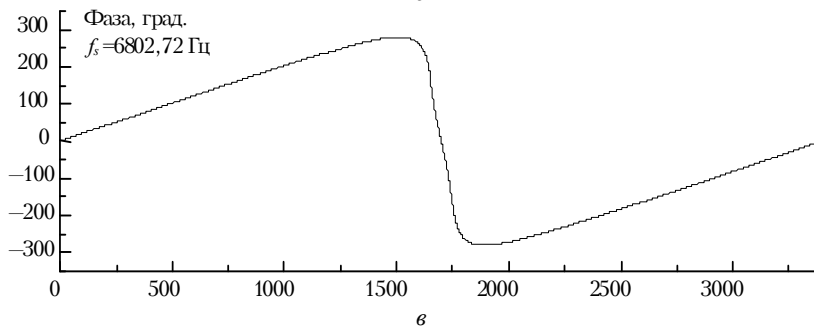
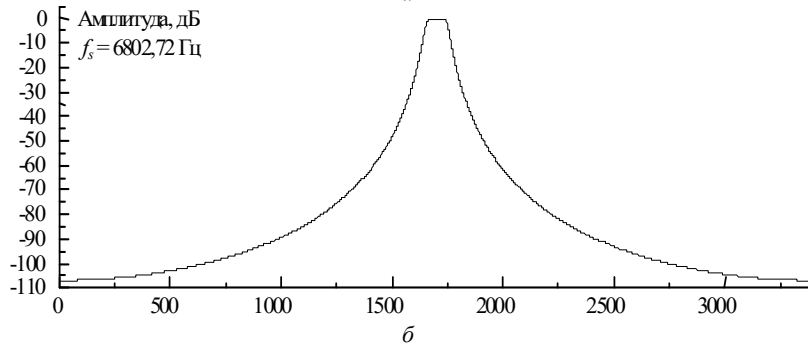
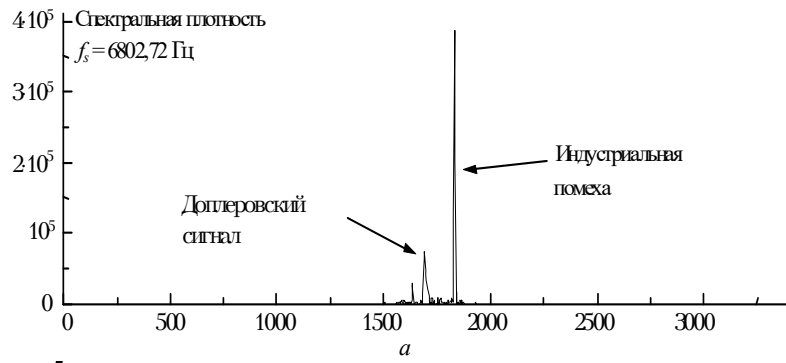
На рис. 3 показана структурная схема обработки вертикального канала содара «Волна-3», а на рис. 4 подробно показаны спектральные соотношения, характеризующие процесс квадратурной демодуляции для одного обрабатываемого строка эхосигнала на высоте 220 м при $\tau_n = 0,15$ с. (В качестве предварительного входного аналогового фильтра, для уменьшения динамического диапазона обрабатываемых сигналов и для обеспечения правильной работы цифровых устройств, в содаре «Волна-3» применяется активный полосовой фильтр 4-го порядка с частотами среза $(1700,68 \pm 135)$ Гц по уровню половинной мощности). Измерения проводились в городском районе и сопровождалось сильными промышленными помехами вблизи частоты 1830 Гц, с подавлением которых аналоговый фильтр не справлялся. Наблюдался также полезный доплеровский сигнал на фоне шумов.

Рис. 4, а хорошо иллюстрирует данную ситуацию, где по оси ординат отложены значения полученного спектра мощности входного сигнала $y_{вх}(n\Delta t)$ в отсчетах АЦП. После АЦП $y_{вх}(n\Delta t)$ поступает на вход дискретного полосового фильтра Баттерворта 8-го порядка [6] с центральной частотой $f_n = 1700,68$ Гц и шириной 100 Гц по уровню 0,707 (см. рис. 3, блок 1), что позволяет измерять вертикальную скорость ветра в диапазоне ± 4 м/с. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики фильтра от 0 Гц до частоты Найквиста

где $n=0, 1, \dots, N_q-1, N_q = [(N-1)/M]+1$ – число отсчетов квадратурных компонент, получаемое из N отсчетов исходного сигнала с коэффициентом децимации M ; $[]$ – целая часть числа.

Точностные характеристики «квадратуризации» (2) определяются в основном степенью узкополосности $y(t)$ и величиной относительных доплеровских сдвигов f_d/f_n [5]. Для широкополосных сигналов оценки (2) использовать нельзя, так как в этом случае они характеризуются недопустимо большими ошибками. На основе критериев, приведенных в [5], теоретически оценивалась возможность применения алгоритма (2) для целей акустического зондирования атмосферы. При этом использовались системные и сигнальные параметры, доплеровские сдвиги, характерные для данного случая. В результате был сделан вывод о возможности применения «квадратуризации» (2) в акустических метеолокаторах при условии предварительного проведения качественной полосовой фильтрации.

$f_N = f_s/2 = 3401,36$ Гц представлены на рис. 4, б, в. На его выходе промышленная помеха практически полностью подавлена (рис. 4, з). В связи с широким использованием различных цифровых (дискретных) фильтров в содаре «Волна-3» отметим необходимость учета их дисперсионного воздействия на обрабатываемые сигналы. Использование нами фильтров Баттерворта объясняется тем, что наряду с хорошим быстродействием они обладают максимально гладкими амплитудно-частотными и достаточно линейными фазочастотными характеристиками $\varphi(f)$ в своих полосах пропускания. Так, несмотря на общий нелинейный характер $\varphi(f)$, представленной на рис. 4, в, в полосе пропускания она может быть аппроксимирована линейной зависимостью $\varphi(f) = 4866,184 - 2,86125 f$, что приводит к практически постоянной характеристике групповой задержки в рассматриваемом диапазоне. Конкретно можно сказать, что данный фильтр, наряду с частотными преобразованиями, осуществляет простую задержку обрабатываемых эхо-сигналов на 54 интервала дискретизации Δt без дополнительных искажений. Заметим, что каждый из используемых в содаре дискретных фильтров характеризуется не только своей временной задержкой, но и своим временем установления, что также учитывалось при создании программы обработки локатора.



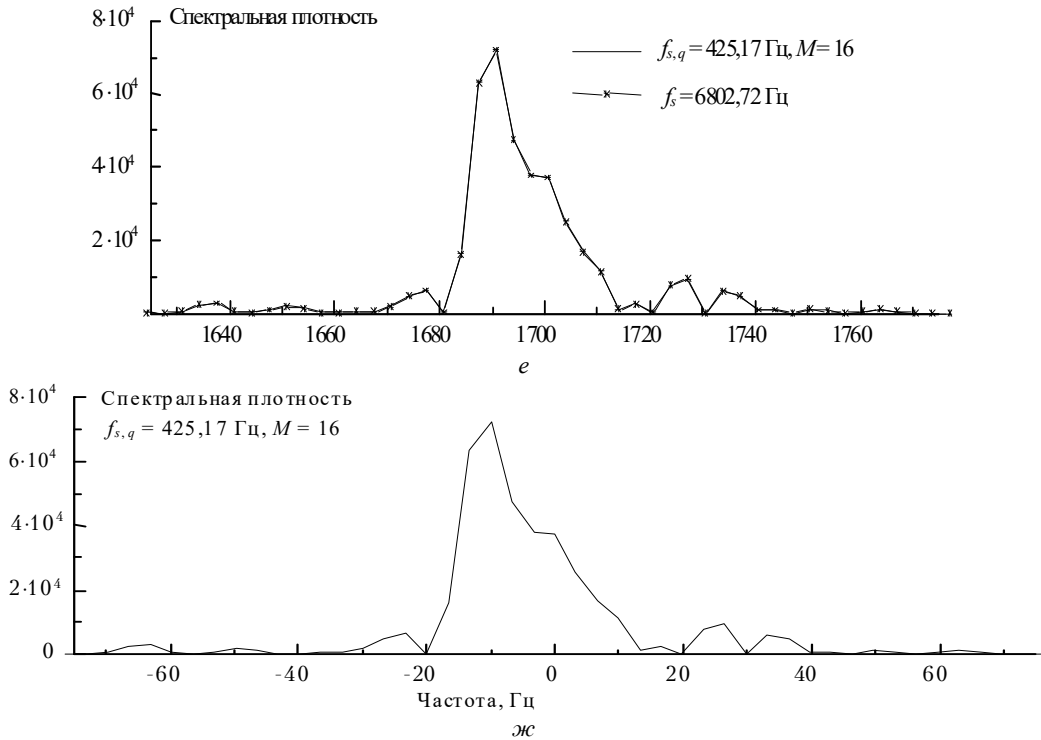


Рис. 4. Спектры мощности одного строба дальности на высоте $h = 220$ м: a – высокочастотного акустического эхосигнала после входного аналогового фильтра ($f_s = 6802,72$ Гц, длина выборки $N = 1024$ вещественных отсчетов); e – эхосигнала на выходе полосового фильтра Баттерворта ($f_s = 6802,72$ Гц, $N = 1024$); o – полученной комплексной огибающей с коэффициентом децимации $M = 16$ в положительной области интервала Найквиста высокочастотного эхосигнала ($f_{s,q} = 425,17$ Гц, длина выборки $N_q = 64$ комплексным отсчетом); e – сравнение вариантов « e » и « o » в значимой полосе исходного эхосигнала; $жс$ – комплексной огибающей в значимой области ее основного интервала Найквиста; $б$ – амплитудно-частотная характеристика цифрового полосового фильтра Баттерворта 8-го порядка с центральной частотой $1700,68$ Гц и шириной полосы пропускания 100 Гц; $в$ – фазочастотная характеристика фильтра

Далее отфильтрованный сигнал поступает на вход блока квадратурной демодуляции 2, где, следуя (2), осуществляется формирование квадратурных компонент $Y_c(n\Delta T)$ и $Y_s(n\Delta T)$ с коэффициентом децимации M . Остановимся подробнее на выборе этого параметра. С точки зрения дискретных преобразований Фурье при реализации (2) происходит «размножение» по частотной оси узкополосного спектра мощности $G(f)$ исходного высокочастотного сигнала $y(t)$ с периодом $f_{s,q} = f_s/M$ Гц. Причем частота излучения f_n переносится в одном из «размноженных» лепестков точно на нулевую частоту. (В дальнейшем происходит обработка именно этого лепестка как соответствующего спектру комплексной огибающей в ее основной полосе Найквиста).

Для исключения наложений, т.е. взаимного влияния лепестков, необходимо согласовать параметр M со значимой частотной полосой спектра $G(f)$, которая формируется полосой пропускания дискретного фильтра (см. рис. 3, блок 1). Для этого достаточно потребовать выполнения условия $f_{s,q} \geq \Delta f_\phi$, где Δf_ϕ – ширина полосы фильтра по уровню -40 дБ. В данном случае $\Delta f_\phi = 318$ Гц, что приводит к требованию $M \leq 21$. Мы остановились на $M = 16$, что практически полностью исключает появление спектральных наложений. Все вышеизложенное отражено на рис. 4, e – $жс$. Отметим почти полное совпадение спектров строба при эталонной высокочастотной обработке ($f_s = 6802,72$ Гц) и полученной комплексной огибающей ($f_{s,q} = 425,17$ Гц), что подтверждает практическую применимость данного метода квадратурной демодуляции. Осуществлялась проверка

работоспособности алгоритма (2) и при коэффициентах децимации $M > 16$. При $M \leq 32$ значимых ошибок «квадратуризации» не наблюдалось. Катастрофические ошибки появлялись лишь при $M \geq 60$.

Простота алгоритма (2) позволяет совместить процесс фильтрации и получения квадратурных компонент с требуемым коэффициентом децимации M . При этом входные отсчеты эхосигнала $y_{вх}(n\Delta t)$ фильтруются по мере их поступления, но со стробированием лишь трех соседних выходных с шагом M и с одновременным формированием квадратурных составляющих. Таким образом, на выходе фильтра сразу получается последовательность отсчетов низкочастотной комплексной огибающей $Z(n\Delta T) = Y_c(n\Delta T) + jY_s(n\Delta T)$ обрабатываемого высокочастотного сигнала $y(n\Delta t)$. Данный алгоритм реализуется на Ассемблере, что позволяет проводить вышеизложенное практически в реальном масштабе времени.

Далее квадратурные компоненты $Y_c(n\Delta T)$, $Y_s(n\Delta T)$ в блоке 3 (см. рис. 3) стробируются по числу отсчетов, согласованных с длительностью излучаемого импульса τ_n , и подвергаются спектральной обработке в полосе от -45 до $+45$ Гц с шагом, равным $\Delta f = 1/2\tau_n$ Гц, с дальнейшим сглаживанием скользящим средним значением. Как следует из вышеизложенного, полученный спектр комплексной огибающей является доплеровским спектром эхосигнала. Для интерполяции ветровых данных реализуется процедура «скачущего» спектрального анализа, т.е. с перекрытием стробов обработки. Для большей гибкости измерений при небольшой потере оперативности мы отка-

зались от применения алгоритма быстрого преобразования Фурье в пользу разработанного нами спектрального алгоритма с рекуррентным вычислением тригонометрических функций с учетом симметрии используемой частотной сетки относительно $f=0$ Гц. Затем в блоке 4 осуществляется первоначальный поиск положения максимума сглаженного спектра f_{\max} . Одновременно производится поиск второго по значимости спектрального максимума вне частотной полосы, занимаемой главным пиком. Затем в равновеликих полосах вычисляются мощности сигнала, шума и их отношение, которое сравнивается с установленным оператором порогом q . При его превышении для уточнения f_{\max} осуществляется параболическая аппроксимация главного спектрального пика с дальнейшим вычислением радиальной скорости ветра V_r в стробируемом объеме. В противном случае V_r не вычисляется. Можно сказать, что при больших q определение V_r происходит только при наличии ярко выраженных сигнальных пиков, т.е. измерения характеризуются большой степенью достоверности. При меньших q степень достоверности результатов уменьшается, что должно компенсироваться дальнейшей обработкой.

Комплексная огибающая $Z(n\Delta T)$ также используется для получения отсчетов огибающей эхосигнала в полосе частот излучаемого импульса, пропорциональных C_T^2 . Для этого отсчеты $Z(n\Delta T)$ фильтруются двухканальным квадратурным фильтром нижних частот Баттерворта 4-го порядка (блок 5). Для повышения гибкости акустического зондирования термической структуры атмосферы предусмотрено использование различных частот среза фильтра: $\pm 4,25$; $\pm 8,5$; ± 17 Гц. Кроме того, в зависимости от максимальной высоты зондирования и некоторых других факторов, применяются различные коэффициенты децимации огибающей $M_{ог}$ выходных отсчетов $Z_1(n\Delta T_1) = Y_{c1}(n\Delta T_1) + jY_{s1}(n\Delta T_1)$, где $\Delta T_1 = M_{ог} T$. По полученным значениям $Z_1(n\Delta T_1)$ определяются отсчеты искомым огибающей, т.е. $|Z_1(n\Delta T_1)|$.

После завершения обработки вертикального канала автоматически начинается цикл излучения, приема и обработки информации наклонных каналов. В отличие от вертикального канала они не содержат квадратурных низкочастотных фильтров и вычисления соответствующей огибающей. Измерение V_r происходит аналогично вышеизложенному. Но из-за большего диапазона доплеровских скоростей применяется полосовой фильтр Баттерворта 8-го порядка с шириной полосы пропускания 200 Гц, с коэффициентом децимации $M=8$. Спектры комплексных огибающих рассчитываются от -95 до $+95$ Гц.

После завершения заданного цикла измерений, с учетом используемой геометрии зондирования, которая может изменяться в зависимости от конкретного места проведения измерений, рассчитывается высотный профиль вектора средней скорости ветра $\mathbf{V}(h)$. Предварительно для автоматической нейтрализации вклада возможных аномальных ошибок измерения радиальных скоростей ветра $\mathbf{V}_{r,i}(h)$ в $V(h)$ применяется следующая процедура. Вначале для каждого высотного строба строится вариационный ряд полученных значений «мгновенных» скоростей ветра $\mathbf{V}_{r,i}(h)$, где $i=1, 2, \dots, N_s, N_s$ – число циклов зондирования, за которое вычисляется $\mathbf{V}(h)$. По этому ряду определяются пять оценок первичных средних: по размаху выборки, выборочное среднее по всей выборке, выборочное среднее с отбрасыванием 50% крайних значений, медиана и квартильное среднее выборки. Далее в качестве искомого среднего выбирается медиана вышеуказанных пяти средних, которая и используется при расчете $V(h)$. Применение данной процедуры целесообразно даже при отсутст-

вии аномальных ошибок измерений радиальных скоростей ветра, так как позволяет статистически более правильно определять центры их распределений. Традиционно используемая оценка центра в виде выборочного среднего эффективна только для распределений, близких к нормальному. Для других типов распределений она может быть достаточно плохой.

Для проверки функционирования аппаратуры и оценки максимально возможной высоты зондирования h_{\max} локатор до начала основного цикла измерений запускается в режиме тестирования. При этом на экране монитора компьютера отображаются принимаемые акустические сигналы и их усредненные спектры мощности всех стробов дальности за заданное число циклов зондирования. Знание реальной h_{\max} , соответствующее конкретным метеоусловиям, позволяет проводить прием и обработку акустических сигналов только до этой выбранной высоты, что позволяет оптимизировать процесс дальнейших измерений с точки зрения пространственно-временного отбора и обработки информации. В предыдущем варианте локатора «Звук-2» h_{\max} была фиксированной (500 м), что часто из-за необходимости приема и обработки недостоверной информации приводило к неоправданному увеличению длительности циклов зондирования и, в конечном итоге, к понижению достоверности результатов измерений даже на высотах, с которых принимался мощный эхосигнал.

Осуществляется и непрерывный контроль работы локатора непосредственно в процессе измерений путем отображения на экран монитора огибающих акустических сигналов (после соответствующих полосовых фильтров), которые обрабатываются в текущий момент времени. Для вертикального канала дополнительно выводится и огибающая сигнала после прохождения квадратурных фильтров.

На рис. 5 представлена информация, отображаемая на мониторе компьютера в процессе текущих измерений. В левом верхнем углу непрерывно изображается факсимильная запись, полученная за предыдущие 30 мин работы вертикального канала содара. Рядом приводится полученная в данном текущем цикле зондирования огибающая эхосигнала второго канала, антенна которого была отклонена от вертикали на угол 20° . В правом верхнем углу отображается таблица усредненных ветровых данных за предыдущий десятиминутный цикл измерений. Ниже отдельно изображается средний высотный профиль направления горизонтальной скорости ветра. Пропуски данных в ячейках таблицы соответствуют недостоверным результатам зондирования по критерию задаваемого отношения сигнал-шум $q=4$. В левом нижнем углу экрана приводится информация о наличии записи получаемых данных в соответствующие файлы.

Помимо программы, предназначенной непосредственно для управления работой локатора и отображения в процессе измерений необходимых параметров, созданы дополнительные утилиты для проведения вторичной обработки полученных данных. К ним, в частности, относятся программы: 1) для просмотра факсимильных записей (в связи с тем, что формат этих файлов не соответствует каким-либо стандартам, просмотр их без соответствующей утилиты невозможен); 2) для отображения ветровых данных (как в виде таблицы, так и в виде графиков по направлению и по скорости ветра). Обе утилиты имеют возможность пролистывания отображаемой информации (по времени), что важно при проведении длительных измерений. Все программы, используемые для работы с локатором, объединены единой оболочкой, что позволяет более удобно и эффективно воспользо-

ваться любой из них. Утилиты и оболочка реализованы в двух вариантах: под MS-DOS и под MS-WINDOWS. В первом случае для написания программ использовался язык Borland C++ (для оболочки – Turbo Vision), во втором случае – Borland Delphi. Переход под ОС WINDOWS позволяет создавать более удобные и простые в обращении

программы, которые могут быть легко дополнены новыми функциональными возможностями или при необходимости изменены. Также использование ОС WINDOWS, в связи с работой в защищенном режиме, позволяет использовать максимум ресурсов компьютера (в частности, ОЗУ).

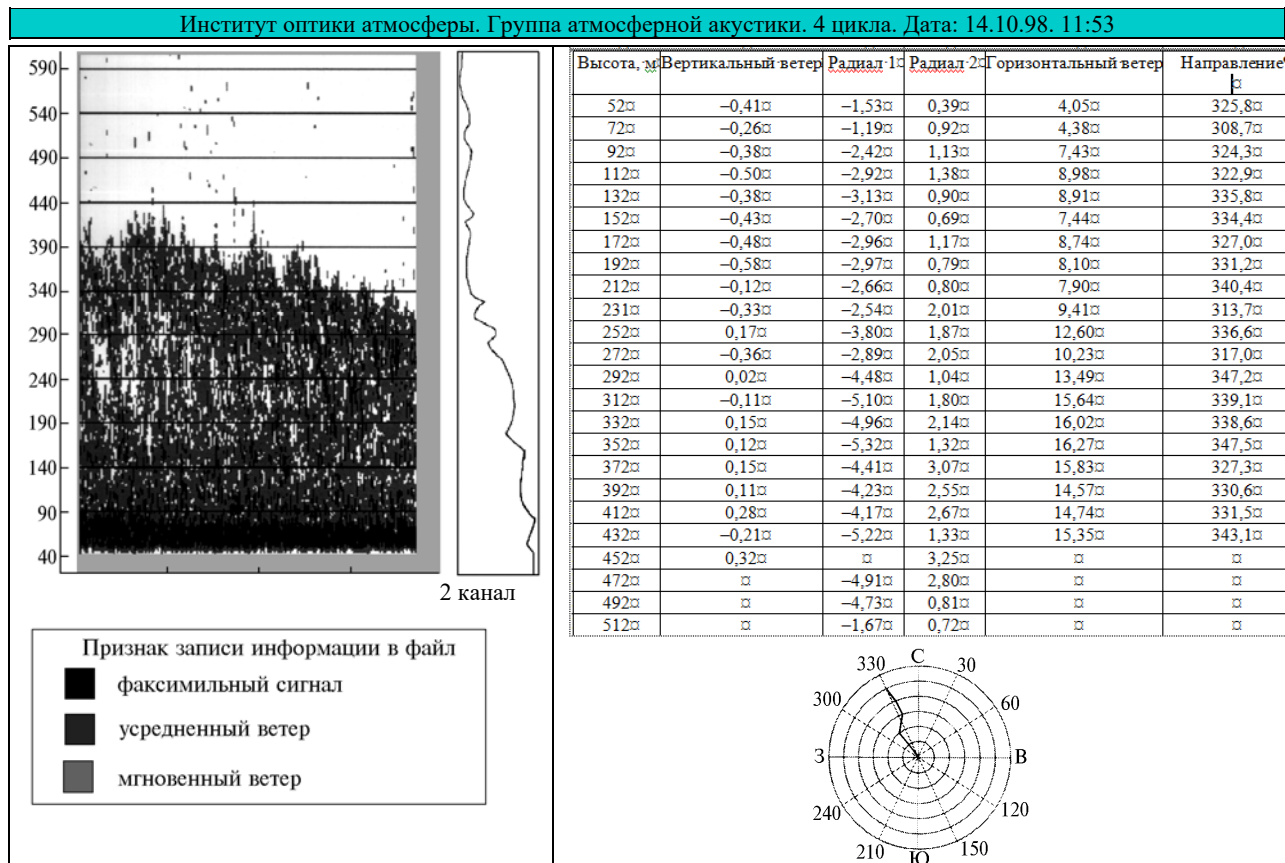


Рис. 5

Созданное программное обеспечение и используемые алгоритмы позволяют проводить измерения высотных профилей скорости ветра и амплитуд эхо-сигналов в реальном масштабе времени без применения специализированных вычислительных устройств. В то же время известные нам существующие в мире оперативные содара, проводящие спектральную обработку на исходной высокой частоте, вынуждены зачастую дополнительно использовать достаточно мощные спецпроцессоры (см., например, [2]). Отметим также, что осуществляемая в содаре «Волна-3» квадратурная демодуляция предоставляет возможность корректного изучения амплитудной и фазочастотной модуляций акустических сигналов, принимаемых локатором, что позволит в последующем увеличить информативность и достоверность зондирования. Предполагается дальнейшая доработка содара по повышению его помехоустойчивости, гибкости управления и расширению функциональных возможностей.

В заключение авторы выражают благодарность В.И. Карпову за помощь в создании содара «Волна-3».

Работа выполнена при поддержке РФФИ, код проекта № 98-05-03177.

1. Gladkikh V.A., Krasnenko N.P., Fedorov V.A. // COST-76 Profiler Workshop 1997, Extended Abstracts. V. 1. Engelberg, Switzerland, 1997. P. 174–177.
2. AR - 410 Doppler Sodar. Рекламный проспект фирмы KAIJO CORPORATION, Catalog № M-441-21E. Tokyo, Japan.
3. Гладких В.А., Карпов В.И. и др. // Оптика атмосферы и океана. 1992. Т. 5. № 7. С. 751–756.
4. Krasnenko N.P., Fedorov V.A. // COST-76 Profiler Workshop 1997, Extended Abstracts. V. 1. Engelberg, Switzerland, 1997. P. 182–185.
5. Федоров В.А. // Автометрия. 1994. № 4. С. 110–114.
6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.

V.A. Gladkikh, A.E. Makienko, V.A. Fedorov. **Acoustic Doppler Sounder «Volna-3».**

We describe in the article a new three-channel monostatic Doppler acoustic sounder «Volna-3» for remote measuring of the wind's velocity profile, the structural constant of the temperature fluctuations, and the control of temperature stratification in the atmospheric boundary layer. Sodar «Volna-3» contains minimum number of analogous devices intended for transmission, reception, and preliminary filtration of acoustic signals. Another peculiarity of this sodar is a digital conversion of high-frequency acoustic signal into equivalent low-frequency complex one. Elaborated algorithms of the information processing allow real-time measurements without special computer devices.