

В. А. ЖМУДЬ  
(Новосибирск)

## СЛЕДЯЩИЙ ПРОЦЕССОР ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ЛДИС В РЕЖИМЕ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

Методы и средства лазерной анемометрии завоевали прочные позиции в гидро- и аэродинамическом эксперименте [1—3]. В настоящее время можно утверждать, что наиболее универсальным и удобным для исследователя является анемометр, работающий в режиме обратного рассеяния. Его преимущества особенно привлекательны при исследовании обтекания моделей в гидро- и аэродинамических трубах, так как в этой ситуации модель может перекрывать излучение, рассеянное вперед. К сожалению, эксплуатационные удобства при обратном рассеянии оборачиваются весьма чувствительной потерей энергии оптического сигнала. Вследствие эффекта Ми [4] сигнал уменьшается в  $10^3$ — $10^4$  раз. Естественно, что качество сигнала при этом резко снижается. Лабораторный эксперимент выявил следующие особенности доплеровского сигнала.

1. Низкое отношение сигнал — шум. Типичная величина этого отношения в полосе частот  $\pm 1,5$  МГц составляет 1—5.

2. Низкая контрастность сигнала (отношение амплитуды его высокочастотной составляющей к низкочастотной). Это явление наблюдается при пролете крупных частиц и, по-видимому, связано с тем, что приемный объектив захватывает несколько лепестков диаграммы рассеяния.

3. Высокая скважность. Уменьшение интенсивности света и уменьшение контрастности сигнала, рассеянного назад, ведет к тому, что число частиц, амплитуда сигнала которых превышает шум фотоприемника, резко снижается. Так, например, при скорости 0,3 м/с и площади сечения измерительного объема плоскостью, перпендикулярной направлению потока,  $S = 3$  мм<sup>2</sup> число заметных доплеровских вспышек составляет всего 50—100 ед./с (при мощности излучения лазера 1 Вт и расстоянии до точки измерения 0,5 м). Экспериментально определенная скважность сигнала при этом составляет  $Q \approx 10^4$ .

Отмеченные выше особенности сигнала потребовали создания качественно новой электронной аппаратуры для его обработки. Центральным ее звеном является следящий процессор, представляющий собой узкополосную систему частотной автоподстройки (ЧАП). Другие системы, в частности счетно-импульсный процессор [1], в данном случае неприменимы, так как для нормальной работы требуют предварительной узкополосной фильтрации сигнала, реализовать которую в большинстве встречающихся на практике задач невозможно из-за широкого динамического диапазона измеряемых скоростей. Система ЧАП позволяет решить эту проблему, поскольку при достаточно узкой полосе пропускания собственную полосу удержания можно сделать очень широкой. Следящий процессор — наиболее подходящее устройство для решения поставленной задачи, так как он представляет собой узкополосный фильтр, автоматически настраиваемый на среднее значение спектра доплеровского сигнала и отслеживающий ее изменения.

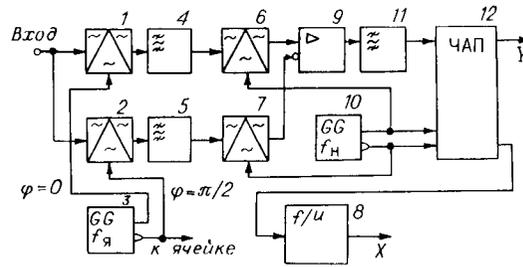
Статья посвящена описанию особенностей электронной системы ЛДИС, созданной в ИАиЭ СО АН СССР для обработки доплеровских сигналов в режиме обратного рассеяния. Рассмотрим ее функциональную схему на примере канала, измеряющего поперечную скорость (рис. 1).

Выходной сигнал фотоприемника представляет собой вспышки импульсов, содержащих высокочастотную и низкочастотную составляющие. Частота высокочастотной составляющей несет информацию о скорости и равняется

$$f_{\phi} = f_{\lambda} \mp f_{д}, \quad (1)$$

Рис. 1. Функциональная схема поперечного канала обработки сигнала ЛДА:

1, 2 — модуляторы; 3 — ВЧ-генератор; 4, 5 — фильтры; 6, 7 — модуляторы; 8 — частотный детектор; 9 — дифференциальный усилитель; 10 — генератор несущей частоты; 11 — полосовой фильтр; 12 — следящий процессор (система ЧАП)



где  $f_n = 75$  МГц — частота питания акустооптической ячейки;  $f_d$  — доплеровский сдвиг частоты. Эти импульсы поступают на перемножители (смесители) 1 и 2. На вторые их входы подаются синусная и косинусная составляющие от генератора 3, питающего акустооптическую ячейку:

$$U_1 = U_0 \sin(2\pi f_n t), \quad U_2 = U_0 \cos(2\pi f_n t). \quad (2)$$

Поскольку в спектре регистрируемого сигнала частота  $f_\phi$  является центральной, на выходах смесителей имеем низкочастотную составляющую окрестности частоты  $f_n = f_\phi - f_n = f_d$  и высокочастотную — вблизи частоты  $f_n = f_\phi + f_n = f_d + 2f_n$ . Последняя устраняется фильтрами низких частот (НЧ) 4 и 5. Полоса пропускания их выбирается такой, чтобы обеспечить необходимый динамический диапазон измеряемых скоростей. Для рассматриваемого здесь канала поперечной скорости она равна 1,5 МГц. Кроме того, эти фильтры не пропускают постоянную составляющую, которая получается на выходе смесителей за счет неизбежных наводок на входные цепи от генератора, питающего ячейку.

Описанная выше ступень преобразования сигнала кардинально решает две задачи: устраняет низкочастотный мешающий pedestal и неизбежную высокочастотную наводку.

Следующая ступень преобразования переносит спектр сигнала на частоту 2,5 МГц. Такое преобразование позволяет, как показано в дальнейшем, легко реализовать измерение знакопеременного компонента вектора скорости, не прибегая к необходимости конструировать специальный управляемый квадратурный генератор с симметричной относительно нулевой частоты характеристикой «напряжение — частота». Квадратурные сигналы с выхода фильтров 4 и 5 поступают на вход однополосного модулятора, состоящего из смесителей 6 и 7, усилителя 9, генератора 10 и фильтра 11. Входной сигнал смесителей 6 и 7 имеет вид

$$U_{\text{вх}6} = U(t) \sin(\omega_d t + \varphi); \quad U_{\text{вх}7} = U(t) \cos(\omega_d t + \varphi), \quad (3)$$

а опорный генератор 10 вырабатывает пару сигналов вида

$$U_{\text{оп}6} = U_0 \sin(2\pi f_n t) = U_0 \sin(\omega_n t); \quad U_{\text{оп}7} = U_0 \cos(\omega_n t). \quad (4)$$

На выходах смесителей 6 и 7 получаются сигналы, пропорциональные их произведениям:

$$\begin{aligned} U_6 &= 1/2(t) U_0 [\cos(\omega_d t + \varphi - \omega_n t) - \cos(\omega_d t + \varphi + \omega_n t)]; \\ U_7 &= 1/2 U(t) U_0 [\cos(\omega_d t + \varphi - \omega_n t) + \cos(\omega_d t + \varphi + \omega_n t)]. \end{aligned} \quad (5)$$

На выходе суммирующего усилителя 9, уничтожающего компоненты суммарной частоты, сигнал описывается выражением

$$U_{\Sigma} = U(t) U_0 \cos(\omega_d t + \varphi - \omega_n t). \quad (6)$$

Видно, что модулятор смещает спектр сигнала на несущую  $f_n$ . Частота на его выходе лежит в диапазоне 1—4 МГц.

После второго преобразования сигнал подается на вход следящего процессора. Его функциональная схема показана на рис. 2. Смесители 1 и 2 перемножают входной сигнал с квадратурным сигналом, вырабатываемым управляемым генератором 14. Фильтры 4 и 5 выделяют сигналы разностной частоты. Полоса пропускания их достаточно узка и вы-

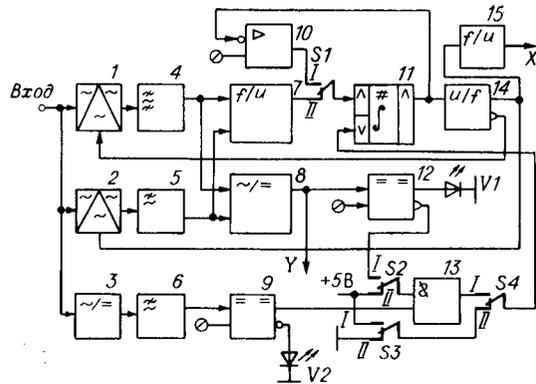


Рис. 2. Функциональная схема следящего процессора:

1, 2 — модуляторы; 3 — выпрямитель; 4—6 — фильтры ПЧ; 7 — частотный детектор (дискриминатор нулевых биений); 8 — выпрямитель; 9 — компаратор; 10 — дифференциальный усилитель; 11 — цифроаналоговый интегратор; 12 — компаратор; 13 — схема И; 14 — управляемый генератор; 15 — частотный детектор; S1 — S4 — переключатели режимов работы; V1, V2 — светодиодные индикаторы

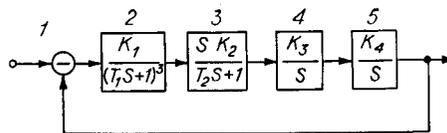
бирается равной максимальной частоте ожидаемых в эксперименте турбулентных флуктуаций скорости. В нашем случае частоты среза фильтров можно устанавливать равными 10, 30, 100 и 300 кГц. Фильтры 4 и 5 устраняют шумы вне полосы пропускания, обеспечивая таким образом нормальную работу дискриминатора нулевых биений 7. Этот дискриминатор определяет частоту, а детектор 8 — амплитуду сигналов разностной частоты. Знак и величина частотной ошибки в дискриминаторе 7 задаются в соответствии с равенством

$$\Delta f = (U'V - V'U)/A^2, \quad (7)$$

где  $\Delta f$  — частотная ошибка;  $U$ ,  $V$  — синусная и косинусная составляющие сигнала;  $A$  — его амплитуда. Операции (7) выполняются с помощью аналоговых дифференцирующих цепей и перемножителей. Деление на  $A^2$  не является строго необходимым, поскольку этот коэффициент играет роль усиления в петле ЧАП: чем он больше, тем точнее слежение. В дискриминаторе 7 компоненты  $U$  и  $V$ , не стоящие под знаком дифференцирования, ограничиваются по амплитуде, поэтому сигнал ошибки пропорционален амплитуде в первой степени. При таком решении в следящий процессор в неявном виде заложен амплитудный принцип отбраковки «некачественного» сигнала, т. е. чем слабее входной сигнал, тем меньший вклад он вносит в работу системы. Сочетание амплитудного признака с частотным, задаваемым полосой фильтров 5 и 4, повышает помехоустойчивость системы.

Основная особенность описываемого следящего процессора — сохранение работоспособности и точности измерений при весьма высокой (до  $10^4$ ) скважности поступающего сигнала. Это преимущество реализуется специально разработанным устройством памяти — аналого-цифровым интегратором 11. Он включен после дискриминатора 7 и представляет собой управляемый генератор 14, питающий реверсивный счетчик с ЦАП на выходе. Тактовый вход счетчика соединен с выходом управляемого генератора, питающего линейную характеристику. На управляющий вход генератора поступает выпрямленный сигнал частотной расстройки от дискриминатора 7. По знаковому входу счетчик управляется сигналом с выхода компаратора, определяющего знак частотной ошибки. Таким образом, код счетчика накапливается со скоростью, пропорциональной частотной расстройке, с учетом знака, поэтому этот код и выходное напряжение ЦАП пропорциональны интегралу по времени от величины частотной расстройки. Полученный сигнал управляет генератором 14 по принципу отрицательной обратной связи, т. е. таким образом, чтобы частотная ошибка уменьшалась. На время отсутствия входного сигнала счетчик в интеграторе 11 запирается, и его код не может быть изменен сигналами, поступающими на знаковый и тактовый входы, поэтому интегратор работает как запоминающее устройство, причем время хранения не ограничено. Переход в режим хранения может осуществляться оператором с помощью внешних коммутаций или автоматически при

Рис. 3. Структурная схема системы ЧАП



снижению уровня сигнала ниже заданного порога, задаваемого значением шума. Уровень сигнала определяется с помощью выпрямителя 3, фильтра 6 и компаратора 9, который сравнивает амплитуду сигнала со значением порога, устанавливаемого оператором в зависимости от уровня шумов. Дополнительным критерием является уровень сигнала в полосе слежения, который определяется амплитудным детектором 8 в соответствии с уравнением

$$A^2 = U^2 + V^2. \quad (8)$$

Сравнение величины  $A^2$  с соответствующим порогом происходит на компараторе 12. Тумблеры  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  и конъюнктивный элемент 13 служат для организации различных режимов слежения и хранения и исключения одного или обоих критериев. В режиме поиска тумблер  $S_4$  устанавливается в положение 11, а тумблер  $S_3$  разрешает (I) или запрещает (II) интегрирование. В первом случае цифроаналоговый интегратор выполняет функции корректирующего устройства системы ЧАП, а во втором — памяти. В рабочем режиме тумблер  $S_4$  находится в положении I. При этом запрет или разрешение на интегрирование реализуются в зависимости от сигнала с выхода компаратора 9, который срабатывает только в том случае, если амплитуда входного доплеровского сигнала превышает установленный порог. Переключение тумблера  $S_2$  в положение I добавляет к основному критерию (превышение сигнала над шумом в узкой полосе) дополнительный, требующий превышения сигналом заданного порога в полосе пропускания фильтров 4, 5. Этот критерий более жесткий, поскольку для его выполнения требуется, чтобы система находилась в захвате, т. е. частота сигнала, вырабатываемого генератором 14, была близка к доплеровской. При работе в условиях сильных помех оказалось предпочтительным сочетание обоих критериев. При работе с одночастичным сигналом достаточно контролировать амплитуды во всей полосе. Светодиоды  $V_1$  «Захват» и  $V_2$  «Порог» позволяют контролировать состояние системы.

Для организации режима поиска служит вспомогательный контур слежения, который образуется вместо основного с переключением тумблера  $S_1$ . Контур содержит интегратор 11 и дифференциальный усилитель 10, на который поступает выходное напряжение интегратора и напряжение с внешнего потенциометра. При работе контура выходное напряжение подстраивается к напряжению на этом потенциометре, что позволяет плавно перестраивать частоту генератора и устанавливать ее равной входной частоте. Если выход частотного детектора 15 подключить ко входу  $X$ , а выход выпрямителя 8 — ко входу  $Y$  осциллографа, то можно наблюдать спектр доплеровского сигнала.

Кроме указанных на рис. 2 узлов, следящий процессор содержит демодулятор, состоящий из двух смесителей, дифференциального усилителя и фильтра. Он позволяет устранять несущую частоту  $f_n$  из сигнала на выходе системы ЧАП. С этой целью сигналы генератора 14 (см. рис. 2) перемножаются с квадратурными сигналами опорного генератора 10 (см. рис. 1). Дифференциальный усилитель и фильтр выделяют разностную частоту. Импульсы разностной частоты поступают на частотомер 8. Его показание соответствует измеряемой скорости.

С точки зрения теории автоматического регулирования структурная схема системы не содержит существенно нелинейных элементов. Основными линейными звеньями контура регулирования (рис. 3) являются фазовый детектор 1, фильтры НЧ 2, дифференцирующая цепь 3, входящая в состав дискриминатора нулевых биений, интегратор 4 и урав-

ляемый генератор 5. Передаточная функция разомкнутого контура имеет вид

$$W_p(s) = \frac{K_1}{(T_1 s + 1)^3} \frac{s K_2}{(T_2 s + 1)} \frac{K_3 K_4}{s^2} = \frac{K}{s (T_1 s + 1)^3 (T_2 s + 1)}, \quad (9)$$

где  $s$  — элемент комплексного преобразования Лапласа [5];  $K = 1000$  — коэффициент усиления контура, равный произведению коэффициентов  $K_i$ ;  $T_1, T_2$  — постоянные времени фильтров и дифференцирующей цепи. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутого контура показана на рис. 4. Зона возможных положений ЛАЧХ в зависимости от амплитуды входного сигнала, которая преобразуется в коэффициент усиления, обозначена штриховкой. Во всей этой зоне система сохраняет устойчивость с запасом 12 дБ и обладает астатизмом первого порядка. Согласно методу ЛАЧХ [5], переходный процесс происходит без перерегулирования, установившаяся ошибка равна нулю, полоса пропускания системы в зависимости от амплитуды сигнала меняется в пределах 100 Гц — 1,5 кГц. Описанная выше система ЧАП обладает повышенной точностью и помехоустойчивостью за счет сочетания частотных и амплитудных критериев при отбраковке «недоброкачественного» сигнала, т. е. радиоимпульсы, попадающие на вход системы, только тогда вносят существенный вклад в результат измерения, когда их частота заполнения близка к ожидаемой, а амплитуда превышает наперед заданный уровень. Перенос спектра сигнала на несущую позволяет в стационарном режиме (т. е. при постоянной скорости, когда может быть осуществлена узкополосная фильтрация с помощью стационарных фильтров) параллельно использовать счетно-импульсный процессор ЛДИС, показания которого при большом отношении сигнал — шум не вызывают сомнений. Это дает возможность аттестовать указанную аппаратуру на реальном сигнале сопоставлением показаний.

Описанная система была испытана в составе ЛДИС на гидродинамическом стенде для измерения поперечного компонента (штатный режим) и продольного (контрольный режим). Оценка точности производилась сопоставлением результатов измерения с помощью следящего и счетного процессоров в стационарном режиме. С этой целью определялись средние амплитуды сигнала и среднеквадратичные значения шума, в соответствии с их величинами устанавливался порог, одинаковый для обеих систем. Различие показаний систем не превышало 0,5—1 %. Сквозность при углублении 0,5 м составляла  $Q = 10^4$ . При работе от имитатора (модулированного генератора) погрешность каждой из систем не превышала

0,1 %. Увеличение расхождений при работе с реальным сигналом объясняется различием полос пропускания каждой из систем и различием в их динамике.

Быстродействие описанной системы при работе от имитатора равно  $10^8$  Гц/Гц. При обработке реального сигнала оно уменьшается в  $Q$  раз,

поскольку при отсутствии сигнала система переходит в режим хранения и измеряет (отслеживает) скорость только при наличии частиц в измерительном объеме.

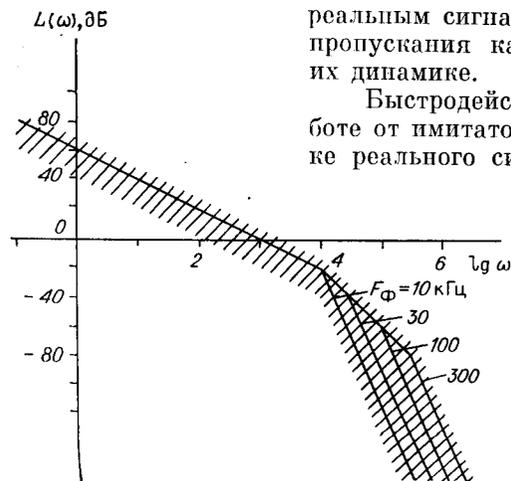


Рис. 4. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика разомкнутого контура регулирования

## ЛИТЕРАТУРА

1. Василенко Ю. Г., Дубнищев Ю. Н., Коронкевич В. П. и др. Лазерные доплеровские измерители скорости.— Новосибирск: Наука, 1975.
2. Коронкевич В. П., Соболев В. С., Дубнищев Ю. Н. Лазерная интерферометрия.— Новосибирск: Наука, 1983.
3. Дубнищев Ю. Н., Ринкевичус Б. Г. Методы лазерной доплеровской анемометрии.— М.: Наука, 1982.
4. Ван де Хюлст Г. Рассеяние света малыми частицами/Под ред. В. В. Соболева.— М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
5. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления.— М.—Л.: Энергия, 1965.

Поступила в редакцию 18 ноября 1983 г.

УДК 681.335.2

Л. К. САМОЙЛОВ, Г. И. ТКАЧЕНКО

(Таганрог)

### МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОГРАММ СБОРА ДАННЫХ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Большинство современных информационно-измерительных систем (ИИС) строятся как параллельно-последовательные системы, использующие временное уплотнение, когда каждый источник информации (например, первичный преобразователь — ПП) подключается на определенное время к каналу связи. Время, за которое происходит опрос всех  $N$  источников, называется циклом. Длина цикла определяется ПП с наименьшей граничной частотой  $F_{\min}$ , т. е. самым медленнодействующим ПП. За время цикла отдельные ПП могут опрашиваться несколько раз, если их граничные частоты  $F_i$  больше  $F_{\min}$ . Нетрудно показать, что требуемое число опросов каждого ПП за один цикл равно

$$n_i = [F_i/F_{\min}], \quad (1)$$

где скобки  $[ ]$  означают, что  $F_i/F_{\min}$  округляются до ближайшего большего целого числа. Это связано с тем, что число импульсов опроса не может быть дробным.

Длина цикла в тактах опроса или общее число опросов в цикле должны удовлетворять условию

$$Q \geq \sum_{i=1}^N n_i. \quad (2)$$

Требуемая скорость передачи канала связи равна

$$F_k = DF_{\min}Q, \quad (3)$$

здесь  $D$  — коэффициент, определяемый условиями восстановления информации (всегда  $D > 2$ ).

При использовании знака равенства в (2) задача формирования программы заключается в том, чтобы объединить  $Q$  опросов в  $N$  групп с равномерным шагом и при условии, что каждый опрос может быть только в одной группе. Выполнение этого условия заставляет увеличивать  $n_i$  и  $Q$ , что часто значительно снижает эффективность использования канала связи, которая может быть оценена отношением

$$S_1 = \frac{\sum_{i=1}^N F_i}{F_{\min}Q}. \quad (4)$$

Наиболее просто с максимальной эффективностью задача формирования решается при равенстве  $F_i$  (циклический опрос). Поэтому если  $F_i$  отли-