

УДК 681.8

© **Е.Г. Борисов**, к.т.н., доцент; **О.С. Голод**, к.т.н., доцент;
В.Д. Лиференко, д.т.н., профессор

Национальный минерально-сырьевой университет «ГОРНЫЙ»,
г. Санкт-Петербург (Российская Федерация)

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ДОПЛЕРОВСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ВЕРТИКАЛЬНОГО ПРОФИЛЯ СКОРОСТИ ТЕЧЕНИЙ

В статье исследованы свойства следящего фильтра на основе фазовой автоматической подстройки частоты, а также выведены выражения, оценивающие его ошибку. Рассмотрены факторы, влияющие на ошибку следящего фильтра, предложены пути усовершенствования измерителей скорости течения.

**ЭФФЕКТ ДОПЛЕРА, СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР, КОРРЕЛЯЦИЯ, ПЛОТНОСТЬ
ВЕРОЯТНОСТИ, СПЕКТР, ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ, ДИСПЕРСИЯ, УРАВНЕНИЕ
ФОККЕРА-ПЛАНКА**

По прогнозам ряда отечественных и зарубежных ученых изменение направления и скорости течения Гольфстрим приведет к экологической катастрофе планетарного масштаба. Однако, обоснование или опровержение этой гипотезы сдерживается недостатком океанологических данных. Так, к 2000 году большинство районов океана исследовалось от поверхности до дна только один раз. Некоторые районы, такие как Атлантика, исследовались трижды: во время международного геофизического года (1959), во время *Geochemical Sections cruises* в начале 70-х, и во время *World Ocean Circulation Experiment* с 1991 по 1996 годы. Накопленных измерений океана недостаточно для того, чтобы предсказывать его изменчивость и реакцию на различные внешние силы. Отсутствие репрезентативных наблюдений – наибольший источник ошибок в понимании океана. Для правильного анализа наблюдений требуется постоянный мониторинг состояния океана, как со спутников, так и проводимый в фиксированных пунктах и на исследовательских судах.

Достаточно известной является система наблюдения за течениями “Аргос”. Буи, входящие в систему, снабжены передатчиками, работающими на одной строго фиксированной и стабилизированной частоте F_0 . Спутниковая аппаратура принимает сигнал от буя и определяет доплеровский частотный сдвиг как функцию времени.

Среди подповерхностных (подводных) измерителей наиболее широкое распространение получили измерители «Арго». Их конструкция позволяет им дрейфовать между поверхностью и заданной глубиной. Большинство измерителей дрейфуют в течение 10-ти дней на глубине 1 км, погружаясь до 2 км и затем поднимаясь на поверхность. При подъеме они измеряют профиль температуры и солёности как функции глубины. Измерители остаются на поверхности в течение нескольких дней, передавая данные на береговые станции по системе «Аргос», а затем опять погружаются на глубину до 1 км. Каждый измеритель снабжен источником питания, позволяющим ему функционировать в таком циклическом режиме в течение нескольких лет. Таким образом, измерители этого класса позволяют получать данные о скоростях течений на глубине 1 км и распределении плотности в верхнем слое океана.

Наиболее распространенным типом измерителей скоростей течений и профилей их параметров, работающих на эффекте Доплера, являются акустические измерители [1].

Обычно такие измерители излучают звук в виде трех или четырех узких пучков в различных направлениях и принимают отраженный планктоном и мелкими пузырьками воздуха сигнал, частота которого сдвинута относительно частоты излучения на величину, пропорциональную радиальной скорости отражателя. Комбинируя данные по трем или четырем пучкам, оценивают горизонтальную скорость течения в предположении малости скорости отражателя относительно морской воды. Широкое распространение получили измерители типа ADCP (Acoustic Doppler Current Profiler). Они излучают последовательность высокочастотных звуковых импульсов. Поскольку излучаемый звук может проникать на довольно большую глубину, ADCP способен одновременно измерять течения на нескольких горизонтах. Таким образом, имеется возможность определить скорость и направление течения от поверхности до значительной глубины.

Например, буйковый измеритель типа ADCP RDI WH-S 300 предназначен для дистанционного измерения скорости и направления течения на разных горизонтах в толще воды до 110 м. Максимальное количество горизонтов измерения - 128. Объем памяти регистратора – 220 Мб. Глубина постановки - до 200 м.

Техническая характеристика прибора:

Параметр	Диапазон измерений	Погрешность	Разрешение
Скорость V	± 5 м/с	$\pm 0.5\% V + 0,5$ см/с	0.1 см/с
Направление	0 - 360°	$\pm 2^\circ$	0.01°

На больших научно-исследовательских судах измеритель ADCP находится на днище судна. Типичный прибор (75 кГц) достаточно мощный для того, чтобы проводить измерения на глубину до 500 м, что соответствует средней толщине течения Гольфстрим. Во время работы ADCP посылает и принимает несколько акустических импульсов в секунду. Встроенный компьютер обрабатывает принятый сигнал и выводит скорость и направление течений в столбе воды под кораблём в реальном времени. Таким образом, можно наблюдать и регистрировать меняющуюся структуру океанских течений во время движения судна практически непрерывно. Скорость движения самого судна – носителя определяется по спутниковой навигационной системе. Учитывая ширину Гольфстрима в несколько сотен километров, можно утверждать, что наиболее реальный путь получения необходимой информации о скоростях течения - это оборудование экспедиционных судов измерителями скорости течения, осуществляющими определение вертикального профиля течения на ходу судна.

В большинстве систем измерение доплеровской частоты осуществляется посредством счета числа моментов пересечения напряжением сигнала нулевого уровня («счетчик нулей»). Однако, высокая точность таких измерений достигается только при высоком отношении сигнал/шум. Применение следящих фильтров позволяет устранить систематическую, некомпенсируемую ошибку «счетчиков нулей», обусловленную шумами, при этом наибольшую точность имеют фильтры, построенные на основе фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Недостатком ФАПЧ является маленькая полоса захвата частоты, однозначно связанная с их фильтрующей способностью, т.е. с полосой пропускания ФАПЧ.

Авторами исследуется следящий фильтр на основе системы ФАПЧ, у которого полоса захвата не связана с полосой пропускания. Его функциональная схема приведена на рис. 1.

Совокупность элементов схемы – перемножителя, фильтра нижних частот (Ф), управляемого генератора (УГ), интегрирующего запоминающего устройства (И) представляет собой коррелятор.

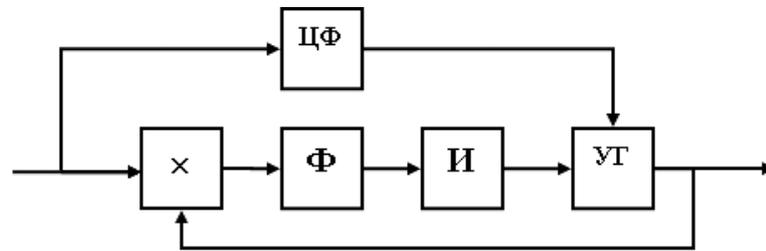


Рис 1 - Функциональная схема следящего фильтра на основе системы ФАПЧ

Цепь фазирования (ЦФ) периодически в дискретные моменты времени осуществляет сдвиг фазы сигнала управляемого генератора на $\pi/2$ по отношению к фазе входного колебания, представляющего собой аддитивную смесь гармонического сигнала и гауссова шума, причем период фазирования выбирается много большим времени корреляции шума. Как показано в работе [4], напряжение на выходе перемножителя U можно представить в виде:

$$U = [U_{ш} + A_c \cos(\omega_c + \phi_c)] A_r \sin[\omega_r t + \phi_c + \psi_{cm}(0)], \quad (1)$$

где A_c - амплитуда полезного сигнала,

ω_c - частота полезного сигнала,

ϕ_c - фаза полезного сигнала, представляющая случайную величину;

A_r - амплитуда сигнала генератора;

ω_r - частота сигнала УГ;

$\psi_{cm}(0)$ - отклонение фазы смеси сигнал + шум от фазы сигнала в момент фазирования УГ.

Величина $\psi_{cm}(0)$ является случайной величиной с одномерной плотностью вероятности (при условии, что $-\pi \leq \psi_{cm} \leq \pi$):

$$W(\psi_{cm}) = \frac{1}{2\pi} \exp(-0.5a^2) \left[1 + \sqrt{2\pi} a + \Phi(a \cos \psi_{cm}) \exp(-0.5a^2) \cos \psi_{cm} \right], \quad (2)$$

где $\Phi(a \cos \psi_{cm})$ - интеграл вероятности,

$a = \frac{A_c}{\sigma_m}$ - отношение амплитуды сигнала к среднеквадратичному напряжению шума.

Постоянная составляющая напряжения на выходе коррелятора \bar{U} может быть записана в виде [4]:

$$\bar{U} = \frac{A_C A_\Gamma}{2} \cos(\psi_{cm}(0)) \frac{\sin^2(\omega_c - \omega_\Gamma) \tau_\phi}{\frac{(\omega_c - \omega_\Gamma) \tau_\phi}{2}}, \quad (3)$$

где τ_ϕ - интервал времени между последовательными моментами фазирования опорного генератора.

Зависимость напряжения \bar{U} от разности частот входного сигнала и опорного генератора имеет вид дискриминационной характеристики, ширина которой определяется периодом фазирования УГ. Крутизна характеристики J при этом определяется выражением:

$$S = \frac{d\bar{u}}{d(\omega_c - \omega_\Gamma)} = \frac{A_C A_\Gamma \tau_\phi}{4} \overline{\cos(\psi_{cm}(0))}. \quad (4)$$

Крутизна характеристики S зависит от периода фазирования τ_ϕ генератора и отношения сигнал/шум на входе.

Анализ следящего фильтра начнем с определения спектральной плотности помехи на выходе перемножителя. Поскольку в установившемся режиме работы частоты сигнала и опорного генератора совпадают, т.е. $\omega_c = \omega_\Gamma$, перепишем (1):

$$U = U_{in} \cdot A_\Gamma \sin[\omega_\Gamma t + \phi_c + \psi_{cm}(0)] + 0.5 A_C A_\Gamma \sin(\psi_{cm}), \quad (5)$$

Спектр мощности первого слагаемого выражения (5) имеет форму спектра шума на входе перемножителя, перенесенного в область нулевых частот. Если спектр шума на входе системы равномерный и имеет ширину Δf_{in} , то спектральная плотность мощности помехи, обусловленная первым слагаемым $G_1(\omega)$, также равномерна в полосе частот $(0 \div 0.5 \Delta f_m)$ и определяется выражением:

$$G_1(\omega) = \frac{\sigma_{in}^2 A_\Gamma}{2 \Delta f_m}. \quad (6)$$

Второе слагаемое помехи на выходе перемножителя, обусловленное ошибками фазирования опорного генератора $\psi_{cm}(0)$, представляет собой перепады напряжения положительной-отрицательной полярности, длительность которых равна периоду фазирования τ_ϕ , а величина:

$$h_i = 0.5 A_C A_\Gamma \sin(\psi_{cm}(0))$$

Случайные величины h_i , соответствующие различным периодам фазирования, некоррелированы между собой, поскольку период фазирования τ_ϕ много больше времени корреляции шума на входе системы.

Рассмотрим двумерное распределение величин $h_i(t)$ и $h_i(t+\tau)$, представляющих собой совокупность значений случайного процесса, отстающих друг от друга на величину τ . Если $t+\tau < \tau_\phi$, то моменты времени t и $t+\tau$ находятся в пределах одного периода фазирования, в противном случае в разных периодах фазирования и случайные величины $h(t)$ и $h(t+\tau)$ не коррелированы.

Таким образом, двумерная плотность вероятности $W(h_1; h_2; \tau; t)$ имеет вид:

$$W(h_1, h_2, \tau, t) = \begin{cases} W(h_1) \delta(h_1 - h_2) & \text{для } t + \tau < \tau_\phi \\ W(h_1) W(h_2) & \text{для } t + \tau > \tau_\phi \end{cases}, \quad (7)$$

где $W(h_1); W(h_2)$ - одномерные плотности вероятности случайной величины h_i ;

$\delta(h_1 - h_2)$ - дельта-функция Дирака.

Двумерная плотность вероятности является функцией времени, т.е. рассматриваемый процесс нестационарен. Найдем усредненное по времени двумерное распределение величины h_c :

$$h_c = \overline{W(h_1; h_2; \tau; t)} = \frac{1}{\tau_\phi} \int_0^{\tau_\phi} W(h_1; h_2; \tau; t) dt = \left(1 - \frac{t}{\tau_\phi}\right) W(h_1) \quad \text{для } 0 < t < \tau_\phi - \tau, \quad (8)$$

Найдем среднюю функцию автокорреляции процесса $\overline{B(\tau, t)}$:

$$\overline{B(\tau, t)} = B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_1 h_2 W(h_1, h_2, t\tau) dh_1 dh_2.$$

Учитывая, что $h_i = 0$, получим:

$$B(\tau) = \overline{h_i^2} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_\phi}\right) \quad \text{для } 0 < \tau < \tau_\phi, \quad (9)$$

Используя преобразование Фурье четной функции $B(\tau)$, найдем энергетический спектр $G(\omega)$ процесса h_i :

$$C(\omega) = \frac{2}{\pi} \overline{h_i^2} \int_0^{\tau_\phi} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_\phi}\right) \cos(\omega\tau) d\tau = \frac{\tau_\phi}{\pi} \overline{h_i^2} \left(\frac{\sin 0.5\omega\tau_{cp}}{0.5\omega\tau_{cp}}\right)^2 \quad (10)$$

Результирующая спектральная плотность помехи на выходе перемножителя $G(\omega)$ определяется суммой выражений (6) и (10):

$$G(\omega) = \frac{\sigma_u^2 A_G}{2\Delta f_m} + \frac{\tau_\phi}{\pi} h_i^2 \left(\frac{\sin 0.5\omega\tau_{cp}}{0.5\omega\tau_{cp}} \right)^2, \quad (11)$$

Напряжение на выходе перемножителя содержит постоянную и флюктуационную составляющие. Для небольших отклонений частот опорного генератора от частоты сигнала напряжение на выходе перемножителя U_y можно представить в виде:

$$U_y = S \times \Delta\omega_r + f(t), \quad (12)$$

где $\Delta\omega_r = \omega_r - \omega_c$ - расстройка частот входного и опорного сигналов;

$f(t)$ - случайная функция с нулевым математическим ожиданием, энергетический спектр которой определяется по (11).

Это напряжение поступает на фильтр – интегрирующую цепочку с постоянной времени T_ϕ , далее на электронное запоминающее интегрирующее устройство (И) с постоянной времени T_u и коэффициентом усиления по постоянному току K_u . Выходное напряжение (И) управляет частотой опорного генератора, причем частота генератора линейно зависит от выходного напряжения интегратора с коэффициентом K_r .

Составим дифференциальное уравнение следящего фильтра:

$$\Delta\ddot{\omega}_r + \frac{1}{T_\phi} \Delta\dot{\omega}_r + \frac{K_u K_r A_C S}{T_u T_\phi} \Delta\omega_r = -\frac{K_r K_u}{K_u T_{CP}} f(t) \quad (13)$$

Это уравнение является флюктуационным. Для вычисления статистических характеристик ошибки $\Delta\omega_r$ воспользуемся аппаратом марковских процессов. В [5] показано, что при воздействии на следящую систему второго порядка стационарного случайного процесса с шириной спектра значительно превышающей полосу пропускания следящей системы, двумерная плотность вероятности ошибки и ее производной приближенно удовлетворяет двумерному уравнению Фоккера-Планка, т.е.:

$$\begin{aligned} W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r) = & -\Delta\dot{\omega}_r \frac{\partial}{\partial \Delta\omega_r} W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r) - \\ & - \frac{\partial}{\partial \Delta\dot{\omega}_r} \left\{ \bar{Y} + \int_{-\infty}^0 B \left[\frac{\partial Y}{\partial \Delta\dot{\omega}_r}; Y_{t'} \right] dt' \right\} \cdot W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r) + \\ & + \frac{\partial^2}{\partial \Delta\dot{\omega}_r^2} \left\{ \left(\int_{-\infty}^0 B[Y; Y_{t'}] dt' \right) W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r) \right\}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r)$ - совместная плотность вероятности флюктуационной ошибки $\Delta\omega_r$ и ее производной $\Delta\dot{\omega}_r$;

$B[Z]$ - функция корреляции соответствующих процессов Z .

$$Y = -\frac{1}{T_\phi} \Delta \dot{\omega}_r - \frac{K_U K_\Gamma A_c S}{T_U T_\phi} \Delta \omega_r - \frac{K_\Gamma K_U}{T_U T_\phi} f(t)$$

Вычислим коэффициенты, входящие в уравнение Фоккера-Планка. Учитывая, что $\bar{f}(t) = 0$, получаем:

$$\bar{Y} = -\frac{1}{T_\phi} \Delta \dot{\omega}_r - \frac{K_U K_\Gamma A_c S}{T_U T_\phi} \Delta \omega_r, \quad \int_{-\infty}^0 B \left[\frac{\partial Y}{\partial \Delta \dot{\omega}_r}; Y_{t'} \right] dt' = 0.$$

Обозначив:

$$X = \int_{-\infty}^0 B \left[\frac{\partial Y}{\partial \Delta \dot{\omega}_r}; Y_{t'} \right] dt' = \left(\frac{K_U K_\Gamma}{T_U T_\phi} \right)^2 \overline{\int_{-\infty}^0 f(t) f(t+t') dt'},$$

и, учитывая, что подынтегральное выражение представляет собой корреляционную функцию процесса $f(t)$, поэтому сам интеграл определяется непрерывной частью спектральной плотности процесса $f(t)$ на нулевой частоте $G(0)$, т.е.:

$$X = \left(\frac{K_U K_\Gamma}{T_U T_\phi} \right)^2 G(0).$$

Спектральная плотность помехи на выходе перемножителя $G(\omega)$ определена соотношением (11), подставляя в которое среднеквадратичное значение:

$$\bar{h}_i^2 = 0.25 A_c^2 A_\Gamma^2 \overline{\sin^2(\psi_{cm}(0))},$$

получим:

$$X = \left(\frac{K_U K_\Gamma A_c A_\Gamma}{T_U T_\phi} \right)^2 \left[\frac{\tau_\phi}{4\pi} \overline{\sin^2(\psi_{cm}(0))} + \frac{1}{2\Delta f_m a^2} \right]. \quad (15)$$

Подставив в (14) полученные значения X и \bar{Y} , учитывая также, что $W(\Delta \omega_2; \Delta \dot{\omega}_2) = 0$ вследствие стационарности ошибки системы, получим:

$$\begin{aligned} X \frac{\partial^2}{\partial \Delta \omega_r^2} W(\Delta \omega_r; \Delta \dot{\omega}_r) + \frac{1}{T_\phi} \frac{\partial}{\partial \Delta \dot{\omega}_r} [\Delta \dot{\omega}_r W(\Delta \omega_r; \Delta \dot{\omega}_r)] + \\ + \frac{K_U K_\Gamma A_c S}{T_U T_\phi} \Delta \omega_r \frac{\partial}{\partial \Delta \dot{\omega}_r} W(\Delta \omega_r; \Delta \dot{\omega}_r) - \Delta \dot{\omega}_r \frac{\partial}{\partial \Delta \omega_r} W(\Delta \omega_r; \Delta \dot{\omega}_r) = 0. \end{aligned} \quad (16)$$

Линейное уравнение в частных производных параболического типа (16) позволяет определить двумерную плотность вероятности ошибки $\Delta\omega_r$ и ее производной $\Delta\dot{\omega}_r$ в совпадающие моменты времени $W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r)$:

$$W(\Delta\omega_r; \Delta\dot{\omega}_r) = \frac{1}{2\pi X T_\Phi} \sqrt{\frac{K_U K_\Gamma A_C S}{T_H T_\Phi}} \exp\left(-\frac{1}{2X T_\Phi} \left(\frac{K_U K_\Gamma A_C S}{T_H T_\Phi} \Delta\omega_r^2 + \Delta\dot{\omega}_r\right)\right). \quad (17)$$

Полученное решение удовлетворяет условиям нормировки плотности вероятности и граничным условиям. Из (17) получаем одномерную плотность вероятности ошибки, подставив значение X , запишем:

$$W(\Delta\omega_r) = \sqrt{\frac{A_C S T_H}{2\pi K_U K_\Gamma G_0}} \exp\left(-\frac{A_C S T_H}{2K_U K_\Gamma G_0} \cdot \Delta\omega_r^2\right). \quad (18)$$

Т.е. ошибка следящего фильтра в установившемся режиме распределена по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием, ошибка и ее производная статистически независимы. Дисперсия ошибки $\sigma_{\Delta\omega}^2$ определяется соотношением:

$$\sigma_{\Delta\omega}^2 = \frac{K_U K_\Gamma G_0}{T_H A_C S}. \quad (19)$$

Подставляя в (19) значения $G(0)$ и S , получим:

$$\sigma_{\Delta\omega}^2 = \frac{2K_U K_\Gamma A_\Gamma}{T_H} \left[\frac{\frac{\tau_\Phi}{2\pi} \overline{\sin^2(\psi_{cm}(0))} + \frac{1}{\Delta f_m a^2}}{\tau_\Phi \cos \psi_{cm}(0)} \right]. \quad (20)$$

Для случая распределения $\psi_{cm}(0)$ по закону, определяемому соотношением (2), величины $\cos \psi_{cm}(0)$ и $\sin^2 \psi_{cm}(0)$ вычислены в работе [6]:

$$\cos \psi_{cm}(0) = \frac{1}{2} a \sqrt{\frac{\pi}{2}}; F_1\left(\frac{1}{2}; 2; -\frac{1}{2} a^2\right),$$

$$\sin^2 \psi_{cm}(0) = \frac{1}{2} - \frac{1}{8} a^2 F_1\left(1; 3; -\frac{1}{2} a^2\right).$$

где $F_1(X; Y; Z)$ - вырожденная гипергеометрическая функция.

Таким образом, рассмотренный следящий фильтр в установившемся состоянии при постоянной средней частоте спектра входного сигнала имеет только флюктуационную ошибку, и не имеет систематической составляющей, как «счетчики нулей». Увеличение периода фазирования генератора вызывает уменьшение дисперсии флюктуационной ошибки,

однако, при больших отношениях сигнал/шум на входе (при $a > 3$) эта зависимость слабо выражена. Выбор периода фазирования управляемого генератора определяется требуемой шириной частотной характеристики корреляционного дискриминатора, которая, в свою очередь, зависит от требуемой полосы захвата ФАПЧ и может регулироваться в широких пределах. Следовательно, у рассмотренного следящего фильтра полоса захвата определяется исключительно выбором длительности периода фазирования и не зависит от характеристик фильтра, как у стандартных ФАПЧ. Установив такие следящие фильтры на каждый из выбранных горизонтов измерения скорости течений, можно существенно повысить точность измерения за счет устранения некомпенсируемой систематической ошибки «счетчиков нулей».

Литература

1. А.с. 538597, Способ определения составляющих скорости течения / Голод О.С., Сизов В.В. - 1975
2. Аграновский К.Ю. Измерение вертикального профиля скорости морских течений / Аграновский К.Ю., Голод О.С., Федоров А.К. // Технические средства изучения и освоения океана : Тезисы докладов. - Ленинград, 1978
3. Патент ФРГ. GoI P5/00N2721115 Bordsystem zur Messung der Stromungsdehwindigkeit einer Flüssigkeit. / E. Prinz, G. Hauser, G. Leiser, 1978
4. Голод О.С. Использование коррелятора в системе АПЧ, 4 / Голод О.С., Гомзин В.Н., Итагович Ю.С., Калашников В.Г. // «Известия ВУЗов». Радиоэлектроники. – 1971. - № 1. – С.
5. Стратонович Р.П. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике / Стратонович Р.П.. - М.: Сов. Радио, 1961. – 558 с.
6. Горяинов В.Т. Статистическая радиотехника / Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. - М.: Сов.радио, 1980. – 544 с.

Стаття надійшла до редакції 05 грудня 2012 р. російською мовою

© **Є.Г. Борисов, О.С. Голод, В.Д. Лиференко**
ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ДОПЛЕРІВСЬКИХ ВИМІРНИКІВ
ВЕРТИКАЛЬНОГО ПРОФІЛЮ ШВИДКОСТІ ПЛІНІВ

У статті досліджені властивості фільтра, що стежить, на основі фазового автоматичного підстроювання частоти, а також виведені вирази, що оцінюють його помилку. Розглянуто фактори, які впливають на помилку фільтра, що стежить, запропоновані шляхи вдосконалення вимірників швидкості плинину.

© **Eugenie G. Borisov, Oleg S. Golod, Viktor D. Liferenko**
INCREASING OF THE ACCURACY OF DOPPLER MEASURERS OF VERTICAL
PROFILE OF THE STREAMS' SPEED

In the article the tracking filter's properties on the basis of phase locking are researched, and the expressions for its error estimating are concluded. The factors which affect the tracking filter's error, are considered, and the ways of improvement of stream's speed measurers are suggested.