

Измерение спектра фазовых шумов гармонических сигналов сверхвысокой частоты кросс-спектральным методом

А. В. ГОРЕВОЙ¹, А. В. ЛИРНИК²

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия, e-mail: Andrew.Gorevoy@micran.ru

²Научно-производственная фирма «Микран», Томск, Россия, e-mail: lirnrik@micran.ru

Рассмотрены различные методы измерений спектров амплитудных и фазовых шумов гармонических сигналов сверхвысокой частоты. Выбран метод синхронного детектирования с двумя независимыми каналами и вычислением взаимного спектра. Приведены результаты измерений спектров с помощью макета двухканального низкочастотного анализатора, а также результаты измерений спектров фазовых шумов источников сверхвысокой частоты с разным уровнем. Проведено сравнение результатов с эталонными измерениями.

Ключевые слова: фазовый шум, анализатор спектра, фазовая автоподстройка частоты, взаимный спектр.

The several methods of measuring amplitude and phase fluctuations of harmonic microwave signals are considered. The most sensitive method of the synchronous demodulation with two independent channels and the calculation of the cross-spectrum is used. The results of phase noise measurements of different sources in comparison with the reference measurements are given.

Key words: phase noise, spectrum analyzer, PLL, cross-spectrum.

Влияние амплитудных и фазовых шумов несущих сигналов на характеристики радиотехнических систем в настоящее время изучено достаточно хорошо [1]. Методы оптимизации источников сигналов проработаны под конкретные задачи, составляющие обширное направление в радиотехнике. Измерение интенсивности шумов в понятных и общепринятых величинах является неотъемлемой частью их разработки. Шумы, как правило, составляют мельчайшую долю в суммарной энергии сигнала и требуют специфических методов измерения.

Основные методы измерения амплитудных и фазовых шумов. Анализ спектра фазовых и амплитудных шумов сигналов сверхвысокой частоты (СВЧ) имеет специфику, связанную с работой в узкой полосе частот около мощной несущей частоты. При измерениях необходимо разделять амплитудные и фазовые шумы, а также учитывать влияние собственных шумов тракта приёма и оцифровки. Рассмотрим несколько способов измерения уровня фазовых и амплитудных шумов.

Аналитически сигнал генератора можно представить как

$$s(t) = A[1 + a(t)]\cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала; $a(t)$ – случайный процесс отклонения амплитуды от среднего значения; данный процесс изменяется медленно по сравнению с периодом сигнала (амплитудный шум); ω_0 – круговая частота сигнала; $\varphi(t)$ – случайный процесс отклонения фазы от линейно изменяющегося значения; этот процесс изменяется медленно по сравнению с периодом сигнала (фазовый шум).

Оба случайных процесса $a(t)$, $\varphi(t)$ считаются эргодичными и с нулевым средним. Так как на практике $a(t) \ll 1$, $\varphi(t) \ll \omega_0 t$, то отбросив величины более высоких порядков малости, вы-

ражение (1) примет вид

$$s(t) \approx A\cos\omega_0 t + Aa(t)\cos\omega_0 t - A\varphi(t)\sin\omega_0 t. \quad (2)$$

В спектральном представлении такой сигнал (2) будет выглядеть как сумма спектров несущей частоты и относительно медленных флуктуаций амплитуды и фазы, смещённых на частоту несущей. Уровень спектров флуктуаций пропорционален уровню несущей, поэтому для удобства работы проводят нормировку относительно её амплитуды.

Первый метод. Анализатор спектра. Анализатор спектра, как устройство, представляющее на экране квадрат модуля преобразования Фурье от входного сигнала, отображает суммарную спектральную плотность мощности амплитудной и фазовой составляющих. Таким образом, для измерения одной составляющей шумов нужна априорная информация, что интенсивность второй составляющей гораздо ниже. Если учесть, что входной сигнал испытывает многократные преобразования частоты, проходя через приёмный тракт анализатора спектра с неидеальными сигналами гетеродинов, то в формулу (2) следует добавить собственные амплитудные и фазовые шумовые составляющие системы. Тогда формулу (2) можно записать следующим образом:

$$s_a(t) \approx A\cos\omega_0 t + Aa(t)\cos\omega_0 t - A\varphi(t)\sin\omega_0 t + Aa_a(t)\cos\omega_0 t - A\varphi_a(t)\sin\omega_0 t. \quad (3)$$

Два последних слагаемых равенства (3) описывают вносимые анализатором амплитудный и фазовый шумы.

Таким образом, на практике появляется существенное ограничение по чувствительности прибора, которое проявляется в виде шумов гетеродинов. Особенно это заметно при измерениях относительно низкочастотных сигналов (до ги-

гагерца, например), когда анализатор спектра, в силу своей специфики, преобразует входной сигнал сначала вверх по частоте, а затем вниз. При этом используется до трёх гетеродинов, в значительной степени некоррелированных по шумам на отстройках выше 1 кГц.

Второй метод. Синхронный детектор. Синхронное детектирование позволяет измерять амплитудные и фазовые шумы отдельно, изменяя фазовые соотношения между входным и эталонным сигналами [2]. Для эталонного сигнала, который характеризуется флуктуациями амплитуды $b(t)$ и фазы $\psi(t)$, отбросив неинформативные высокочастотные составляющие и составляющие нулевой частоты, т. е. отцентрировав выходное напряжение детектора, при синфазном и квадратурном детектировании, соответственно, получим следующие выражения:

$$\dot{U}(t) \approx K_{\phi} a(t) + K_{\psi} b(t); \quad (4)$$

$$\dot{U}(t) \approx K_{\phi} \varphi(t) + K_{\psi} \psi(t), \quad (5)$$

где $K_{\phi} = AB/2$ – коэффициент передачи детектора, B – амплитуда эталонного сигнала.

Из (4), (5) следует, что шумы эталонного сигнала ограничивают чувствительность измерений. В обоих методах для адекватного измерения флуктуаций при синхронном детектировании необходимо иметь спектрально более чистый эталонный сигнал.

Третий метод. Многоканальная система. Попытки ослабить влияние опорных (эталонных) источников на результат синхронного детектирования приводят к многоканальным независимым измерениям с последующим вычислением взаимных характеристик сигналов на выходах каналов. Так называемые кросс-измерения (кросскорреляционные, кросс-спектральные) – это попытка обнаружить схожее поведение достаточно зашумлённых выходов независимых каналов при вычислениях взаимных ковариационных функций или взаимных спектральных характеристик сигналов. Независимость каналов играет важную роль.

Пусть имеются два независимых канала B , C синхронного детектирования. Для простоты выкладок примем, что амплитуды эталонных сигналов в обоих каналах одинаковы и равны B . Фазовый шум второго канала характеризуется функцией $\zeta(t)$. Тогда

$$\dot{U}_B(t) = K_{\phi} \varphi(t) + K_{\psi} \psi(t); \quad (6)$$

$$\dot{U}_C(t) = K_{\phi} \varphi(t) + K_{\psi} \zeta(t). \quad (7)$$

С учётом того, что процессы $\varphi(t)$, $\psi(t)$ и $\zeta(t)$ некоррелированы, взаимный спектр каналов (6), (7) примет вид [3]

$$S_{BC}(f) = K_{\phi}^2 |S_{\varphi}(f)|^2.$$

Аналогично можно показать, что при синфазном детектировании можно выделить флуктуации амплитуды входного сигнала. Взаимный спектр двух каналов всегда действительный, положительный и определяется только спектром шумов

входного сигнала. В реальности же приходится иметь дело с дискретным преобразованием Фурье и выборками ограниченной длины. Такие выборки приводят к появлению мнимых составляющих при нахождении произведения спектров каналов. Зная это, мнимую составляющую следует отнести, скорее, к влиянию каналов и при обработке результатов не учитывать. Также можно использовать её для косвенной оценки влияния шумов каналов на результат вычислений. Отрицательные значения действительного спектра мощности иногда (например, в [4]) рекомендуется обнулять для получения наименее смещённой оценки спектра на пределе чувствительности системы, хотя в данном случае возникают некоторые сомнения. Допустив эргодичность случайных процессов, фигурирующих в системе, можно перейти от усреднений по реализациям к усреднению по времени [3]. Следовательно, взаимные спектры каналов можно усреднять по мере накопления и обработки данных, а затем постепенно сводить мнимый взаимный спектр каналов к нулю, выигрывая по чувствительности 5 дБ на декаду количества усреднений [4].

Влияние конечности развязок между каналами. Поскольку каналы имеют общий вход, то можно предположить существование перекрестной связи между ними. Эта связь возникает из-за конечных развязок между входами детекторов, усилителей входного сигнала и устройства разделения мощности входного сигнала между каналами. Если перекрестная связь взаимна, то

$$S_{BC}(f) = K_{\phi}^2 [S_{\varphi}(f) + S_{\psi}(f) + \alpha S_{\zeta}(f)] [S_{\varphi}^*(f) + S_{\psi}^*(f) + \alpha S_{\zeta}^*(f)],$$

где α – подавление эталонного сигнала одного канала при просачивании его на вход другого; S^* – комплексно-сопряжённый спектр.

Если принять шумы эталонных сигналов равными, то

$$S_{BC}(f) = K_{\phi}^2 [|S_{\varphi}(f)|^2 + |\sqrt{2\alpha} S_{\psi}(f)|^2].$$

Тогда произведение $|\sqrt{2\alpha} S_{\psi}(f)|$ определит предельную чувствительность системы и способы её повышения.

Калибровка и настройка. Спектр напряжения на выходе детекторов и результат их произведения, полученный после оцифровки, часто представляются как безразмерный параметр, отнесённый к величине отсчёта аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Детекторная характеристика смесителей, которые часто применяют в качестве фазового детектора, имеет синусоидальный вид. При небольшой расстройке частот сигналов детектор выдаст синусоидальную осциллограмму, повторяющую детекторную характеристику.

Путём несложных математических операций с высокой точностью можно рассчитать крутизну детекторной характеристики как амплитуду сигнала разностной частоты. Так как сигнал разностной частоты при оцифровке тоже представляется в отсчётах АЦП, то при пересчёте спектра напряжения в спектр фазовых шумов никаких дополнительных действий не требуется. Таким образом, система может быть самокалибруемой перед каждым измерением.

Реализация низкочастотного анализатора спектра с кросс-спектральной обработкой.

Для отработки основных алгоритмов цифровой обработки был реализован двухканальный анализатор спектра 100 Гц–20 МГц с прямой оцифровкой входного сигнала. Два канала в этом анализаторе имеют общий вход сопротивлением 50 Ом без гальванической развязки, что позволяет неограниченно снижать анализируемую частоту. Дополнительно в каждом канале установлены усилители постоянного тока (УПТ) 0–30 дБ с шагом регулировки усиления 10 дБ и полосой 20 МГц. Оцифровка производится двухканальным 14-разрядным АЦП с частотой получения отсчётов 50 МГц. После накопления отсчёты передаются на персональный компьютер для вычисления спектра. После нормировки относительно вольт и приведения к полосе 1 Гц спектры в логарифмическом масштабе выводятся на экран. На рис. 1 показаны спектры каналов и их произведение в виде действительной и мнимой частей (взаимный спектр) при подключённой ко входу согласованной нагрузке. При выведении результатов количество точек отображения меньше числа точек в спектрах, при этом первые распределены равномерно в пределах декады. Ближайшие точки спектра к точкам отображения усреднены в комплексном виде.

Заметим, что уровень шума в каналах на больших частотах соответствует уровню шума, заявленному в описании АЦП [5]. Тогда шумовой подъём с характерной фликкерной формой на низких частотах можно классифицировать как фликкер-шум АЦП. Тем более, что по описаниям на микросхемы УПТ их уровень фликкер-шумов значительно ниже [6]. Так как резистор 50 Ом, подключённый ко входу, генерирует шум с равномерным спектром со средним квадратическим значением напряжения $0,9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, то можно сделать вывод, что коэффициент шума каналов очень высок.

Из рис. 1 следует существенное повышение чувствительности системы на высоких частотах, фликкер-шум АЦП не отслеживается. Действительная и мнимая компоненты спектра равны по модулю, при этом шум подключённого резистора отсутствует. Дело в том, что при описанном выше подходе к отображению результатов количество усредняемых спектральных составляющих пропорционально увеличивается при росте частоты в силу расширения частотного интервала усреднения. Это приводит к эффекту повышения чувствительности на 5 дБ на декаду количества усреднений [4]. Следовательно, взаимный спектр оказывается похожим на спектры каналов с дополнительным наклоном 5 дБ на декаду.

Так как максимальная амплитуда сигнала на входе АЦП соответствует 1 В, то про-

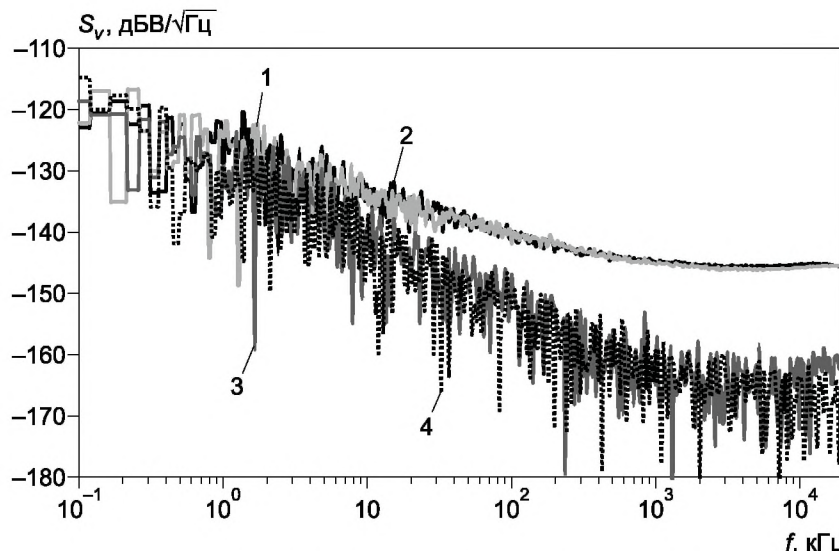


Рис. 1. Индивидуальные и взаимные спектры каналов: 1, 2 – первый и второй каналы, соответственно; 3, 4 – действительный и мнимый спектры, соответственно

является мгновенный динамический диапазон анализатора, намного превосходящий одноканальный вариант на больших частотах. Это происходит из-за существенного снижения коэффициента шума (см. рис. 1). К тому же, данный диапазон можно увеличивать, наращивая длину выборки, при этом на каждый интервал усреднения будет увеличиваться и количество спектральных компонент, что было подтверждено экспериментально (рис. 2).

С одной стороны, выборка не должна быть короче, чем требует теорема Котельникова для самых низкочастотных составляющих анализируемого спектра, а с другой – комфортный для наблюдения период обновления информации

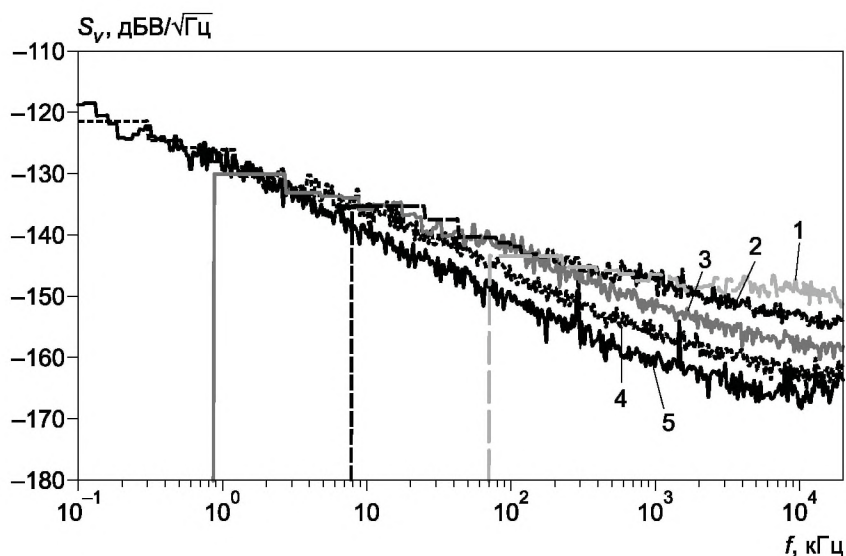


Рис. 2. Действительный взаимный спектр при различных длинах выборки: 1, 2, 3, 4, 5 – соответственно 512; 4096; 32000; 260000; 2000000 точек

на экране прибора не превышает 0,5 с. Если нижняя граница анализируемого частотного диапазона намного выше частоты обновления информации, то удлинение выборки выгодно с точки зрения максимальной чувствительности измерений. Ориентируясь на современный уровень вычислительных мощностей, почти всё указанное время можно потратить на накопление данных. При этом получается выборка около 25 млн. отсчётов, что даёт дополнительный выигрыш по чувствительности около 5 дБ относительно нижней кривой (см. рис. 2).

Измерение с максимальным усилением УПТ и максимально длинной выборкой 4 млн отсчётов позволило наблюдать часть спектра шумов резистора на входе системы. В диапазоне частот от 100 кГц до 10 МГц удалось наблюдать

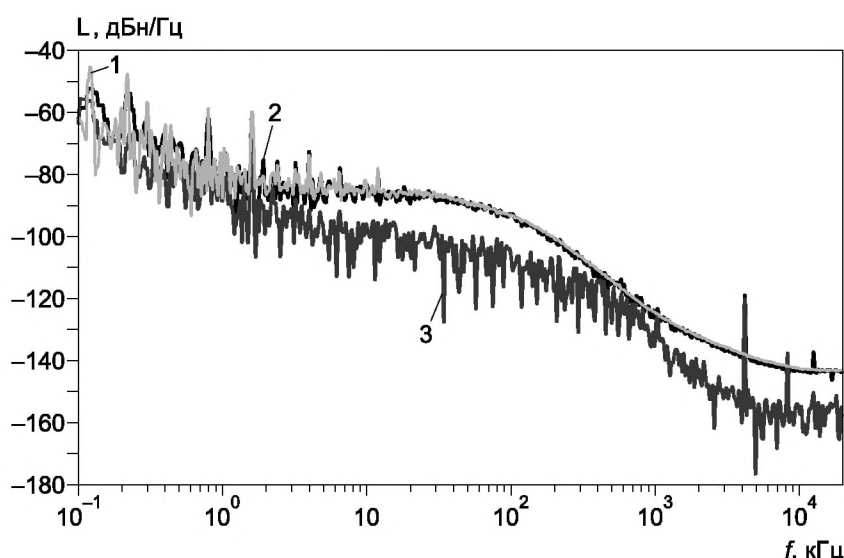


Рис. 3. Измерение спектра фазовых шумов сигнала с частотой 6 ГГц: 1 – эталонные измерения; 2, 3 – действительный и мнимый спектры, соответственно

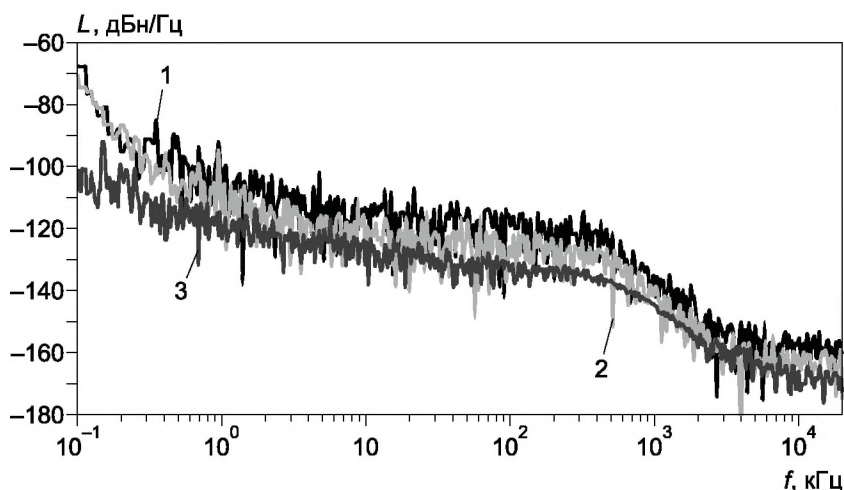


Рис. 4. Фазовый шум второго гетеродина СК4М-18: 1 – действительный спектр; 2 – действительный спектр после 10 усреднений; 3 – эталонные измерения

шумы резистора. На низких частотах проявился избыточный фликкер-шум системы, который можно подавить увеличением коэффициента усиления УПТ.

Реализация анализатора спектра фазовых шумов с кросс-спектральной обработкой. Следующим шагом стало построение двухканальной системы измерения фазовых шумов с синхронным фазовым детектированием. Для реализации измерителя потребовалась двухканальная цифровая фазовая автоподстройка частоты с двумя независимыми синтезаторами типа PLG06 [7] и применение методов калибровки, частично описанных выше. Была получена работоспособная система с автоматической настройкой и калибровкой. Результаты тестирования приведены на рис. 3, 4. В тестах использовали два источника СВЧ

на частотах 3,5 и 6 ГГц с разным качеством спектра фазовых шумов. Частоты, равные 6 ГГц, генерировались генераторно-измерительным блоком скалярного анализатора цепей Р2М-18 Микран [8], а частоты 3,5 ГГц – от второго гетеродина анализатора спектра СК4М-18 Микран [8]. Для верификации измерений спектры шумов источников были измерены на анализаторе источников сигналов E5052B Keysight Technologies (США).

Результат измерения спектра шумов сигнала 6 ГГц показан на рис. 3, откуда следует минимальное расхождение шумов. По сравнению характеров спектров в первой декаде можно отметить, что количество точек в выборке E5052B больше в 2–4 раза и составляет 8–16 млн против 4 млн в рассмотренном случае.

На рис. 4 показан результат измерений малощумящего второго гетеродина СК4М-18 с частотой 3,5 ГГц. По чувствительности система уступает эталонному прибору из-за относительно короткой выборки и, видимо, относительно шумящих гетеродинов. Однако чувствительности системы хватает для определения шумовых характеристик синтезаторов частот с типовой схемой фазовой автоподстройки частоты (микросхемы серии ADF41xx).

Заключение. Создание системы потребовало больших усилий по разработке, сборке и запуску составных частей, таких как гетеродины, фазовый приёмник с низкочастотным входом, интерфейсный модуль, источник питания и т. д. Итогом работы стал макет анализатора спектра низких частот и фазовых шумов, на котором появится возможность измерения переходных процессов в источниках СВЧ, амплитудных шумов, регулировочных характеристик генераторов, управляемых напряжением. Предполагается доработка аппаратной части с целью увеличения чувствительности измерения фазовых шумов.

Работа выполнена при поддержке

Минобрнауки России, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Л и т е р а т у р а

1. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2005.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
4. Rubiola E., Vernotte F. The Cross-Spectrum Experimental Method. Besancon: France, 2010.
5. Двухканальный аналого-цифровой преобразователь ADC32J42. [Электрон. ресурс]: [http://www.ti.com/lit/ds/](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc32j42.pdf)

[symlink/adc32j42.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc32j42.pdf) (дата обращения: 17.09.2016).

6. Усилитель выходного сигнала с малым энергопотреблением ADA4897-1 [Электрон. ресурс]: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4896-2_4897-1_4897-2.PDF (дата обращения: 17.09.2016).

7. Синтезаторы частот серии PLG. [Электрон. ресурс]: http://www.micran.ru/sites/micran_ru/data/UserFile/File/KIA/PLG12_Datasheet_rus_1%2008_WEB.pdf (дата обращения: 25.09.2016).

8. Лирник А. В. Построение экономичного одночастотного синтезатора с низким уровнем фазовых шумов // Электронные средства и системы управления: материалы докладов конференции. 2014. Ч. 2. С. 190–195.

Дата принятия: 26.11.2016.

537.811

Шум электродного датчика в потоке жидкости

В. Г. МАКСИМЕНКО

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал, г. Фрязино, Россия, e-mail: max54@ms.ire.rssi.ru

Изучены шум электродного датчика и влияние на этот шум движения жидкости, а также пульсаций скорости и давления жидкости. Выполнены экспериментальные исследования с помощью разработанной установки. Даны рекомендации по повышению чувствительности и точности электродного датчика.

Ключевые слова: электрод, электродный датчик, электродный шум, пульсация скорости, пульсация давления.

The noise of the electrode sensor and the effect of fluid motion on this noise, as well as pulsations of the velocity and pressure of the liquid, are studied. Experimental studies were carried out using the developed installation. Recommendations are given for increasing the sensitivity and accuracy of the sensor.

Key words: electrode, electrode sensor, electrode noise, speed pulsation, pressure pulsation.

Электродные датчики находят применение в геофизических исследованиях при измерении напряжённости низкочастотного электрического поля в море, в системах радиосвязи с подводными объектами [1, 2]. Собственный шум таких датчиков ограничивает чувствительность и точность измерений. Результаты изучения шума электродных датчиков представлены в [3–5]. В частности, обнаружена связь флуктуаций разности потенциалов между электродами и скорости жидкости. Однако полученные результаты нуждаются в уточнении, природа электродного шума не выяснена.

Цель данной работы – изучение электродного шума и влияния на него движения жидкости, пульсаций скорости и давления жидкости, а также выработка рекомендаций по повышению чувствительности и точности электродного датчика.

Исследования проводили на установке, схема которой изображена на рис. 1. В стальном ящике 1, являющемся магнито- и электростатическим экраном, располагаются аккумуля-

тор 2 питания центробежного насоса, приводящего жидкость в движение, и ещё два стальных ящика-экрана 9, 10. В ящике 10 размещаются ячейка 12 с имитирующими датчик электродами и предварительный усилитель 11, в ящике 9 – резервуар 13 с жидкостью (раствор NaCl, имитирующий морскую воду) и электрический насос 14. По диэлектрическому трубопроводу диаметром 3,5 мм жидкость поступает из резервуара 13 к насосу 14, затем в ячейку с электродами и обратно в резервуар. Скорость движения жидкости изменяется включением в цепь питания насоса резисторов 8. Для контроля пульсаций скорости жидкости служит фотозлектрический датчик 7 с предварительным усилителем 6. Выходы предварительных усилителей 6, 11 поочерёдно подключаются к измерительному усилителю 5, который усиливает исследуемое напряжение до уровня, необходимого для работы аналого-цифрового преобразователя (АЦП) 4, к которому подключён компьютер 3, осуществляющий обработку результатов измерений.