

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.2>

УДК 621.396.962.33, 621.396.969.14

## ДОПЛЕРОВСКИЙ СКАТТЕРОМЕТР ТРЕХСАНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ПОЛНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ ЗОНДИРОВАНИЕМ

Э. М. Зуйкова, Г. А. Байдаков, Ю. А. Титченко, М. Б. Салин

Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук, 603950, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46

Статья поступила в редакцию 2 февраля 2021 г.

**Аннотация.** В статье описывается разработанный в ИПФ РАН экспериментальный образец поляризационного доплеровского скаттерометра 3-х сантиметрового диапазона с одной антенной на прием и передачу, двумя генераторами с частотной модуляцией по синусоидальному закону, незначительно отличающимися по частоте и жестко синхронизованными между собой. На выходе каждого из двух смесителей выделяется одновременно основная поляризация в двух квадратурах на биениях и перекрестная на разностной частоте. После фильтрации и синхронного детектирования получают доплеровские частоты на всех поляризациях, которые далее записываются на компьютер для дальнейшей обработки. Приведены экспериментальные результаты, полученные на ветро-волновом канале большого термостратифицированного бассейна ИПФ РАН.

**Ключевые слова:** доплеровский скаттерометр, частотная модуляция, синхронизация генераторов, разностная частота, эксперимент в ветро-волновом канале, поляризационные измерения на основных и перекрестных поляризациях.

**Abstract.** The paper describes an experimental model of an X-band multi-polarization Doppler scatterometer developed at the IAP RAS with one antenna for receiving and transmitting, two generators with sinusoidal frequency modulation, slightly differing in frequency, and rigidly synchronized with each other. At the output of each of the two mixers, the co-polarizations are simultaneously

distinguished in two quadratures at the beats and the cross-polarizations at the difference frequency. After filtering and synchronous detection, Doppler frequencies are obtained at all polarizations, which are then recorded on a computer for further processing. Experimental results obtained in the wind-wave channel of the large thermally stratified basin of the IAP RAS are presented.

**Key words:** Doppler scatterometr, frequency modulation, synchronization of generators, difference frequency, experiment in the wind-wave channel, measurements at the co- and cross polarizations.

## **Введение**

Доплеровский скаттерометр с полным поляризационным зондированием предназначен для дистанционного измерения скоростных характеристик водной поверхности при больших скоростях ветра, а также изучения характеристик волнения при малых углах визирования, когда перекрестные поляризации становятся более информативными, чем соосные [1].

Скаттерометры, построенные по способу, использованному в разработке экспериментального образца, описанного далее, возможно применять в ближней радиолокации: в лабораторных условиях, с борта судна, вертолета и морской платформы там, где требуется на заданных дальностях измерение интенсивности отраженного сигнала и доплеровского спектра, обусловленного движением отражателей в направлении зондирования на всех поляризациях. Известны поляризационные РЛС, использующие для развязки поляризаций смещение по частоте или времени, что ограничивает исследование меняющихся во времени и распределенных в пространстве процессов. В поляризационно-доплеровском радаре S-диапазона PARSAX [2] избавились от этих недостатков, излучая одновременно два ортогональных по поляризации и форме временных сигнала - пару ЛЧМ сигналов с положительным и отрицательным наклоном частоты. При использовании таких сложных сигналов потребовалось применение передовых дорогостоящих цифровых технологий. В разрабатываем нами скаттерометре для достижения аналогичных целей возможно более простое решение.

В ИПФ РАН ранее был разработан доплеровский скаттерометр с последовательным измерением всех соосных и перекрестных поляризаций [3], предназначенный для лабораторного моделирования, в ходе которого возможно многократно воспроизводить одинаковые условия эксперимента. Он использовался в рамках эксперимента на Высокоскоростном ветро-волновом канале ИПФ РАН [4].

### **1. Особенность предлагаемого способа построения доплеровского поляризационного скаттерометра**

В разрабатываемом скаттерометре, как в доплеровских навигационных РЛС [5], миллиметровых скаттерометрах [6] и доплеровском скаттерометре [3] предполагается излучать непрерывный сигнал с частотной модуляцией (ЧМ) по синусоидальному закону, а в приемнике отраженный сигнал смешивать с зондирующим сигналом для получения биений. Биения можно представить в виде тригонометрического ряда, члены которого являются гармониками частоты модуляции с амплитудами, пропорциональными функциям Бесселя первого рода  $n$ -ого порядка [5,7].

Радары, работающие по биениям на Бесселевских функциях небольшого порядка, позволяют измерять скорости отражателей на водной поверхности в широком интервале доплеровского сдвига частот (десятки кГц) в диапазоне длин волн излучения от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров, но они имеют плохое разрешение по дальности на больших расстояниях при работе по максимальному значению выбранной функции Бесселя. Однако преимущество данного метода связано с подавлением помех от близких объектов, что важно в ближней радиолокации, и это проявляется тем сильнее, чем выше номер выбранной функции Бесселя. Недостатком метода является увеличение потерь сигнала из-за расхода мощности на другие гармоники и появление помех в боковых лепестках диаграммы направленности из-за неоднозначности функций Бесселя и медленном спаде по дальности. С другой стороны, имея запас по мощности излучения, неоднозначность можно использовать для увеличения разрешения по дальности, настраиваясь антенной

на более далекие максимумы функции Бесселя, которым нужны большие значения девиации излучаемого сигнала. Следует также заметить, что можно для больших расстояний, например, с вертолета или самолета, при вертикальном и близкому к вертикальному зондированию использовать задержку принимаемого сигнала на период модуляции и, выбирая соответствующим образом период модуляции, девиацию и номер функции Бесселя, измерять доплеровские сигналы на заданной дальности с высоким разрешением по дальности [6]. Основными средствами настройки на дальность по-прежнему остаются девиация и период модулирующей функции. Период модуляции задается при установке основных параметров, а девиацией осуществляется оперативная регулировка в процессе измерений.

Известно [2], что для получения одновременно информации по дальностям и доплеровским частотам используется не синусоидальный, а более сложный закон частотной модуляции, например, пилообразный. Рассмотрим на примере треугольной модуляции особенности работы на разностной частоте.

На рис. 1 показаны биения от 2-х излучающих генераторов  $F_0$  и  $F_1$  и отраженных сигналов от этих генераторов, задержанных на время  $T$ . По горизонтальной оси отложено время, по вертикальной-частота. Разность  $f_r = F_0 - F_1$  – разностная частота,  $f_b$  – частота биений,  $f_d$  – частота доплеровского сдвига,  $T_m$  – период модуляции. Биения на разностной частоте получаются от задержанного сигнала каждого генератора относительно другого незадержанного, используемого в качестве гетеродина. Предполагается, что величина разностной частоты больше максимальной частоты биений и может в допустимых пределах отличий частот двух генераторов, когда по условиям задачи можно считать временные и пространственные изменения сигналов из-за разницы частот несущественными, играть роль промежуточной частоты. Разностные частоты от генератора  $F_1$  и гетеродинного сигнала  $F_0 - c_1$  и  $c$ ;  $b_1$  и  $b$  – разностные частоты от генератора  $F_0$  и гетеродина  $F_1$ , отличающиеся на разных склонах на удвоенное значение частоты  $f_b$ . Такое поведение сигналов

на разностной частоте позволяет однозначно определять доплеровские сигналы на каждом склоне треугольной (и синусоидальной) модуляции без использования квадратур в СВЧ приемнике.

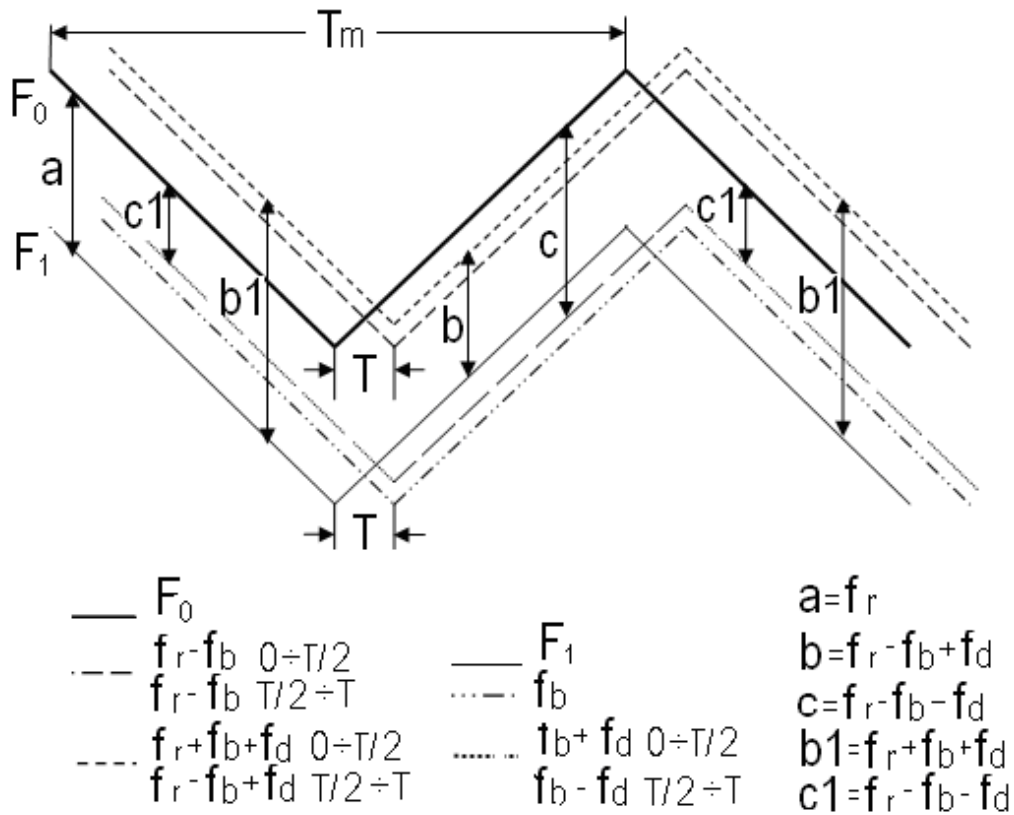


Рис. 1. Формирование различных частот при использовании двух генераторов модулированного сигнала.

Из рис. 1 также видно, что одинаковая величина разности частот ( $c_1, b$ ) или ( $b_1, c$ ) без учета доплеровских сигналов от разных генераторов получается на разных склонах, что означает изменение знака  $f_d$ . Кроме того, без применения разностной частоты биения двух СВЧ генераторов могут разделяться по отличию их несущих частот на разностную частоту, но в этом случае потребуется квадратурный прием. Требование к точности синхронизации двух генераторов определяется синхронным детектированием сигналов биений на разностной частоте с опорным сигналом разностной частоты для выделения частот биений. Разностные изменения во времени частот двух частотно модулированных генераторов должны быть меньше полосы усилителя

разностной частоты, чтобы могли отслеживаться опорным сигналом разностной частоты. Способ жесткой синхронизации – цифровое формирование ЧМ генераторов и их взаимная синхронизация. Другой возможный способ – фазовая автоподстройка частоты.

В данной работе была реализована приведенная выше схема при излучении непрерывного сигнала с частотной модуляцией по синусоидальному закону с жесткой синхронизацией. При этом для возможности использования только двух СВЧ приемников разностная частота использовалась для перекрестных поляризацій, а соосные выделялись квадратурными смесителями из биений.

Рассмотрим работу скаттерометра на примере 4-ой гармоники частоты модуляции сигнала биений на выходе смесителя, где отраженный от водной поверхности сигнал умножается на опорный сигнал, совпадающий с излучаемым. В этом случае синфазная компонента биений на четвертой гармонике  $\mu_{4i}$  при  $\omega_m \ll \Omega_0$  с точностью до постоянного коэффициента будет [5,7]:

$$\mu_{4i}(t) \approx J_4(D) \cos(\omega_d t) \cos(4\omega_m(t - T/2)), \quad (1)$$

где  $J_4(D)$  – функция Бесселя четвертого порядка,  $D = 2\Delta\Omega/\omega_m \cdot \sin(\omega_m T/2)$ ,  $\Delta\Omega$  – девиация частоты,  $\omega_m = 2\pi f_m$  – частота модуляции,  $T$  – задержка принимаемого сигнала,  $\Omega_0 = 2\pi F_0$  – несущая частота,  $\omega_d$  – доплеровский сдвиг частоты, при этом опущена начальная фаза, не оказывающая влияния на результат [7]. После синхронного детектирования (1) с опорным сигналом четвертой гармоники частоты модуляции, полученный сигнал  $\mu_{4i}(t)$  примет следующий вид:

$$\mu_{4.i}(t) \approx J_4(D) \cos(\omega_d t) \cos(2\omega_m T) . \quad (2)$$

При этом предполагается, что синхронный детектор (СД) содержит полосовой усилитель с шириной полосы, достаточной для пропускания доплеровских частот, и регулировкой усиления, умножитель и фильтр нижних частот (ФНЧ) для выделения доплеровских сигналов.

Второй сомножитель выражения (2) – синфазная составляющая доплеровского сигнала, третий – весовой коэффициент, зависящий от разности

фаз между принимаемым и отраженным сигналами. При этом считается, что инструментальная разность фаз незначительная. Например, при  $f_m = 105$  кГц для точечных целей величина  $\cos(2\omega_m T)$  принимает значение равное нулю при дальности  $L = 180 + n \cdot 360$  м, где  $n = 0, 1, 2, \dots$ . При работе с распределенными целями действие множителя сглаживается. Для выбранных дальностей при необходимости фазу можно скомпенсировать путем предварительной установки задержки в формирователе опорной частоты равной  $4\omega_m$ . В лабораторных условиях из-за малых значений  $T$  этот множитель можно считать равным 1. Кроме того, можно избавиться от весовых множителей, если обе компоненты сигнала опорной частоты  $4\omega_m$  сместить на величину больше максимальной частоты доплеровского смещения. В этом случае встречные направления прихода волн будут расположены с разных сторон от частоты смещения, но увеличится до 3 раз объем записываемой информации и усложнится фильтрация помехи на частоте смещения.

Аналогично (1) для квадратурной компоненты биений на четвертой гармонике  $\mu_{4q}$  на выходе смесителя получаем:

$$\mu_{4q}(t) \approx J_4(D) \sin(\omega_d t) \cos((4\omega_m(t - T/2))) \quad (3)$$

и после синхронного детектирования:

$$\mu_{4.1q}(t) \approx J_4(D) \sin(\omega_d t) \cos(2\omega_m T) \quad (4)$$

Для реализации возможности одновременной оценки соосных и кросс-компонент отраженного поля используется частотное разнесение сигналов излучения по ортогональным (по поляризации) передающим каналам. При этом биения на перекрестных поляризациях выделяются на разностной частоте  $\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi(F_1 - F_0)$ , где  $F_1$  и  $F_0$  – частоты излучения двух передающих каналов. Сигнал биений на разностной частоте для четвертой гармоники частоты модуляции на выходе смесителя, например, при частоте принимаемого сигнала  $F_0$  и частоте опорного сигнала, совпадающего с сигналом другого передающего канала,  $F_1 = (\Omega_0 - \omega_r)/2\pi$  будет:

$$\begin{aligned} \mu_{4r}(t) &\approx J_4(D) \cos(\omega_r - \omega_d)t \cdot \cos(4\omega_m(t - T/2)) \approx \\ &\approx J_4(D) [\cos((\omega_r - 4\omega_m - \omega_d)t + 2\omega_m T) + \cos((\omega_r + 4\omega_m - \omega_d)t - 2\omega_m T)] \end{aligned} \quad (5)$$

При  $\omega_r \gg 4\omega_m$  можно использовать только одно слагаемое, путем фильтрации избавившись от другого, то есть работать на одной боковой полосе относительно разностной частоты. При этом отношение сигнал-шум ухудшается на 3 дБ по сравнению с использованием двух боковых полос, но из-за более высокой разностной частоты по сравнению с частотами биений на соосных поляризациях шум уменьшается. Умножая оставшееся, например, второе слагаемое на разностную частоту и синхронно детектируя с синфазной компонентой опорного сигнала на четвертой гармонике частоты модуляции, получаем синфазную компоненту доплеровского сигнала:

$$\mu_{4,1ri}(t) \approx J_4(D) \cos(\omega_d t + 2\omega_m T) \quad . \quad (6)$$

Квадратурная компонента по разностной частоте получается при синхронном детектировании с квадратурной составляющей опорного сигнала на четвертой гармонике частоты модуляции. Для другой перекрестной поляризации  $\omega_d$  меняет знак. При работе по разностной частоте отсутствует весовой множитель, характерный для соосной поляризации, а остается только фаза, несущественная при измерениях.

Чтобы оценить погрешность в определении знака доплеровского сигнала (направлении распространения волны), и потери из-за других гармоник при работе на четвертой, проведен точный расчет сигналов биений на разностной частоте, используя разностный сигнал с выхода смесителя на перекрестных поляризациях. Показано, что доплеровский сигнал присутствует только с одной стороны от гармоник частот модуляции. На рис. 2а приведен расчет для сигналов биений на разностной частоте для расстояния 2.53 м и девиации 50 МГц ( $D = 5,3$ ), когда четвертая гармоника максимальна, со временем когерентного усреднения 0.1 с и прямоугольным окном. По вертикальной оси мощность в дБ, по горизонтальной – значения гармоник относительно разностной частоты  $f_r$ . На рис. 2б – сигнал на четвертой гармонике частоты



модуляции в другом частотном масштабе для  $f_d = 200$  Гц.

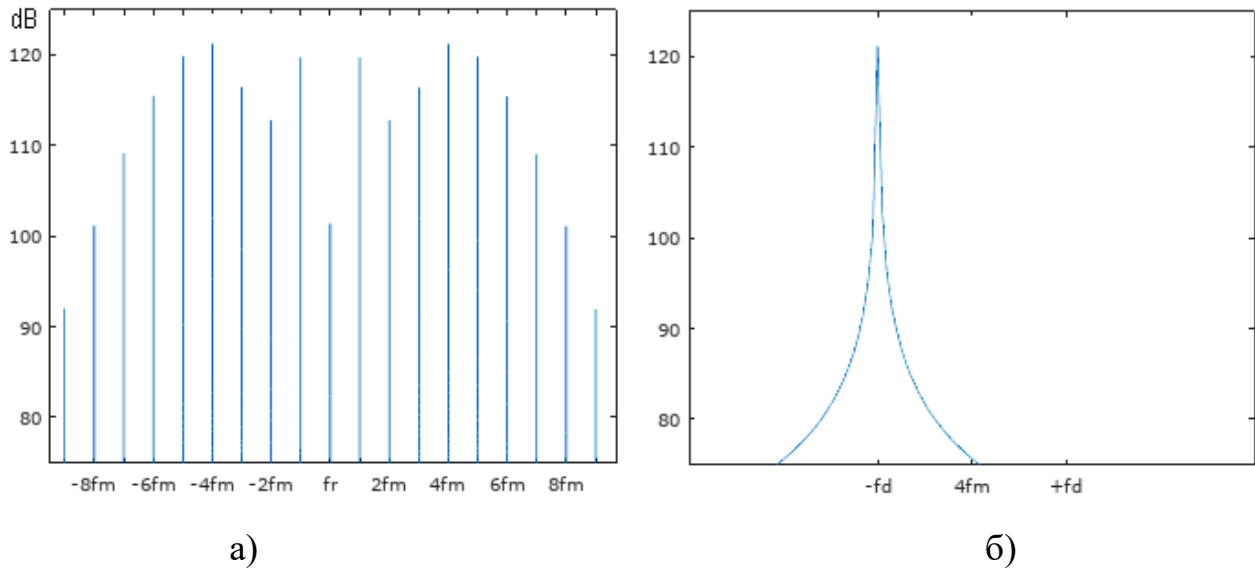


Рис. 2. Спектр сигнала биений на разностной частоте для расстояния 2.53 м и девиации 50 МГц (численное моделирование).

При работе по одной боковой составляющей ( $f_r - 4f_m + f_d$ ) или ( $f_r + 4f_m + f_d$ ) потери в энергии составляют 8 дБ. При работе на второй гармонике на этом же расстоянии с девиацией, соответствующей максимуму второй гармоники, потери составляют 6.6 дБ. Таким образом, на перекрестной поляризации можно использовать одну боковую полосу ( $f_r - 4f_m$ ) или ( $f_r + 4f_m$ ) и 2 квадратуры опорного сигнала на частоте  $4f_m$  вместо двух квадратур по сигналу, что существенно упрощает фильтрацию на разностной частоте, т.к. не надо заботиться о фазовых характеристиках квадратурных сигналов разностной частоты.

## 2. Аппаратурная реализация предлагаемого скаттерометра

В основу построения поляризационного доплеровского скаттерометра взяты 2 синхронизированных между собой приемно-передающих модуля (ППМ) производства АО «НПФ Микран» на 9.4 ГГц, незначительно (на сотые доли процента) отличающиеся по частоте [8]. Это позволило одновременно получать соосные поляризации на биениях в квадратурах: вертикальную VV с выхода приемника одного ППМ и горизонтальную HH с выхода приемника другого

ППМ. Перекрестные можно получить с тех же приемников на разностной частоте ( $VH$  на приемнике с вертикальной поляризацией, пришедшую от  $H$  передатчика, и  $HV$  на приемнике с горизонтальной поляризацией от  $V$  передатчика). На рисунке 3 приведена упрощенная блок-схема скаттерметра с полным поляризационным зондированием. Скаттерметр функционирует следующим образом.

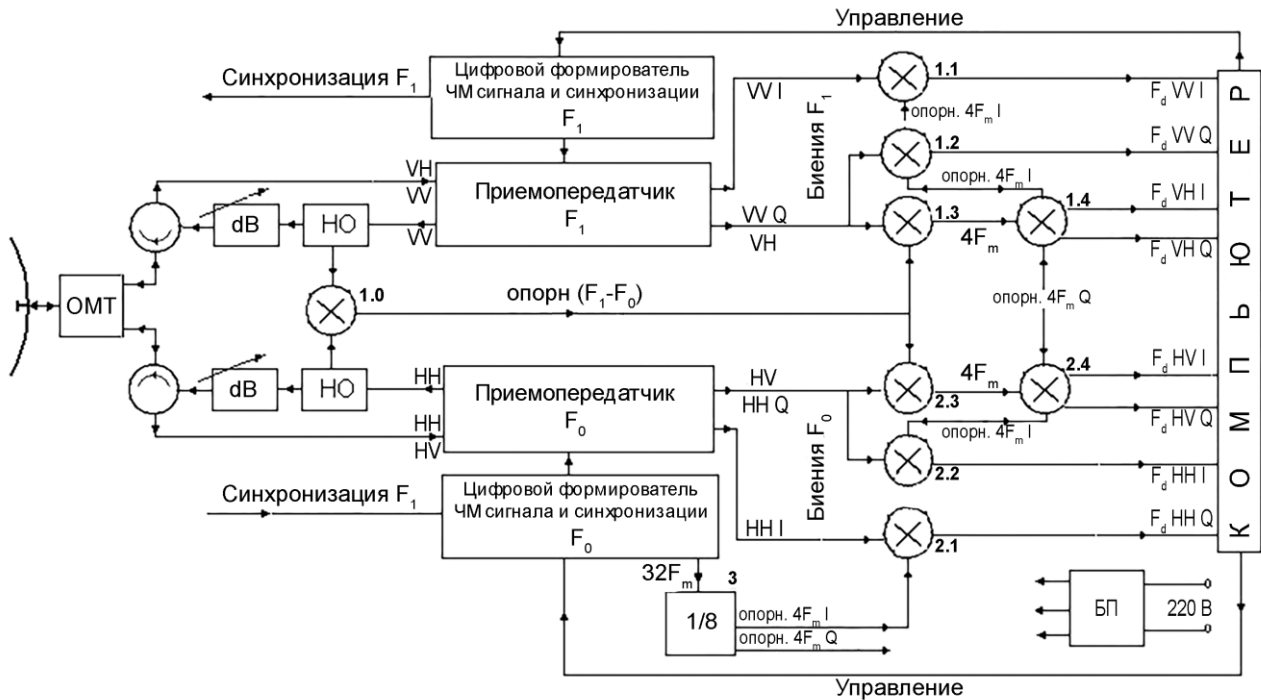


Рис. 3 Упрощенная блок-схема поляризационного скаттерметра. I – канал синфазной компоненты, Q – канал квадратурной компоненты; 1.0, 1.4, 2.4 – смесители, 1.1, 1.2, 1.3, 2.1, 2.2, 2.3 – синхронные детекторы; 3 – делитель частоты на 8.

В двух цифровых формирователях ЧМ сигнала на программном уровне синтезируется модулирующая синусоида, разностная частота, и опорный сигнал для синхронного детектирования на частоте  $32\omega_m$ . Оба формирователя работают синхронно и синфазно, что обеспечивается цепями синхронизации. Формирователь позволяет синтезировать до 6 значений девиации ЧМ сигнала. Мощность сигнала с выхода ППМ может регулироваться. Важное качество такого программирования в том, что при изменении задачи исследования программу можно перезаписать с другими параметрами.

Шесть значений девиации задаются таким образом, чтобы работать последовательно на разных дальностях в заданном диапазоне, программно задавая соответствующие значения девиации. Настройка на максимальный сигнал по дальности проводится выбором одного из этих значений девиации. Так же, как указывалось ранее, имея запас по мощности, можно использовать их в более далеких диапазонах дальностей, выбирая соответственно более далекие максимумы  $J_4(D)$ . Например, при девиации 50 мГц первому максимуму  $J_4(D)$  соответствует расстояние  $R_0 = 2.53$  м, второму и третьему положительным максимумам при той же девиации  $R_0 \approx 6$  м и  $R_0 \approx 9$  м соответственно, но уровень второго максимума на 5 дБ, а третьего на 7 дБ меньше первого.

С двух цифровых формирователей сигналы подаются на входы трехсантиметровых ППМ, где умножаются по частоте в 4 раза, поступают на опорные входы смесителей ППМ, усиливаются и через управляемые делители мощности передатчика на выходе ППМ а далее через направленные ответвители (НО), регулируемые аттенюаторы (дБ) и циркуляторы формируют на выходе разделителя ортогональных поляризаций (ОМТ) ортогональные (по поляризации) сигналы на антенну и излучаются в пространство. Отраженные сигналы принимаются той же антенной и ОМТ, через циркуляторы поступают на входы ортогональных (по поляризации) каналов приема ППМ. На выходах каждого из двух смесителей ППМ получают биения в двух квадратурах на соосной и перекрестной поляризациях, при этом перекрестная поляризация получается на разностной частоте.

Имея опорную разностную частоту 5.05 МГц со смесителя 1.0, не сложно выделить путем синхронного детектирования в 1.3 и 2.3 биения на перекрестных поляризациях на четвертой гармонике частоты модуляции  $\omega_m$ , а далее с использованием опорных сигналов на четвертой гармонике в квадратурах с делителя 3, на СД 1.4 и 2.4 получить доплеровские сигналы на перекрестных поляризациях.

Из биений в квадратурах с выходов ППМ на СД 1.1, 1.2 и 2.1, 2.2 с опорным сигналом на четвертой гармонике частоты модуляции выделяются доплеровские сигналы на соосных поляризациях. Таким образом, формируются сигналы биений перекрестной и соосной поляризаций, мощности которых пропорциональны эффективной площади рассеяния (ЭПР) измеряемых объектов. Далее 8 полученных доплеровских сигналов через АЦП передаются на компьютер для записи и последующей обработки.

Кратко представим характеристики отдельных узлов блок-схемы. Максимальная мощность каждого передатчика 1 Вт. Мощность с управляемого делителя задается программно в диапазоне (6÷200) мВт. Направленные ответвители нужны, чтобы на дополнительном смесителе 1.0 получить опорный сигнал на разностной частоте. Регулируемые аттенюаторы в линейном диапазоне 30 дБ используются для калибровки и дополнительного уменьшения мощности на передачу. Излучаемая мощность с учетом регулируемых аттенюаторов меняется в диапазоне 45 дБ. Линейный диапазон приемника – не менее 50 дБ. Динамический диапазон относительно шума составляет около 60 дБ на заранее выбранных мощностях передатчиков в зависимости от допустимых уровней входных сигналов на приемниках. Диапазон регулировки усиления всех СД составляет 40 дБ. Полосы ФНЧ на выходах СД имеют возможность регулировки. Усилители разностной частоты в СД 1.3 и 2.3 имеют полосу около 105 кГц. На выходах СД 1.3 и 2.3 выделяются четвертые гармоники частоты модуляции  $f_m = \omega_m / 2\pi = 420$  кГц, полоса которых формируется в усилителях СД 1.4 и 2.4.

Антенна представляет собой пирамидальный рупор квадратного сечения с размером раскрыва 20x20 см. Ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ составляет около 9°. Используемая антенна разрабатывалась для лабораторных измерений. Для работы в натуральных условиях желательна более узкая диаграмма направленности с меньшим уровнем боковых лепестков. Также потребуются частичная доработка конструкции и перепрограммирование цифровых формирователей с целью изменения численных значений некоторых

их параметров.

ОМТ обеспечивает развязку поляризаций по мощности сигнала в полосе 9.1-9.7 ГГц не хуже -40 дБ [3]. Такой развязки достаточно для измерения перекрестных поляризаций в большом диапазоне изменений их величин. Однако, деполяризация в СВЧ тракте (антенна, ОМТ) уменьшает развязку по поляризациям примерно до -26 дБ. Но, учитывая, что эта «внутренняя помеха» мало отличается от излучаемого сигнала, ее основную аддитивную часть можно компенсировать в принимаемом сигнале.

### **3. Проведение измерений на Высокоскоростном ветро-волновом канале ИПФ РАН и полученные результаты**

Разработанный поляризационный скаттерометр был апробирован на Высокоскоростном ветро-волновом канале ИПФ РАН. Особенность работы в лабораторных условиях связана с большим уровнем помех из-за боковых лепестков и переотражений основного луча от разного рода конструкций. Поэтому элементы конструкции, находящиеся вблизи от измеряемой водной площадки размером (40х40) см, закрываются радиопоглощающим материалом с коэффициентом отражения около 3%. Расстояние от раскрыва рупора до середины площадки 315 см. Угол зондирования меняется поворотным устройством.

Ниже приведены примеры работы поляризационного скаттерометра. Записи сделаны при следующих параметрах системы. Мощность на выходе ОМТ примерно равна 4 мВт, коэффициенты усиления от измерения к измерению не изменяются. Полоса частот с выходов СД равна (0.05÷500) Гц кроме СД 1.3 и 2.3 у которых частота среза ФНЧ примерно равна 420 кГц. В качестве АЦП для записи на компьютер используется модуль E14-140M компании L-Card совместно с программным обеспечением «PowerGraph» компании ООО «ДИСофт». Частота квантования записываемых сигналов 5 кГц. Приведем несколько иллюстраций работы поляризационного скаттерометра.

На рис. 4а приведены осциллограммы отраженного сигнала от качающегося металлического шарика диаметром 60 мм, подвешенного на нитке на

расстоянии 315 см, в четырех поляризациях и двух квадратурах на каждой поляризации. Справа на рисунке показана нумерация каналов и обозначение поляризаций (НН, VV, VH, HV): первая буква соответствует поляризации приема, а вторая – излучения. Усиление перекрестных поляризаций в СД больше соосных примерно на 18 дБ.

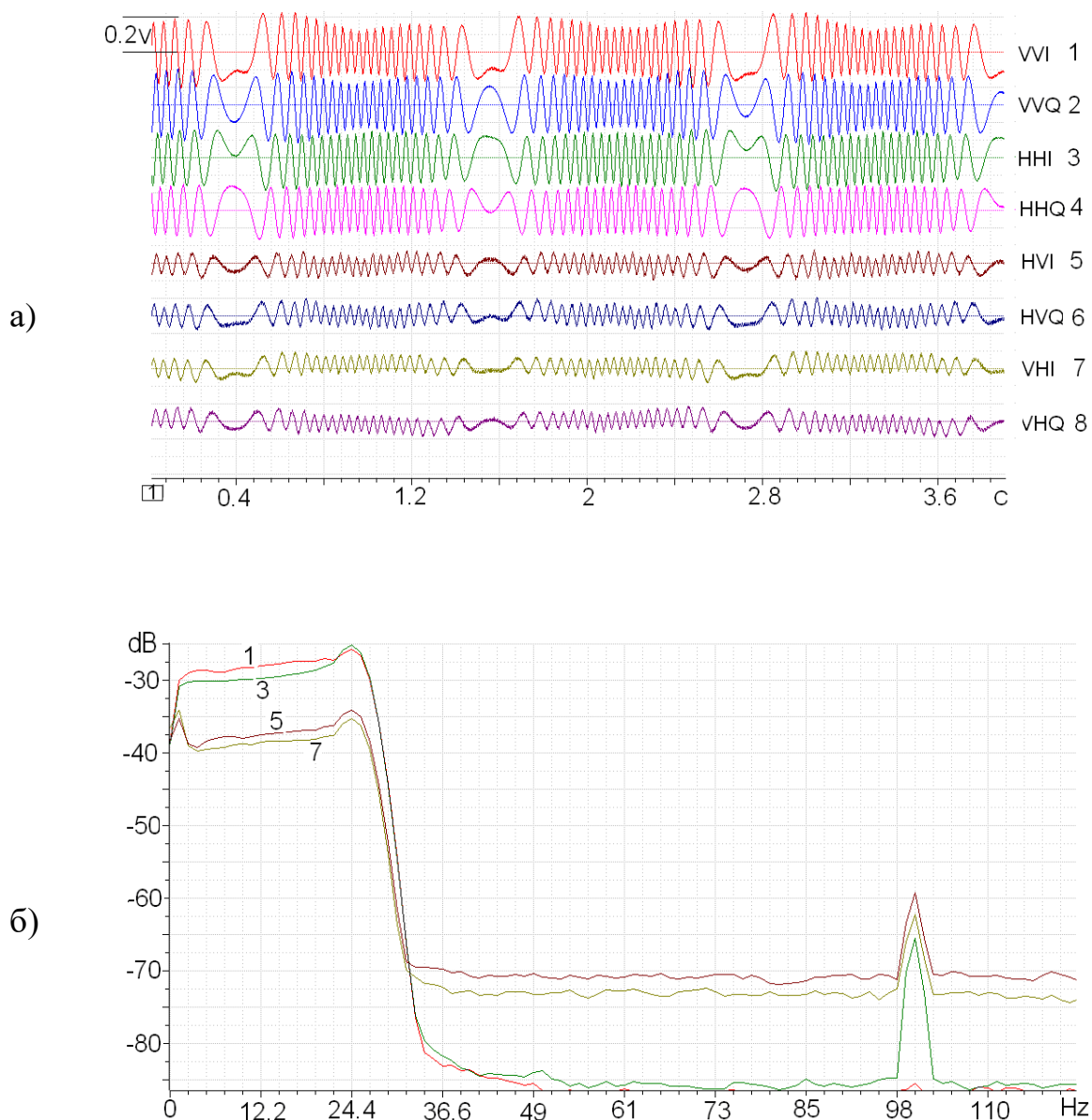


Рис. 4. Осциллограммы (а) и спектры (б), полученные для отраженного сигнала от качающегося металлического шарика.

На рис. 4б представлены спектры нечетных каналов записи длительностью в 1 минуту, начало которой приведено на рисунке 4а, с временем когерентного

накопления 0.8 с. По вертикальной оси логарифм мощности в дБ, по горизонтальной оси – частота в Гц. Из рисунка видно, что спектральная плотность шума в конце частотной шкалы для соосных поляризаций примерно на 60 дБ меньше максимальной спектральной плотности сигнала. Пик спектра около частоты 100 Гц связан с шумами в электрической сети.

Важно отметить, что при работе наблюдается небольшое отличие в коэффициентах усиления каналов, поэтому для учета этого эффекта используется калибровка по металлическому шарикю, описанная выше. По отличию полученного для максимального значения функции Бесселя  $J_4$  экспериментального значения девиации от расчетного можно оценить задержку в приборе, включая антенну. Так, например, задержка по соосным поляризациям составила около 2 м.

При рассеянии на металлическом шарике электромагнитные волны не должны менять свою поляризацию, поэтому получаемый на каналах 5-8 сигнал должен быть нулевым, что не наблюдается в эксперименте (рис. 4). Вследствие этого был сделан вывод о наличии так называемой «внутренней помехи, обусловленной взаимным влиянием каналов внутри прибора и приводящей к подобным артефактам в записи. Величина внутренней помехи была определена в эксперименте с рассеянием на вертикальной колеблющейся струне. Анализ измерений при различных положениях антенны относительно струны (горизонтальное, вертикальное и наклонное под углом  $45^\circ$ ) позволил сделать оценку величины внутренней помехи, которая составила -26 дБ. Аналогичный результат был получен в эксперименте с отражением от колеблющейся плоской металлической пластины.

Для иллюстрации полезности одновременного получения сигналов на рис. 5 приведены сигналы, отраженные взволнованной водной поверхностью в ветровом бассейне при угле падения  $30^\circ$  в четырех поляризациях при выключении ветра.

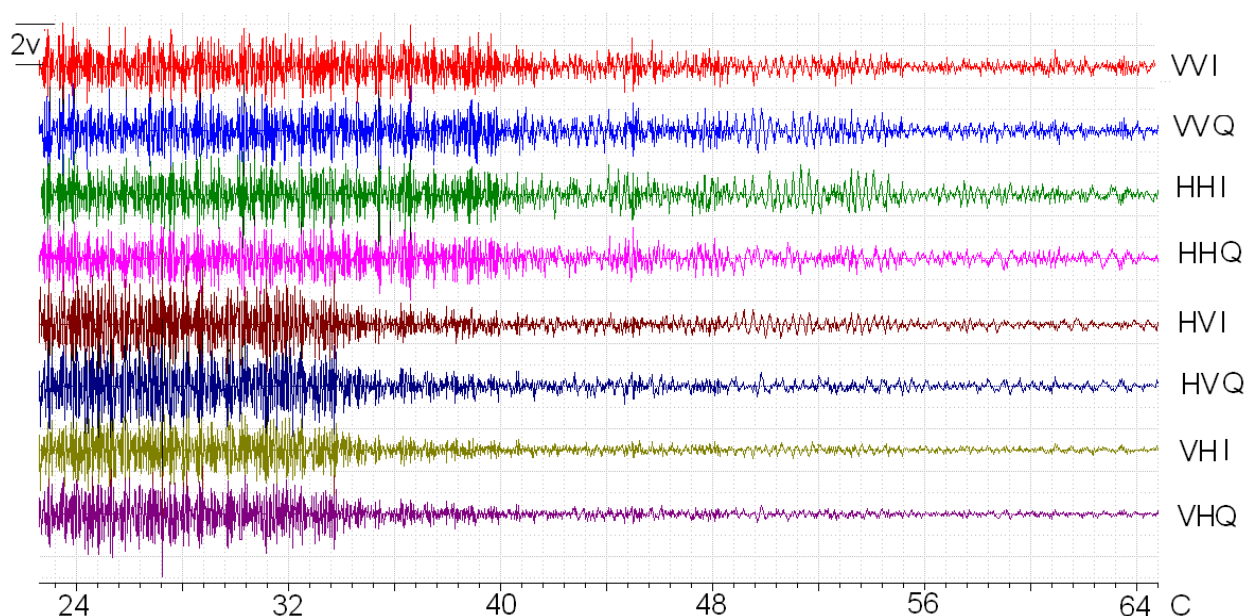


Рис. 5. Затухание сигнала при выключении ветра. Ветер выключен на 34 секунде.

В начале записи скорость ветра была максимально возможной для лабораторной установки и составляла в пересчете на высоту 10 м 35 м/с. Верхние 4 канала – синфазные и квадратурные составляющие сигнала соосных поляризаций, нижние 4 – перекрестных поляризаций. Видно, что перекрестные поляризации после выключения ветра затухают быстрее соосных, то есть волны зыби в меньшей степени обладают деполяризующими свойствами.

На рис. 6 приведены результаты измерений при угле падения  $48^\circ$  для двух скоростей ветра. На рис. 6а представлены осциллограммы принятого сигнала для двух эквивалентных скоростей ветра  $U_{10}=12$  м/с и  $U_{10}=34$  м/с. Пики в спектре (рис. 6б) на частотах больше полосы сигнала вызваны помехами в питающей сети, связанными с работой ветрогенератора. Как и в случае металлического шарика, спектральная плотность шума в соосных поляризациях на 60 дБ меньше максимальной спектральной плотности сигнала.

При вычислении спектров на рис. 6б, используется трехминутная запись с когерентным временем накопления 0.8 с. При увеличении скорости ветра до 34 м/с (рис. 6в) сигналы соосных поляризаций переходят в режим насыщения и не изменяют своей амплитуды, а сигнал перекрестных растет. Это свойство



перекрестных поляризаций используется для определения скоростей ураганных ветров [1].

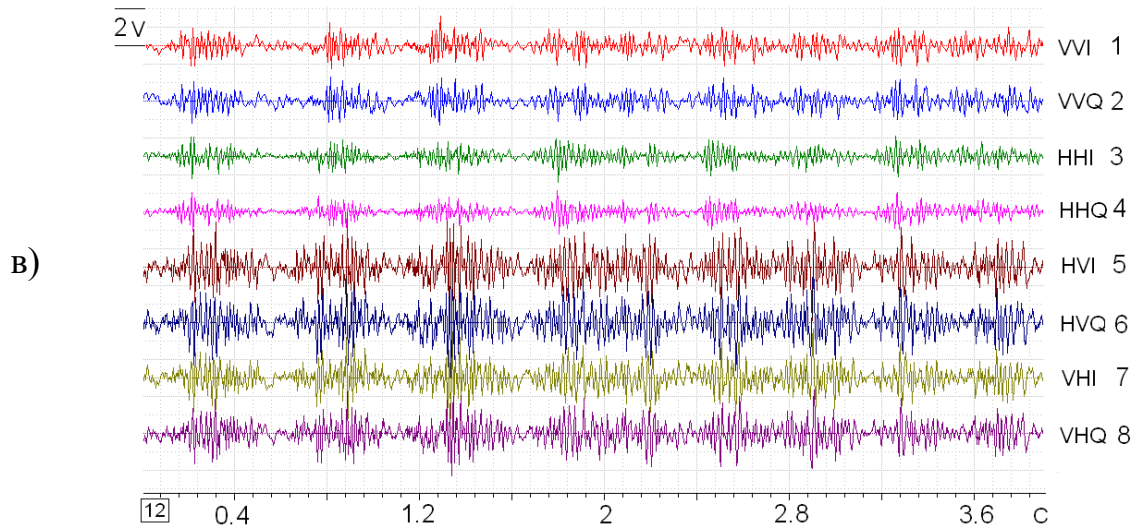
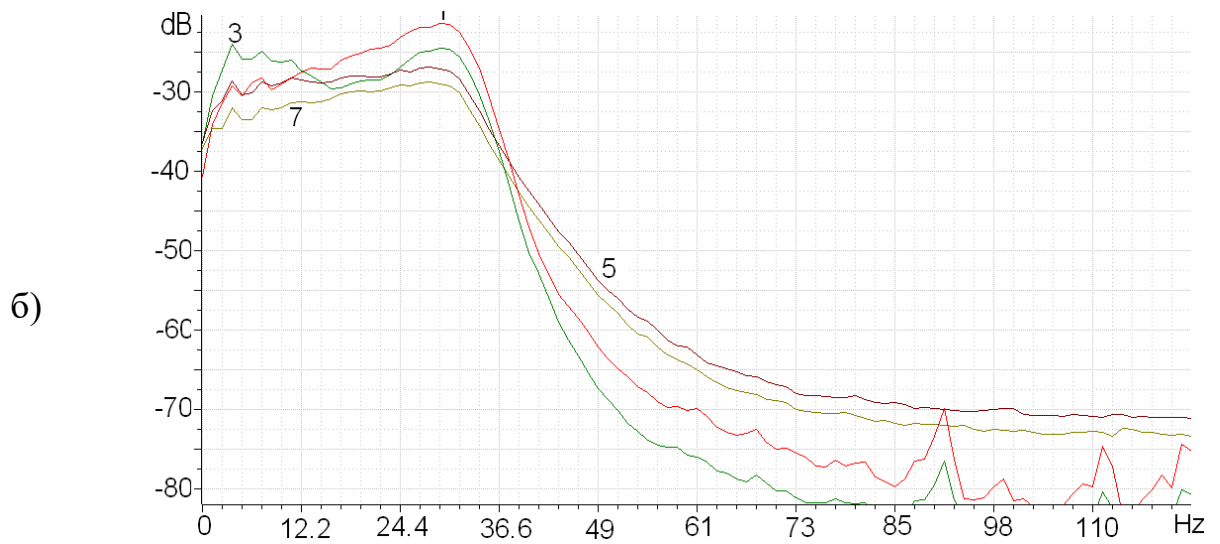
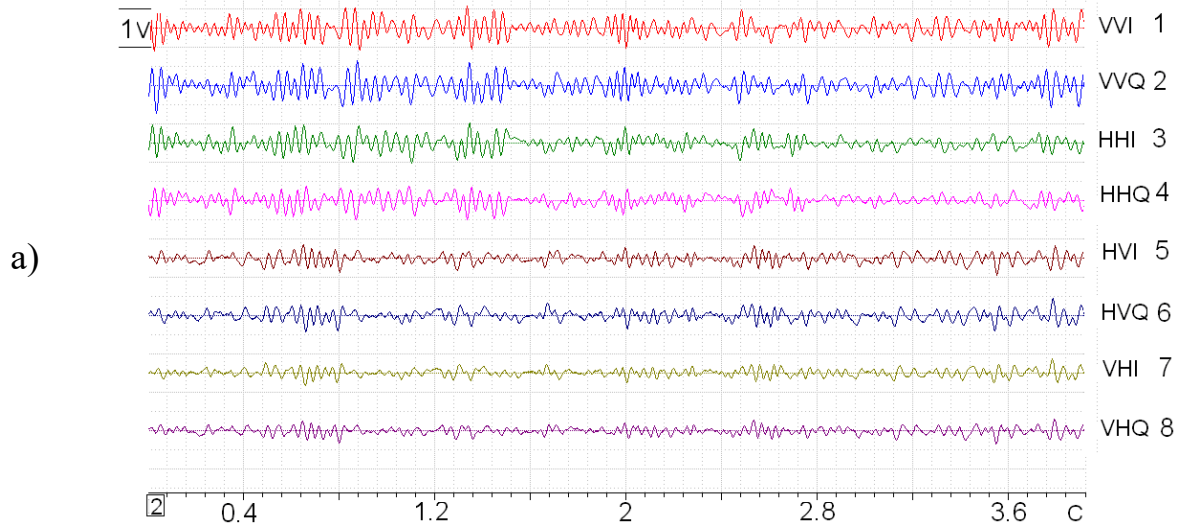


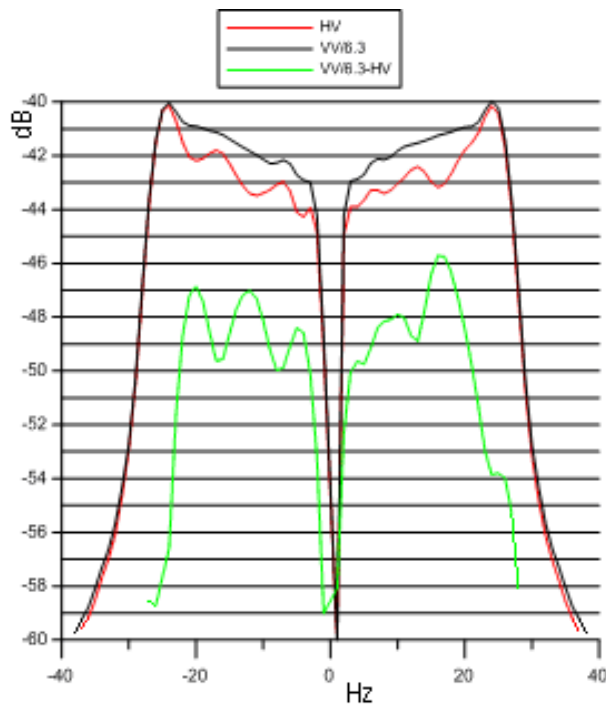


Рис. 6. Осциллограммы принятых сигналов на всех поляризациях (слева) и их спектры (справа) для двух эквивалентных скоростей ветра  $U_{10}$ : 12 м/с (а, б) и 34 м/с (в, г).

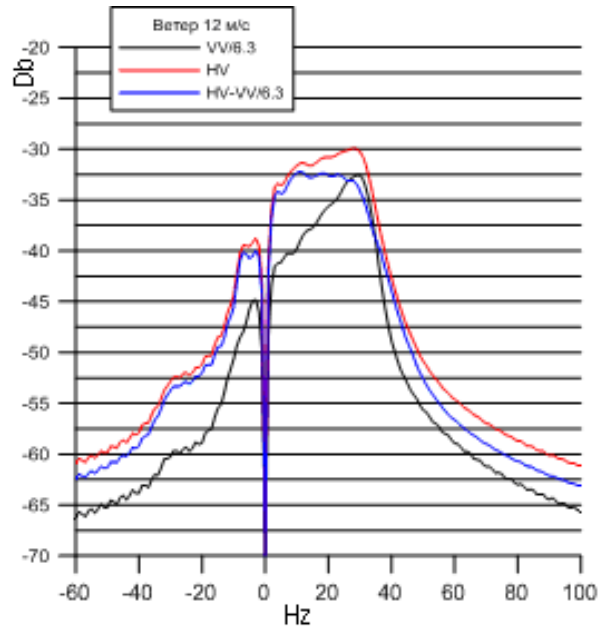
В заключение рассмотрим возможность компенсации линейной части «внутренней помехи», вычисляя полные спектры соосных и перекрестных поляризаций. Используем измеренные значения «внутренней помехи» -26 дБ и усиление на перекрестных поляризациях +18 дБ относительно основных. Поэтому, приведя сигналы компенсации от VV к шкале усиления HV, уменьшим их величину на 8 дБ.

На рис. 7а показаны результаты компенсации для движущегося шарика: спектр сигнала на поляризации VV, ослабленного на 8 дБ (в 6,3 раза), спектр сигнала на поляризации HV и разность между ними. Вертикальная ось – мощность в дБ, горизонтальная – частота в Гц.

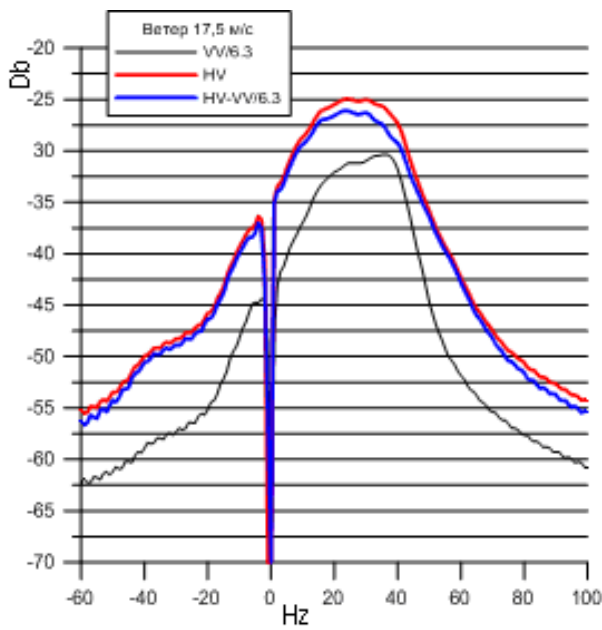
Наибольшие значения спектральной плотности, соответствующие максимальной скорости линейного перемещения шарика, вычитаются не менее чем на 10 дБ, а для меньших скоростей компенсация хуже и составляет в среднем около 4 дБ, что, возможно, связано с вращением и смещением центра тяжести шарика.



а)



б)



в)

Рис. 7 Результат компенсации линейной части внутренней помехи. а) спектры для движущегося шарика: черным – ослабленный на 8 дБ (в 6,3 раза) сигнал на поляризации VV, красным – сигнал на поляризации HV, зеленым - модуль разности между ними. б,в) спектры для водной поверхности при скоростях ветра 12 м/с и 17,5 м/с соответственно: черным – ослабленный на 8 дБ (в 6,3 раза) сигнал на поляризации VV, красным – сигнал на поляризации HV, синим - модуль разности между ними.

На рис. 7б,в приведены результаты компенсации при работе на ветро-волновом канале, полученные таким же способом как для шарика. Для скорости ветра  $U_{10}=17.5$  м/с (Рис. 7в) первоначальный уровень сигнала для поляризации HV после вычитания «внутренней помехи» меняется меньше, чем для скорости ветра  $U_{10}=12$  м/с (Рис. 7б), что связано с различным характером изменения в зависимости от скорости ветра спектра рассеянного сигнала на соосной и перекрестной поляризациях.

На рис. 7б,в также видно наличие на обеих поляризациях отрицательных компонент спектра сигнала, соответствующих движению в противоположном направлении, имеющих значения мощности до -20 дБ относительно основного сигнала. При этом, для перекрестной поляризации в случае монотонного движения металлического стержня навстречу скаттерометру, для движений обратного направления был получен уровень -37 дБ. В результате был сделан вывод о возможном наличии небольшого уровня волн навстречу ветру при работе на ветро-волновом канале.

### **Заключение**

Таким образом, на основе двух с высокой точностью синхронизованных между собой приемопередающих устройств, незначительно отличающихся по частоте, ОМТ и антенны, согласующих элементов и синхронных детекторов для выделения из биений доплеровских сигналов был разработан доплеровский скаттерометр с полным поляризационным зондированием. В нем с каждого из двух приемников получают биения в квадратурах на соосной поляризации. Перекрестная поляризация получается на разностной частоте. В этом случае для получения четырех поляризаций требуется 2 приемника вместо четырех. При использовании разностной частоты шумы на перекрестных поляризациях меньше, чем на соосных, что существенно в измерениях, так как сигналы перекрестных поляризаций значительно меньше соосных.

### **Благодарности**

Авторы выражают благодарность Хлусову В.А. за ценные советы по выбору пути решения поставленной задачи и Казакову В.И. за своевременную

организацию измерений на ветро-волновом канале Большого термостратифицированного бассейна ИПФ РАН.

### Финансирование

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ (№ 19-05-00249) и Минобрнауки России (соглашение № 075-15-2020-776). Работа Байдакова Г.А., связанная с проведением измерений, поддержана грантом РНФ № 20-77-00097.

### Литература

1. Troitskaya Yu., Abramov V., Ermoshkin A., Zuikova E., Kazakov V., Sergeev D., Kandaurov A., Ermakova O. Laboratory study of cross-polarized radar return under gale-force wind conditions. *International Journal of Remote Sensing*. 2016. Vol.37. No. 9. P.1981–1989. <https://doi.org/10.1080/01431161.2016.1160301>.
2. Krasnov O., Ligthart L., Babur G., van der Zwan F. The PARSAX – New Full Polarimetric FMCW Radar with Dual-Orthogonal Signals. *Proceedings of the 8th International Symposium on Tropospheric Profiling*. Delft. The Netherlands. October 2009.
3. Abramov V.I., Zuikova E.M., Sergeev D.A., Troitskaya Yu.I., Ermoshkin A.V., Kazakov V.I. Polarized X-band Doppler Radar Scatterometer for Investigation of Microwave Scattering of the Wavy Water Surface in Laboratory Conditions. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2017. Vol.60. No.9. P.393–400.
4. Troitskaya Y.I., Sergeev D.A., Kandaurov A.A., Baidakov G.A., Vdovin M.A., Kazakov V.I. Laboratory and theoretical modeling of air-sea momentum transfer under severe wind conditions. *Journal of Geophysical Research*. 2012. Vol.117. No.C00J21. <https://doi.org/10.1029/2011JC007778>.
5. Сколник М. *Справочник по радиолокации, Т.3: Радиолокационные устройства и системы*. Перевод с английского под редакцией А.С. Веницкого. Москва, Сов. Радио. 1979. 261 с.
6. Лубяко Л.В. Диагностика природных сред с помощью активно-пассивных локационных устройств коротковолновой части миллиметрового диапазона

волн. *Труды XXV симпозиума по радиолокационному зондированию природных сред*. Санкт-Петербург. 2007.

7. Коган М. *Ближняя радиолокация*. Москва, Сов. Радио. 1973. 272 с.

8. Доценко В.В., Носов Д.М., Осипов М.В., Ровкин М.Е., Сурков А.С., Хлусов В.А. Судовая РЛС ближнего обзора с высоким разрешением по дальности. *Труды конференции “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo '2010)*, Sevastopol. Ukraine. 2010. P.1253-1254.

**Для цитирования:**

Зуйкова Э.М., Байдаков Г.А., Титченко Ю.А., Салин М.Б. Доплеровский скаттерометр трехсантиметрового диапазона с полным поляризационным зондированием. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.2.2>