

---

**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ  
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**


---

УДК 621.396.96

**СОВМЕСТНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТНОГО И ВРЕМЕННОГО СДВИГОВ  
ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕЙ ЛОКАЦИИ**
© 2020 г. Е. И. Шкелев<sup>а</sup>, \*, А. В. Ширкаев<sup>а</sup>, \*\*<sup>а</sup>Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,  
просп. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950 Российская Федерация

\*E-mail: shkelev@rf.unn.ru

\*\*E-mail: avshirkaev@mail.ru

Поступила в редакцию 01.03.2019 г.

После доработки 17.06.2019 г.

Принята к публикации 26.07.2019 г.

Представлен способ определения частотного и временного сдвигов фазоманипулированного по псевдослучайному закону сигнала в условиях многолучевого распространения и в присутствии доплеровской деформации. В основу положено последетекторное вычисление взаимной функции неопределенности по двухэтапной корреляционно-спектральной схеме, когда временные задержки определяются путем вычисления взаимной функции корреляции (ВФК) принимаемого и опорного, повторяющего закон модуляции, сигналов, а частотные сдвиги – по спектральным характеристикам вариаций ВФК в зависимости от сдвигового времени. Алгоритм вычислений рассчитан на работу в реальном времени и на реализацию средствами программируемой логики.

DOI: 10.31857/S0033849420050125

**ВВЕДЕНИЕ**

В системах гидро- и радиолокации широко применяются сложные дискретно-кодированные сигналы, что является эффективным средством обеспечения высокой разрешающей способности и помехозащищенности, устранения противоречия между разрешающей способностью и дальностью действия, а также обеспечения работоспособности в условиях многолучевого распространения (см., например, [1]). Однако широкополосный сигнал подвержен доплеровской деформации, из-за чего трудно однозначно определить задержку сигнала  $\tau$  (задержка меняется со временем и требуется знать, какая именно часть сигнала используется) и сдвиг частот  $\nu$  в его спектре (различные частоты имеют разный сдвиг). Совместно временной  $\tau$  и частотный  $\nu$  сдвиги можно определить, вычисляя взаимную функцию неопределенности (ВФН) для принятого сигнала и опорного, согласованного с принимаемым. По отношению к сложным широкополосным сигналам применима широкополосная ВФН [2, 3]. Известны также способы обработки, инвариантные относительно сжатия (расширения) сигналов [4].

Однако непосредственное применение упомянутых способов определения времячастотного сдвига технически трудно реализуемо и требует значительной вычислительной мощности. Поэтому существующие средства измерения  $\tau$  и  $\nu$  ба-

зируются преимущественно на сегментно-фильтровой обработке, когда сигнал большой длительности разбивается на сегменты, длительность которых такова, что набег фазы при максимальном доплеровском сдвиге частоты не превышает  $\pi$  [1, 5, 6]. По каждому из сегментов сначала вычисляется взаимная функция корреляции (ВФК) с соответствующим сегментом опорного сигнала, а затем выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ) полученного ряда значений ВФК.

В данной работе рассмотрены механизм действия и способ реализации измерителя времячастотного сдвига сигналов с периодической псевдослучайной фазовой манипуляцией в присутствии доплеровской деформации и в условиях многолучевого распространения. Способ измерения рассчитан на применение в когерентно-импульсных системах ближней локации с цифровой последетекторной (после синхронного детектирования) обработкой средствами программируемой логики. Задача совместного определения временного  $\theta$  и частотного  $\nu$  сдвигов решается на основе предложенной авторами двухэтапной корреляционно-спектральной схемы вычисления ВФН для принимаемого сигнала и опорного, зондирующего сигнала, повторяющего закон модуляции. Представлены результаты численного моделирования измерителя. Дана оценка помехозащищенности и точности измерения  $\theta$  и  $\nu$ .

# 1. ВЗАИМНАЯ ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО СИГНАЛА В ПРИСУТСТВИИ ДОПЛЕРОВСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ

Будем полагать, что сигнал источника

$$s_0(t) = S_0(t) \exp(j2\pi f_0 t) \quad (1)$$

(здесь и далее сигналы рассматриваются как аналитические) имеет несущую частоту  $f_0$  и дискретно-кодированную огибающую

$$S_0(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - (l + iL)\Delta_t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_0(t - iL\Delta_t) \quad (2)$$

в виде периодически повторяющейся бинарной M-последовательности (псевдослучайной последовательности, ПСП)

$$P_0(t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - l\Delta_t), \quad (3)$$

образованной импульсными дискретами  $A_0(t)$  с длительностью  $\Delta_t$ . Правило кодирования задается весовыми коэффициентами  $W = \{w_i\}$  ( $w_i = \pm 1$ ). Период повторения  $T = L\Delta_t$ , где  $L$  – длина ПСП.

Если излученный сигнал распространяется в неоднородной, содержащей отражающие объекты среде, то в точку приема он приходит в виде многокомпонентного сигнала

$$s(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t).$$

Число  $N$  и свойства составляющих  $s_n(t)$  в  $s(t)$  зависят от условий распространения. В отсутствие помех каждая из принимаемых компонент имеет вид

$$s_n(t) = \tilde{s}_0(\gamma_n(t - \Delta t_n)), \quad (4)$$

где знак тильды “ $\sim$ ” над  $s_0$  указывает на возможные искажения в приеме-передающей аппаратуре и на пути распространения,  $\Delta t_n$  ( $n = 1 \dots N$ ) – задержка сигнала от  $n$ -го отражающего объекта,  $\gamma = \gamma_n$  – параметр доплеровской деформации ( $\gamma = 1 + \beta$ ,  $\beta = 2v/c$ ),  $v = v_n$  – проекция вектора скорости  $n$ -го объекта на направление прихода,  $c$  – скорость распространения сигнала. При непрерывной периодической модуляции ни одна из задержек  $\Delta t_n$  не превышает длительности периода зондирования  $T$ . В случае, когда скорость  $v$  постоянна, форма составляющих принятого сигнала  $s_n(t)$  повторяет форму зондирующего  $s_0(t)$ , и тогда

$$s_n(t) = s_0(\gamma_n(t - \Delta t_n)).$$

Подстановка (1) и (2) в (4) дает

$$s_n(t) = X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) \exp(j2\pi(f_0 t + \Delta f_n t - f_0 \gamma_n \Delta t_n)).$$

Здесь  $\Delta f_n = f_0 \beta_n$  – частота Доплера,

$$X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_n(\gamma_n(t - iL\Delta_t - \Delta t_n))$$

– модуль комплексной огибающей, образованной суммой

$$P_n(\gamma_n t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_n(\gamma_n(t - l\Delta_t))$$

периодически повторяющихся и задержанных на время  $\Delta t_n$  кодовых последовательностей с соответствующим (2) и (3) правилом кодирования дискретов  $A_n(t)$ . Таким образом, эффект Доплера в принятом сигнале имеет двойное проявление: 1) изменяется длительность дискрета  $\Delta_t$  модулирующей ПСП и период модуляции  $T_c = T/\gamma$ ; 2) появляются вариации, обусловленные изменением мгновенной фазы  $\Delta\varphi_n$  из-за частотного сдвига  $\Delta f_n$  ( $\Delta\varphi_{n1} = 2\pi\Delta f_n t$ ) и переменной задержки  $\Delta t_n$  ( $\Delta\varphi_{n2} = 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_n$ ):

$$\Delta\varphi_n = \Delta\varphi_{n1} - \Delta\varphi_{n2}.$$

В общем случае к этому нужно добавить возникающие в приеме-передающей аппаратуре и в среде распространения изменения формы дискретов  $A_n(t)$ , однако здесь влияние формы дискретов на результат измерений не рассматривается, а сами импульсы  $A_n(t)$  считаются прямоугольными и имеющими амплитуду  $A_n$ .

Совместно частотный и временной сдвиги можно найти, вычисляя взаимную функцию неопределенности

$$R(\theta, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \theta) s_0^*(t) \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (5)$$

принимаемого  $s(t)$  и опорного  $s_0(t)$  сигналов, для чего обычно используются цифровые методы вычислений, требующие значительных вычислительных ресурсов, особенно применительно к задачам реального времени. При когерентно-импульсной локации требованию реального времени можно удовлетворить, если цифровую обработку выполнять после синхронного детектирования. Тогда вместо (5) будем иметь дело с функцией неопределенности

$$Q(\theta, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t - \theta) S_0^*(t) \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (6)$$

для комплексных амплитуд принимаемого сигнала –

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t),$$

содержащего  $N$  составляющих –

$$S_n(t) = \kappa_n X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n) \exp(j2\pi(\Delta f_n t - f_0 \gamma_n \Delta t_n)),$$

и опорного сигнала –

$$S_0(t) = P_0(t).$$

Последний соответствует одному периоду  $T$  модулирующей ПСП. Коэффициент  $\kappa_n$  показывает изменение амплитуды после детектирования. Если ВФН вычислять, используя “скользящее” по сигналу  $S(t)$  временное окно с длительностью  $T$ , то вместо (6) будем иметь

$$Q(\theta, \nu) = \sum_{n=1}^N \int_0^T S_n(t - \theta) S_0^* \exp(-j2\pi \nu t) dt.$$

Задержка  $\Delta t$  ( $\Delta t = \Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \dots, \Delta t_N$ ) сигналов от находящихся в зоне обзора объектов изменяется от некоторого начального значения  $\Delta t_0$  ( $\Delta t_{01}, \Delta t_{02}, \Delta t_{03}, \dots, \Delta t_{0N}$ ) до текущего  $\Delta t_0 - \beta t$  ( $\beta = \beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_N$ ). Вследствие этого изменяется мгновенная фаза

$$\Delta \varphi_n = \varphi_n + 2\pi \Delta f_n \gamma_n t,$$

и тогда функцию неопределенности можно представить в виде

$$Q(\theta, \nu) = \sum_{n=1}^N \exp(-j(\varphi_n + 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_n)) \times \int_0^T \kappa_n [X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) \exp(j(2\pi \Delta f_n \gamma_n (\theta - t)))] \times \times S_0^* \exp(j2\pi(\Delta f_n - \nu)t) dt, \quad (7)$$

где  $\varphi_n = 2\pi f_0 \gamma_n \Delta t_{0n}$ .

За период опорного сигнала  $T$  задержка  $\Delta t_n$  каждой из  $N$  составляющих в  $S(t)$  получит приращение

$$\beta T = 2vT/c = T_c - T,$$

которое зависит от свойственных этим составляющим периодов  $T_c = T_{c1}, T_{c2}, T_{c3}, \dots, T_{cN}$ , где  $T_{cn} = 2v_n T/c$  ( $v_n$  – радиальная скорость  $n$ -го отражающего объекта). При этом наибольший набег фазы за один период зондирования не превысит значения

$$\Delta \varphi \cong 2\pi T/T_D \quad (|\Delta \varphi| \ll 2\pi).$$

Вследствие этого интеграл в (7) можно вычислять, полагая, что в пределах интегрирования экспоненциальные множители  $\exp(j2\pi \Delta f_n \gamma_n (\theta - t))$  постоянны, а их изменения происходят лишь при изменении сдвигового времени на  $\Delta \theta \gg T$ . Присутствие начальных фаз  $\varphi_n$  в (7) не влияет на ре-

зультат, поскольку вычисление ведется в режиме непрерывного перемещения сигнала  $S(t)$  относительно фиксированных пределов интегрирования  $0 \dots T$ , и в установившемся режиме (при  $\theta \gg T$ ) можно принять  $\varphi_n = 0$ .

## 2. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННОГО СДВИГА ПРИ ЗАДАННОМ ОПОРНОМ СИГНАЛЕ

Времячастотный сдвиг определяется по положению главных максимумов тела неопределенности  $|Q(\theta, \nu)|$ , сосредоточенных в малых областях

$$\Delta \theta < \Delta t \quad \text{и} \quad \Delta \nu \ll 1/T$$

вблизи  $\theta = \Delta t + kT_c$  ( $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) и  $\nu = \Delta f$  ( $\Delta f = \Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3, \dots, \Delta f_N$ ) на плоскости  $(\theta, \nu)$ . При этом измеряемая задержка  $\tau$  соответствует пиковым значениям распределения  $Q(\theta, \nu)$  в его сечении плоскостями  $\nu = \Delta f_n$ , т.е. максимумам модуля  $|Q(\theta, \nu = \Delta f_n)|$ . Если доплеровские частоты  $\Delta f_n \ll 1/T$ , то определение  $\tau$  можно свести к вычислению ВФК, которая представляет собой сумму взаимных функций корреляции для каждой из  $N$  составляющих сигнала  $S(t)$ , с весовыми множителями  $\tilde{\kappa}_n(\theta) = \kappa_n \exp(j2\pi \Delta f_n \gamma_n \theta)$ :

$$K(\theta) = \sum_{n=1}^N K_n(\theta) = \sum_{n=1}^N \tilde{\kappa}_n(\theta) \int_0^T X_n(t - \theta, \Delta t_n, \gamma_n) S_0^* dt. \quad (8)$$

Задержка  $\tau$  определяется по расположению пиковых значений ВФК относительно верхних границ, периодически повторяющихся по сдвиговому времени  $\theta$  интервалов  $T$ . Это позволяет отобразить алгоритм вычисления ВФК (8) на параллельно работающие процессорные элементы, которые выполняют простые циклически повторяющиеся операции накопления под управлением опорного сигнала  $S_0(t)$  [7]. Число процессорных элементов зависит от размера окна  $T$ , определяемого длиной  $L$  и числом приходящихся на один дискрет  $\Delta t$  отсчетов опорной ПСП. Реализовать такой вычислитель ВФК можно на одной, обладающей соответствующими ресурсами программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

## 3. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННОГО СДВИГА

В отсутствие эффекта Доплера, когда  $\Delta f = 0$  и  $\Delta t = \text{const}$ , принимаемый сигнал стационарен, а функции  $X_n(t, \Delta t_n, \gamma_n)$  периодичны с периодом  $T$ . С тем же периодом, но по сдвиговому времени  $\theta$  повторяются главные максимумы модуля ВФК

$$K_{ni} = |K_n(\theta = \theta_{\max i})| = A_n L |\tilde{\kappa}_n(\theta = \theta_{\max i})|$$

в точках  $\theta = \theta_{\max i}$  ( $i$  – порядковый номер максимума). Это иллюстрирует рис. 1а, где на нескольких

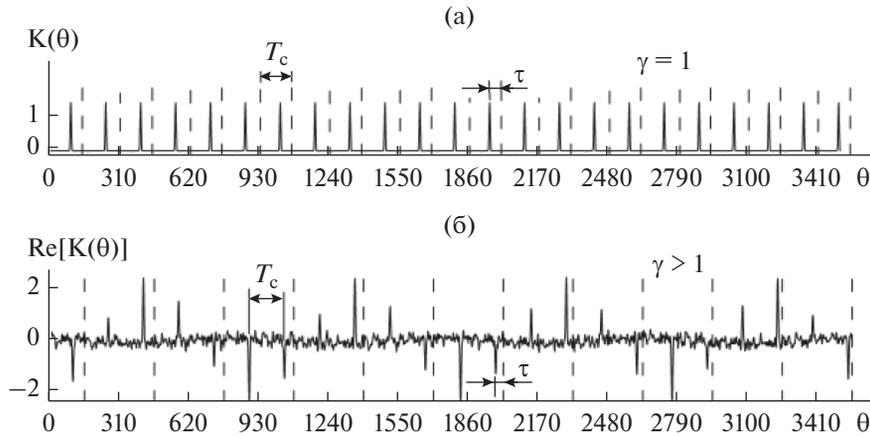


Рис. 1. Распределение  $\text{Re}[K(\theta)]$  при  $v = 0$  (а) и при  $v > 0$  (б).

кадрах (периодах  $T$ ) сдвигового времени  $\theta$  показано полученное путем численного моделирования распределение  $K(\theta)$  для однокомпонентного сигнала ( $N = 1$ ). Возможные помехи в расчет не принимались. Здесь и далее время измеряется в отсчетах, следующих с частотой дискретизации  $f_d$ ; частота — в единицах, отнесенных к  $f_d$ ; на рисунках по вертикальным осям откладываются значения измеряемых величин, отнесенные к масштабному коэффициенту, задаваемому при графическом отображении. Для модуляции и в качестве опорного сигнала  $S_0(t)$  использовалась ПСП, имеющая длину  $L = 31$ , длительность дискрета  $\Delta = 5$  и период  $T = 155$ . Измеряемая задержка  $\tau$  соответствует положению максимума ВФК относительно верхней границы текущего кадра (пунктирные линии на рис. 1); точность  $\delta\tau$  измерения  $\tau$  определяется полушириной дискрета  $\Delta$  ( $\delta\tau \approx \Delta/2$ ).

Если зондируемый объект движется с постоянной скоростью, то повторяемость пиковых значений ВФК по  $\theta$  сохраняется, но изменяется период повторения  $T_c = T/\gamma$  и появляются периодические с частотой Доплера вариации квадратурных составляющих ВФК (реальной  $\text{Re}[K(\theta)]$  и мнимой  $\text{Im}[K(\theta)]$  частей). Кроме того, доплеровская деформация приводит к появлению боковых лепестков, уровень которых возрастает по мере роста  $|\gamma|$ . В условиях, когда сжатие/расширение сигнала  $S(t)$  не превышает длительности дискрета  $\Delta$ , отношение  $h_{ni}$  максимальных значений модуля ВФК к уровню боковых лепестков для каждой из  $n$  составляющих в  $S(t)$  можно оценить по формуле

$$h_{ni} \approx \frac{K_{ni}(1 - 0.25\beta_n K_{ni}\Delta)}{0.5\Delta \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi}}. \quad (9)$$

Ширина пиковых значений ВФК примерно в  $h_{ni}$  раз увеличивается, из-за этого в  $h_{ni}$  раз уменьша-

ется разрешающая способность по сдвиговому времени.

Моделировалась ситуация, когда зондируемый объект двигался в сторону приемника с постоянной скоростью, при которой параметр  $\gamma = 1.01$ . В этом случае распределение модуля  $K(\theta)$  (рис. 1б) выглядит как периодическая последовательность импульсов, подобная той, что изображена на рис. 1а, но с меньшим, чем  $T$ , периодом  $T_c$ . Пиковые значения  $\text{Re}[K(\theta)]$  изменяются с частотой Доплера по закону, близкому к синусоидальному (см. рис. 1б).

Измеряемая задержка  $\tau$  зависит как от доплеровской деформации, так и от изменения задержки сигнала  $\Delta t$ , вызванного движением объекта. При  $v \neq 0$  на каждом периоде  $T$  опорного сигнала  $\tau$  получает приращение  $d\tau = \beta\theta_{\max}$  ( $\tau = \tau + d\tau$ ), где  $\theta_{\max}$  — сдвиговое время, соответствующее пиковому значению  $|K(\theta)|$  в предшествующем кадре ВФК. Из-за этого постепенно от периода к периоду  $T$  экстремумы ВФК смещаются в сторону нарастающих или уменьшающихся в зависимости от знака скорости  $v$  значений  $\theta$ . Для представленного на рис. 1б случая ( $v > 0$ ), измеряемая задержка  $\tau$  уменьшалась от 45 до 11. По наблюдаемым приращениям  $d\tau$  можно определить знак доплеровского сдвига  $v$ .

В присутствии шумовой помехи отношение сигнал/помеха для каждой  $n$ -й составляющей сигнала на выходе коррелятора равно отношению значений модулей реальной части ВФК  $K_{ni}$  в точках экстремумов  $\theta = \theta_{\max i}$  к дисперсии  $\sigma_{\text{ВЫХ}}$  шумовой составляющей:

$$r_{\text{ВЫХ } ni} = K_{ni}/\sigma_{\text{ВЫХ}}.$$

Вклад в  $\sigma_{\text{ВЫХ}}$  дают помеха на входе коррелятора и помехи, связанные с вычислением ВФК. Для шумовой помехи со случайным гауссовым распределением и дисперсией  $\sigma_{\text{ВХ}}$  дисперсия шума на вы-

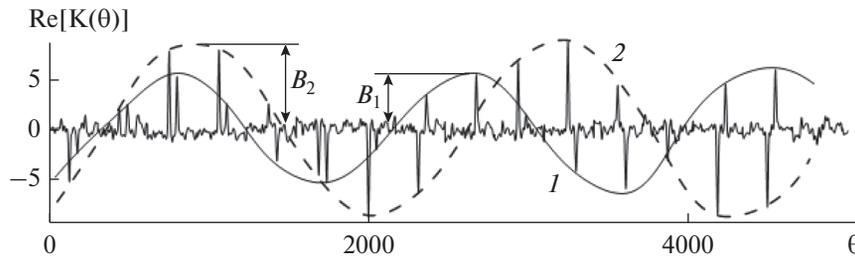


Рис. 2. Вариации  $\text{Re}[K(\theta)]$  для двухкомпонентного сигнала  $S = s_1 + s_2$ ; 1 и 2 – зависимость пиковых значений ВФК для составляющих  $s_1$  и  $s_2$  с параметрами доплеровской деформации  $\gamma_1 = 1.0005$  и  $\gamma_2 = 1.00041$  соответственно.

ходе коррелятора равна  $\sigma_{\text{ВЫХ}} \approx \sigma_{\text{ВХ}} \sqrt{L}$  [8, 9], а отношение сигнал/шум для  $n$ -й составляющей имеет вид  $S(t) r_{\text{ВХ } n} = \kappa_n A_n / \sigma_{\text{ВХ}}$ .

При отсутствии эффекта Доплера в установившемся режиме ВФК не содержит боковых лепестков и  $K_{ni} = |\kappa_n| A_n L = \text{const}$ . Поэтому выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе коррелятора по сравнению с тем же отношением на входе составляет величину

$$Q_{ni} = r_{\text{ВЫХ } ni} / r_{\text{ВХ } n} \approx \sqrt{L}.$$

Вызванные эффектом Доплера периодические изменения ВФК приводят к появлению боковых лепестков в  $\text{Re}[K_n(\theta)]$  и  $\text{Im}[K_n(\theta)]$ , уровень которых растет при увеличении модуля скорости  $|v|$ . В этом случае дисперсия помех на выходе коррелятора  $\sigma_{\text{ВЫХ}}$  зависит от суммарного вклада боковых лепестков ВФК для каждой составляющей  $S_n(t)$  в  $S(t)$ . С учетом (9) получаем

$$\sigma_{\text{ВЫХ}} \approx \sigma_{\text{ВХ}} + 0.5\Delta \sum_{m=1}^N \beta_m K_{mi}$$

и выходное отношение сигнал/помеха для  $n$ -й составляющей –

$$r_{\text{ВЫХ } n} \approx \frac{\max(K_{ni})}{\sigma_{\text{ВЫХ}} \sqrt{L}}, \quad (10)$$

где  $\max(K_{ni})$  находится по максимальному из относящихся к точкам экстремумов  $\theta = \theta_{\max i}$  значению модуля реальной части ВФК.

#### 4. МЕХАНИЗМ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА

В соответствии с (7) доплеровский сдвиг  $\nu$  находится путем вычисления спектральной характеристики ВФН  $Q(\theta, \nu = \Delta f)$  как функции сдвигового времени  $\theta$ . Для этого в ВФН необходимо выделить связанные с эффектом Доплера вариации. Это можно сделать, если на каждом периоде  $T$  сдвигового времени  $\theta$  принимать во внимание только

средние за каждый из периодов  $T$  значения ВФК  $K(\theta)$ , т.е. вычислять

$$\begin{aligned} \mathfrak{K}(\Delta f_n) &= \sum_{m=1}^H \exp(-j2\pi\Delta f_n m T) \frac{1}{T} \int_0^T K(\theta + mT) d\theta = \\ &= \sum_{m=1}^H \exp\left(-j2\pi \frac{\Delta f_n}{f_T} m\right) \bar{K}(m), \end{aligned} \quad (11)$$

перейдя таким образом к дискретным значениям  $\theta = mT$  ( $m = 0, 1, 2, 3, \dots$  – порядковый номер периода  $T$ ),  $H$  – число принимаемых в расчет периодов  $T, f_T = 1/T$ , а

$$\bar{K}(m) = \frac{1}{T} \int_0^T K(\theta + mT) d\theta.$$

Если  $\Delta f_n \ll f_T$ , то

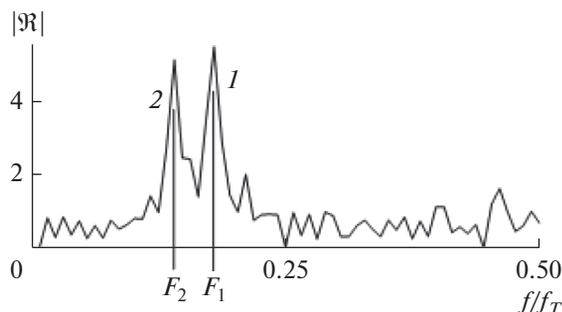
$$\bar{K}(m) \cong \sum_{n=1}^N \bar{K}_n(m) = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^N \int_0^T K_n(\theta + mT) d\theta. \quad (12)$$

Из (11) и (12) следует, что доплеровские сдвиги  $\Delta f_n$  входящих в  $s(t)$  составляющих  $s_n(t)$  можно находить посредством дискретного преобразования Фурье

$$\mathfrak{K}(f) = \sum_{m=1}^H \exp\left(-j2\pi \frac{f}{f_T} m\right) \bar{K}(m),$$

реализуемого по алгоритму БПФ. Размерность БПФ подбирается исходя из требуемой разрешающей способности и числа  $H$  учитываемых периодов  $T$  опорного сигнала.

На рис. 2 и 3 представлен результат численного моделирования для случая, когда  $s(t)$  содержит две компоненты  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  с параметрами доплеровской деформации  $\gamma_1 = 1.0005$  и  $\gamma_2 = 1.00041$ , с амплитудами  $A_1$  и  $A_2 = 1.5A_1$ , с начальными задержками  $\Delta t_{01} = 125$  и  $\Delta t_{02} = 175$ . Времячастотный сдвиг составляющих  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  определяется по следующим с частотой дискретизации  $f_d$  цифровым отсчетам сигнала  $S(t)$  на выходе синхронного детектора. Выбор частоты дискретизации влияет как на точность измерения времячастотного сдвига, так и на параметры доплеровской деформации. Кроме того, от  $f_d$  зависит число отсчетов, приходящихся на дискрет  $\Delta$  и на период  $T$ . По-



**Рис. 3.** Амплитудно-частотная характеристика вариаций  $\text{Re}[K(\theta)]$  двухкомпонентного сигнала  $S = s_1 + s_2$  после дискретизации в базовой полосе частот: 1 и 2 – спектральные линии составляющих  $s_1$  и  $s_2$  с параметрами доплеровской деформации  $\gamma_1 = 1.0005$  и  $\gamma_2 = 1.00041$  соответственно.

следнее важно с точки зрения реализации способа измерения как программными (например, с применением цифровых процессоров сигналов), так и аппаратными (например, с применением ПЛИС) средствами. В рассматриваемом примере параметры  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  после дискретизации в базовой полосе частот выросли до  $\gamma_1 = 1.005$  и  $\gamma_2 = 1.0041$ , и это позволило для модуляции и в качестве опорной использовать ПСП с относительно небольшим числом отсчетов на период  $T$ :  $T = 310$  при  $L = 31$  и  $\Delta = 10$ .

Чтобы проверить помехозащищенность способа измерения времячастотного сдвига к сигналу  $S(t)$  на выходе детектора была добавлена помеха  $n(t)$  в виде шума со случайным гауссовым распределением. Мощность помехи равнялась мощности составляющей  $S_1(t)$ . Полученное распределение  $\text{Re}[K(\theta)]$  представлено на рис. 2.

Выделяются две аддитивные составляющие 1 и 2, пиковые значения которых изменяются по закону, близкому к синусоидальному, с амплитудами  $B_1, B_2 \approx 1.5B_1$ . Частоты этих составляющих определялись по амплитудному спектру вариаций  $\bar{K}(m)$ , для чего было применено БПФ размерностью  $N_{\text{БПФ}} = 128$  при числе выборок  $H = 64$  (см. рис. 3). На рисунке видны две спектральные линии 1 и 2, соответствующие частотам Доплера  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$  двух составляющих сигнала  $S(t)$ . Значения частоты даны в цифровом представлении:  $F_1 = \Delta f_1/f_T$  и  $F_2 = \Delta f_2/f_T$ . Точность измерения частотного сдвига близка к  $dv \approx f_T/N_{\text{БПФ}}$ . Присутствие шума  $n(t)$  в шумоподобном сигнале  $S(t)$  мало отразилось на ВФК  $K(\theta)$  и на спектре профиля усредненных значений  $\bar{K}(m)$  и привело лишь к незначительному увеличению помеховой составляющей при значительном ее превышении пиковыми значениями ВФК, что подтверждает справедливость оценки (10).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе изложен способ совместного измерения временного и частотного сдвигов в многокомпонентном псевдослучайном сигнале с известным периодическим законом модуляции, основанный на двухэтапной последетекторной корреляционно-спектральной обработке в условиях, когда принимаемый сигнал подвержен доплеровской деформации. Способ сочетает непрерывное (на каждом шаге дискретизации) вычисление взаимной функции корреляции сигнала после синхронного детектора и спектральную обработку вариаций ВФК по сдвиговому времени посредством БПФ. По пиковым значениям и вариациям ВФК определяются временная задержка  $\tau$  и динамика изменения  $\tau$ . По амплитудно-частотной характеристике вариаций ВФК находится частотный сдвиг  $\nu$ ; направление сдвига  $\nu$  определяется исходя из динамики изменения временного сдвига  $\tau$ .

Также дана оценка помехоустойчивости способа измерения с учетом возникающего при доплеровской деформации вклада боковых лепестков ВФК в отношении сигнал/помеха.

Посредством численного моделирования показана работоспособность способа в условиях значительной доплеровской деформации, в присутствии помех и в условиях многолучевого распространения сигнала от источника до точки приема.

Преимущество способа состоит в возможности измерения частотно-временного сдвига без перехода в режим поиска и без применения средств слежения, а также в возможности компактной аппаратной реализации с использованием программируемой логики.

Способ рассчитан на применение в системах ближней активной радио-, гидро- и эхолокации, а также в мобильных системах связи и в каналах связи с многолучевым распространением сигнала.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005.
2. Гоголев И.В. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 13.
3. Гоголев И.В., Яшин Г.Ю. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 15.
4. Павликов С.Н., Убанкин Е.И. // Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 14. С. 18.
5. Марычев Д.С., Морозов О.А., Лунов С.Ю. // Изв. вузов России. Радиофизика. 2014. Т. 57. № 12. С. 1.
6. Еришов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. // Изв. вузов России. Радиофизика. 2017. Т. 60. № 7. С. 139.
7. Шкелев Е.И., Ширкаев А.В. // ПТЭ. 2018. № 4. С. 25.
8. Варакин Л.Е. Системы связи с широкополосными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
9. Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2011.