

Радиолокационные и радионавигационные системы

DOI 10.24412/2221-2574-2022-2-30-41

УДК 621.396.96

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ ДОПЛера НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ БОЛЬШОЙ ДЛИНЫ НА ФОНЕ ПАССИВНОЙ ПОМЕХИ И ШУМА

Первушин Радислав Валентинович

кандидат технических наук, доцент Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Терсин Владимир Владимирович

кандидат технических наук, Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: vvtersin@yandex.ru

Адрес: 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: Исследованы возможности известного оптимального алгоритма обнаружения неэкви-дистантной последовательности фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов по измерению неизвестного доплеровского смещения частоты сигнала на фоне пассивной помехи с узкополосным спектром неиз-вестной частоты. Алгоритм представляет собой последовательное соединение матричного фильтра по-давления пассивной помехи в каждом элементе неэкви-дистантной последовательности, набора согласо-ванных фильтров сжатия ФКМ сигналов, а также набора когерентных накопителей неэкви-дистантных по-следовательностей сигналов различной частоты. В качестве согласованных могут использоваться не толь-ко линейный, но и нелинейные непараметрические фильтры, а именно ранговый и знаковый. Доказано, что матричный фильтр вносит фазовые искажения в спектр неэкви-дистантной последовательности, кото-рые могут привести к аномальным ошибкам в измерении частоты, больших половины расстояния между соседними линиями спектра неэкви-дистантной последовательности на выходе согласованных фильтров сжатия ФКМ сигналов. Установлено, что величина фазовых искажений уменьшается с увеличением длины неэкви-дистантной последовательности. При длине последовательности, большей 32 элементов, ано-мальная ошибка возможна только в той части диапазона доплеровских частот, которые близки к вели-чине, обратной к длине минимального межимпульсного интервала неэкви-дистантной последовательности. Величина указанного диапазона не превышает 100 Гц и уменьшается с увеличением длины неэкви-дистантной последовательности. Показано, что аномальная ошибка измерения частоты сигнала обяза-тельно возникает для такого отношения сигнал/шум, при котором вероятность правильного обнаружения меньше единицы.

Ключевые слова: оптимальный алгоритм обнаружения-измерения, неэкви-дистантная последовательность, фазокодоманипулированный сигнал, пассивная помеха, узкополосный спектр, матричный фильтр, согласованный фильтр сжатия, когерентный накопитель, фазовые искажения спектра, измерение частоты Доплера, аномальная ошибка.

Введение

Исследование алгоритма совместного корреляционно-фильтрового обнаружения и измерения частоты Доплера неэкви-дистантной последовательности фазокодоманипулированных

(ФКМ) сигналов при отсутствии пассивной помехи было выполнено ранее в работе [1], где длина последовательности изменялась от 4-х до 16-и импульсов. Наличие пассивной помехи для указанного алгоритма учитывалось в рабо-

те [2], где длина последовательности составляла 8 импульсов. Было показано, что при таком размере пачки возможно только решение задачи обнаружения. Искажения спектра, возникающие при подавлении пассивной помехи, приводят к аномальным ошибкам и не позволяют измерить частоту Доплера. Представляет интерес выяснить, будет ли это измерение возможно при увеличении длины неэквидистантной последовательности.

1. Алгоритм совместного корреляционно-фильтрового обнаружения и измерения частоты Доплера при наличии пассивной помехи

Как показано в [3], трансверсальный фильтр совместного корреляционно-фильтрового обнаружения и измерения частоты Доплера неэквидистантной последовательности ФКМ сигналов с базой длиной n , может быть представлен как последовательное соединение матричного фильтра [4]:

$$Z_j^* = Y_j^* \Phi^{-1}, \tag{1}$$

подавляющую коррелированную помеху в каждом элементе входного вектора Y_j^* умножением на обратную корреляционную матрицу Φ^{-1} отсчётов пассивной помехи, которая оди-

накова для всех элементов разрешения по дальности, корреляторов, выполняющих сжатие ФКМ сигналов с выходов матричного фильтра

$$R_j^* = \sum_{k=1}^n Z_{j-k}^* x_k, \tag{2}$$

где x_k — скалярный отсчёт излучаемого ФКМ сигнала, и фильтров, выполняющих когерентное накопление полезного сигнала i -ой частоты для каждого i от 1 до m :

$$s_j = R_j^* X_i. \tag{3}$$

где X_i — вектор амплитудно-фазового распределения сигнала i -ой частоты по отсчётам последовательности, одинаковый для всех элементов разрешения. Размерность входного вектора Y_j^* для каждого момента времени j определяется длиной неэквидистантной последовательности.

Функциональная схема, которая реализует алгоритм обработки, представленный выражениями (1), (2) и (3) с учётом различных частот Доплера пассивной помехи и сигнала, то есть различных обратных корреляционных матриц Φ_i^{-1} и различных векторов амплитудно-фазовых распределений сигналов X_i , приведена на рис. 1, где $\hat{\omega}_D$ — оценка частоты Доплера.

При обнаружении неэквидистантной пачки

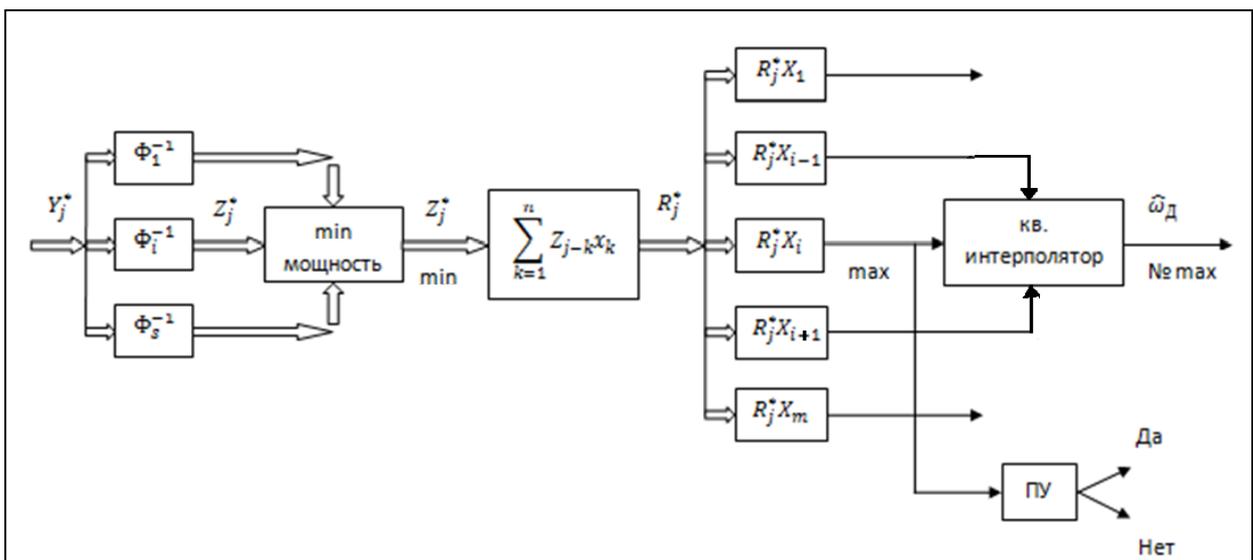


Рис. 1. Функциональная схема корреляционно-фильтрового обнаружения сигнала и измерения его частоты на фоне пассивной помехи и шума

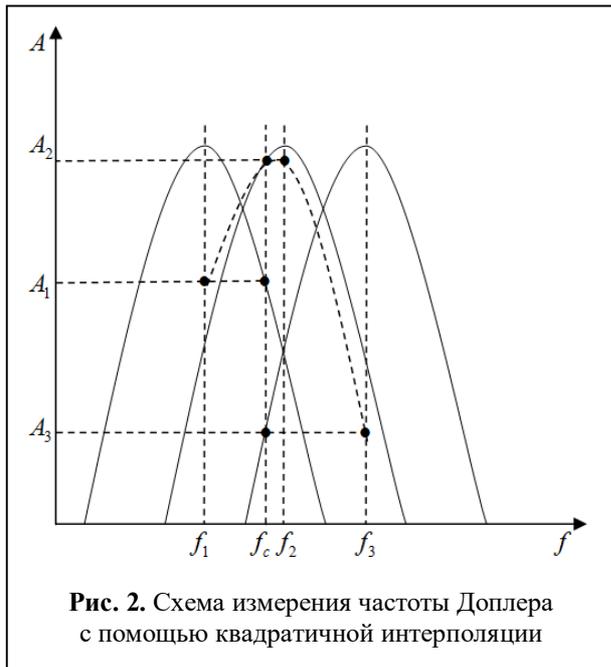
ФКМ сигналов, имеющих (неизвестное) доплеровское смещение частоты, длительность части сигнала, которую можно сжать без больших потерь, возникающих из-за набега фазы относительно опорного сигнала, ограничена сверху половиной периода максимальной частоты Доплера. При измерении длительности в дискретном времени (в дискретах) половина периода максимальной частоты Доплера равна наибольшему общему делителю (НОД) межимпульсных интервалов неэквилидистантной последовательности [5]. Если 4 дБ потерь, которые получаются при указанном ограничении, покажутся недопустимо большими, то потери можно уменьшить до 1 дБ, увеличив число эквидистантных частей в 2 раза за счёт соответствующего уменьшения НОД межимпульсных интервалов. В этом случае максимальная частота спектра неэквилидистантной последовательности, определяемая произведением НОД на дискрет времени, увеличится и станет в 2 раза больше заданной максимальной частоты входного сигнала. Если максимальная частота Доплера достаточно велика, то вместо одного сжатого импульса получается эквидистантная последовательность из нескольких импульсов, каждый из которых является результатом корреляционного сжатия некоторой части ФКМ сигнала.

Для того чтобы компенсировать фазовые набеги между импульсами каждой эквидистантной последовательности, а также между самими эквидистантными последовательностями, будем использовать дискретное преобразование Фурье прореженной периодической последовательности отсчётов с периодом 1 НОД, к которой можно свести полученную эквидистантно-неэквилидистантную последовательность. Для каждой частоты сигнала преобразование Фурье представляет собой фильтр когерентного накопления с полосой, обратной длительности последовательности. Количество фильтров, перекрывающих весь диапазон однозначно измеряемых частот Доплера, равно длительности (количество отсчётов, в том числе нулевых) эквидистантно-неэквилидистантной

последовательности, измеренной в НОДах. С порогом сравнивается амплитуда сигнала на выходе того фильтра когерентного накопления, где она достигает максимального значения.

Для сжатия сложного ФКМ сигнала можно использовать релейный, ранговый или знаковый фильтр. Релейный фильтр имеет знаковый (вещественный) опорный сигнал (копию) и комплексный входной сигнал. Ограничения на количество разрядов входного сигнала релейного фильтра при моделировании накладывать не будем. Перед выполнением свёртки в ранговом фильтре комплексный вектор входных сигналов заменим комплексным ранговым, а в знаковом фильтре — комплексным знаковым вектором с нулевым средним. Стабилизацию ложной тревоги на выходе релейного фильтра будем осуществлять с помощью вычисления оценки мощности выходного шума в скользящем окне размером $32+3+32$ дискрета, симметрично расположенном по дальности относительно анализируемого элемента. Будем использовать медианную оценку мощности.

Для сжатия ранговым, знаковым или линейным алгоритмом используется одна и та же структура фильтра. Фильтр вычисляет скалярное произведение двух сигналов, того, который записан в регистр опорного сигнала, и тот, который хранится в регистре сдвига на текущий момент. Фильтр выполняет свёртку, в результате получаем сжатый сигнал в текущий момент времени. Выход фильтра зависит от положения полезного сигнала в регистре сдвига относительно опорного (базового) сигнала. Регистр сдвига имеет столько же ячеек что и регистр базового сигнала. Если последней ячейке регистра сдвига соответствует начало полезного сигнала, то сигнал соответствует опорному, и на выходе фильтра сжатия получается максимум. Если сложение всех поэлементных произведений векторов невозможно выполнить за время одного отсчёта по дальности, то следует использовать конвейер по слоям дерева сумматоров поэлементных произведений.



Различие в алгоритмах заключается в форме сигнала, записываемого в регистр сдвига. В релейном фильтре записывается 12-разрядный код. В ранговом фильтре записывается ранг, уменьшенный на половину окна, т. е. при длине регистра сдвига в 128 ячеек записываются числа в диапазоне от -64 до $+63$. В знаковом фильтре в регистр сдвига записывается $+1$ или -1 , то есть же самое, что записано и в регистр сигнала. Ранг вычисляется в каждой квадратуре с помощью алгоритма, приведённого в работе [6].

Подавление пассивной помехи осуществляется матричным фильтром, в котором вектор отсчётов смеси сигнала, помехи и шума умножается на обратную корреляционную матрицу помехи. Поскольку помеха представляет собой узкополосный гауссов процесс с неизвестной

центральной частотой спектра, используется набор матричных фильтров, разнесённых по частоте на половину ширины спектра помехи. В этом случае потери в коэффициенте подавления из-за неточной настройки фильтров не превышают 5 дБ. Поскольку при указанном разnose центральных частот фильтров пассивная помеха неизвестной частоты попадает сразу в 3 фильтра, как показано на рис. 2, то с помощью квадратичной интерполяции можно достаточно точно определить центральную частоту спектра помехи.

Коэффициент подавления, равный отношению суммарной мощности сигналов всех каналов на входе к суммарной мощности сигналов всех каналов на выходе матричного фильтра, применяется для выбора фильтра, последовательность векторов выходных сигналов которого используется в дальнейшем для корреляционно-фильтрового обнаружения. Выбирается фильтр с максимальным коэффициентом подавления помехи.

Измерение частоты Доплера неэквилидистантной пачки ФКМ сигналов на фоне остатков помехи и шума производится по частоте максимума Фурье-спектра смешанной эквидистантно-неэквилидистантной последовательности импульсов, эквидистантные части которой появляются в результате неполного сжатия каждого ФКМ сигнала пачки, имеющего доплеровское смещение частоты. Неполное сжатие возникает из-за того, что длительность части сигнала, которую можно сжать без больших потерь, ограничена сверху половиной периода максимальной частоты Доплера.

Точность, получаемая при таком способе

Таблица. Межимпульсные длины интервалов в НОДах (НОД = 16)

| | | | | | | | | | | | | | |
|----------|-----|-----|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|----|-----|----|
| Номер | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
| Интервал | 74 | 111 | 86 | 79 | 75 | 108 | 105 | 102 | 99 | 101 | 76 | 110 | 97 |
| Номер | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 |
| Интервал | 82 | 77 | 81 | 96 | 78 | 89 | 85 | 109 | 100 | 94 | 80 | 92 | 84 |
| Номер | 27 | 28 | 29 | 30 | 31 | 32 | 33 | 34 | 35 | 36 | 37 | 38 | |
| Интервал | 103 | 104 | 93 | 107 | 95 | 83 | 87 | 90 | 106 | 98 | 91 | 88 | |

измерения частоты, будет определяться расстоянием между линиями спектра, количество которых равно количеству отсчётов (в том числе нулевых) эквидистантно-неэквидистантной последовательности. Для повышения точности измерения частоты следует увеличить в два раза количество отсчётов эквидистантно-неэквидистантной последовательности, добавив нулевые отсчёты. Тем не менее, этого будет не достаточно, поэтому используем квадратичную интерполяцию по трем отсчётам спектра: отсчёту с максимальным значением и отсчётам соседним с ним слева и справа.

Двукратное увеличение количества фильтров обеспечивает необходимую для квадратичной интерполяции ситуацию, чтобы на каждую спектральную линию попадало не менее 3-х отсчётов спектра. Как показано на рисунке 2, сигнал неизвестной частоты, попадая в три соседних фильтра, превращается в три сигнала, которые имеют различные амплитуды и значения частоты, совпадающие с центральными частотами этих фильтров.

2. Экспериментальное исследование алгоритма корреляционно-фильтрового измерения частоты Доплера

Исследование алгоритма измерения частоты Доплера неэквидистантной последовательности ФКМ сигналов проводилось с помощью имитационного моделирования. Использовались неэквидистантные последовательности из 8, 12, 16, 20, 24, 32 и 39 ФКМ импульсов с базой 128 дискрет. Предполагалось, что длительности межимпульсных интервалов, заданные в дискретах, могут иметь НОД, равный 16, а один дискрет, определяющий интервал разрешения РЛС по дальности, равен 0.833 мкс. Усреднение производилось по 1000 реализациям. Добавляемый к сигналу собственный шум приёмника считался гауссовым с независимыми значениями, а пассивная (коррелированная) помеха имеет ширину спектра 25 Гц с центральной частотой 250 Гц.

2.1 Исследование влияния количества ФКМ импульсов на оценку и СКО частоты сигнала на выходе корреляторов при отсутствии пассивной помехи и матричного фильтра

На рис. 3–8 приведены полученные одновременно с характеристиками обнаружения зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) оценки частоты сигнала от отношения сигнал/шум на входах корреляторов. Для того, чтобы избежать потерь при сжатии длинных

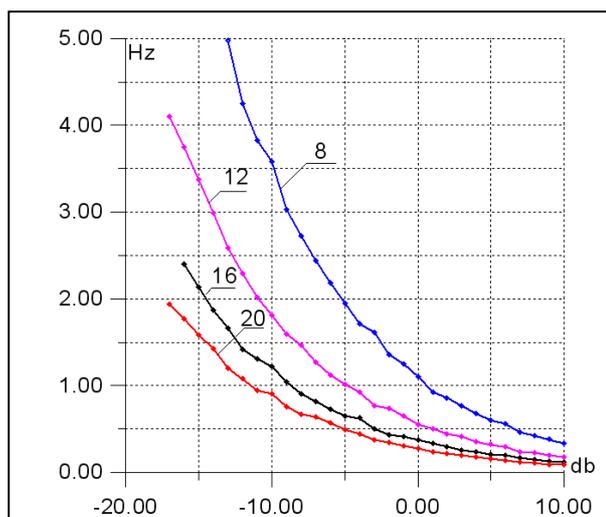


Рис. 3. СКО оценки частоты 0 кГц для релейного коррелятора: различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

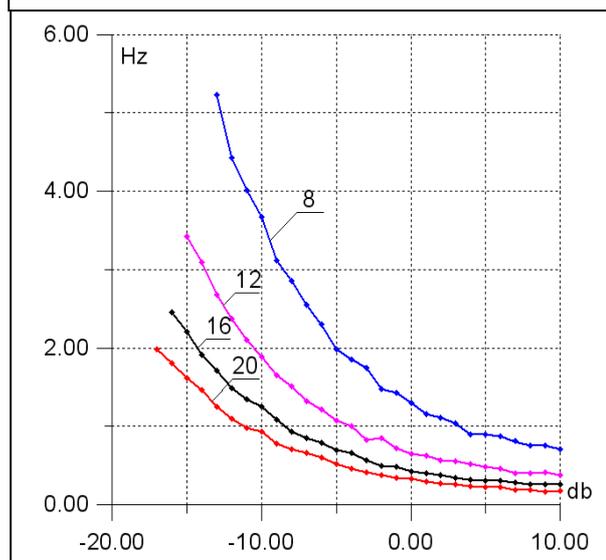


Рис. 4. СКО оценки частоты 0 кГц для рангового коррелятора: различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

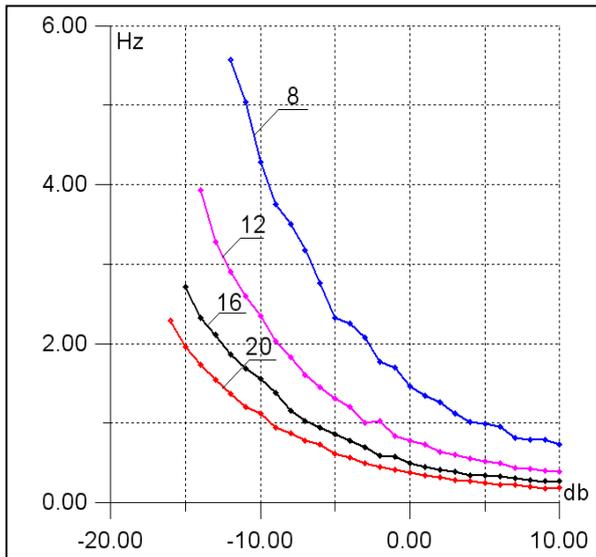


Рис. 5. СКО оценки частоты 0 кГц для знакового коррелятора: различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

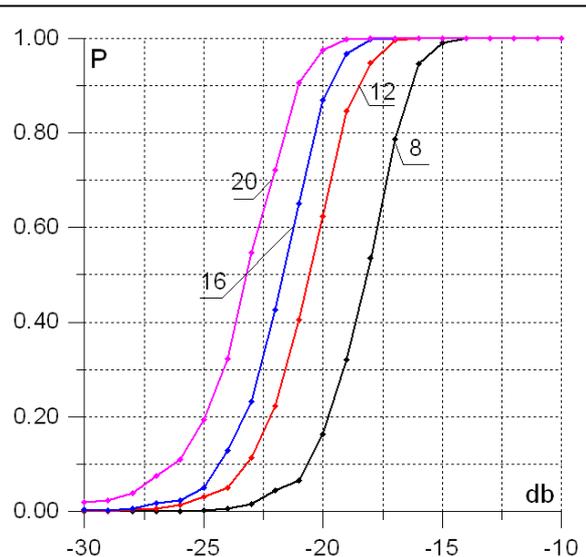


Рис. 6. Характеристики обнаружения для релейного коррелятора: частота сигнала 0 кГц, различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

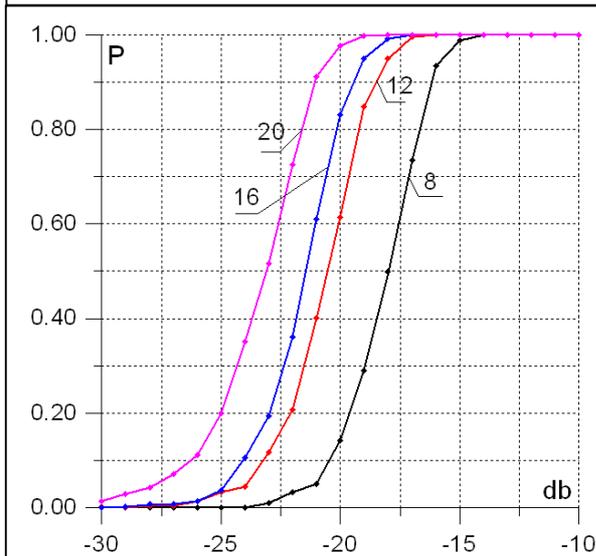


Рис. 7. Характеристики обнаружения для рангового коррелятора: частота сигнала 0 кГц, различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

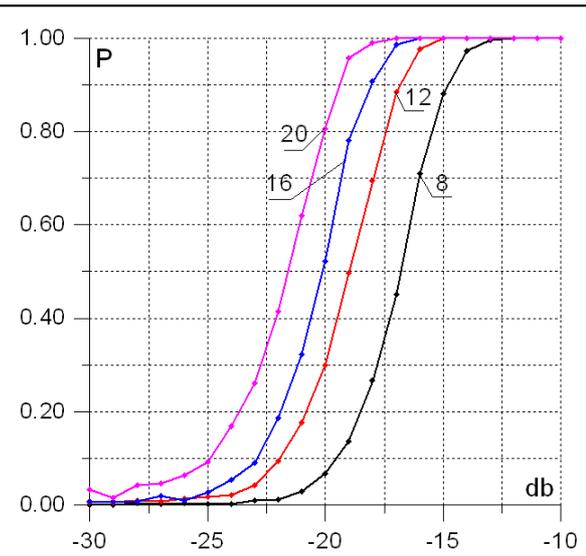


Рис. 8. Характеристики обнаружения для знакового коррелятора: частота сигнала 0 кГц, различные пакеты ФКМ импульсов, НОД = 16

импульсов, значение измеряемой частоты выбрано равным нулю.

Минимальное отношение сигнал/шум, начиная с которого (с вероятностью 10^{-3}) возникает anomальная ошибка оценки частоты, уменьшается при увеличении НОД с 16 до 32 на 1 или 2 дБ в зависимости от размера пакки. Знаковый коррелятор проигрывает релейному в величине минимального отношения сиг-

нал/шум без anomальной ошибки примерно те же 2 дБ, что и при обнаружении. Заметим, что графики зависимостей СКО от отношения сигнал/шум обрываются с левой стороны, поскольку дальнейшее уменьшение отношения сигнал/шум в ходе статистического эксперимента прекращалось, если хотя бы одна из 1000 усредняемых оценок частоты давала anomальную ошибку измерения, сопровождаемую

резким скачком СКО.

Из анализа полученных зависимостей следует, что величина СКО оценки частоты с увеличением размера пачки в 2 раза уменьшается также от двух до трёх раз, как для релейного и рангового, так и для знакового коррелятора. Уменьшение будет тем больше, чем меньше размер увеличиваемой пачки.

Знаковый коррелятор проигрывает в величине СКО относительно релейного и рангового коррелятора в 1,25 раз независимо и от размеров пачки и отношения сигнал/шум. Значения оценки СКО релейного и рангового корреляторов не имеют различий.

На рис. 6–8 приведены характеристики обнаружения неэквидистантной последовательности из 8, 12, 16 и 20 ФКМ импульсов с базой 128 дискрет. Вероятность ложной тревоги равнялась 0,01. Длительности межимпульсных интервалов, заданные в дискретах, имеют НОД = 16 при отсутствии коррелированной помехи и матричного фильтра. Количество частей сжатого сигнала зависит от величины НОД и при базе 128 равно 8 для НОД = 16.

Сравнивая полученные зависимости можно заметить, что характеристики обнаружения при использовании как релейного, рангового, так и знакового корреляторов зависят только от размера пачки: сдвигаются влево на 3 дБ при каждом увеличении размера пачки в 2 раза.

Характеристики обнаружения рангового коррелятора для всех размеров пачек ФКМ сигналов практически совпадают с характеристиками обнаружения релейного коррелятора. В то же время характеристики обнаружения неэквидистантной пачки ФКМ сигналов, сжимаемых с помощью знакового коррелятора, смещены вправо примерно на 2 дБ относительно характеристик обнаружения пачки после релейного коррелятора.

Сравнивая зависимости СКО оценки частоты сигнала от отношения сигнал/шум на входах корреляторов с соответствующими характеристиками обнаружения можно сделать вывод, что аномальная ошибка измерения частоты

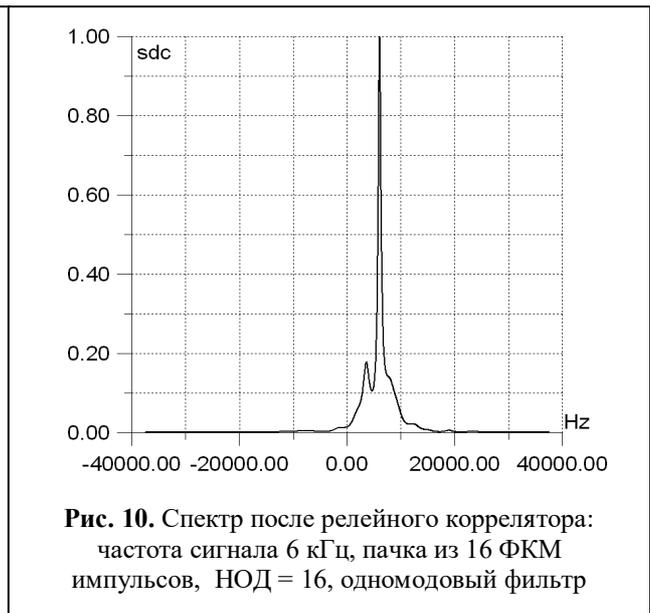
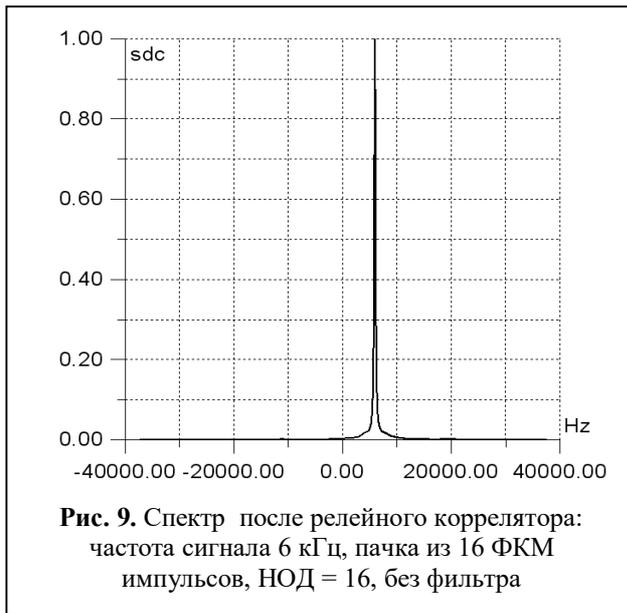
сигнала возникает для такого отношения сигнал/шум, при котором характеристика обнаружения становится меньше единицы. Другими словами, измерение частоты сигнала возможно только при вероятности его правильного обнаружения, равной единице.

2.2 Исследование влияния количества ФКМ импульсов на оценку и СКО частоты сигнала на выходе корреляторов при отсутствии пассивной помехи и наличии матричного фильтра

Подключение матричного фильтра на входы релейного, рангового и знакового корреляторов приводит к тому, что комплексная неэквидистантная последовательность отсчётов входной смеси ФКМ сигнала, коррелированной помехи и некоррелированного шума, модулированная синусоидой, изменение фазы которой от отсчёта к отсчёту задаёт амплитудно-фазовое распределение сигнала, проходя через матричный фильтр, получает фазовые искажения, вызывающие изменение спектра полезного сигнала, как на входах, так и на выходах релейного, рангового и знакового фильтров сжатия. Это может привести к тому, что частота спектральной линии, имеющей максимальную амплитуду, не будет совпадать с частотой сигнала, что будет причиной возникновения аномальной ошибки измерения частоты сигнала.

Представляет большой интерес выяснение причин, от которых зависит появление аномальной ошибки измерения частоты сигнала, величина которой обусловлено эффектом Доплера. Поскольку фазовые искажения на выходе матричного фильтра зависят от формы частотной характеристики, зависящей от количества подавляемых помех, рассмотрим влияние на точность оценки частоты сигнала, который получен с выхода матричного фильтра, настроенного на подавление помехи с центральной частотой спектра помехи 250 Гц и шириной полосы — 25 Гц.

На рис. 9 показан спектр эквидистантно-неэквидистантной последовательности из 16 частично сжатых ФКМ импульсов после ре-

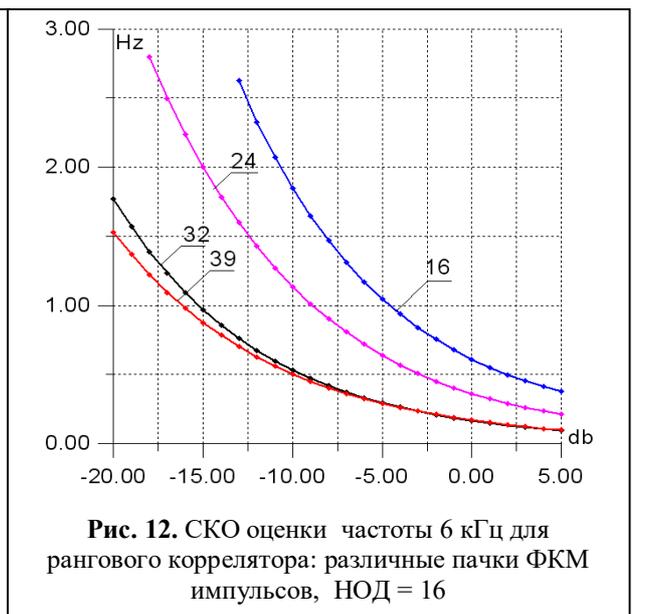
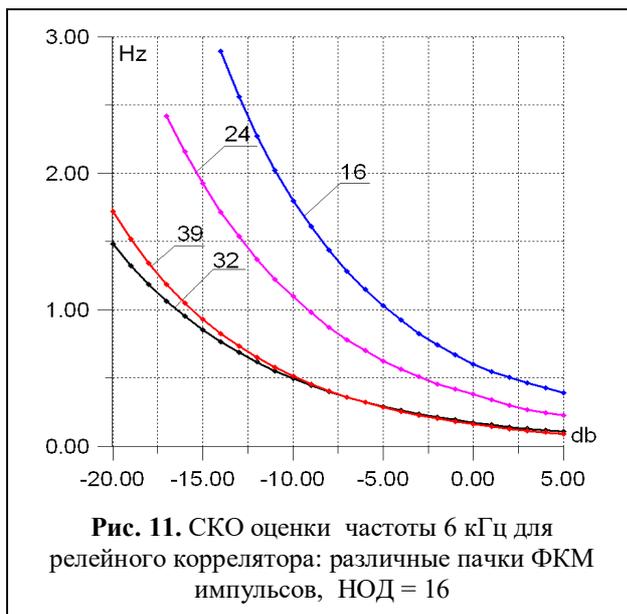


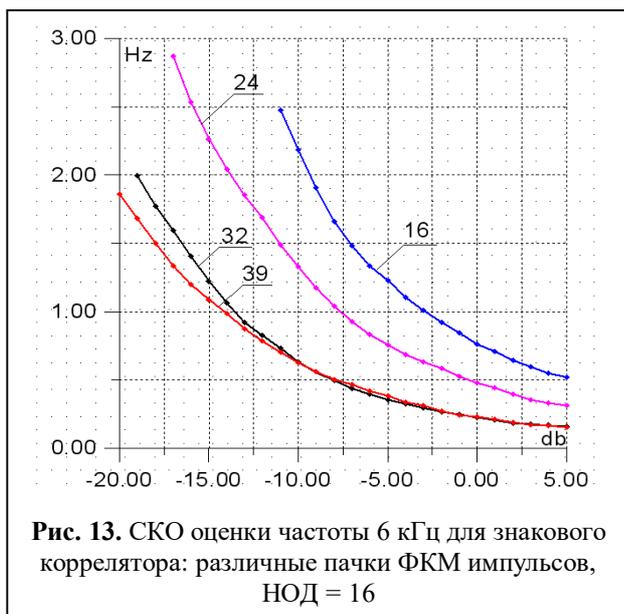
лейного коррелятора при частоте сигнала 6 кГц. Матричный фильтр на входе коррелятора отсутствует. Спектры на выходе релейного, рангового и знакового корреляторов сильно не отличаются, поэтому ограничимся анализом спектра после релейного фильтра сжатия.

Рассматриваемый спектр симметричен относительно частоты сигнала, то есть максимум спектра сигнала совпадает с его частотой. В то же время спектр сигнала, прошедший одномодовый матричный фильтр, как показано на рис. 10, имеет искажения, но не такие сильные, как при 8 импульсах. Как показано в [2] при 8

импульсах спектр сигнала после матричного фильтра сильно искажается и его максимум не совпадает с частотой сигнала. Измерение частоты сигнала при таком искажении спектра невозможно из-за аномальной ошибки.

На рис. 11–13 представлены графики зависимостей среднеквадратических отклонений оценки частоты 6 кГц от отношения сигнал/шум для релейного, рангового и знакового корреляторов, сжимающих пачки из 16, 24, 32 и 39 ФКМ импульсов. Из полученных зависимостей следует, что при увеличении пачки в 2 раза — с 16 до 32, СКО оценки частоты





уменьшается в 4 раза при малых отношениях сигнал/шум. С увеличением отношения сигнал/шум различие в СКО уменьшается до 3 раз. Для пачек из 32 и 39 ФКМ импульсов зависимости СКО оценки частоты остаются практически неизменными для всех трёх фильтров сжатия.

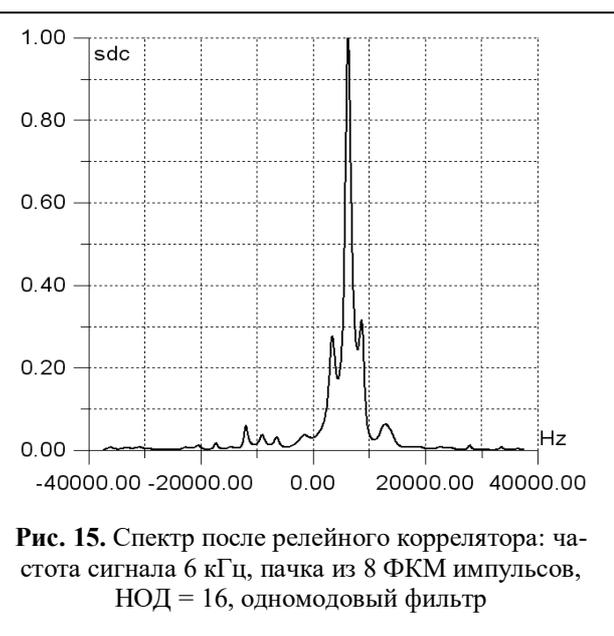
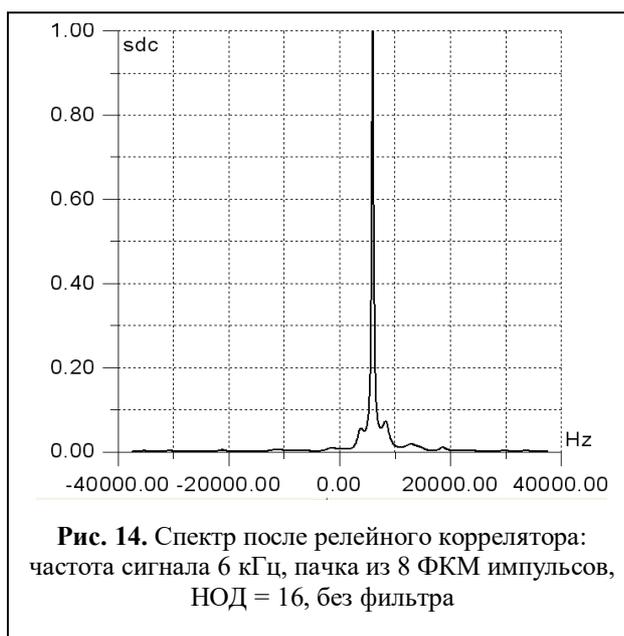
Как и обычно зависимости СКО оценки частоты релейного и рангового фильтра сжатия практически не отличаются, знаковый фильтр проигрывает им в величине СКО в 1,25 раза.

На рис. 11–13 не приведены результаты измерений для пачек из 8 и 12 импульсов, так как

искажения спектра, как показано на рис. 14, 15 для пачки из 8 импульсов, достаточно велики, что приводит к появлению аномальных ошибок во всём диапазоне изменений отношения сигнал/шум.

Заметим, что при наличии матричного фильтра на входах корреляторов величина отношения сигнал/шум, при котором возникает аномальная ошибка, зависит не только от уровня собственного шума приёмника, но и от размера пачки и от значения частоты сигнала. То есть уровень аномальных ошибок для частоты 6 кГц не обязательно будет совпадать с уровнем аномальных ошибок для других, даже очень близких частот [2].

Для больших пачек существует диапазон частот, где имеются аномальные ошибки во всём диапазоне изменения отношения сигнал/шум. Этот диапазон находится в районе частот, близких к величине обратной к длине минимального межимпульсного интервала неэквидистантной последовательности, где имеется провал в частотной характеристике матричного фильтра. Длина этого интервала увеличивается с уменьшением размера пачки. Если для пачки из 39 импульсов этот диапазон занимал 50 Гц, то для пачки из 32 импульсов он увеличится в два раза.



2.3 Исследование влияния уровня остатков коррелированной помехи на выходе матричного фильтра на оценку и СКО частоты сигнала после релейного, рангового и знакового корреляторов

При наличии пассивной помехи на входе матричного фильтра, корреляционно-фильтровое измерение частоты неэквидистантной пачки ФКМ сигналов производится на фоне остатков помехи и шума. Из-за большой сложности вычислений, связанных с тем, что отсчёты пассивной помехи формируются независимо в каждом дискрете по дальности, размер пачки был выбран равным 16 ФКМ импульсов, что является минимально возможным для измерения частоты 6 кГц, а количество экспериментов с имитационной моделью было уменьшено в 10 раз — с 1000 до 100.

Зависимости СКО оценки частоты, равной 6 кГц, для пачек из 16 ФКМ импульсов при НОД=16 для релейного (1), рангового (2) и знакового (3) корреляторов соответственно и различной величины остатков однодальной пассивной помехи с центральной частотой спектра, равной 250 Гц и шириной полосы, равной 25 Гц, приведены на рис. 16–18. Уровень остатков помехи относительно некоррелированного шума определялся по заданным мощностям помехи и шума на входе матричного фильтра и измеренному коэффициенту подавления, равному 54,5 дБ.

Сравнивая зависимости СКО оценки частоты, равной 6 кГц, при наличии остатков пассивной помехи с уровнем -10 дБ, приведённых на рисунке 16, можно сделать вывод, что величины СКО оценки частоты после релейного и рангового корреляторов практически совпадают, а после знакового коррелятора СКО оценки частоты возрастает на 10%.

При увеличении уровня остатков пассивной помехи до уровня собственного шума, величина СКО оценки частоты сигнала увеличивается в 1,3 раза, а минимальный уровень отношения сигнал/шум, начиная с которого возникает anomalous ошибка оценки частоты, увеличивается для релейного, рангового и знакового

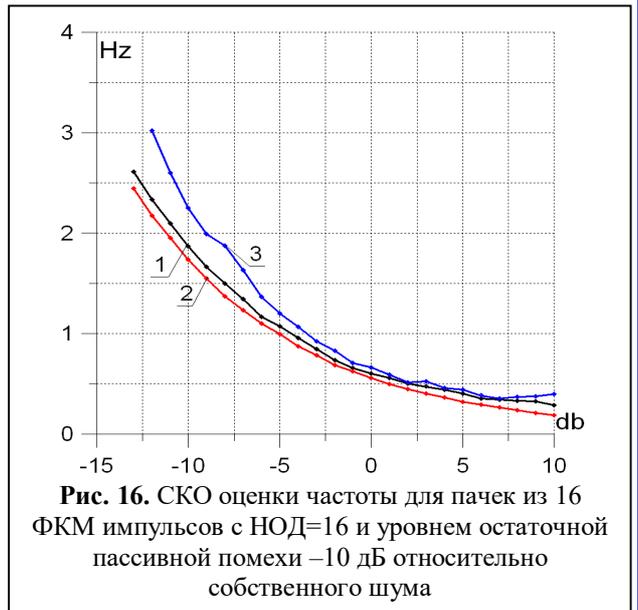


Рис. 16. СКО оценки частоты для пачек из 16 ФКМ импульсов с НОД=16 и уровнем остаточной пассивной помехи -10 дБ относительно собственного шума

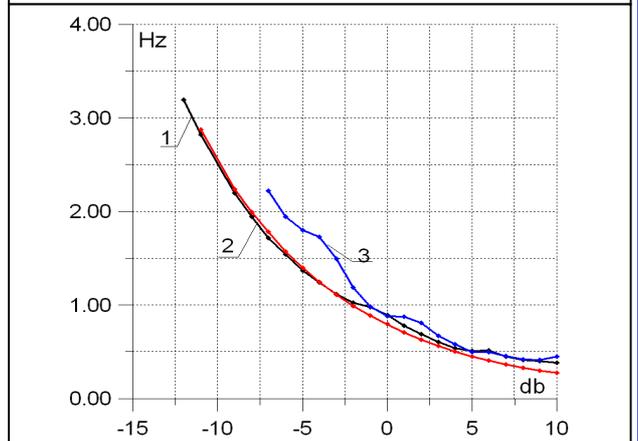


Рис. 17. СКО оценки частоты для пачек из 16 ФКМ импульсов с НОД=16 и уровнем остаточной пассивной помехи 0 дБ относительно собственного шума

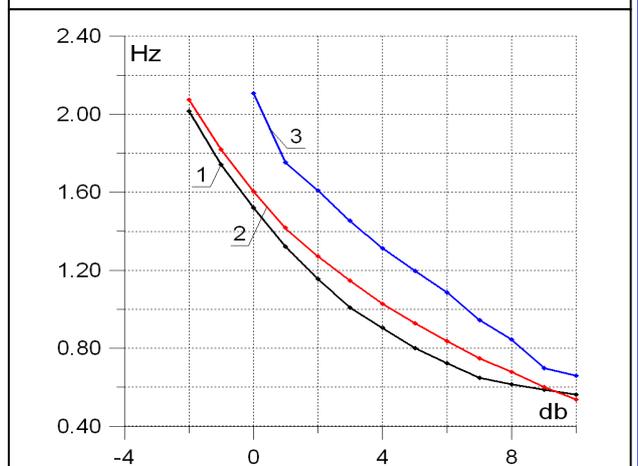


Рис. 18. СКО оценки частоты для пачек из 16 ФКМ импульсов с НОД=16 и уровнем остаточной пассивной помехи +10 дБ относительно собственного шума

корреляторов на 1, 2 и 5 дБ соответственно. Заметные колебания зависимости величина СКО оценки частоты сигнала от отношения сигнал/шум для знакового коррелятора, по-видимому, обусловлены недостаточным количеством экспериментов.

При увеличении уровня остатков пассивной помехи до уровня на 10 дБ больше собственного шума, величина СКО оценки частоты сигнала увеличивается в 3 раза, а минимальный уровень отношения сигнал/шум, начиная с которого возникает аномальная ошибка оценки частоты, увеличивается на 12 дБ одинаково для всех корреляторов.

Заключение

Полученные результаты доказывают, что при больших размерах неэквилидистантных последовательностях ФКМ сигналов, длина которых не будет меньше 16, существует реальная возможность измерить частоту Доплера отраженного от цели сигнала дальномерной однопозиционной радиолокационной системы после подавления пассивной помехи матричным фильтром, в котором число входов равно количеству выходов. Обычная система селекции движущихся целей имеет только один выход, что не позволяет измерить частоту отраженного сигнала после подавления пассивной помехи.

Результаты анализа рассмотренного алгоритма совместного корреляционно-фильтрового обнаружения и измерения частоты Доплера неэквилидистантной последовательности ФКМ сигналов могут быть использованы и в многопозиционных суммарно-дальномерных радиолокационных системах [7, 8], если вместо параллельного просмотра воздушного пространства использовать последовательный просмотр с помощью вращения апертурной антенны передатчика в центральной позиции.

Поступила 21 марта 2022 г.

Литература

1. Богатов А.Д., Терсин В.В., Костров В.В. Корреляционно-фильтровое обнаружение и измерение доплеровского смещения частоты неэквилидистантной последовательности фазокодированных сигналов // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. Вып.10 / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. М.: «Радиотехника», 2008, С. 136 – 143.
2. Костров В.В., Терсин В.В. Корреляционно-фильтровое обнаружение неэквилидистантной последовательности фазокодированных сигналов на фоне пассивной помехи и шума // Проектирование и технология электронных средств. 2010. №2. С. 37–41.
3. Терсин В.В. Измерение дальности и частоты Доплера суммарно-дальномерными станциями разнесенного приема при воздействии активных и пассивных помех // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 4. С. 24–33.
4. Костров В.В., Терсин В.В., Богатов А.Д. Многоканальный адаптивный матричный фильтр подавления коррелированной помехи с двухмодовым спектром. Радиотехника. 2008. № 9. С. 118–123.
5. Костров В.В., Терсин В.В. Последовательная оптимизация межимпульсных интервалов неэквилидистантной последовательности отсчетов комплексной синусоиды // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. Вып.11 / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. М.: «Радиотехника». 2009. С. 262–272.
6. Костров В.В., Терсин В.В. Свехразрешение в комплексном ранговом фильтре сжатия фазокодированного сигнала // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. Вып.7. СПб.: Гидрометеоздат, 2006. С. 95–101.
7. Терсин В.В. Особенности измерения трехмерных координат и вектора скорости воздушных объектов в поле суммарно-дальномерных станций разнесенного приема // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. №3. С. 5–14.
8. Первушин Р.В., Терсин В.В. Использование суммарно-дальномерной системы разнесенного приема для измерения трех географических координат низколетящих воздушных объектов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы 2021. №2. С. 5–15.

English

DOPPLER FREQUENCY MEASUREMENT OF NON-UNIFORM SEQUENCE OF CODIPHASE LONG-LENGTH SIGNALS AMID PASSIVE INTERFERENCE AND NOISE

Radislav Valentinovich Pervushin — PhD, Associate Professor, Murom Institute (Branch) “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

Vladimir Vladimirovich Tersin — PhD, Murom Institute (Branch) “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: vytersin@yandex.ru

Address: 602264, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Orlovskaya st., 23.

Abstract: Possibilities are researched of known optimal algorithm to detect non-uniform sequence of CP (codiphase) signals in regard to measurements of unknown Doppler frequency shift of signal amid passive interference with narrowband spectrum of unknown frequency. Algorithm is a serial connection of matrix filter to suppress passive interference in each element of non-uniform sequence, set of matched filters to compress CP signals, as well as a set of coherent integrators for non-uniform sequences of signals of various frequencies. Not only linear, but also nonlinear non-parametric filters namely rank and signing filters can be used as matched filters. It is proved that matrix filter causes phase distortions in spectrum of non-uniform sequence, which can result in anormal errors in measuring frequencies more than half the distance between adjacent lightbands of non-uniform sequence at the output of matched filters for compression of CP signals. It is deemed that phase distortion value decreases with increasing non-uniform sequence length. If sequence length is more than 32 elements then anormal error is possible only in that part of Doppler frequencies' range that are close to the value that is inverse to the length of minimal inter-pulse interval of non-uniform sequence. The value of specified range does not exceed 100 Hz and decreases with increasing non-uniform sequence length. It is made clear that anormal error in measuring signal frequency necessarily arises for such a signal-to-noise ratio at which probability of correct detection is less than one.

Keywords: optimal detection-measurement algorithm, non-uniform sequence, codiphase signal, passive interference, narrowband spectrum, matrix filter, matched compression filter, coherent integrator, spectrum phase distortion, Doppler frequency measurement, anormal error.

References

1. *Bogatov A.D., Tersin V.V., Kostrov V.V.* Correlation-filter detection and measurement of the Doppler frequency shift of a non-equidistant sequence of phase-code-manipulated signals // *Methods and devices for transmitting and processing information: Inter-university collection of scientific tr. Issue 10 / Edited by V.V. Romashov, V.V. Bulkin.* Moscow: Radiotekhnika. 2008. Pp. 136–143.
2. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Correlation-filter detection of non-equidistant sequence of phase-modulated signals against the background of passive interference and noise. *Design and technology of electronic means.* 2010. No. 2. Pp. 37–41.
3. *Tersin V.V.* Measurement of Doppler range and frequency by total-rangefinder stations of different reception under the influence of active and passive interference. *Radio and telecommunication systems.* 2020. No. 4. Pp. 24–33.
4. *Kostrov V.V., Tersin V.V., Bogatov A.D.* Multichannel adaptive matrix filter for suppression of correlated interference with a two-mode spectrum. *Radiotekhnika.* 2008. No. 9. Pp. 118–123.
5. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Sequential optimization of inter-pulse intervals of a non-equidistant sequence of samples of a complex sinusoid. *Methods and devices for transmitting and processing information: Inter-university collection of scientific tr. Issue 11 / Edited by V.V. Romashov, V.V. Bulkin.* Moscow: Radiotekhnika. 2009. Pp. 262–272.
6. *Kostrov V.V., Tersin V.V.* Svehrasolution in a complex rank filter of compression of a phase-modulated signal. *Methods and devices for transmitting and processing information. Issue 7.* St. Petersburg: Gidrometeoizdat, 2006. Pp. 95–101.
7. *Tersin V.V.* Features of measuring three-dimensional coordinates and velocity vector of air objects in the field of total rangefinder stations of spaced reception. *Radio and telecommunication systems.* 2020. No. 3. Pp. 5–14.
8. *Pervushin R.V., Tersin V.V.* The use of a total-rangefinder system of spaced reception for measuring three geographical coordinates of low-flying air objects. *Radio and telecommunication systems* 2021. No. 2. Pp. 5–15.