

УДК 621.376.3

## МЕТОД СНИЖЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ВЫДЕЛЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ТРАКТАХ ОБРАБОТКИ

*Орошук И. М., д.т.н., профессор кафедры электроники и средств связи Дальневосточного федерального университета, e-mail: Oroshchuk@yandex.ru;*

*Сучков А.Н., к.т.н., доцент кафедры радиоэлектронного оборудования Филиала военного учебно-научного центра ВМФ «Военно-морская академия им. Н.Г. Кузнецова», e-mail: Suchkov-Andrey-1981@yandex.ru;*

*Василенко А.М., к.т.н., научный сотрудник Филиала военного учебно-научного центра ВМФ «Военно-морская академия им. Н.Г. Кузнецова» (г. Владивосток), e-mail: kahunya@gmail.com*

**Ключевые слова:** пространственно-корреляционная обработка, фазирование антенной решетки, снижение погрешности, выделение огибающей, функция взаимной корреляции.

### Введение

В настоящее время большой интерес представляют радиотехнические системы декаметрового диапазона, способные обнаруживать слабый сигнал на фоне помех. В силу ограниченных возможностей существующих средств обнаружения возникают ситуации, когда уровень сигнала на входе приемника равен или меньше уровня помех. При использовании современных способов обработки выделить такой сигнал весьма затруднительно. Существующие технологии обработки сигналов, основанные на расширении базы сигналов, позволяют повысить чувствительность радиотехнической системы. Однако, в силу ограниченности ширины спектра сигналов в декаметровом диапазоне, из-за дисперсионных искажений и наличия большого количества сигналов от других источников, использование такого метода не всегда целесообразно. Решить данную проблему можно за счет применения пространственно-корреляционного способа обработки сигналов [1-7] (рис. 1), который основан на применении дискретной приемной системы, состоящей из антенной решетки (АР) с трактом обработки выходных сигналов, включающим блок усиления, многоканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок временных задержек, тракт корреляционной обработки и устройство принятия решения (УПР).

В данной системе сигнал источника излучений поступает на пространственно-разнесенные элементы АР. Далее выходные сигналы подвергаются предварительной фильтрации, усиливаются и преобразуются в цифровую форму, затем они поступают в блок временных задержек. С помощью блока временных задержек осуществляется формирование характеристики направленности и сканирование пространства путем введения искусственных компенсационных временных задержек  $\tau_k$  во входные сигналы. Ввод временных задержек на каждом этапе сканирования виртуально позиционирует элементы АР на одну линию ортогонально направлению прихода сигнала (см. рис. 1).

*Представлен принцип функционирования пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов, обладающего повышенной помехоустойчивостью, которая сильно зависит от точности фазирования антенной решетки. Для снижения возникающей погрешности предложено использовать цифровой способ выделения огибающей нормированной функции взаимной корреляции, с дополнительной компенсацией погрешности самого способа, возникающей за счет неточности фазирования в предшествующих трактах обработки сигналов и при выделении огибающей.*

После позиционирования элементов АР в тракте корреляционной обработки производится оценка функций взаимной корреляции (ФВК) сигналов с выходов всех пар элементов АР с последующим их суммированием:

$$U_k = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [\sigma_{s,i} \sigma_{s,j} \rho_{s,ij} (\tau - \tau_k) + \sigma_{n,i} \sigma_{n,j} \rho_{n,ij} (\tau - \tau_k)], \quad (1)$$

где  $\sigma_{s,i}, \sigma_{s,j}, \sigma_{n,i}, \sigma_{n,j}$  – среднеквадратическое отклонение напряжений сигналов и помех на выходах  $i, j$  элементов АР;  $\rho_{s,ij}, \rho_{n,ij}$  – коэффициенты взаимной корреляции (КВК) напряжений сигналов и помех на выходах  $i, j$  элементов АР;  $\tau_k, \tau$  – компенсационные и естественные временные задержки сигналов, обусловленные разностью времени распространения сигнала до элементов АР;  $I$  – количество элементов в АР.

Выходное напряжение сумматора поступает на вход УПР. Решение о наличии или отсутствии полезного сигнала принимается по результатам сравнения входного сигнала с пороговым уровнем в УПР, величина которого зависит от заданных значений вероятностных характеристик обнаружения сигнала [2, 3].

Особенностью технической реализации пространственно-корреляционного способа является повышенное требование к идентичности всех трактов обработки сигналов от каждого элемента АР. При этом в большей степени идентичность должна быть соблюдена по фазочастотным характеристикам. Выполнение этих требований легче обеспечить в линейных трактах: фидерах и линейных усилителях. Использование нелинейных преобразователей частоты для гетеродинного приема в системах корреляционной обработки создает дополнительные проблемы, связанные с необходимостью пересчета фазовых сдвигов для оценки амплитудно- фазочастотных

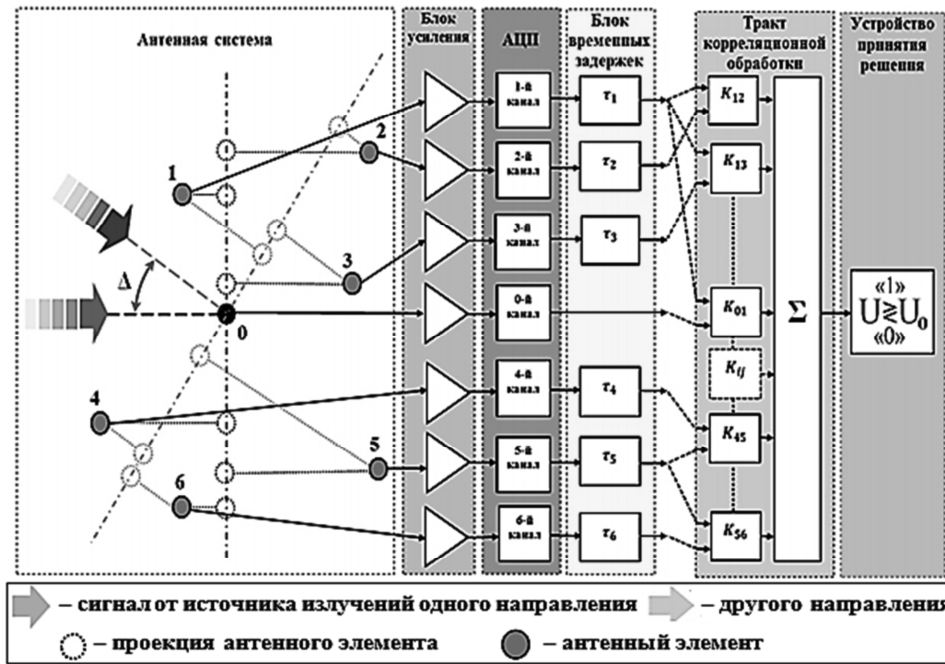


Рис. 1. Функциональная схема основных узлов пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов

характеристик обнаруживаемых сигналов, необходимых для идентификации объекта и оценки скорости его движения, а также с трудностью реализации идентичных преобразователей для большого числа каналов обработки сигналов. Кроме того, преобразователям частоты свойственно существенное увеличение уровней шумов, в том числе за счет появления дополнительных помех по зеркальному каналу, что в целом снижает помехоустойчивость и другие характеристики пространственно-корреляционного способа обработки сигналов.

С учетом перечисленных ограничений и возможностей современной элементной базы за основу конструкции пространственно-корреляционного тракта обработки взята схема приемника прямого усиления (см. рис. 1).

Выполнение пространственной селекции сигналов и формирование выходной свертки напряжения в данной схеме [см. выражение (1)] осуществляется путем введения искусственных компенсационных временных задержек  $\tau_k$  во входные сигналы. Однако из-за ограниченной точности фазирования входных сигналов АР, производимых путем введения компенсационной задержки, а также погрешности, вызванной неидентичностью фазочастотных характеристик фидеров и трактов усиления, может значительно снизиться помехоустойчивость рассматриваемой системы.

На рис. 2 приведен пример оценки мгновенного значения КВК входных сигналов, в зависимости от компенсационной временной задержки  $\tau_k$ .

Анализ рис. 2 показывает, что при незначительной погрешности компенсации временной задержки оценка КВК может снизиться на большую величину. Так, например, погрешность временной задержки в пределах  $\Delta\tau_k = \pm 0,025$  мкс может вызвать снижение КВК до нуля ( $\Delta\rho_{\text{мн.}} = 1$ ) (см. рис. 2), что существенно снизит помехоустойчивость пространственно-корреляционного тракта обработки сигналов.

Для наглядности на рис. 3 приведена зависимость вероятности пропуска цели от значения КВК входных сигналов [3], из анализа которого следует, что даже при погрешности оценки КВК на 10% ( $\Delta\rho = 0,1$ ) помехоустойчивость приема может снизиться практически на два порядка  $\Delta P_{\text{пр}}$ .

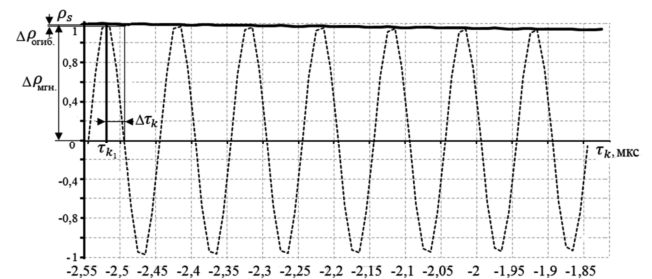


Рис. 2. К вопросу оценки нормированной ФВК при неточности фазирования

Исходя из ограниченной точности фазирования входных сигналов АР, для снижения аппаратной погрешности устройства реализации тракта обработки сигналов предлагается вести оценку КВК по огибающей функции взаимной корреляции (см. рис. 2), в результате чего снижение КВК будет в незначительных пределах ( $\Delta\rho_{\text{осиб.}} = 0,01$ ). Для реализации такой возможности предлагается использовать цифровой способ выделения огибающей на основе преобразований Гильберта [8]:

$$U_{i,\text{огиб.}} = \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}, \quad (2)$$

где  $u_i^2$  – отсчеты мгновенных значений напряжения обрабатываемого сигнала;  $\hat{u}_i^2$  – отсчеты квадратурных составляющих напряжения обрабатываемого сигнала.

Функциональная схема реализации цифрового способа выделения огибающей показана на рис. 4. В данной схеме для формирования квадратурной составляющей  $\hat{u}_i$  в выражении (2) используются отсче-

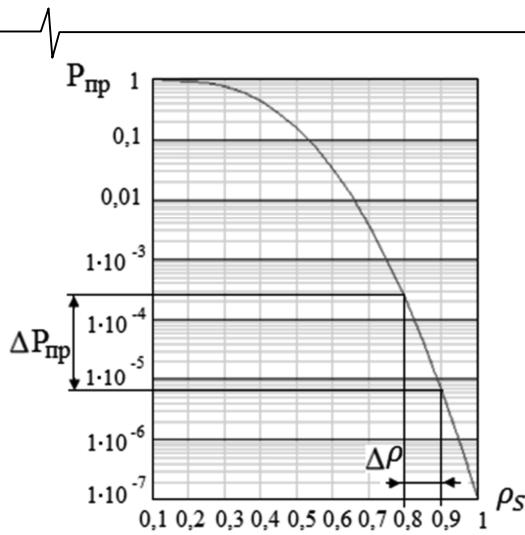


Рис. 3. Зависимость вероятности пропуска цели от КВК



Рис. 4. Функциональная схема цифрового способа выделения огибающей

ты входного массива напряжений  $u_i$ , сдвинутые на  $k$  отсчетов (четверть периода несущего колебания  $T_0$ ):

$$\hat{u}_i = u_{i+k}, \quad (3)$$

где  $k = \left[ \frac{T_0}{4T_d} \right] = \left[ \frac{f_d}{4f_0} \right]$  ( $f_d$  – частота дискретизации используемого аналого-цифрового преобразователя;

$f_d = \frac{1}{T_d}$ ;  $T_d$  – период дискретизации АЦП;  $f_0$  – частота

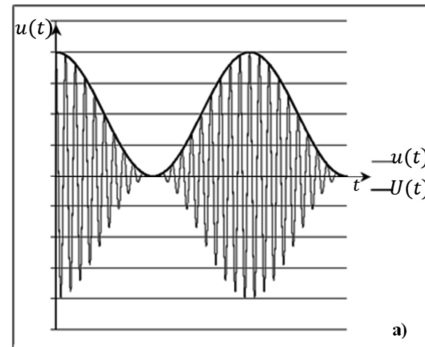
несущего колебания;  $[arg]$  – оператор округления аргумента до ближайшего целого значения).

Пример выделения огибающей данным методом показан на рис. 5.

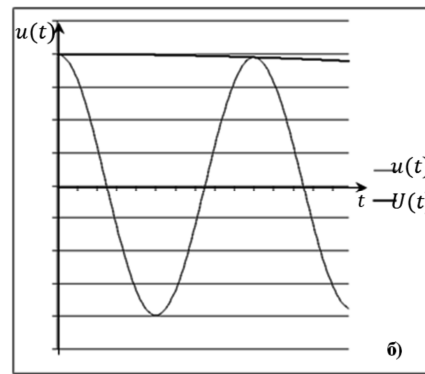
Из анализа рис. 5 видно, что дополнительным достоинством данного способа является возможность более точного выделения огибающей на более коротких выборках сигнала (рис. 5, б).

Тем не менее, в силу ограниченной точности фазирования трактов и использования прямого усиления, при таком выделении огибающей также возникает погрешность, связанная с формированием квадратурной составляющей сигнала  $\hat{u}_i$ , которая зависит от точности фазового сдвига исходного массива напряжений  $u_i$  на величину  $\frac{\pi}{2}$  [9,10]. Это возникает в случаях, когда частота несущего колебания  $f_0$  и частота дискретизации  $f_d$  не кратны друг другу [см. выражение (3)]. В этом случае появляется погрешность фазирования квадратурных составляющих сигнала  $\hat{u}_i$ , что приводит к возникновению пульсаций в выделенной огибающей с частотой  $2f_0$  (рис. 6), амплитуда которых увеличивается с

ростом погрешности фазирования. Это в свою очередь может уменьшить значение измеренного КВК и как следствие, понизить помехоустойчивость всей системы обнаружения (см. рис. 3).



а)



б)

Рис. 5. Возможности цифрового метода выделения огибающей модулированного сигнала: а – при больших выборках; б – при малых выборках

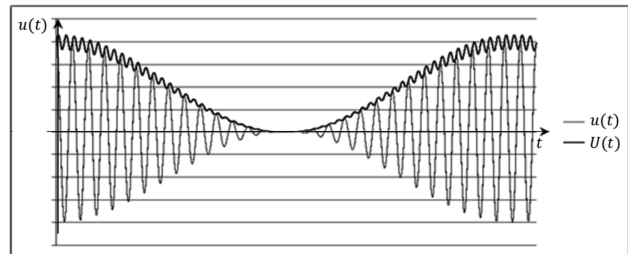


Рис. 6. Возникновение пульсаций при неточном фазировании квадратурной составляющей

Точность фазирования квадратурных значений  $\hat{u}_i$  массива отсчетов напряжения  $u_i$  зависит от кратности частоты дискретизации  $f_d$  и несущего колебания  $f_0$ :

$$\Delta\varphi(f_d, f_0) = \frac{2\pi f_0}{f_d} \cdot \left| \frac{f_d}{4f_0} - \left[ \frac{f_d}{4f_0} \right] \right|. \quad (4)$$

На рис. 7 приведен пример оценки погрешности фазирования квадратурных составляющих, в зависимости от частоты несущего колебания  $f_0$  при фиксированной частоте дискретизации АЦП  $f_d = 100$  МГц.

Как видно из рис. 7, погрешность фазирования  $\Delta\varphi$ , при нарушении кратности частоты несущей к частоте дискретизации, возрастает с ростом частоты несущей

го колебания и на максимальной частоте Найквиста

$$f_n = \frac{f_d}{2} \text{ достигает } 90^\circ.$$

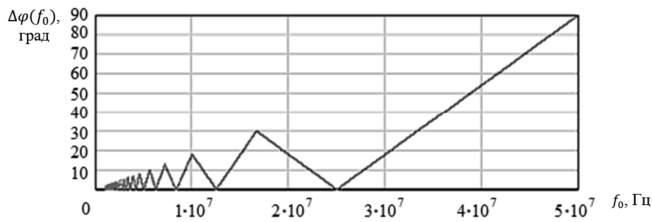


Рис. 7. Оценка погрешности фазирования квадратурной составляющей при частоте дискретизации АЦП  $f_d = 100$  МГц

Для решения данной проблемы можно использовать вариант изменения частоты дискретизации  $f_{д.инт0}$  позволяющей обеспечивать кратность соотношения  $\frac{f_{д.инт}}{4f_0}$ , для чего необходимо вводить дополнительные отсчеты путем интерполяции сигнала между оцифрованными значениями (рис. 8).

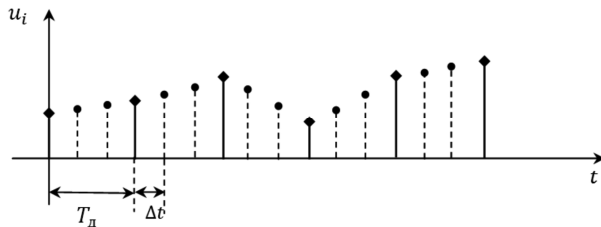


Рис. 8. Интерполяции дискретного сигнала АЦП

Такой способ позволит точнее сформировать квадратурные составляющие массива отсчетов напряжения  $\hat{u}_i$ , однако при этом сама интерполяция внесет определенную погрешность. Кроме того, для этого потребуются большой объем памяти и дополнительная загрузка вычислительных ресурсов, что приведет к существенному увеличению времени обработки.

Другим вариантом может служить способ сглаживания пульсаций за счет усреднения массива на периоде пульсаций

$$\bar{U}(N_0) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}, \quad (5)$$

где  $N_0$  — объем выборки сигнала на периоде пульсаций

$$T_0 = 0,5 / f_0 \quad (N_0 = \frac{f_d}{f_0}).$$

При использовании данного способа полностью исключаются пульсации в выделенной огибающей (рис. 9).

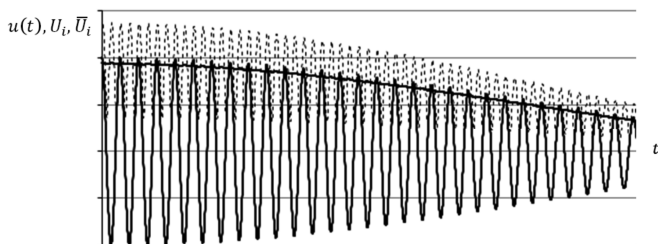


Рис. 9. Усреднение возникших пульсаций при неточном фазировании квадратурной составляющей

Однако в данном случае для фиксированной несущей частоты  $f_0$  происходит постоянное отклонение сформированной огибающей от максимальных значений амплитуд, величина которого зависит от среднеквадратического отклонения, определяющего относительную погрешность выделения огибающей (рис. 10):

$$\delta(\Delta\varphi) = 1 - \int_0^1 \sqrt{\cos(2\pi t)^2 + \sin(2\pi t + \Delta\varphi)^2} dt, \quad (6)$$

где  $\Delta\varphi$  — погрешность фазирования квадратурной составляющей.

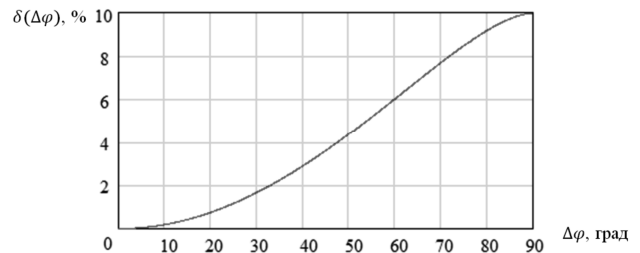


Рис. 10. Зависимость относительной погрешности выделения огибающей от неточности фазирования квадратурной составляющей сигнала

Для рассмотренного ранее диапазона частот рассчитаны значения относительной погрешности выделения огибающей (рис. 11).

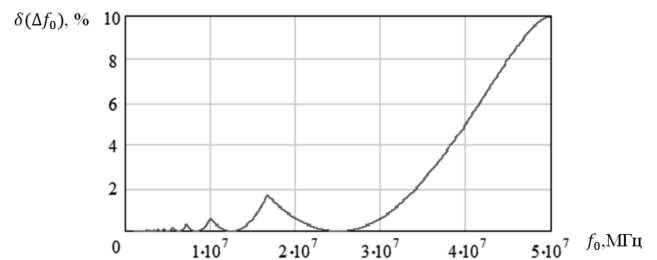


Рис. 11. Зависимость относительной погрешности выделения огибающей от несущей частоты сигнала (при частоте дискретизации АЦП  $f_d = 100$  МГц)

Из анализа рис. 10 и рис. 11 видно, что с повышением погрешности фазирования возрастает погрешность выделения огибающей, которая при максимальном отклонении фазы  $\Delta\varphi = 90^\circ$  на частоте Найквиста достигает  $\delta = 10\%$ . Для исключения данной погрешности можно использовать корректирующий коэффициент

$$U_{i.огиб} = \frac{\bar{U}_i(N)}{1 - \delta(f_0)}. \quad (7)$$

В результате сущность метода снижения погрешности выделения огибающей с коррекцией можно представить в следующем виде (рис. 12):

$$U_{i.огиб} = \frac{1}{N_0 [1 - \delta(f_0)]} \sum_{i=1}^{N_0} \sqrt{u_i^2 + \hat{u}_i^2}. \quad (8)$$

На рис. 13 показан вариант коррекции погрешности выделения огибающей, возникающей при усреднении пульсаций по алгоритму выражения (8). Погрешность в этом случае определяется точностью вычислений, которая достигает максимальных значений на частоте Найквиста и не превышает 0,1%. В этом случае помехоустойчивость снижается не более чем на 5%.

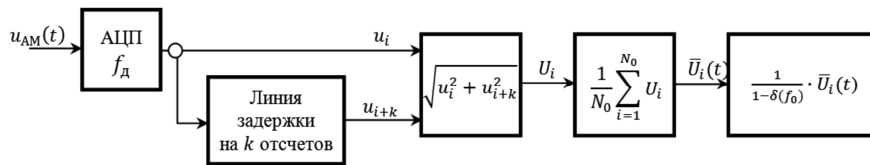


Рис. 12. Функциональная схема метода снижения погрешности выделения огибающей с коррекцией погрешности

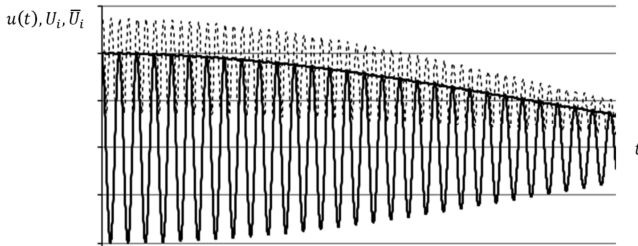


Рис. 13. Снижение погрешности выделения огибающей с коррекцией погрешности

Таким образом, предложенный метод снижения погрешности выделения огибающей позволяет реализовывать тракты оценки коэффициента взаимной корреляции на базе прямого усиления при фиксированной частоте дискретизации АЦП  $f_d$ , на различных частотах несущего колебания сигнала  $f_0 \leq f_N$ . Малая остаточная погрешность выделения КВК позволяет обеспечивать наибольшую помехоустойчивость обнаружения сигналов, максимально приближенную к потенциальной помехоустойчивости пространственно-корреляционного способа, а также точнее воспроизводить спектральные характеристики обнаруживаемых сигналов для идентификации объекта и оценки скорости и направления его движения.

Предложенный метод может эффективно использоваться в других радиотехнических системах прямого усиления с цифровым преобразованием сигналов для выделения огибающей либо для каналов с флуктуацией фазы сигнала.

### Литература

1. Долгих В.Н., Орошук И.М., Бородин А.Е. и др. Поискные исследования принципов построения дискретных антенных систем со случайно расположенными элементами для перспективных радиотехнических средств коротковолнового диапазона: отчет о НИР «Шаланда» (заключ.). – Владивосток: ИАПУ ДВО РАН; ТОВМИ, 2007. – 114 с.
2. Долгих В.Н., Орошук И.М., Прищела М.В. Вероятностные характеристики обнаружения сигналов корреляционным пространственным фильтром // Акустический журнал. – М. – 2007. – № 2. – С. 226–232.
3. Орошук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Вероятностные характеристики пространственно-корреляционного метода обнаружения сигналов в декаметровом диапазоне // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2013. – № 12. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec13/5/text.html>.
4. Долгих В.Н. Пространственно-корреляционные свойства сигналов и помех декаметрового диапазона / В.Н. Долгих, И.М. Орошук, А.Н. Сучков; под ред. В.С. Колмогорова. – Владивосток: Филиал ВУНЦ ВМФ «ВМА им. Н.Г. Кузнецова», 2013. – 112 с.

5. Орошук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Измерительное устройство для оценки пространственно- и частотно-корреляционных свойств сигналов и помех декаметрового диапазона // Известия Волгоградского государственного технического университета. – 2013. Вып. 8. – № 23 (126). – С. 95–99.

6. Орошук И.М., Сучков А.Н. Потенциальные возможности пространственно-корреляционного способа обработки сигналов декаметровом диапазоне // 2-я Международная конференция «Технические науки: теория и практика». – 2014, январь. – Чита: Издательство «Молодой ученый», 2014. – С.12–15.

7. Орошук И.М., Сучков А.Н. Пространственно-корреляционный метод обработки сигналов декаметрового диапазона //16-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Секция 4 «Обработка сигналов в радиотехнических системах». 26 – 28 марта 2014 г. – Москва, Российское НТОРЭС им. А.С. Попова. – 2014.

8. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: учебник / пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.

9. Орошук И.М., Сучков А.Н. Оценка погрешности выделения огибающей в цифровых трактах обработки сигналов // 69-я Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий», посвященная дню радио. 21– 23 мая 2014 г. – Москва, Российское НТОРЭС им. А.С. Попова. – 2014.

10. Сучков А.Н. Возможности цифрового метода выделения огибающей // А.Н. Сучков, И.М. Орошук, А.М. Василенко // Проблемы и методы разработки и эксплуатации вооружения и военной техники ВМФ: сборник научных трудов. – Владивосток: ВУНЦ ВМФ «ВМА», 2014. – Вып. 85. – С. 91–96.

### ERROR DECREASING METHOD OF WAVEFORM ENVELOPE EXTRACTION IN DIGITAL SPATIAL CORRELATION PROCESSING CHAIN

*Oroshchuk I.M., Suchkov A.N., Vasilenko A.M.*

The paper deals with the functioning principle of spatially-correlation signal processing chain that possesses the increased noise-immunity which strongly depends on the accuracy of antenna array phasing. In order to decrease the arising error it is offered to use the digital method of waveform envelope extraction of cross correlation normalized function with the additional error reduction of the method itself. This error arises due to phasing inaccuracy in the preceding signal processing chain and during waveform envelope extraction.