

E-mail: egamt@fep.tsure.ru.  
44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.  
Phone: 8 (8634)371-795.  
Department of Hydroacoustics and Medical Engineering.  
Post-graduate student.

УДК 621.391

**Л.В. Литюк, В.И. Литюк**

### **СИСТЕМА СВЯЗИ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ ВТОРОГО ПОРЯДКА**

*Рассматривается система связи, использующая для передачи дискретной информации ансамбли сложных сигналов второго порядка. Используются свойства ансамблей сложных сигналов второго порядка для расчета реализации помеховой аддитивной составляющей с использованием «квазиоптимального» алгоритма обработки.*

*Сложные сигналы второго порядка; «квазиоптимальный» алгоритм; помеховая реализация; вычитание; согласованные фильтры.*

**L.V. Lityuk, V.I. Lityuk**

### **THE COMMUNICATION SYSTEM WITH SECOND ORDER WIDEBAND SIGNALS**

*The communication system with second order wideband signals is used. The ensembles of second order wideband signals properties are used to get information about noise realization, which is received with useful signals. The «quasi-optimum» algorithm for signal processing is used.*

*Second order wideband signal; «quasi-optimum» algorithm; noise realization; subtraction; stretched filters.*

Как показано в работах [1,2], ансамбли сложных сигналов второго порядка (ССВП) на основе дополнительных кодовых последовательностей (ДКП), обладают рядом свойств, а именно:

- ◆ суммарная автокорреляционная функция (АКФ) каждого ССВП в ансамбле имеет вид цифровой « $\delta$ -функции»;
- ◆ суммарные взаимокорреляционные функции (ВКФ) ССВП ансамбля «ортогональны в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге».

Как показано в работах [3, 4], использование указанных свойств позволяет производить расчет помеховой реализации, сопровождающей прием ССВП. Полученные путем расчета помеховые реализации вычитаются из принимаемой аддитивной смеси помеховой реализации и полезного сигнала, представляющего собой ССВП. В результате формируется реализация, в которой существенно увеличивается отношение сигнал/помеха  $q$ . Сформированная ука-

занным образом реализация, представляющая собой аддитивную сумму полезного ССВП и остатков помеховой реализации, поступает на соответствующие согласованные фильтры (СФ). Характеристики СФ определяются параметрами принимаемого полезного ССВП. В результате, как показано в работе [4], выигрыши в откликах, получаемых на выходе устройства обработки ССВП, составляют десятки децибел относительно случая, когда рассматриваемый вид обработки отсутствует.

Для решения указанной в работах [3, 4] задачи требуется наличие на приемной стороне наборов из СФ и сжимающих фильтров (СЖФ). При этом СФ предназначены для обработки принимаемых полезных сигналов, а СЖФ – для получения информации о характеристиках помеховых реализаций, в которых устранено влияние полезных сигналов в силу свойства «ортогональности в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге» суммарных ВКФ ССВП.

Следовательно, использование указанного свойства позволяет предложить систему дискретной связи, в которой символ «1» передается при помощи одной пары ССВП, а символ «0» – при помощи её инверсной копии. Будем полагать, что передачу таких сигналов целесообразно производить при использовании одновременно двух однополосных каналов. Тогда передаваемая информация в виде символов «1» или «0» представляет собой параллельно излучаемые последовательности прямой или инверсной копий сложных сигналов, расположенных в двух соседних полосах частот, между которыми предполагается не полностью подавленная несущая. Излучаются в этом случае сигналы в обоих частотных каналах непрерывно.

Также полагаем, что используемые для модуляции прямая и инверсная кодирующие последовательности когерентно связаны с передаваемой несущей для упрощения процедуры синхронизации на приемной стороне. Дисперсностью каналов распространения радиоволн можно пренебречь, а коэффициенты передачи в обоих частотных каналах одинаковы.

Целью данной работы является рассмотрение системы связи со сложными сигналами второго порядка у которой их обработка осуществляется при помощи «квазиоптимального» алгоритма, позволяющего производить расчет помеховой реализации, сопровождающей прием полезных сигналов в режиме работы «скользящее» окно для обеспечения повышения отношения сигнал/помеха на входе устройства принятия решения о виде переданного символа «1» или «0».

Будем полагать, что на передающем конце системы связи полезные сигналы имеют вид  $\dot{x}(t) = \{«+1», «-1»\}$ . Полагаем, что если передается символ «1», то положительный импульс «+1» проходит одновременно через два формирующих фильтра ФФ1 и ФФ2 с импульсными характеристиками (ИХ)  $\dot{h}_1(t)$  и  $\dot{h}_2(t)$ , которые описываются соответствующими ДКП. Если передается символ «0», то отрицательный импульс «-1» проходит одновременно через эти же два формирующих фильтра ФФ1 и ФФ2 с ИХ  $\dot{h}_1(t)$  и  $\dot{h}_2(t)$ , на выходах которых выделяются инверсные реализации ДКП. Учтем, что в цифровом виде единица есть « $\delta$ -импульс».

Тогда на выходах  $\Phi\Phi 1$  и  $\Phi\Phi 2$  будем иметь

$$\begin{aligned}\pm \dot{y}_1(t) &= \dot{h}_1(t) * \dot{x}(t); \\ \pm \dot{y}_2(t) &= \dot{h}_2(t) * \dot{x}(t),\end{aligned}\quad (1)$$

где  $\pm \dot{y}_1(t)$  и  $\pm \dot{y}_2(t)$  – реализации излучаемых в эфир сложных сигналов первого порядка (ССПП), составляющих ССВП, длительности которых  $0 \leq t \leq \tau_{ИХ}$ , соответствующих символам «1» (знак «+») или «0» (знак «–») в верхней боковой полосе (ВБП) и нижней боковой полосе (НБП) соответственно;  $\tau_{ИХ}$  – длительность ИХ  $\Phi\Phi 1$  и  $\Phi\Phi 2$ , которые равны между собой; знак  $*$  – обозначает операцию свертки.

На выходе линейного тракта радиоприемного устройства (РПрУ) системы связи, принимаемые реализации, соответствующие передаваемым символам «1» или «0», будут представлять собой сигналы, расположенные внутри его полосы пропускания в ВБП и НБП, в виде

$$\begin{aligned}\pm \dot{s}_1(t) &= \pm \dot{y}_1(t) + \dot{n}_1(t); \\ \pm \dot{s}_2(t) &= \pm \dot{y}_2(t) + \dot{n}_2(t),\end{aligned}\quad (2)$$

где  $\dot{n}_1(t)$  и  $\dot{n}_2(t)$  – помеховые реализации, основные интенсивности выборочных спектров  $\dot{N}_1(f)$  и  $\dot{N}_2(f)$  которых располагается в ВБП и НБП соответственно.

Пусть принятые сигналы (2) поступают на устройство, состоящее из сигнального канала, основными элементами которого являются СФ1 и СФ2 и помехового канала, состоящего из помеховых СЖФ1 и СЖФ2.

Очевидно, что в силу свойства суммарной АКФ каждого из сигналов и в силу свойств суммарной ВКФ их ансамбля, на выходах СФ1 и СФ2, будут появляться символы соответствующие «1» или «0» через интервалы времени равные  $\tau_{ИХ}$ . Тогда, с учетом (1), будем иметь

$$\begin{aligned}\pm \hat{x}_1(t) &= \pm \dot{s}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) = [\pm \dot{y}_1(t) + \dot{n}_1(t)] * \dot{h}_1^*(t) = \pm a_1 \dot{x}(t) * \dot{h}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{n}_1(t) * \dot{h}_1^*(t); \\ \pm \hat{x}_2(t) &= \pm \dot{s}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) = [\pm \dot{y}_2(t) + \dot{n}_2(t)] * \dot{h}_2^*(t) = \pm a_2 \dot{x}(t) * \dot{h}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) + \dot{n}_2(t) * \dot{h}_2^*(t),\end{aligned}\quad (3)$$

где  $a_1$  и  $a_2$  – амплитуды принимаемого полезного сигнала  $\dot{x}(t)$  в частотных каналах, занимаемых ВБП и НБП;  $\dot{h}_1^*(t)$  – ИХ первого согласованного фильтра (СФ1), которая определяется ИХ  $\Phi\Phi 1$   $\dot{h}_1(t)$ ;  $\dot{h}_2^*(t)$  – ИХ второго согласованного фильтра (СФ2), которая определяется ИХ  $\Phi\Phi 2$   $\dot{h}_2(t)$ ; знак  $*$  сверху – обозначает комплексное сопряжение.

В дальнейшем, как указывалось, будем полагать, что амплитудной неидентичностью обоих частотных каналов можно пренебречь. Тогда их коэф-

коэффициенты передачи принимаем равными друг другу, т.е.  $a_1 = a_2 = a$ . Также полагаем, что величина  $a$  много меньше (не менее чем на порядок) величины среднеквадратического отклонения помеховой реализации.

В силу указанного в [1, 2] свойства суммарной АКФ ССВП, можно записать

$$\dot{h}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{h}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) = \delta(t). \quad (4)$$

Тогда, учитывая (3) и (4), запишем выражение на выходе канала, выделяющего символы «1» или «0» в виде

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) = [\pm \hat{x}_1(t)] + [\pm \hat{x}_2(t)] &= a\dot{x}(t) * [\dot{h}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{h}_2(t) * \dot{h}_2^*(t)] + \\ &+ \dot{n}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{n}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) = a\dot{x}(t) + \dot{n}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{n}_2(t) * \dot{h}_2^*(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Одновременно, на выходах помехового канала, состоящих из СЖФ1 и СЖФ2, входы которых подключены ко входам СФ1 и СФ2 соответственно, имеющих ИХ  $\dot{h}_3(t)$  и  $\dot{h}_4(t)$ , будет отклик в виде

$$\begin{aligned} \pm \dot{p}_1(t) = \pm \dot{s}_1(t) * \dot{h}_3^*(t) &= [\pm \dot{y}_1(t) + \dot{n}_1(t)] * \dot{h}_3^*(t) = a\dot{x}(t) * \dot{h}_1(t) * \dot{h}_3^*(t) + \dot{n}_1(t) * \dot{h}_3^*(t); \\ \pm \dot{p}_2(t) = \pm \dot{s}_2(t) * \dot{h}_4^*(t) &= [\pm \dot{y}_2(t) + \dot{n}_2(t)] * \dot{h}_4^*(t) = a\dot{x}(t) * \dot{h}_2(t) * \dot{h}_4^*(t) + \dot{n}_2(t) * \dot{h}_4^*(t). \end{aligned} \quad (6)$$

В силу свойства суммарной ВКФ ССВП, можно записать [1, 2]:

$$\dot{h}_1(t) * \dot{h}_3^*(t) + \dot{h}_2(t) * \dot{h}_4^*(t) = 0. \quad (7)$$

Отклик, описываемый суммой помеховых реализаций (6) с выходов СЖФ1 и СЖФ2; с учетом (7) будет иметь вид

$$\dot{p}(t) = [\pm \dot{p}_1(t)] + [\pm \dot{p}_{2,1}(t)] = \dot{n}_1(t) * \dot{h}_3^*(t) + \dot{n}_2(t) * \dot{h}_4^*(t). \quad (8)$$

Если выполнить операцию преобразования Фурье  $\mathbf{F}[\bullet]$  в режиме работы «скользящее» окно с длительностью временного интервала анализа  $\tau_{ИХ}$  над выражением (5), то получим

$$\dot{A}(f) = \mathbf{F}[\hat{x}(t)] = a\dot{X}(f) + \dot{N}_1(f)\dot{H}_1^*(f) + \dot{N}_2(f)\dot{H}_2^*(f), \quad (9)$$

где  $\dot{H}_1^*(f)$  и  $\dot{H}_2^*(f)$  – амплитудно-фазочастотные характеристики (АФЧХ) СФ1 и СФ2 соответственно;  $\dot{X}(f)$  – выборочный амплитудно-фазочастотный спектр (АФЧС) сигнала  $\dot{x}(t)$ .

Аналогично, выполняя операцию преобразования Фурье  $\mathbf{F}[\bullet]$  над выражением (8), получаем

$$\dot{B}(f) = \mathbf{F}[\dot{p}(t)] = \dot{N}_1(f)\dot{H}_3^*(f) + \dot{N}_2(f)\dot{H}_4^*(f), \quad (10)$$

где  $\dot{H}_3^*(f)$  и  $\dot{H}_4^*(f)$  – АФЧХ СЖФ1 и СЖФ2 соответственно.

Определим из (10) величину

$$\dot{N}_1(f) = \frac{\dot{B}(f)}{\dot{H}_3^*(f)} - \dot{N}_2(f) \frac{\dot{H}_4^*(f)}{\dot{H}_3^*(f)}. \quad (11)$$

Подставляя выражение (11) в (9), получаем

$$\begin{aligned} \dot{A}(f) &= a\dot{X}(f) + \dot{B}(f) \frac{\dot{H}_1^*(f)}{\dot{H}_3^*(f)} - \dot{N}_2(f) \left[ \frac{\dot{H}_4^*(f)\dot{H}_1^*(f)}{\dot{H}_3^*(f)} - \dot{H}_2^*(f) \right] = \\ &= \frac{a\dot{X}_1(f)\dot{H}_3^*(f) + \dot{B}(f)\dot{H}_1^*(f) - \dot{N}_2(f)[\dot{H}_4^*(f)\dot{H}_1^*(f) - \dot{H}_2^*(f)\dot{H}_3^*(f)]}{\dot{H}_3^*(f)}. \end{aligned}$$

Разрешая последнее выражение относительно  $\dot{N}_2(f)$  будем иметь

$$\dot{N}_2(f) = \frac{[a\dot{X}(f) - \dot{A}(f)]\dot{H}_3^*(f) + \dot{B}(f)\dot{H}_1^*(f)}{\dot{H}_4^*(f)\dot{H}_1^*(f) - \dot{H}_2^*(f)\dot{H}_3^*(f)}. \quad (12)$$

Подставляя (12) в (11) получаем

$$\dot{N}_1(f) = \frac{\dot{B}(f)}{\dot{H}_3^*(f)} - \frac{[a\dot{X}(f) - \dot{A}(f)]\dot{H}_3^*(f) + \dot{B}(f)\dot{H}_1^*(f)}{\dot{H}_4^*(f)\dot{H}_1^*(f) - \dot{H}_2^*(f)\dot{H}_3^*(f)} \cdot \frac{\dot{H}_4^*(f)}{\dot{H}_3^*(f)}. \quad (13)$$

Предварительно, перед вычислением  $\dot{N}_1(f)$  и  $\dot{N}_2(f)$ , проведем анализ выражений (12) и (13).

В этих выражениях известны априори величины  $\dot{H}_1^*(f)$ ,  $\dot{H}_2^*(f)$ ,  $\dot{H}_3^*(f)$  и  $\dot{H}_4^*(f)$ . Неизвестными являются величина  $a$  и выборочные АФЧС  $\dot{A}(f)$  и  $\dot{B}(f)$ .

Поскольку полагали, что величина  $a \ll \left\{ \left| \dot{X}(f) \right| \text{ и } \left| \dot{A}(f) \right| \right\}$ , то это позволяет пренебречь ее влиянием на конечный результат в выражениях (12) и (13).

Очевидно, что, производя вычисление преобразования Фурье  $\mathbf{F}[\bullet]$  над процессом (5) на временном интервале  $0 \leq t \leq \tau_{ИХ}$  в режиме обработки «скользящее» окно на выходе сигнального канала, получим выборочный АФЧС  $\dot{A}(f)$ , а, производя вычисление преобразования Фурье  $\mathbf{F}[\bullet]$  над процессом (8) на выходе помехового канала, получим выборочный АФЧС  $\dot{B}(f)$ .

Тогда, с учетом изложенного выше, выражения (12) и (13) могут быть представлены в виде

$$\hat{N}_2(f) = N_2(f) - \dot{\varepsilon}_2(f) = \frac{-\dot{A}(f)\dot{H}_3^*(f)}{\dot{\beta}(f)} + \frac{\dot{B}(f)\dot{H}_1^*(f)}{\dot{\beta}(f)}; \quad (14)$$

$$\hat{N}_1(f) = N_1(f) - \dot{\varepsilon}_1(f) = \frac{\dot{B}(f)}{\dot{H}_3^*(f)} + \frac{\dot{A}(f)\dot{H}_4^*(f)}{\dot{\beta}(f)} - \frac{\dot{B}(f)\dot{H}_1^*(f)}{\dot{\beta}(f)} \cdot \frac{\dot{H}_4^*(f)}{\dot{H}_3^*(f)}, \quad (15)$$

где  $\dot{\beta}(f) = \dot{H}_4^*(f)\dot{H}_1^*(f) - \dot{H}_2^*(f)\dot{H}_3^*(f)$ .

Видно, что, подставляя измеренные величины  $\dot{A}(f)$  и  $\dot{B}(f)$ , а также известные величины  $\dot{H}_1^*(f)$ ,  $\dot{H}_2^*(f)$ ,  $\dot{H}_3^*(f)$  и  $\dot{H}_4^*(f)$  в выражения (14) и (15), можно определить величины  $\hat{N}_1(f)$  и  $\hat{N}_2(f)$ .

Определим погрешности  $\dot{\varepsilon}_1(f)$  и  $\dot{\varepsilon}_2(f)$  возникающие в оценках величин  $\hat{N}_1(f)$  и  $\hat{N}_2(f)$  относительно точных значений  $\dot{N}_1(f)$  и  $\dot{N}_2(f)$  за счет того, что не учитывается влияние величины  $a$ , определяемой интенсивностью полезного сигнала.

Для этого вычтем из выражения (12) выражение (14), а из выражения (13) – выражение (15). В результате будем иметь

$$\dot{\varepsilon}_1(f) = \dot{N}_1(f) - \hat{N}_1(f); \quad \dot{\varepsilon}_2(f) = \dot{N}_2(f) - \hat{N}_2(f).$$

Положим, что  $\dot{\varepsilon}_1(f) = a\dot{K}_1(f)$  и  $\dot{\varepsilon}_2(f) = a\dot{K}_2(f)$ ,  
где

$$\dot{K}_1(f) = \dot{X}(f)\dot{H}_4^*(f)/\dot{\beta}(f)$$

$$\dot{K}_2(f) = \dot{X}(f)\dot{H}_3^*(f)/\dot{\beta}(f).$$

Производя обратное преобразование Фурье  $\mathbf{F}^{-1}[\bullet]$  над рассчитанными величинами  $\hat{N}_1(f)$  и  $\hat{N}_2(f)$ , получим рассчитанные помеховые реализации

$$\hat{n}_1(t) = \mathbf{F}^{-1}[\hat{N}_1(f)]; \quad \hat{n}_2(t) = \mathbf{F}^{-1}[\hat{N}_2(f)]. \quad (16)$$

В выражении (16)

$$\hat{n}_1(t) = [\dot{n}_1(t) + \dot{\varepsilon}_1(t)]Z^{-m}; \quad \hat{n}_2(t) = [\dot{n}_2(t) + \dot{\varepsilon}_2(t)]Z^{-m}, \quad (17)$$

где  $Z^{-m} = e^{-j\omega mT}$  – задержка процесса на временной интервал  $mT$ , определяемый временем, необходимым на проведение соответствующих вычислениям

тельных операций в каждый момент времени;  $T$  – период дискретизации, выбираемый из условия выполнения теоремы Котельникова. Очевидно, что рассматриваемые процедуры прямого и обратного преобразований Фурье целесообразно выполнять в цифровой форме.

Поскольку

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_1(t) &= \mathbf{F}^{-1}[\dot{\varepsilon}_1(f)] = a\mathbf{F}^{-1}[\dot{K}_1(f)] = a\dot{k}_1(t); \\ \dot{\varepsilon}_2(t) &= \mathbf{F}^{-1}[\dot{\varepsilon}_2(f)] = a\mathbf{F}^{-1}[\dot{K}_2(f)] = a\dot{k}_2(t),\end{aligned}$$

где  $\dot{k}_1(t)$  и  $\dot{k}_2(t)$  – отклики, возникающие из-за влияния полезного сигнала  $\dot{x}(t)$ , то выражения (17) можно переписать в виде

$$\hat{n}_1(t) = [\dot{n}_1(t) + a\dot{k}_1(t)]Z^{-m}; \quad \hat{n}_2(t) = [\dot{n}_2(t) + a\dot{k}_2(t)]Z^{-m}. \quad (18)$$

Задерживая входные процессы  $\pm\dot{s}_1(t)$  и  $\pm\dot{s}_2(t)$  на такой же интервал времени, как и определяемый условием (18), получим процессы

$$\pm\hat{s}_1(t) = \pm\dot{s}_1(t)Z^{-m}; \quad \pm\hat{s}_2(t) = \pm\dot{s}_2(t)Z^{-m}.$$

Учитывая (18), проведем следующие операции

$$\begin{aligned}\pm\hat{y}_1(t) &= \pm\hat{s}_1(t) - \hat{n}_1(t) = \pm\dot{s}_1(t)Z^{-m} - [\dot{n}_1(t) + a\dot{k}_1(t)]Z^{-m} = [\pm\dot{y}_1(t) - a\dot{k}_1(t)]Z^{-m}; \\ \pm\hat{y}_2(t) &= \pm\hat{s}_2(t) - \hat{n}_2(t) = \pm\dot{s}_2(t)Z^{-m} - [\dot{n}_2(t) + a\dot{k}_2(t)]Z^{-m} = [\pm\dot{y}_2(t) - a\dot{k}_2(t)]Z^{-m}.\end{aligned} \quad (19)$$

Подавая процессы, описываемые выражением (19), на соответствующие дополнительный СФ1<sub>доп</sub> и дополнительный СФ2<sub>доп</sub>, ИХ которых идентичны ИХ СФ1 и СФ2 соответственно, т.е. равны  $\dot{h}_1^*(t)$  и  $\dot{h}_2^*(t)$ , получим

$$\pm\hat{\hat{x}}_1(t) = \pm\hat{y}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) = [a\dot{x}(t) * \dot{h}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) - a\dot{k}_1(t) * \dot{h}_1^*(t)]Z^{-m}; \quad (20)$$

$$\pm\hat{\hat{x}}_2(t) = \pm\hat{y}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) = [a\dot{x}(t) * \dot{h}_2(t) * \dot{h}_2^*(t) - a\dot{k}_2(t) * \dot{h}_2^*(t)]Z^{-m}. \quad (21)$$

Суммируя (21) и (22), а также учитывая (4), получим

$$\begin{aligned}\hat{\hat{x}}(t) &= [\pm\hat{\hat{x}}_1(t)] + [\hat{\hat{x}}_2(t)] = \\ &= aZ^{-m} \{ \dot{x}(t) * [\dot{h}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{h}_2(t) * \dot{h}_2^*(t)] - [\dot{k}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{k}_2(t) * \dot{h}_2^*(t)] \} = \\ &= a[\dot{x}(t) * \delta(t) - \dot{k}(t)]Z^{-m}.\end{aligned} \quad (22)$$

Здесь обозначено  $\dot{k}(t) = \dot{k}_1(t) * \dot{h}_1^*(t) + \dot{k}_2(t) * \dot{h}_2^*(t)$ .

С учетом фильтрующего свойства « $\delta$ -функции», перепишем выражение (22) в виде

$$\hat{\hat{x}}(t) = aZ^{-m}[\dot{x}(t) - \dot{k}(t)]. \quad (23)$$

Из выражения (23) видно, что после рассмотренной процедуры обработки в принимаемой реализации  $\hat{\hat{x}}(t)$  присутствует, составляющая, определяемая полезным сигналом и параметрами фильтров. Полезный сигнал изменяет амплитуду и свое местоположение на оси времени на приемной стороне относительно времени его генерации и времени распространения до радиоприемного устройства. Этот дополнительный сдвиг по времени не имеет существенного значения при приеме информации в системе связи.

Рассматриваемая обработка может быть реализована при помощи цифрового представления сигнала  $\dot{x}(t)$  как на передающем конце при пропуске его через ФФ1 и ФФ2, так и после прохождения обрабатываемой реализацией линейный тракт РПрУ с последующим преобразованием ее в цифровую форму. Также отметим, что чем меньше величина параметра  $a$ , тем меньше влияние искажающего фактора на величину  $\hat{\hat{x}}(t)$ . Из этого следует, что основное влияние на выделение полезного сигнала в принимаемой аддитивной смеси с помеховой составляющей будут оказывать факторы, определяемые неточностью измерений соответствующих детерминированных характеристик тех или иных частотно-избирательных устройств.

Таким образом, когда амплитуда полезного сигнала  $a$  много меньше среднеквадратического отклонения аддитивной помеховой реализации или когда точность измерительного прибора превышает по абсолютному значению измеряемую величину этого полезного сигнала, то в рассматриваемом алгоритме обработки это приводит к незначительному влиянию этого сигнала на точность измерения помеховой реализации. Видно, что чем меньше амплитуда полезного сигнала  $a$ , тем выше точность выделения помеховых реализаций в каналах приема. Как следствие, это позволяет улучшить выделение из аддитивной смеси с помеховой реализацией полезных ССВП, каждый из которых представляет собой пару ССПП, перед подачей их на соответствующие дополнительные СФ, и достичь большей дальности действия системы связи.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.
2. Литюк В.И., Литюк Л.В. Введение в основы теории математического синтеза ансамблей сложных сигналов: Учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 80 с.
3. Литюк Л.В., Литюк В.И. Повышение помехоустойчивости РЛС со сложными сигналами второго порядка // «Физика и технические приложения волновых процессов». Тезисы VII Международной научно-технической конференции посвященной 150-летию со дня рождения А.С. Попова. 15-21 сентября 2008 года. – Самара, 2008. – С. 94-95.
4. Литюк Л.В., Литюк В.И. Повышение эффективности обработки сложных сигналов в радиолокационных станциях // Модели и алгоритмы для имитации физико-химических процессов. Материалы Международной научно-технической конфе-



ренции (8-12 сентября 2008 года, Таганрог, Россия). Таганрогский государственный педагогический институт. – Таганрог: Изд-во НП «ЦРЛ», 2008. – С. 307-320.

Литюк Леонид Викторович

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: leolit@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 8 (8634)371-637.

Кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем.

Доцент.

Литюк Виктор Игнатьевич

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: lityuk@tsure.ru; victor\_lityuk@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 8 (8634)371-626.

Кафедра радиоприемных устройств и телевидения.

Профессор.

Lityuk Leonid Victorovich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”

E-mail: leolit@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 8 (8634)371-637.

Department of Radio Engineering and Telecommunication Systems.

Associate professor.

Lityuk Victor Ignatyevich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: lityuk@tsure.ru; victor\_lityuk@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 8 (8634)371-626.

Department of Radio Receivers and Television.

Professor.