

Радиолокационные и радионавигационные системы

УДК 623.62

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ПОВЫШЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА В СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Кравцов Евгений Владимирович

кандидат технических наук, доцент, начальник кафедры Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

E-mail: evgenijkravtsov@mail.ru.

Леньшин Андрей Валентинович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

E-mail: andrey-lenshin@yandex.ru.

Адрес: 394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 А.

Аннотация: В статье предложен методический подход к синтезу функционально-устойчивых схем обработки сигналов в комплексах радиомониторинга, позволяющий в силу наличия нелинейных свойств безмультипликативных процедур обработки сигналов удерживать показатели качества (помехоустойчивость, энергетическая, структурная и информационная скрытности) в заданных пределах при значительных изменениях внешних условий сложной электромагнитной обстановки. Приводятся результаты исследований предложенных схем обработки сложных сигналов, свидетельствующие о возможности взаимной компенсации боковых лепестков автокорреляционной функции, снижении дисперсии шумов и помех, а также о повышении функциональной устойчивости комплексов и средств радиомониторинга.

Ключевые слова: функциональная устойчивость, радиомониторинг, комплексный технический контроль, безмультипликативная обработка сигналов, сложная электромагнитная обстановка.

Всё возрастающая сложность электромагнитной обстановки при применении средств радиомониторинга позволяет рассматривать понятие их функциональной устойчивости не только относительно воздействия средств функционального поражения, но и в более широком смысле, во взаимосвязи с понятиями помехоустойчивости, энергетической, структурной и информационной скрытности [1–3]. Иначе говоря, проблема функциональной устойчивости приобретает комплексный характер, требующий адекватного подхода к решению составляющих её задач [4–6]. Определённые перспективы в этом направлении возможно получить за счёт поиска и синтеза наиболее прием-

лемых, исходя из комплексного подхода к функциональной устойчивости, структур сигналов во взаимосвязи с алгоритмами их обработки, основанными на процедурах безмультипликативной обработки (пересечения и объединения) [7].

Проведённый анализ показывает, что из всего многообразия сложных сигналов для комплексов радиомониторинга наиболее предпочтительны фазокодоманипулированные (ФКМ) и частотно-модулированные сигналы [8], а также сигналы в виде импульсных последовательностей. Из класса фазоманипулированных сигналов наибольшее применение, благодаря корреляционным свойствам и апро-

бации способов формирования и обработки, находят бинарно-квантованные сигналы на основе М-последовательностей [8], обеспечивающих минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционных функций (АКФ). Длина (число элементов) таких последовательностей N определяется соотношением $N = 2^k - 1$, где k – целое число, удовлетворяющее условию $k \geq 3$.

При исследовании синтезируемых схем ФКМ сигнал будем задавать в виде последовательности радиоимпульсов длительностью τ_0 , огибающие которых представляют собой единичный прямоугольный видеоимпульс с амплитудой n -го импульса a_n , равной «+1» или «-1», что соответствует начальным фазам «0» или « π » в радиосигнале. В этом случае для анализа корреляционных свойств и синтеза сигналов достаточно ограничиться комплексной огибающей сигнала, которая имеет вид

$$U(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot u_0 [t - (n-1)\tau_0], \quad (1)$$

где u_0 – прямоугольный видеоимпульс единичной амплитуды; $(n-1)\tau_0$ – запаздывание n -го импульса относительно начала координат; $N = 2^k - 1$ – количество единичных импульсов в сигнале, k – целое число, удовлетворяющее условию $k \geq 2$.

Длительность ФКМ сигнала $\tau_u = N\tau_0$, а последовательность символов (амплитуд импульсов) $\{a_n\} = (a_1, a_2, \dots, a_n, \dots, a_N)$ является кодовой последовательностью «+1» и «-1», чередование которых определяется типом конкретного ФКМ сигнала.

В этом случае нормированная АКФ комплексной огибающей ФКМ сигнала в точках $\mu\tau_0$ может быть представлена в виде

$$R(\mu) = \frac{1}{N} \sum_{n=\mu+1}^N a_n \cdot a_{n-\mu}, \quad (2)$$

где μ меняется в пределах $-(N-1) \leq \mu \leq (N-1)$.

АКФ полностью определяется своими значениями $R(\mu)$, отложенными по оси времени τ через интервалы τ_0 . Эти значения образуют решетчатую функцию. Если около каждого значения построить АКФ единичного импульса, имеющую вид $R_0(\tau) = (1 - \tau/\tau_0)$ с амплитудой $R(\mu)$, то АКФ сигнала представляет собой линейно-ломаную линию, точки излома которой соответствуют временным сдвигам, кратным τ_0 .

Для исследования схемы обработки сигналов построим ФКМ сигналы на основе пары дополнительных последовательностей вида

$$\{a_n | \tilde{a}_n\} = (a_1, \dots, a_n, \dots, a_{N/2}, \tilde{a}_1, \dots, \tilde{a}_n, \dots, \tilde{a}_{N/2}), \quad (3)$$

$$\{a_n | \tilde{a}_n\} = (a_1, \dots, a_n, \dots, a_{N/2}, -\tilde{a}_1, \dots, -\tilde{a}_n, \dots, -\tilde{a}_{N/2}), \quad (4)$$

полученных по правилу присоединения [8].

В выражениях (3), (4): $\{a_n\}$ – исходная последовательность; $\{\tilde{a}_n\}$ – присоединённая последовательность; $\{-\tilde{a}_n\}$ – инверсная присоединённая последовательность.

Примем $N = 8$ для упрощения моделирования и построим кодовые последовательности в следующем виде

$$\{a_n | \tilde{a}_n\} = 111-111-11, \quad (5)$$

$$\{a_n | \tilde{a}_n\} = 111-1-1-11-1. \quad (6)$$

Моделирование проведём на частоте 8 МГц, приняв частоту дискретизации 96 МГц. Тогда входная пара Д-кодов, представляющая собой радиоимпульсы, полученные на основании (5), (6) имеет вид, приведённый на рис. 1. На рис. 1 показаны радиоимпульсы $1 - u_1(t)$ и $2 - u_2(t)$ единичной амплитуды, составляющие пару Д-кодов, полученные в соответствии с кодовыми последовательностями (5), (6). Здесь же обозначены длительности элементарного импульса τ_0 и всего ФКМ сигнала τ_u .

Для обработки входных сигналов используем схемы, представленные на рис. 2. На рис. 2 обозначено: СФ1, СФ2 – согласованный фильтр; БС – блок суммы; ДУ – детектирующее устройство; ФНЧ – фильтр нижних частот; БР1, БР2 – блок разности; БВМ1, БВМ2 – блок

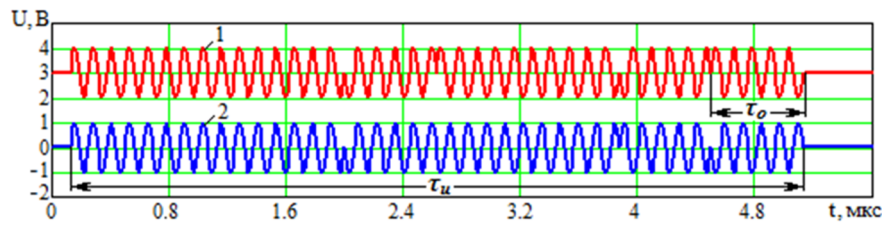
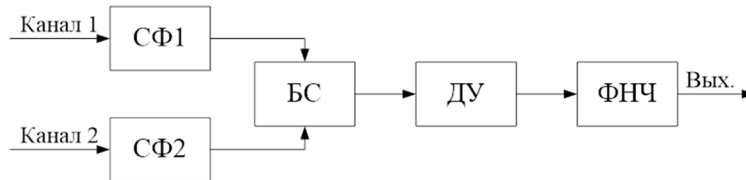
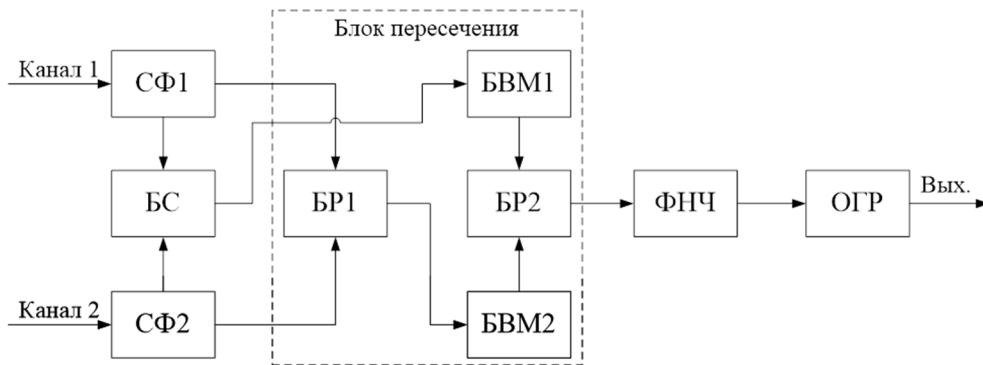


Рис. 1. Входные сигналы



а) известная схема с блоком суммирования



б) предлагаемая схема с блоком пересечения

Рис. 2. Схемы обработки парного Д-кода

взятия модуля; ОГР – ограничитель снизу на нулевом уровне.

На рис. 2 а показан известный двухканальный по входу вариант схемы обработки парного Д-кода [8]. Двухканальность может обеспечиваться с помощью разнеса одновременно передаваемых сигналов пары $u_1(t)$ и $u_2(t)$ по несущей частоте с последующим преобразованием на одну промежуточную частоту для реализации когерентного суммирования импульсов. Будем полагать, что доплеровского смещения частоты не происходит. Рассматриваемый вариант схемы принят для сравнения. Заметим, что известен и одноканальный вариант обработки пары Д-кодов с реализацией временного разнеса. Оба варианта обеспечивают

нулевой уровень боковых лепестков только в отсутствие доплеровского смещения частоты, что ограничивает возможности их использования.

На рис. 2 приведён вариант синтезированной схемы обработки, полученный заменой когерентного суммирования в известной схеме операцией пересечения, которая реализуется в соответствии с соотношением

$$z_{\cap} = |x + y| - |x - y|, \quad (7)$$

где x и y – произвольные величины или функции времени, включая сигналы.

Соотношению (7) функционально соответствуют блоки на рис. 2 б, обведённые пунктирной линией. Поскольку операция пересечения сохраняет фазу (соотношение фаз сопо-

ставляемых сигналов), введение этой операции вместо суммирования АКФ сигналов пары Д-кода в известной схеме (рис. 2 а) обеспечивает возможность взаимной компенсации боковых лепестков АКФ. Кроме того, следует ожидать, в силу свойств вводимой операции, снижения дисперсии шумов и помех, а, значит, и повышения функциональной устойчивости. Проведём исследование данного свойства.

Процесс обработки сигналов в предлагаемой схеме (рис. 2 б) в реальном масштабе времени, полученный в результате моделирования, показан на рис. 3. На рис. 3 приняты следующие обозначения эпюр напряжений на выходах элементов схемы: 1 – сигнал на выходе СФ1; 2 – сигнал на выходе СФ2; 3 – сигнал на выходе БС; 4 – сигнал на выходе БВР1; 5 – сигнал на выходе БВМ1, 6 – сигнал на выходе БВМ2; 7 – сигнал на выходе БВР2; 8 – сигнал на выходе ФНЧ; 9 – сигнал на выходе схемы.

Кратко рассмотрим процесс обработки сигналов в схемах, приведенных на рис. 2, ориентируясь на работу схемы с блоком пересечения (рис. 2 б).

На входах 1 и 2 схемы синхронно действуют импульсы $u_1(t)$ и $u_2(t)$, составляющие пару восьми элементного Д-кода единичной амплитуды (рис. 2 б). В отсутствие шума импульсные характеристики фильтров согласованы каждая со своим сигналом пары, поэтому на выходах СФ получим сжатые сигналы 1 и 2 соответственно, представляющие собой АКФ с комплексными огибающими вида (2) $R_1(\mu)$ и $R_2(\mu)$ (τ – дискретные отсчеты времени, моделирование проведено в области $\tau \geq 0$). Эпюра 3 представляет собой сигнал на выходе БС

$$u_\Sigma(\tau) = R_1(\tau) + R_2(\tau). \quad (8)$$

Первые три эпюры одинаковы для обеих схем. Основные лепестки АКФ синфазны и суммируются, боковые лепестки противофазны и вычитаются.

Эпюра 4 представляет собой сигнал на выходе первого блока разности БР1

$$u_\Delta(\tau) = R_1(\tau) - R_2(\tau). \quad (9)$$

Эпюра 5 представляет собой сигнал на выходе первого блока взятия модуля БВМ1, это модуль суммы АКФ $|u_\Sigma(\tau)|$, а эпюра 6 является сигналом на выходе второго блока взятия модуля БВМ2, это модуль разности АКФ $|u_\Delta(\tau)|$.

Эпюра 7 является сигналом на выходе второго блока разности БР2, это сигнал пересечения

$$u_\cap(\tau) = |u_\Sigma(\tau)| - |u_\Delta(\tau)|. \quad (10)$$

Заметим, что приведенные эпюры представляют собой мгновенные значения напряжений, что и отражено на рис. 3 в виде высокочастотного «заполнения» соответствующих эпюр.

Далее ФНЧ «убирает» высокочастотную составляющую и на его выходе действует огибающая сигнала пересечения (эпюра 8) с основным положительным лепестком и боковыми отрицательными лепестками, которые исключают ограничитель снизу на нулевом уровне. Это эпюра 9, представляющая выходной сигнал. Аналогичный сигнал действует и на выходе известной схемы (рис. 3 а). Здесь показаны нормированные значения выходных сигналов.

Таким образом, по результатам обработки полезных сигналов известная схема с сумматором и синтезированная схема с блоком пересечения эквивалентны. Для обеспечения режима функциональной устойчивости СФ в рассматриваемых схемах могут быть выполнены на основе процедуры пересечения, тогда общее соотношение (2) для АКФ приобретает вид

$$R(\mu) = (1/N) \sum_{n=\mu+1}^N a_n \cap r \cdot a_{n-\mu}, \quad (11)$$

где $r \leq 1$ – коэффициент включения импульсной характеристики, который определяется степенью загруженности электромагнитного спектра и решаемой данным РЭС задачей.

Заметим, что в соотношениях (2) и (11) последовательность $\{a_{n-\mu}\}$ представляет собой отсчёты импульсной характеристики согласо-

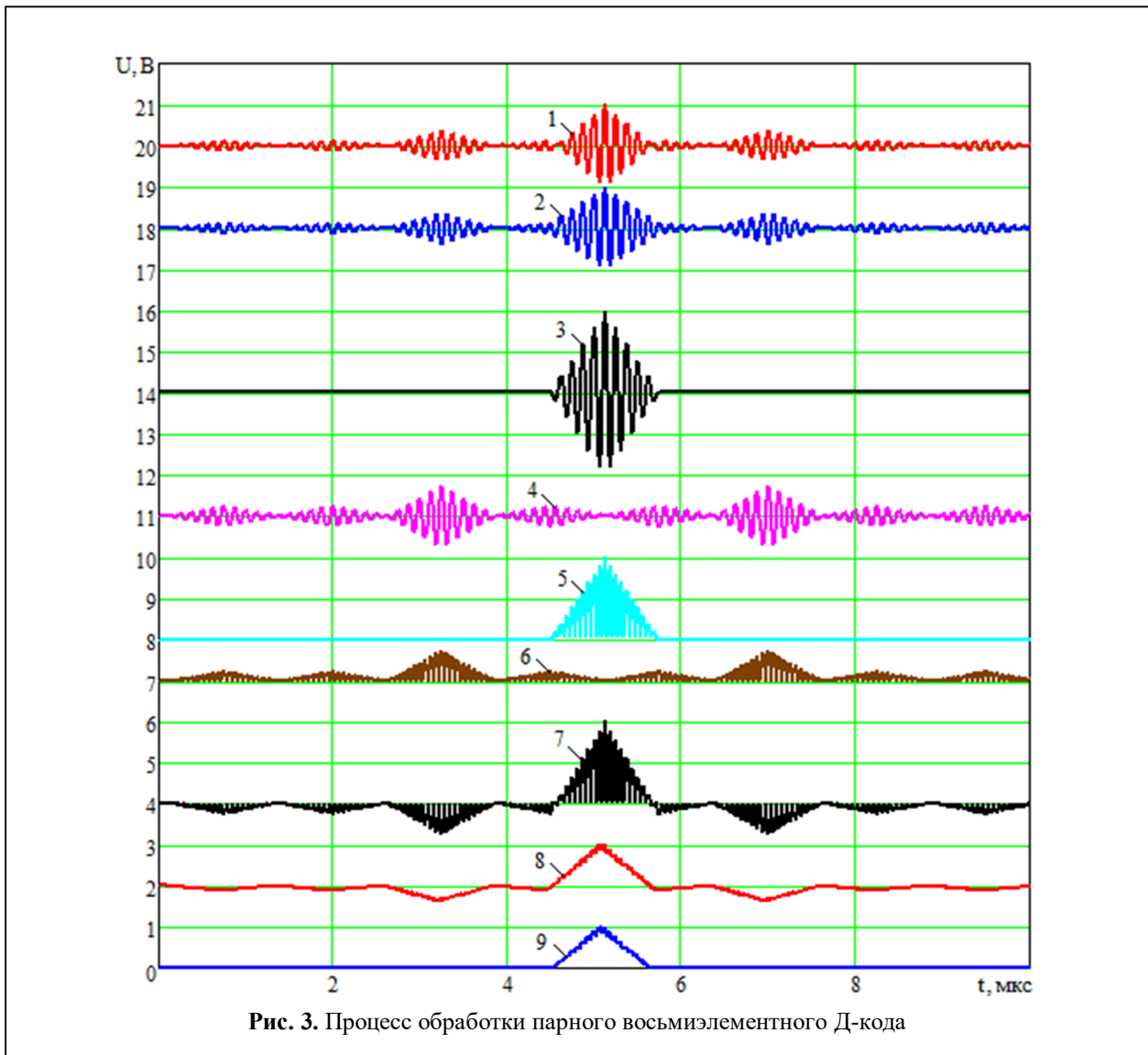


Рис. 3. Процесс обработки парного восьмиэлементного Д-кода

ванного фильтра, а последовательность $\{a_n\}$ – отсчеты входного сигнала. Результаты обработки входных сигналов исследуемыми схемами при реализации СА на процедуре пересечения приведены на рис. 4.

На рис. 4 приведены нормированные комплексные амплитуды сигналов при работе СФ в режиме функциональной устойчивости с коэффициентом включения импульсной характеристики $r = 0,1$ при амплитуде сигнала $U_m = 1$ В. Цифрами обозначены: 1 – сигнал на выходе известной схемы; 2 – сигнал пересечения на выходе ФНЧ синтезированной схемы; 3 – сигнал на выходе синтезированной схемы. Как показывает моделирование, в отсутствие

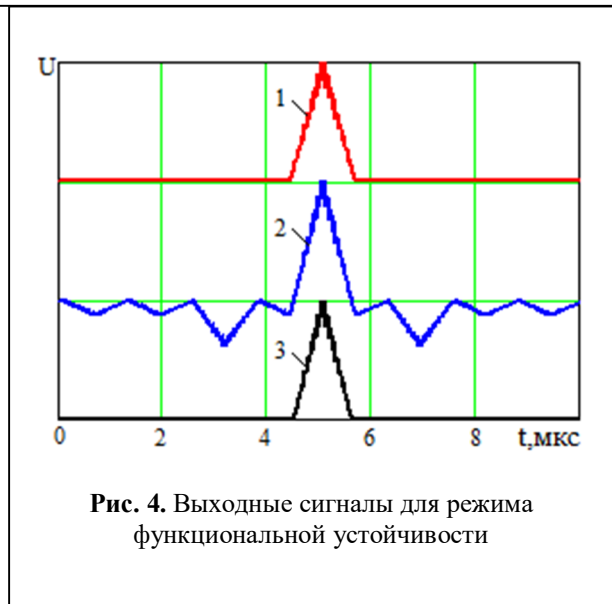
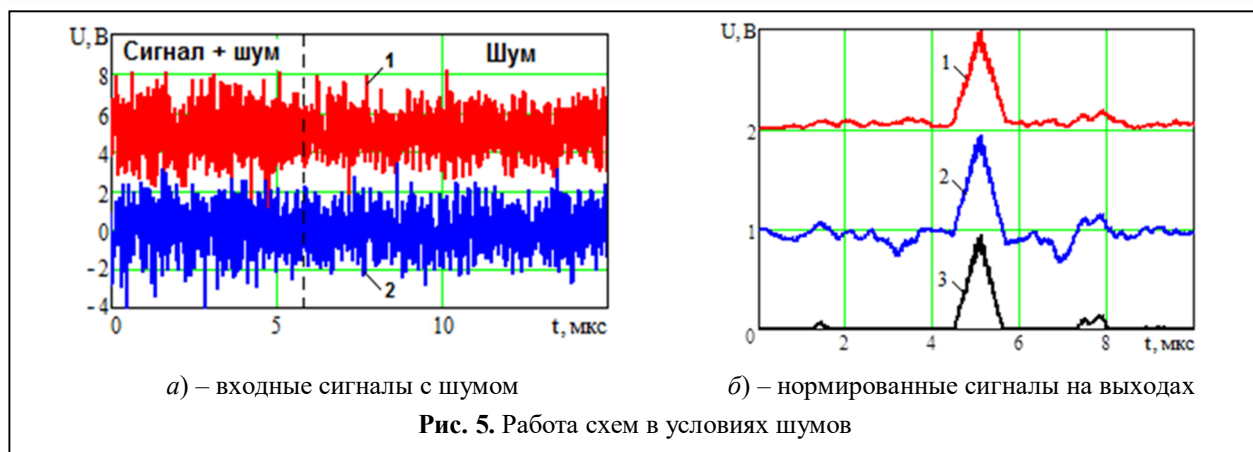


Рис. 4. Выходные сигналы для режима функциональной устойчивости



шума нормированные сигналы в режиме функциональной устойчивости полностью идентичны сигналам при работе СФ в линейном режиме. Работа исследуемых схем при совместном воздействии сигналов и шумов иллюстрируется эюрами на рис. 5.

На рис. 5 а показаны поступающие на входы исследуемых схем сигналы: 1 – смесь первого сигнала восьмиэлементного Д-кода (рис. 1, сигнал 1) и нормально распределённого шума с нулевым средним значением и СКО $\sigma_{ш} = 1$ В; 2 – смесь второго сигнала восьмиэлементного Д-кода (рис. 1, сигнал 2) и нормально распределённого шума аналогичного первому, но не коррелированному с ним. Отношение сигнал/шум на входах составило $q = 1$.

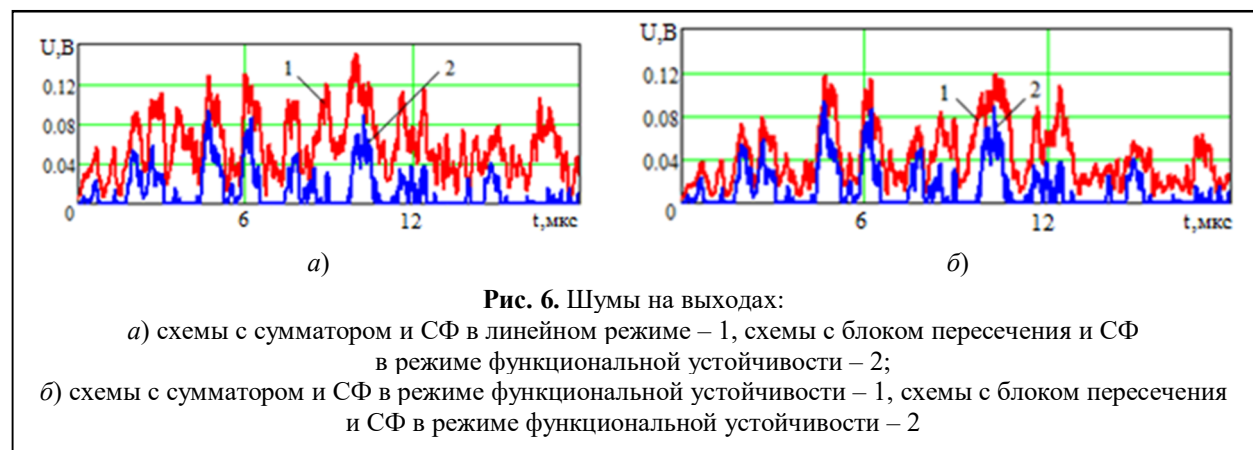
На рис. 5 б приведены выходные сигналы исследуемых схем, аналогичные рис. 4 в отсутствие шума. Как видно из сравнения выходных сигналов 1 и 3, синтезированная схема

(с блоком пересечения) заметно уменьшает дисперсию выходного шума. При этом, как показывает моделирование, несколько ослабляется полезный сигнал.

Сравнительная характеристика воздействия шумов на исследуемые схемы иллюстрируется рис. 6, где показаны шумы на выходах: 1 – известной схемы; 2 – синтезированной схемы.

При этом СФ в синтезированной схеме в режиме функциональной устойчивости с коэффициентом включения импульсной характеристики $r = 0,1$, а СФ известной схемы в одном случае (рис. 6 а) в линейном режиме, в другом случае (рис. 6 б) в режиме функциональной устойчивости. Как видно из рис. 6, качественный анализ прохождения шума подтверждает ранее сделанный вывод о преимуществе предлагаемой схемы обработки.

Сравнительная количественная характеристика обработки шумов исследуемыми схемами, полученная путём осреднения результатов



моделирования по множеству реализаций в виде отношений показателя для известной схемы к показателю синтезированной схемы, сводится к следующему:

1. Для схемы с сумматором и схемы с пересечением (в каждой схеме СФ в линейном режиме):

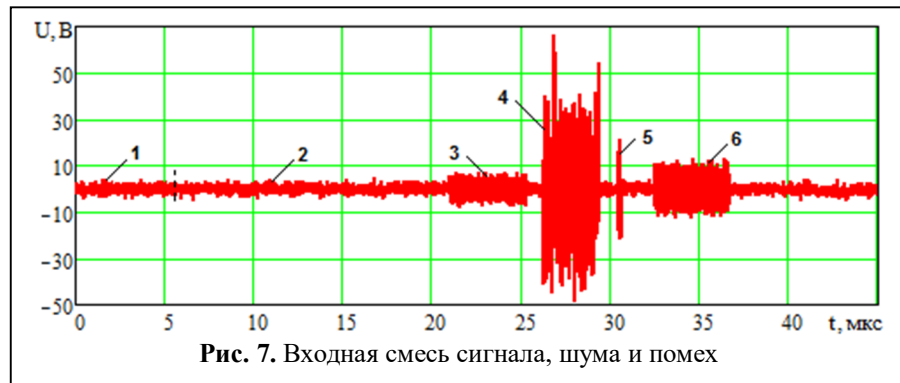
отношение математических ожиданий – 3,38; отношение дисперсий – 1,45; отношение максимумов шумовых выбросов – 1,21.

2. Для схемы с сумматором и схемы с пересечением (в каждой схеме СФ в режиме функциональной устойчивости): отношение математических ожиданий – 3,49; отношение дисперсий – 1,5; отношение максимумов шумовых выбросов – 1,3.

3. Для схемы с сумматором и СФ в линейном режиме и схемы с пересечением и СФ в режиме функциональной устойчивости: отношение математических ожиданий – 4,56; отношение дисперсий – 2,46; отношение максимумов шумовых выбросов – 1,7.

Исследуем работу схем при совместном воздействии полезных сигналов, шумов и различных помех. Входная смесь показана на рис. 7, где обозначены: 1 – сигнал в виде одиночного ФКМ импульса, скрытый в шуме ($U_{\max}/\sigma_u = 1$); 2 – нормально распределенный шум с нулевым математическим ожиданием; 3 – сигналоподобная помеха в виде пятиэлементного кода Баркера с амплитудой $U_{\text{ткБ}} \geq 5U_{\max}$; 4 – помеха типа «шумовая вспышка» с $\sigma_{\text{шв}} \geq 50U_{\max}$ длительностью $\tau_{\text{шв}} \sim \tau_u$; 5 – помеха в виде короткого радиоимпульса с амплитудой $U_{\text{тки}} \geq 20U_{\max}$ длительностью $\tau_{\text{ки}} \leq 0,1\tau_0$; 6 – помеха в виде длинного радиоимпульса с амплитудой $U_{\text{тои}} \geq 10U_{\max}$ длительностью $\tau_{\text{ои}} \sim \tau_u$.

Показанная на рис. 7 смесь действует одновременно по каждому из входов исследуемых



схем со своим полезным сигналом из пары восьмиэлементных Д-кодов, приведённых на рис. 1, шумы не коррелированы. Помеха в виде кода Баркера имеет совпадающую с полезным сигналом длительность дискретности, является сигналоподобной с коэффициентом взаимной корреляции $K_{\text{СП}}^2 \sim 0,6$. Помеха «шумовая вспышка» имитирует обратимое функциональное воздействие нескольких источников, помеховые сигналы существенно превышают полезный сигнал по амплитуде.

Результаты обработки полезных сигналов и помех исследуемыми схемами показаны на рис. 8, где обозначены: 1 – полезный сигнал; 2 – шум; 3 – помехи; I – сигналы на выходе схемы с сумматором; II – сигналы на выходе схемы с блоком пересечения \cap .

На рис. 8 а показаны сигналы на выходе схем при работе СФ в линейном режиме. Как следует из рис. 8, сигналы помех на выходе рассматриваемых схем существенно превышают полезный сигнал. Однако синтезированная схема (с блоком пересечения \cap) заметно снижает количество и среднюю мощность помеховых всплесков. Этот же вывод относится к шумам.

Сопоставление линейного режима работы известной схемы с режимом функциональной устойчивости схемы с блоком пересечения при коэффициенте включения импульсной характеристики СФ $k = 0,1$, представленные на рис. 8 б, свидетельствует о существенном подавлении помеховых сигналов до уровня полезного сигнала. Использование синтезированной и исследованной в данной статье схемы

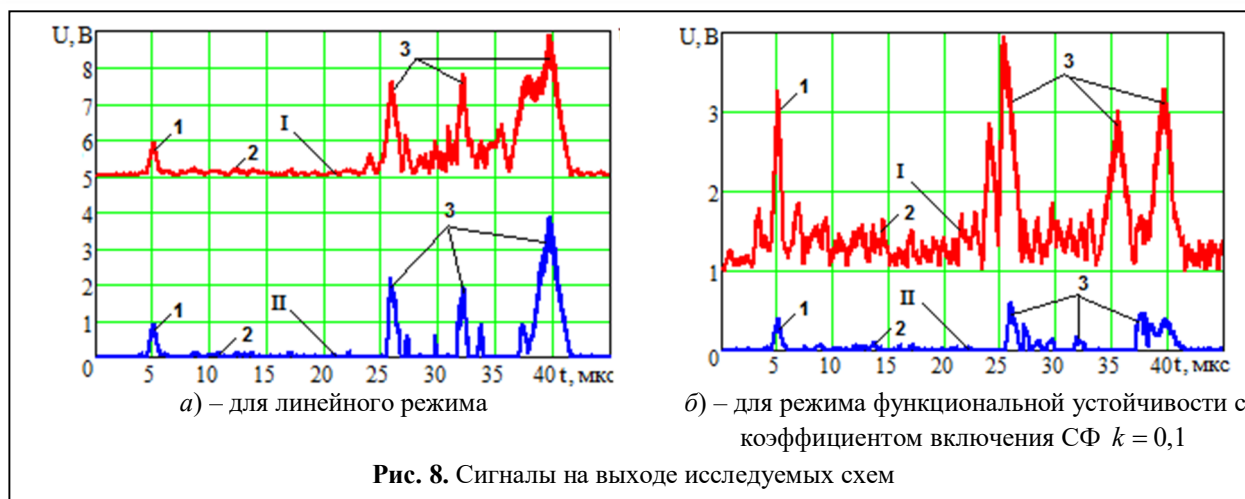


Рис. 8. Сигналы на выходе исследуемых схем

возможно как для передачи информации в телекоммуникационных и связных системах, так и в радиолокационных средствах.

Таким образом, выполнен синтез функционально-устойчивых схем обработки сигналов в комплексах радиомониторинга в условиях сложной электромагнитной обстановки, учитывающий свойства безмультипликативных процедур обработки сигналов. Это позволяет сделать вывод о возможности взаимной компенсации боковых лепестков АКФ, снижении дисперсии шумов и помех, а также о повышении функциональной устойчивости комплексов и средств радиомониторинга.

Литература

1. Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. Методы анализа и синтеза / под ред. С.В. Ягольников. М.: Радиотехника, 2015. 312 с.
2. Модели пространственного и частотного поиска. Монография / под ред. Ю.Л. Козирацкого. М.: Радиотехника, 2013. 344 с.

Поступила 20 марта 2020 г.

3. Леньшин А.В., Рюмиин Р.И., Сеньюков Г.А. Оценка возможностей радиотехнической разведки по результатам контроля радиоэлектронных средств комплексом радиотехнического контроля // Динамика сложных систем – XXI век. 2016. № 3. С. 29–35.
4. Кравцов Е.В. Автоматизация проектирования современных радиоэлектронных систем, помехоустойчивых к воздействию мощных СВЧ импульсов: монография. Воронеж: ВАИУ, 2011. 114 с.
5. Кравцов Е.В., Питолин В.М., Паушук М.Ф., Стадников М.Д. Способ оценки помехоустойчивости систем радиомониторинга // Вестник ВГТУ. 2015. Т. 11. № 2. С. 64–68.
6. Леньшин А.В., Зезюлин А.А. Оценка потенциальной помехоустойчивости систем передачи информации, использующих сигналы с неортогональным частотным уплотнением // Телекоммуникации. 2019. № 11. С. 8–14.
7. Болкунов А.А., Кравцов Е.В., Рюмиин Р.И. Исследование способа повышения функциональной устойчивости полосового не рекурсивного фильтра на процедуре пересечения // Телекоммуникации. 2018. № 2. С. 17–22.
8. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

English

DEVELOPMENT AND RESEARCH OF AGGREGATE SIGNAL PROCESSING PATTERNS THAT IMPROVE FUNCTIONAL STABILITY OF RADIO MONITORING EQUIPMENT IN COMPLEX ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT

Evgeniy Vladimirovich Kravtsov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department Head, Air force Military Scientific Center “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin”.

E-mail: evgenijkravtsov@mail.ru.

Andrey Valentinovich Lenshin – Doctor of Technical Sciences, Professor, Air force Military Scientific Center “Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin”.

E-mail: andrey-lenshin@yandex.ru.

Address: 394064, Russian Federation, Voronezh, Starykh Bolshevikov str., 54 a.

Abstract: The electromagnetic environment getting complex nowadays, and using the electromagnetic spectrum as a single resource for information assurance of various radio and telecommunication systems makes it possible to consider the concept of functional stability of radio-electronic equipment in conjunction with concepts of noise immunity, energy, structural and information concealment. That is to say, the problem of functional stability becomes complex, demanding an appropriate approach to solve its compound tasks. Certain possibilities in this area should be expected toward finding or synthesizing the most acceptable, based on comprehensive approach to functional stability, signal structures taken in conjunction with their processing algorithms based on non-multiplicative processing procedures. Since these procedures and, most significantly, intercrossing procedures due to available nonlinear properties are capable of "detection - measurement - discrimination" tasks to keep quality factors within the set limits under significant environmental changes marked by high dynamics and they are not near to be purely stochastic ones. However, not only side-lobe level of signal correlation functions but also the number of these lobes is of importance in assessing correlation properties in complex electromagnetic environment, which is demonstrated by simulation data. The analysis testifies that of the whole variety of aggregate signals most preferred are phase-code manipulated (PCM) signals, frequency-modulated signals, as well as signals in the form of pulse train. The synthesis of functionally stable processing patterns was made based on the research findings of these signals' processing in complex electromagnetic environment indicating the capability of cancellation of side lobes in autocorrelation function and reduction of noise and interference dispersion, and, therefore, enhancement of functional stability of radio monitoring equipment and facilities.

Keywords: functional stability, radio monitoring, combined technical supervision, non-multiplicative signal processing, complex electromagnetic environment.

References

1. Conflict-resistant radio-electronic systems. Methods of analysis and synthesis. Edited by *S.V. Yagolnikov*. Moscow: Radiotekhnika, 2015. 312 p.
2. Model of spatial and frequency search. Monograph. Edited by *J.L. Kozirackij*. Moscow: Radiotekhnika, 2013. 344 p.
3. *Lenshin A.V., Ryumshin R.I., Senyukov G.A.* Assessment of radio technical intelligence capabilities based on the results of monitoring of radio electronic means by the radio technical control complex. Dynamics of Complex Systems – XXI century. 2016. No. 3. Pp. 29–35.
4. *Kravtsov E.V.* Automation of design of modern radio-electronic systems, noise-resistant to the effects of powerful microwave pulses: monograph. Voronezh: VAI, 2011. 114 p.
5. *Kravtsov E.V., Pitolin V.M., Pashuk M. F., Stadnikov M.D.* Method for evaluating the noise immunity of radio monitoring systems. VSTU Bulletin. 2015. Vol. 11. No. 2. Pp. 64–68.
6. *Lenshin A.V., Zezyulin A.A.* Evaluation of potential noise immunity of information transmission systems using signals with non-orthogonal frequency compaction. Telekommunikacii. 2019. No. 11. Pp. 8–14.
7. *Bolkunov A.A., Kravtsov E.V., Ryumshin R.I.* Investigation of a method for increasing the functional stability of a band-pass non-recursive filter on the intersection procedure. Telekommunikacii. 2018. No. 2. Pp. 17–22.
8. Electronic systems. Fundamentals of construction and theory. Reference book, 2nd Ed. Edited by *J.D. Shirman*. Moscow: Radiotekhnika, 2007. 512 p.