

На правах рукописи

Криве-

Кривченков Дмитрий Николаевич

**АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ
ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ УСТОЙЧИВЫЕ
К ДОПЛЕРОВСКОМУ СМЕЩЕНИЮ ЧАСТОТЫ**

Специальность: 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Рязань 2014

Работа выполнена на кафедре радиотехнических устройств
ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет»

Научный руководитель: **Паршин Юрий Николаевич**,
доктор технических наук, профессор,
Рязанский государственный радиотехнический
университет, заведующий кафедрой
радиотехнических устройств.

Официальные оппоненты: **Полушин Петр Алексеевич**,
доктор технических наук, профессор кафедры
радиотехники и радиосистем Владимирского
государственного университета имени
Александра Григорьевича и Николая
Григорьевича Столетовых;

Литюк Леонид Викторович,
кандидат технических наук, доцент кафедры
радиотехнических и телекоммуникационных
систем Инженерно-технологической академии
Южного федерального университета.

Ведущая организация «Корпорация Фазотрон НИИР», г. Москва.

Защита состоится «19» июня 2014 г. в 12 час. 00 мин. на заседании
диссертационного совета Д 212.211.04 в ФГБОУ ВПО «Рязанский
государственный радиотехнический университет» по адресу: 390005,
г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ФГБОУ ВПО
«Рязанский государственный радиотехнический университет».

Автореферат разослан « » апреля 2014 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета
доктор технических наук



Г.В. Овечкин

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Развитие современных радиотехнических систем неразрывно связано с применением сложных фазокодированных (ФКМ) сигналов и их согласованной обработкой, обеспечивающей сжатие сигналов. Применение ФКМ сигналов способствует повышению энергетических характеристик, помехоустойчивости, электромагнитной совместимости радиотехнических систем, а также позволяет достичь высоких показателей разрешающей способности по информативным параметрам полезных сигналов.

Сжатый сигнал, с точностью до постоянного множителя повторяет задержанную во времени копию автокорреляционной функции (АКФ) сигнала и содержит в своем составе основной пик и боковые лепестки. Основной пик является полезным сигналом, а боковые лепестки являются помехами, которые маскируют основные пики сжатых сигналов с меньшей энергией, а также боковые лепестки могут быть приняты за ложные сигналы. Величина, характеризующая боковые лепестки сжатого сигнала, есть уровень боковых лепестков (УБЛ) - отношение модулей максимального бокового лепестка и основного пика. Задача уменьшения УБЛ сжатых сигналов является актуальной.

На решение данной проблемы были ориентированы работы в Советском Союзе (России) и за рубежом. В частности, вопросами синтеза модулирующих последовательностей, способам обработки сигналов посвящены работы И.А. Амиантова, Д.Е. Вакмана, Л.Е. Варакина, В.П. Ипатова, М.Б. Свердлика, Я.Д. Ширмана и многих других.

Для одиночного сложного кодированного сигнала невозможно получать боковые лепестки равные нулю. Применение двух и более ФКМ сигналов позволяет при совместной их обработке достичь нулевых боковых лепестков при основном пике не равном нулю. К таким сигналам относятся дополнительные сигналы, модулированные в соответствии с дополнительными последовательностями, для которых основные пики АКФ равны, а боковые лепестки равны по модулю, но имеют противоположные знаки. При суммировании пары сжатых дополнительных сигналов боковые лепестки взаимно подавляются, а основной пик удваивается.

Формирование и обработка дополнительных последовательностей рассмотрена в работах Л.Е. Варакина, В.И. Литюка и Л.В. Литюка, С.И. Кириллова, А.В. Поспелова, М. Golay, R. Sivaswamy, N. Levanon и E. Mozeson, S.Z. Budishin, R.L. Frank, B.M. Popovic, M.G. Parker и многих других. Известные дополнительные сигналы отличаются по длине, по набору элементов - двухфазные и многофазные. Однако вопросы построения множеств дополнительных сигналов с малыми значениями УБЛ освещены недостаточно.

Для сжатия каждого дополнительного сигнала необходимо использовать свой согласованный фильтр, следовательно, передача нескольких дополнительных сигналов может быть реализована только с

разделением. Разделение может быть параллельное, например, на разных частотах, или последовательное во времени.

В работах Литюка В.И. и Литюка Л.В. рассматриваются вопросы формирования и обработки дополнительных сигналов с разделением по частоте. При параллельном разделении на разных несущих частотах сигналы излучаются и принимаются одновременно, что приводит к необходимости использовать, как минимум два приемо-передающих тракта.

Более простым в технической реализации является последовательное разделение, в частности, использование дополнительных сигналов, чередующихся во времени от периода к периоду повторения. Несмотря на это, дополнительные сигналы, чередующиеся во времени, не находят широкого применения, что связано с зависимостью УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта.

Таким образом, задачи поиска и исследования алгоритмов обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, обеспечивающих уменьшение зависимости УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта, являются актуальными.

Исследования по теме диссертации направлены на формирование дополнительных сигналов с минимальным УБЛ АКФ, а также поиск алгоритмов обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, позволяющих уменьшить зависимость УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта. Актуальность работы обоснована, во-первых, незавершенностью существующих теоретических исследований, касающихся способов формирования и обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, и, во-вторых, практической необходимостью обеспечения высокого разрешения ФКМ сигналов, что важно в радиотехнических системах передачи информации.

Цели и задачи работы. Целью исследований, проводимых в рамках данной работы, является разработка алгоритмов формирования и обработки дополнительных сигналов при наличии доплеровского смещения частоты, повышающих качества разрешения дополнительных сигналов, чередующихся во времени.

Поставленная цель предполагает решение следующих задач:

1) анализ обработки пары дополнительных сигналов, чередующихся во времени, определение зависимости УБЛ результата обработки от доплеровского смещения частоты сигнала;

2) формирование дополнительных последовательностей больших длин по критерию минимума модулей боковых лепестков АКФ, позволяющих формировать дополнительные сигналы с минимальными боковыми лепестками;

3) разработка алгоритмов обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, уменьшающих зависимость УБЛ результата обработки от доплеровского смещения частоты.

Научная новизна. Научная новизна диссертационной работы состоит в разработке алгоритмов формирования и обработки дополнительных

сигналов, чередующихся во времени, применение которых позволяет уменьшить зависимость УБЛ результата обработки от доплеровского эффекта.

Новые научные результаты, полученные в ходе выполнения диссертационной работы, состоят в следующем:

- 1) предложен алгоритм построения дополнительных последовательностей с переменным шагом инверсии;
- 2) предложен и исследован алгоритм линейной фильтровой обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени;
- 3) предложен и исследован алгоритм спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени.

Практическая значимость. Предложенные алгоритмы обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, позволяют существенно уменьшать зависимость УБЛ от доплеровского смещения частоты сигнала, при этом УБЛ достигает значений менее -50 дБ. Предложенный алгоритм формирования дополнительных последовательностей с переменным шагом инверсии позволяет синтезировать последовательности с минимальными УБЛ, использование которых для построения ФКМ сигналов уменьшает зависимость УБЛ от доплеровского смещения частоты.

Полученные в диссертационной работе результаты внедрены в устройства формирования и обработки сигналов, разработанные на ОАО «Государственный Рязанский приборный завод», а также в учебный процесс на кафедре радиотехнических устройств ФГБОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет», что подтверждено актами о внедрении.

Методы исследований. Достижение поставленной цели и решение перечисленных задач основано на использовании теории анализа дискретных сигналов и математического синтеза сложных сигналов, оптимальных методов радиоприема и статистической теории обработки сигналов.

Проверка полученных теоретических результатов осуществлялась методами имитационного моделирования на персональном компьютере, а также путем экспериментального исследования опытного образца устройств формирования и обработки сигналов в лабораторных условиях.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритм формирования дополнительных последовательностей с переменным шагом инверсии, обеспечивающий сокращение вычислительных затрат по сравнению с известными способами построения дополнительных последовательностей по правилу присоединения и чередования.
2. Алгоритм линейной фильтровой обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, позволяющий уменьшить УБЛ результата обработки до значений менее -50 дБ в ограниченном диапазоне доплеровских частот.
3. Алгоритм спектральной обработки последовательности дополнительных сигналов, чередующихся во времени, позволяющий

получить значения УБЛ результата обработки менее -50 дБ в ограниченном диапазоне доплеровских частот.

Апробация работы. Основные результаты работы доложены и обсуждены на следующих конференциях:

1) 14-я Международная Конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2012, Москва, 2012.;

2) XVIII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2012), Воронеж, 2012г.;

3) 67-я Всероссийская конференция с международным участием «Научная сессия, посвящённая Дню радио» (RDC-2012), Москва, 2012г.;

4) 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012), Севастополь, 2012г.;

5) V-я Всероссийская конференция молодых ученых и специалистов «Будущее машиностроения России», Москва, 2012г.;

6) XVIII Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» (НИТ-2013), Рязань, 2013г.;

7) Всероссийская научно-практическая конференция «Актуальные вопросы исследования в авионике: теория, обслуживание, разработки» (АВИАТОР), Воронеж, 2014г.

По теме диссертационной работы опубликовано 14 работ, из них 2 статьи в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК РФ, 3 патента РФ на способы, 4 статьи в сборниках научных трудов, 5 тезисов докладов на научно-технических конференциях.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, библиографического списка из 98 наименований и приложения с актами о внедрении. Диссертация изложена на 163 страницах, содержит 68 рисунков и 17 таблиц.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность выбранной темы, определены цели и задачи, решаемые в диссертационной работе. Перечислены новые научные результаты, полученные в работе, показаны ее практическая ценность и апробация. Сформулированы основные положения на защиту, раскрыта структура диссертации.

В первой главе исследуется суммарная обработка пары дополнительных сигналов, чередующихся во времени.

Установлено, что при использовании временного разделения, между двумя принятыми сигналами возникает разность фаз $\Delta\varphi$, обусловленная влиянием доплеровского эффекта. При исследовании влияния доплеровского эффекта разность фаз $\Delta\varphi$ может быть записана, как

$$\Delta\varphi = 2\pi f_d T_{II}, \quad (1)$$

где f_d – доплеровское смещение частоты сигнала, T_{II} – период повторения сигналов. Результат суммирования двух сжатых дополнительных сигналов

обладает суммарным уровнем боковых лепестков (УБЛ), определяемым соотношением:

$$D_{\Sigma}(\Delta\varphi) = D_{\text{исх}} \left| \operatorname{tg} \left(\frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right|, \quad (2)$$

где $D_{\text{исх}}$ – УБЛ используемых сигналов.

При рассмотрении влияния фазовых шумов получена зависимость суммарного УБЛ от спектральной плотности мощности фазового шума и установлено, что влияние фазового шума определяет нижнюю границу достижимого суммарного УБЛ. Из рассмотренного примера следует, что использование существующих стабильных генераторов для формирования последовательностей дополнительных сигналов, чередующихся во времени, позволяет обеспечить суммарный УБЛ менее -70 дБ.

Выполнена постановка задачи исследования: разработка алгоритмов формирования и обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, уменьшающих влияния доплеровского эффекта на УБЛ результат обработки.

Во второй главе анализируются алгоритмы формирования дополнительных последовательностей длин $N = 2^{\alpha}$, где $\alpha = 1, 2, 3, \dots$

На основе приведенной классификации алгоритмов выделены композиционные алгоритмы, позволяющие формировать наибольшие множества дополнительных пар. Анализ наибольших множеств дополнительных пар необходим для поиска последовательностей с минимальными значениями $D_{\text{исх}}$.

В диссертационной работе проанализированы известные композиционные алгоритмы формирования дополнительных пар по правилу присоединения и чередования, а также предложен алгоритм формирования с переменным шагом инверсии.

Алгоритм формирования с переменным шагом инверсии, в качестве исходных данных использует одну дополнительную последовательность $a = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1})$ длины N и из нее синтезирует пару длины $2N$. При этом для формирования первой дополнительной последовательности $c = (c_0, c_1, c_2, \dots, c_{2N-1})$ длины $2N$ из пары необходимо:

1) элементы исходной последовательности $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}$ переписать в $c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-1}$, т.е. $c_i = a_i$ при $i = 0, \dots, N-1$;

2) элементы исходной последовательности $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}$ переписать в $c_{2N-1}, c_{2N-2}, c_{2N-3}, \dots, c_N$, т.е. $c_{2N-1-i} = a_i$ при $i = 0, \dots, N-1$;

3) инвертировать с шагом $s1$ ($1 \leq s1 \leq N/2$ и $s1 = 2^k$, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$) вторую половину последовательности c (элементы $c_N, c_{N+1}, c_{N+2}, \dots, c_{2N-1}$). Инверсии подвергаются каждые $s1$ элементов второй половины последовательности c , затем $s1$ элементов пропускают и т.д.

Вторая дополнительная последовательность $d = (d_0, d_1, d_2, \dots, d_{2N-1})$ формируется при инвертировании с шагом $s2$ ($1 \leq s2 \leq N$ и $s2 = 2^k$, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$) последовательности c . Инверсии подвергаются каждые $s2$ элементов последовательности c , затем $s2$ элементов пропускают и т.д.

Из одной исходной последовательности, используя разные значения $s1$, $s2$, предложенный алгоритм позволяет формировать несколько пар дополнительных последовательностей, в общем случае имеющих различные автокорреляционные свойства.

Сравнение алгоритмов композиционного построения дополнительных последовательностей длины N произведено при двух вариантах задания исходных последовательностей:

- 1) полный перебор всех значений исходных последовательностей;
- 2) исходные последовательности заранее известны.

Используя полный перебор при задании исходных последовательностей, установлено, что число формируемых дополнительных пар при использовании алгоритмов формирования по правилу присоединения и чередования, а также с переменным шагом инверсии, определяется выражением:

$$M_{\text{дон}}(N) = 2N \cdot (\log_2 N - 1)! \quad (3)$$

При этом число исследуемых пар при использовании алгоритмов формирования по правилу присоединения и чередования:

$$M(N) = 2^N, \quad (4)$$

а при использовании алгоритма формирования с переменным шагом инверсии число исследуемых пар:

$$M_z(N) = 2^{\frac{N}{2}} (\log_2 N - 1) \log_2 N. \quad (5)$$

Зависимости (4) и (5), позволяют оценить уменьшение общего числа исследуемых пар последовательностей при использовании алгоритма формирования дополнительных последовательностей с переменным шагом инверсии по сравнению с построением по правилу присоединения или чередования:

$$m_z(N) = \frac{M_z(N)}{M(N)} = \frac{(\log_2 N - 1) \log_2 N}{2^{\frac{N}{2}}}. \quad (6)$$

В таблице 1 представлены значения $m_z(N)$.

Таблица 1

N	4	8	16	32	64
$m_z(N)$	0,5	0,375	0,0476	$0,3 \cdot 10^{-3}$	$6,985 \cdot 10^{-9}$

Использование алгоритма формирования с переменным шагом инверсии приводит к уменьшению времени вычислений в $1/m_z(N)$ раз по сравнению с использованием алгоритмов формирования по правилу присоединения и чередования.

При исследовании алгоритмов формирования дополнительных последовательностей, когда исходные последовательности заранее известны, установлено, что алгоритмы формирования по правилу присоединения и чередования позволяют синтезировать неповторяющиеся, уникальные пары дополнительных последовательностей. Однако число их равно числу пар

исходных последовательностей M . Используя аналогичное множество исходных последовательностей, алгоритм формирования с переменным шагом инверсии позволил построить M_z пар, среди которых дополнительные встречаются $8M$ раз.

$$M_z(N) = 2M(\log_2 N - 1)\log_2 N. \quad (7)$$

Каждая пара в сформированном множестве дублируется, и число уникальных дополнительных пар составляет $4M$.

В результате исследования найденных множеств дополнительных последовательностей установлено, что для длин $N > 4$ боковые лепестки АКФ имеют различные значения для разных пар. При этом не только уровень максимальных боковых лепестков, но их количество и место в АКФ определены кодирующей последовательностью. Сформулировав требования к уровню боковых лепестков, найдены дополнительные последовательности, использование которых минимизирует зависимость УБЛ результата обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, от доплеровского эффекта.

В третьей главе рассмотрен и проанализирован алгоритм обработки сжатых дополнительных сигналов, чередующихся во времени через заданный период повторения T_{Π} , который заключается в вычислении суммарного результата $R_{\Sigma}(m)$ по L отсчетам $R_n(m)$ сжатых дополнительных сигналов:

$$R_{\Sigma}(m) = \frac{\sum_{n=1}^L p_n R_n(m)}{\sum_{n=1}^L p_n}, \quad (8)$$

где n – номер периода повторения, m – номер отсчета сжатого сигнала, p_n – вещественные весовые коэффициенты. Отсчеты $R_n(0)$ соответствуют основным пикам сжатых сигналов, $R_n(m \neq 0)$ – боковым лепесткам.

Устройство, реализующее алгоритм обработки (8), является фильтром подавления боковых лепестков. При применении фильтров подавления боковых лепестков суммарный УБЛ на выходе фильтра, определяется соотношением:

$$D_{\Sigma}(\Delta\varphi) = D_{\text{исх}} \left| \frac{\sum_{n=1}^L (-1)^{n-1} p_n e^{j\left(n-\frac{L+1}{2}\right)\Delta\varphi}}{\sum_{n=1}^L p_n e^{j\left(n-\frac{L+1}{2}\right)\Delta\varphi}} \right|. \quad (9)$$

При выполнении диссертационного исследования использованы следующие способы расчета весовых коэффициентов p_n :

- 1) использование элементов строк треугольника Паскаля;
- 2) разложение в ряд Тейлора;
- 3) использование известных оконных функций;
- 4) решение оптимизационной задачи.

Каждый из способов позволил получить весовые коэффициенты, обеспечивающие различные зависимости суммарного УБЛ.

Установлено, что наилучшее подавление боковых лепестков в окрестности $\Delta\varphi = 0$ обеспечивают фильтры, для которых весовые коэффициенты повторяют элементы строк треугольника Паскаля. Данные фильтры названы фильтрами Паскаля.

Суммарный УБЛ на выходе фильтра Паскаля определяется зависимостью:

$$D_{\Sigma}(\Delta\varphi) = D_{\text{вх}} \left| \text{tg}^{L-1} \left(\frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right|. \quad (10)$$

Определен критерий выбора порядка фильтра Паскаля для обеспечения компромисса между значением суммарного УБЛ и затуханием полезного сигнала. Приведены рекомендации по выбору порядка фильтра Паскаля. Показано, что фильтры Паскаля просто реализуются в цифровом виде, так как весовые коэффициенты p_n являются целыми числами. Кроме того, в цифровом виде фильтры Паскаля реализуются на сумматорах и элементах сдвига влево без использования умножителей, что важно при реализации для экономии вычислительных средств.

Показано, что для $L > 4$ фильтры Паскаля обеспечивают лучшее подавление боковых лепестков по сравнению с фильтрами, построенными с использованием разложения в ряд Тейлора. Для меньших значений L данные фильтры совпадают.

Доказано, что фильтры подавления боковых лепестков, в котором весовые коэффициенты заданы, как отсчеты оконной функции Чебышева, при устремлении уровня бокового лепестка частотной характеристики окна Чебышева к бесконечности, вырождается в фильтр Паскаля.

Выполнен расчет весовых коэффициентов фильтров подавления боковых лепестков, обеспечивающих минимальные амплитуды боковых лепестков суммарного результата $R_{\Sigma}(m)$ в заданном диапазоне изменений фазовых разностей $\Delta\varphi$, реализованный, как решение оптимизационной задачи. Показано, что фильтры, обеспечивающие минимальные модули боковых лепестков, при $\Delta\varphi \rightarrow 0$ вырождаются в фильтры Паскаля.

На способ обработки последовательности дополнительных сигналов с использованием фильтра Паскаля, получен патент RU № 2503971 С1, МПК G01S 7/36, 2014г.

В четвертой главе рассмотрен и проанализирован алгоритм спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени. Результат обработки вычисляется по отсчетам $2L$ сжатых сигналов, где $L = 2^{\alpha}$, α – положительное целое число.

Алгоритм спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, заключается в вычисление суммарного дискретного спектра $X_m^{\Sigma}(k)$ для каждого значения m , как суммы отсчетов двух дискретных спектров $X_m^{+}(k)$ и $X_m^{-}(k)$, построенных по L отсчетам $R_n(m)$ сжатых дополнительных сигналов, принятых в четных и нечетных периодах повторения. При этом выполняется компенсация рассогласования аргументов отсчетов двух дискретных спектров. Данное рассогласование аргументов

обусловлено сдвигом на T_{II} отсчетов сжатых сигналов, использованных для построения двух дискретных спектров $X_m^+(k)$ и $X_m^-(k)$.

Выражение суммарного дискретного спектра $X_m^\Sigma(k)$ представлено в виде:

$$X_m^\Sigma(k) = X_m^+(k) + X_m^-(k)e^{-j\Delta\varphi_k}. \quad (11)$$

Приведены рекомендации по выбору значений $\Delta\varphi_k$ исходя из положения полосы анализируемых частот $\Delta F = 1/(2T_{II})$, определяющей допустимые значения f_d .

Описан краевой эффект, как особенность суммирования спектральных отсчетов дискретных спектров, рассчитанных по отсчетам сигналов, для которых доплеровское смещение частоты находится за пределами полосы анализируемых частот ΔF . Определены причины возникающей особенности:

- 1) дискретные спектры имеют период L отсчетов;
- 2) отличие между аргументами отсчетов двух дискретных спектров, вызванное влиянием доплеровского эффекта $\Delta\varphi$ имеет период равный $2L$.

Алгоритм спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, соответствует выражению (11) и реализован с помощью устройства, структурная схема которого представлена на рисунке 1. Обработка сигналов состоит из оптимальной фильтрации, накопления сжатых сигналов в двух ОЗУ, вычисления дискретных спектров по L отсчетам, корректировки L спектральных отсчетов одного из ДПФ и суммирования спектральных отсчетов.

В каждом периоде повторения управляемый оптимальный фильтр (УОФ) согласован с принимаемым дополнительным сигналом. Так как используемые дополнительные сигналы, чередуются во времени, то и УОФ перестраивается каждый период повторения. Сжатые отсчеты сохраняются в двух ОЗУ. Коммутатор (К) подключает выход УОФ в четные периоды повторения к ОЗУ 1, в нечетные к ОЗУ 2, этим достигается разделение отсчетов сжатых сигналов, принятых в четных и нечетных периодах повторения. Каждое ОЗУ состоит из $M \times L$ ячеек, где M (столбцов) – количество отсчетов заполняемых за один период повторения, а L (строк) – количество принятых пар дополнительных сигналов и число отсчетов ДПФ. После заполнения ОЗУ по отсчетам каждого столбца двух ОЗУ вычисляют два дискретных спектра $X_m^+(k)$ и $X_m^-(k)$. Спектральные отсчеты, построенные из отсчетов ОЗУ 2, умножаются на коэффициенты $e^{-j\Delta\varphi_k}$, сохраненные в ПЗУ. Далее отсчеты двух дискретных спектров суммируются, формируется суммарный дискретный спектр $X_m^\Sigma(k)$.

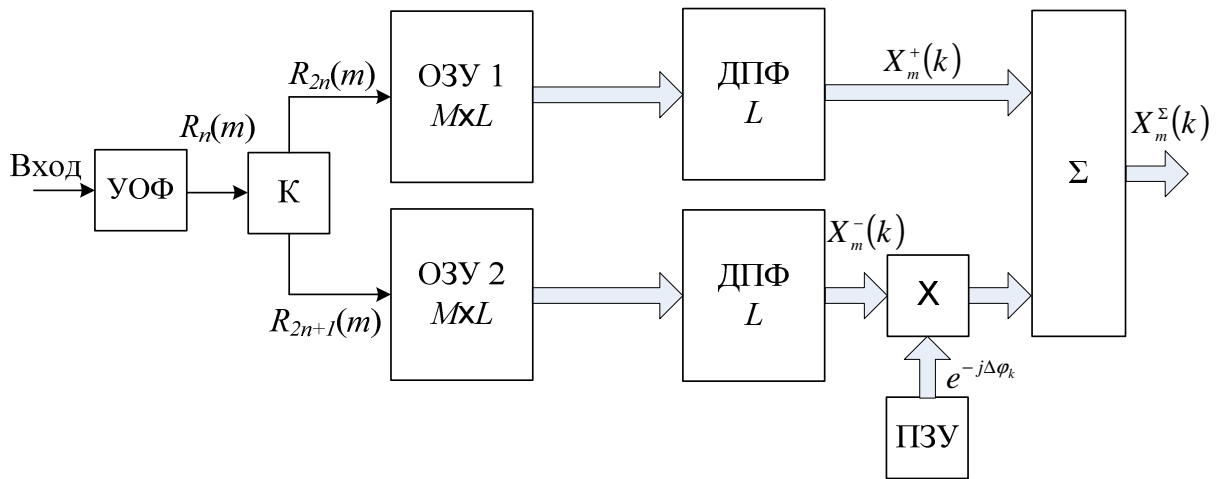


Рисунок 1 – Структурная схема устройства спектральной обработки дополнительных сигналов

Исследуя описанный алгоритм обработки дополнительных сигналов, установлено, что суммарный УБЛ определяется влиянием просачивания спектра. Для случая максимального просачивания спектра, когда значение f_d лежит точно между двумя дискретными значениями из сетки частот ДПФ, суммарный УБЛ принимает максимальное значение:

$$D_\Sigma(L) = D_{\text{исх}} \left| \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{4L} \right) \right|. \quad (12)$$

Учитывая, что длина ДПФ $L = 2^\alpha$, где α – целое положительное, выражение (12), представленное в дБ, может быть записано как

$$D_{\Sigma}(\alpha) \approx D_{\text{исх}} - 2 - 6\alpha. \quad (13)$$

Для уменьшения просачивания спектра использовано взвешивание оконными функциями отсчетов во временной области. В диссертационном исследовании рассмотрены два варианта применения взвешивания оконными функциями:

- 1) раздельное взвешивание отсчетов сжатых сигналов, принятых в четных и нечетных периодах повторения, реализуемое на выходе ОЗУ 1 и 2;
- 2) взвешивание до разделения отсчетов сжатых сигналов, принятых в четных и нечетных периодах повторения, реализуемое на выходе УОФ.

При использовании первого варианта взвешивания оконными функциями суммарный УБЛ определяется влиянием просачивания спектра и не превышает значений, описанных выражением (12). Характерным является случай, когда доплеровское смещение частоты принятых сигналов точно равно дискретному значению из сетки частот ДПФ. При этом в суммарном дискретном спектре, построенном по отсчетам, относящимся к боковому лепестку сжатого сигнала, модуль спектрального отсчета, соответствующего данному дискретному значению из сетки частот ДПФ, равен нулю. Два соседних спектральных отсчета имеют максимальные модули. Выражение суммарного УБЛ, рассчитанное по данным соседним спектральным отсчетам, имеет вид:

$$D_{\Sigma \text{ mod}}(L) = D_{\text{ucx}} \left| \sin\left(\frac{\pi}{2L}\right) \right| K(W, L), \quad (14)$$

где $K(W, L) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{\frac{L-1}{2}} W(n) \cos\left(\frac{\pi}{L}(2n+1)\right) \right|}{\left| \sum_{n=0}^{\frac{L-1}{2}} W(n) \right|}$ - коэффициент влияния оконной функции,

$W(n)$ - дискретные значения весовой оконной функции.

На рисунке 2 приведены зависимости коэффициентов влияния оконных функций $K(W, L)$ на суммарный УБЛ от длины используемых ДПФ при использовании раздельного взвешивания оконными функциями.

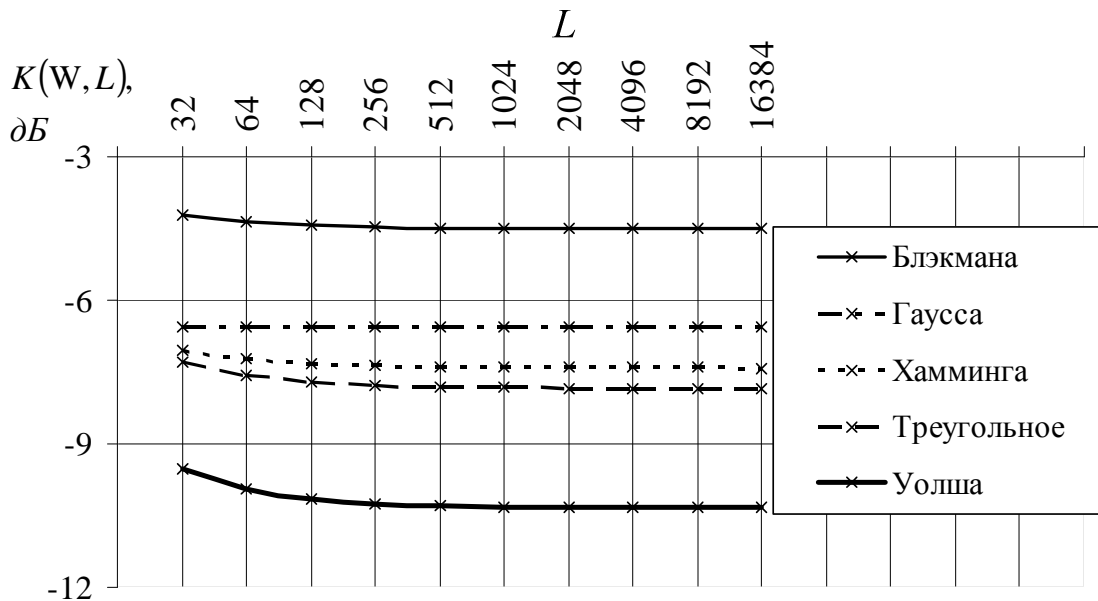


Рисунок 2 – Зависимости коэффициентов влияния оконных функций от длины ДПФ

При выполнении взвешивание до разделения отсчетов сжатых сигналов, принятых в четных и нечетных периодах повторения, установлено, что спектральные составляющие, обусловленные влиянием боковых лепестков сжатого сигнала, выведены за пределы полосы анализируемых частот ΔF . В суммарном дискретном спектре наблюдаться только полезные сигналы при рассмотрении основных пиков и составляющие, определяемые эффектом расширения спектра, от боковых лепестков, находящихся за полосой анализируемых частот ΔF .

На способ спектральной обработки дополнительных сигналов получен патент RU № 2504798 С1, МПК G01S 7/36, 2014г.

В пятой главе представлены результаты экспериментального исследования предложенных алгоритмов обработки чередующихся дополнительных сигналов.

Для экспериментального исследования проведены лабораторные испытания на ОАО «ГРПЗ» на рабочем месте настройки цифровых приемных устройств комплексного радиотехнического отдела.

Цель испытаний: практическое подтверждение зависимостей суммарного уровня боковых лепестков, при использовании рассмотренных в главах 3 и 4 алгоритмов обработки.

Экспериментальное исследование алгоритмов обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, проводилось в два этапа:

- 1) исследование алгоритма линейной фильтровой обработки;
- 2) исследование алгоритма спектральной обработки.

Исследование алгоритма линейной фильтровой обработки выполнено с использованием фильтра Паскаля 2...6 порядка. Изменяя значения f_d и измеряя амплитуды основного пика и максимального бокового лепестка результата обработки, рассчитаны значения суммарного УБЛ и подтверждена зависимость (10).

При исследовании алгоритма спектральной обработки получены суммарные дискретные спектры для отсчетов основного пика сжатого сигнала и для отсчетов, соответствующих боковому лепестку, по которым получены зависимости суммарного УБЛ результата обработки от длины ДПФ.

Экспериментальные исследования убедительно доказали целесообразность применения дополнительных сигналов, чередующихся во времени, для уменьшения боковых лепестков сжатых сигналов.

В заключении сформулированы научные и практические результаты диссертационной работы.

Главный результат диссертационной работы заключается в высокой эффективности и перспективности применения предложенных алгоритмов формирования и обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, для уменьшения отрицательного влияния боковых лепестков на разрешение сигналов.

1. На основе математической модели алгоритма обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, получены выражения, характеризующие УБЛ в зависимости от параметров сигналов и влияния доплеровского смещения частоты.

2. Разработан алгоритм формирования дополнительных последовательностей с переменным шагом инверсии, позволяющий синтезировать дополнительные пары с минимальными модулями боковых лепестков быстрее известных композиционных алгоритмов по правилу присоединения и чередования.

3. Разработан алгоритм линейной фильтровой обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени, реализуемый с помощью фильтров подавления боковых лепестков и обеспечивающий подавление в ограниченном диапазоне изменений доплеровского смещения частоты.

4. Показано, что фильтры Паскаля обеспечивают максимальное подавление в области малых значений доплеровского смещения частоты. Получены зависимости суммарного УБЛ при использовании фильтров Паскаля.

5. Разработан алгоритм спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени.

6. Для алгоритма спектральной обработки дополнительных сигналов получены зависимости суммарного УБЛ от числа обрабатываемых сигналов.

7. Исследовано влияние взвешивания оконными функциями на суммарный УБЛ при использовании спектральной обработки дополнительных сигналов, чередующихся во времени.

8. Основные теоретические положения и расчетные значения УБЛ при линейной фильтровой и спектральной обработке последовательности дополнительных сигналов, чередующихся во времени, подтверждены экспериментальными исследованиями.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи в ведущих рецензируемых научных изданиях

1. Кривченков, Д.Н. Суммирование дополнительных сигналов по треугольнику Паскаля / Д.Н. Кривченков // Вестник РГРТУ – 2013. – №2 (выпуск 44). – С. 46-51.

2. Кривченков, Д.Н. Дополнительные сигналы в вертолетной РЛС обзора земной поверхности / Д.Н. Кривченков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №4(8). – С.35-38.

Патенты на изобретения

1. Пат. 2335782 Российская Федерация, МПК G 01S 7 / 36. Способ подавления боковых лепестков автокорреляционной функции широкополосного сигнала [Текст] / Ю.И. Компаниец, Д.Н. Кривченков ; заявитель и патентообладатель ОАО «ГРПЗ». - № 2007106099 / 09 ; заявл. 20. 02. 2007 ; опубл. 10. 10. 2008, Бюл. № 28. - 9 с. : ил.

2. Пат. 2503971 Российская Федерация, МПК G 01S 7 / 36. Способ подавления боковых лепестков автокорреляционной функции широкополосного сигнала [Текст] / Д.Н. Кривченков, Ю.И. Компаниец, В.Д. Костромичев, З.И. Вакарева ; заявитель и патентообладатель ОАО «ГРПЗ». - № 2012123183 / 07 ; заявл. 05. 06. 2012 ; опубл. 10. 01. 2014, Бюл. № 1. - 9 с. : ил.

3. Пат. 2504798 Российская Федерация, МПК G 01S 7 / 36. Способ спектральной обработки дополнительных сигналов [Текст] / Ю.И. Зеленюк, Д.Н. Кривченков, Ю.И. Компаниец, В.Д. Костромичев ; заявитель и патентообладатель ОАО «ГРПЗ». - № 2012141989 / 07 ; заявл. 02. 10. 2012 ; опубл. 20. 01. 2014, Бюл. № 2. - 8 с. : ил.

Статьи в сборниках научных трудов и тезисы докладов на научно-технических конференциях

1. Кривченков, Д.Н. Спектральное представление дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Современные проблемы проектирования,

производства и эксплуатации радиотехнических систем : сборник научных трудов : выпуск 8. – Ульяновск : УлГТУ, 2012. – 257 с., ил. – С.60-65.

2. Кривченков, Д.Н. Нелинейная обработка дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем : сборник научных трудов : выпуск 8. – Ульяновск : УлГТУ, 2012. – 257 с., ил. – С.65-72.

3. Кривченков, Д.Н. Влияние фазовых шумов на сумму дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвуз. сб. науч. тр. : под. ред. Ю.Н. Паршина. – Рязань : РГРТУ, 2013. – С. 62-67.

4. Кривченков, Д.Н. Методы построения дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Труды РНТОРЭС им. Попова : научная сессия, посвящённая дню радио (RDC-2012) : выпуск 67. – М., 2012. – С. 416-419.

5. Кривченков, Д.Н. Дополнительные сигналы с низким собственным уровнем боковых лепестков / Д.Н. Кривченков // Сборника докладов конференции «RLNC 2012». – Воронеж, 2012. – Т. 1. – С. 9-16.

6. Кривченков, Д.Н. Линейная фильтровая обработка дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Сборник статей научно-техническая конференция молодых специалистов ГРПЗ . – Рязань : ГРПЗ, 2012. – С.63-66.

7. Кривченков, Д.Н. Обработка дополнительных сигналов, основанная на разложении в ряд Тейлора / Д.Н. Кривченков // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : материалы конф. в 2 т. – Севастополь : Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 1098-1099.

8. Кривченков, Д.Н. Построение фильтра подавления боковых лепестков дополнительных сигналов / Д.Н. Кривченков // Будущее машиностроения России: сб. тр. Всерос. конф. молодых ученых и специалистов. Москва, 26-29 сентября 2012 г. – М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – С. 248-249.

9. Кривченков, Д.Н. Композиция дополнительных сигналов / Кривченков Д.Н. // Новые информационные технологии в научных исследованиях : материалы XVIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань : РГРТУ, 2013. – С.85-87.

Кривченков Дмитрий Николаевич

**АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ
ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ УСТОЙЧИВЫЕ
К ДОПЛЕРОВСКОМУ СМЕЩЕНИЮ ЧАСТОТЫ**

Специальность: 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Формат бумаги 60x84 1/16.
Бумага офсетная. Печать трафаретная. Ус. печ. л. 1,0.
Уч.-изд. л. 1,0. Тираж 100 экз.
ООО «Полиграф».
3900XX, г. Рязань, ул. Нахимова, д. 13а.