

**Региональные секции
редакционного совета***Восточная*

Председатель – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

Заместитель председателя – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.

Новосибирский государственный
технический университет.

Тел.: (3832)460457, 460633.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры общей физики Калининградского государственного университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского, 14.

Калининградский государственный
университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

E-mail: vpakhotin@kantiana.ru

Поволжская

Председатель – А. Д. Плужников, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

Заместитель председателя – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,

ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный
технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880,
(831)4362311.

E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.

Заместитель председателя – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,

пр. Имама Шамиля, 70.

Дагестанский государственный
технический университет.

E-mail: dstu@dstu.ru

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.

СОДЕРЖАНИЕ**Тематический выпуск****"Широкополосные сигналы и системы"**

Леухин А. Н., Парсаев Н. В. Общий подход к построению фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией..... 5

Леухин А. Н. Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков 13

Быстров Н. Е., Жукова И. Н., Чеботарев Д. В. Синтез многофазных импульсных сигналов методом нелинейной оптимизации..... 19

Быстров Н. Е., Жукова И. Н. Синтез и анализ когерентно-импульсных сигналов с многофазной модуляцией 24

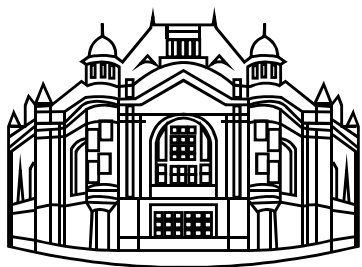
Гантмахер В. Е., Платонов С. М. Синтез оптимальных импульсных последовательностей со свойством "не более одного совпадения" над расширенными полями Галуа второй и третьей степени 31

Леухин А. Н., Тюкаев А. Ю., Парсаев Н. В., Корнилова Л. Г. Ансамбли квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической автокорреляционной функцией..... 36

Гайворонский Д. В., Ипатов В. П., Самойлов И. М., Болошин С. Б., Шебшаевич Б. В. К выбору сигнатурных ансамблей для нового поколения радиоинтерфейса системы ГЛОНАСС..... 44

Гайворонский Д. В., Ипатов В. П., Самойлов И. М., Болошин С. Б., Шебшаевич Б. В. Анализ совместимости новых сигналов ГЛОНАСС с существующими и модернизированными навигационными сигналами..... 56

Плохих О. В., Иванов В. Э. Некоторые результаты разработки системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных платформ GPS-ГЛОНАСС..... 66



Редакционный отдел

Авторский указатель статей за 2009 г. 75

Наши авторы 76

Требования к оформлению статей,
предлагаемых для публикации в журнале
"Известия вузов России. Радиоэлектроника" 79

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Председатель совета

Д. В. Пузанков

Заместитель председателя

В. М. Кутузов

Члены совета

*В. М. Балашов, Р. Е. Быков,
Ю. А. Быстров, Д. И. Воскресенский,
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,
Ю. А. Коломенский, В. Н. Кулешов,
И. Г. Мироненко, В. А. Обуховец,
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин*

Секретарь совета

А. М. Мончак

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818
ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ "ПРЕССА РОССИИ".
ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

Региональные секции редакционного совета

Уральская

Председатель – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского государственного технического университета – УПИ.

Заместитель председателя – С. Т. Князев, д-р техн. наук, руководитель Радиотехнического института – РТФ Уральского государственного технического университета – УПИ.
620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, д. 19.

Уральский государственный
технический университет – УПИ.
Тел. (343)3754886. E-mail: Shab@rtf.nexcom.ru

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, д-р техн. наук, профессор, декан радиотехнического факультета Таганрогского политехнического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт
Южного федерального университета.
Тел. (8634)310599. Факс (8634)310598.

E-mail: rector@tsure.ru

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341

от 02.11.2006 выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

Издание входит в перечень изданий ВАК России

Учредитель: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»

Редактор

И. Б. Синишева

Компьютерная верстка

Е. Н. Паздниковой

Подписано в печать 02.12.09.

Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.

Печать офсетная.

Гарнитура "Times New Roman".

Печ. л. 10,0.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.).

Заказ 88.

Редакционный совет

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

Тел. (812) 346-47-84

Факс (812) 346-28-52

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5

Факс (812) 346-28-56

Уважаемые читатели!

Предлагаемый вам выпуск журнала "Ивестия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" является первым тематическим выпуском, посвященным проблемам теории и техники широкополосных сигналов и систем. Издание тематического выпуска по указанной тематике, с одной стороны, является откликом на инициативные предложения ряда авторов, а с другой – отражает особую научно-прикладную значимость упомянутой предметной области. Действительно, практически вся беспроводная информационная радиоэлектроника новых поколений в той или иной мере базируется на широкополосных принципах передачи, общепризнанным достоинством которых является возможность достижения потенциальных системных показателей при наиболее благоприятном энергетическом режиме передающей аппаратуры. В числе конкретных проявлений продуктивности широкополосной философии можно назвать высокую точность и разрешающую способность измерений времени и частоты при ограниченном мощностном ресурсе, повышенный иммунитет к межсистемным, преднамеренным и многолучевым помехам, хорошую активную и пассивную совместимость с соседствующими системами, экологическую дружелюбность, малую заметность присутствия в эфире, гибкость в плане организации многопользовательских сетей и т. п. Все эти преимущества, первоначально осознанные разработчиками систем оборонного и специального назначения, по мере прогресса электронной технологии и появления высокопроизводительной элементной базы обрели чрезвычайную ценность и в глазах дизайнеров сугубо гражданских систем. Ныне на платформе широкополосности строятся не только разнообразные радиолокационные комплексы и системы глобальной и региональной навигации (включая спутниковые системы GPS и ГЛОНАСС), но и сети мобильной связи стандартов 2G (cdmaOne), 3G (cdma2000, WCDMA) и 4G, беспроводного и персонального доступа (WiFi, Bluetooth, IEEE 802.15) и т. д. Естественно, проектирование систем подобного рода невозможно без массивованных интеллектуальных инвестиций в методологию синтеза широкополосных сигналов и глубокой проработки технологических аспектов практического применения последних. В русле этой линии в сборник вошли статьи как сугубо теоретического характера, так и те, в которых приоритетным является прикладной аспект.

В круг работ общетеоретической направленности входит статья А. Н. Леухина и Н. В. Парсаева, в которой авторы трактуют задачу поиска многофазных сигналов с равномерным фоном периодических автокорреляций с позиций прямого решения систем нелинейных уравнений, иллюстрируя предлагаемый подход реальными примерами. К этой работе по содержанию примыкает статья А. Н. Леухина, в которой аналогичный метод используется для синтеза многофазных последовательностей с желаемыми импульсными автокорреляциями. Сугубо вычислительный вариант решения той же задачи продвигается в работе Н. Е. Быстрова, И. Н. Жуковой и Д. В. Чеботарева. Простой метод численной оптимизации многофазных когерентно-импульсных последовательностей по критерию минимума боковых лепестков функции неопределенности в частотно-временной зоне предлагается и анализируется Н. Е. Быстрым и И. Н. Жуковой. Предметом статьи В. Е. Ган-

тмахера и С. М. Платонова служит поиск эффективного вычислительного алгоритма построения длинных последовательностей со свойством "не более одного совпадения", одним из примеров приложений которых является квазинепрерывная локация. А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, Н. В. Парсаев и Л. Г. Корнилова в своей работе пропагандируют алгебраическую конструкцию, позволяющую генерировать ансамбли многофазных сигналов с идеальной периодической корреляцией и почти потенциальными взаимными метрическими параметрами. В двух статьях одного и того же авторского коллектива (Д. В. Гайворонский и др.) сопоставляются альтернативные варианты выбора ансамблей сигналов для нового поколения радиоинтерфейса ГЛОНАСС и анализируется совместимость последнего с существующим. Наконец, публикация О. В. Плохих и В. Э. Иванова посвящена разработке средств радиозондирования атмосферы, в основе которых лежит использование широкополосных сигналов GPS-ГЛОНАСС.

По мнению редакции, издание подобных тематических выпусков предоставляет хорошую возможность объединения под единой рубрикой близких по направлению работ различных школ, содействующего взаимопроникновению идей и творческой кооперации. Редакция готова рассмотреть предложения, касающиеся возможной тематики следующего подобного выпуска.

Редактор тематического выпуска,
д-р техн. наук, профессор

В. П. Ипатов

УДК 621.391

А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев

Марийский государственный технический университет

Общий подход к построению фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией¹

Рассмотрен общий метод синтеза дискретных фазокодированных последовательностей произвольного периода N с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией, позволяющий определить множество последовательностей для любого вещественного значения a уровня боковых лепестков из области допустимых значений. В качестве примера в рамках метода построены новые (неэквивалентные известным) последовательности для больших и малых значений N .

Фазокодированные последовательности, одноуровневая периодическая автокорреляционная функция, метод синтеза, алгебраическое решение системы нелинейных уравнений

Периодические дискретные последовательности с хорошими корреляционными свойствами изучаются примерно с середины XX в. За это время разработано достаточно много разнообразных методов построения таких последовательностей. В первую очередь внимание уделяется построению последовательностей с пик-фактором, равным единице, при этом особое значение имеют бинарные и многофазные последовательности. При построении бинарных последовательностей [1] используются комбинаторные, численные, алгебраические и теоретико-числовые методы, связанные с теорией разностных множеств, конечных полей и конечных групп. При построении многофазных последовательностей со значениями фаз, кратными $2\pi/M$ (M – натуральное число, обычно равное периоду дискретной последовательности N), используется метод аппроксимации линейного закона изменения частоты в сигнале изменением фазы [2]. Последовательности со значениями фаз, не кратными $2\pi/M$, изучены слабо (за исключением бифазных последовательностей [3], полученных на основе бинарных). Другой подход, связанный с теорией конечных полей, заключается в разработке троичных последовательностей [4] с пик-фактором, близким к единице. Известны также обобщенные подходы к построению двоичных и троичных последовательностей на основе теории спектров разностей классов вычетов [5].

Несмотря на достаточно глубокую разработку предложенных методов, ключевые вопросы теории синтеза дискретных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ) остаются по-прежнему нерешенными. В настоящей статье рассмотрен подход к построению фазокодированных последовательностей (ФКП) с пик-фактором, равным единице, обладающих одноуровневой ПАКФ. Отметим, что впервые данный подход был предложен в работе [6].

Постановка задачи синтеза фазокодированных последовательностей с одноуровневой ПАКФ. Многофазную последовательность $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ определим как

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 09-07-00072-а.

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

где $\gamma_n = \exp(i\varphi_n)$ – кодовые элементы, причем $|\gamma_n| = 1$; N – период кодовой последовательности; i – мнимая единица; φ_n – значение фазы на n -м кодовом интервале (любое вещественное значение из диапазона $[0; 2\pi]$).

ПАКФ $\{r_\tau\}$ определим на основании выражения

$$r_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau(\text{mod } N)} \gamma_n^*, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

где τ – циклический сдвиг; γ_n^* – комплексно-сопряженный кодовый элемент.

Нулевой отсчет ПАКФ должен быть численно равен периоду кодовой последовательности $r_0 = N$, а все остальные (боковые) отсчеты должны иметь одинаковое значение: $r_1 = r_2 = \dots = r_{N-1} = a$. Уровень боковых лепестков a может быть любым вещественным числом из диапазона $a \in [a_{\min}; a_{\max}]$, причем верхняя граница диапазона может принимать значение $a_{\max} = N$, а нижняя граница – $a_{\min} \geq N/(N-1)$.

На основании выражений (1), (2) задача синтеза ФКП с одноуровневой ПАКФ при условии $\varphi_0 = 0^\circ$ сводится к решению системы уравнений

- для четных N : $K = N/2 - 1, n = 1, 2, \dots, K$:

$$\begin{cases} \cos \varphi_n + \cos \varphi_{N-n} + \sum_{m=1}^{N-n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = a; \\ \cos \varphi_K + \sum_{m=1}^{N-K-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+K}) = a/2; \\ \sin \varphi_n - \sin \varphi_{N-n} - \sum_{m=1}^{N-n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = 0; \end{cases} \quad (3)$$

- для нечетных N : $K = (N-1)/2, n = 1, 2, \dots, K$:

$$\begin{cases} \cos \varphi_n + \cos \varphi_{N-n} + \sum_{m=1}^{N-n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = a; \\ \sin \varphi_n - \sin \varphi_{N-n} - \sum_{m=1}^{N-n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Решение системы уравнений (3), (4) найдем в общем виде

$$\Psi^T = [\varphi_0 = 0^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}], \quad (5)$$

где неизвестными являются аргументы элементов кода $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N-1}$; T – знак транспонирования.

Требуется построить для заданного периода N и заданного значения уровня боковых лепестков a все ФКП с одноуровневой ПАКФ.

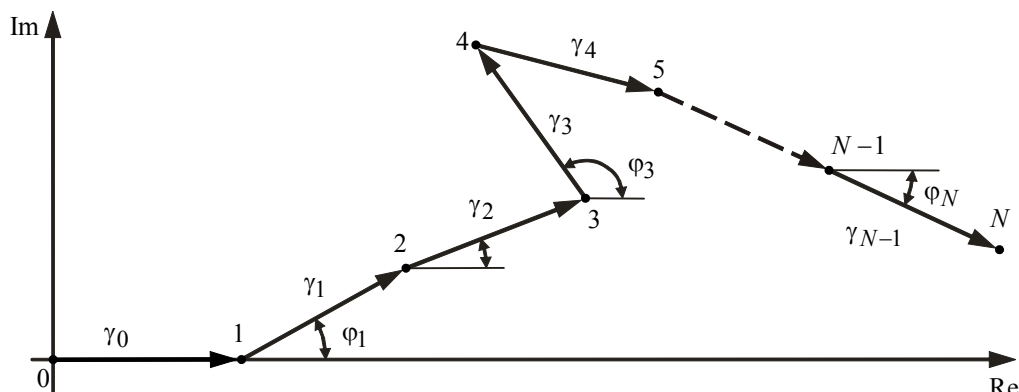


Рис. 1

На рис. 1 приведено графическое представление ФКП в комплексной плоскости в виде контура, образованного конкатенацией векторов, соответствующих элементам кода. При этом начало каждого последующего вектора совпадает с концом предыдущего. Начало нулевого вектора находится в нулевой точке комплексной плоскости.

При изменении уровня боковых лепестков a от a_{\min} до a_{\max} контур ФКП, представленной графически на рис. 1, меняет свою форму от некоторого начального контура, соответствующего значению a_{\min} , до конечного контура, соответствующего значению a_{\max} . При этом конец последнего вектора формирует некоторую траекторию движения (годограф) (рис. 2).

Анализ корней системы уравнений для синтеза ФКП с одноуровневой ПАКФ и алгебраический метод ее решения. Для значения периода N может существовать до K решений, получаемых в результате линейных преобразований некоторого исходного решения: $\Phi^T = [\Psi^{(0)} \ \Psi^{(1)} \ \dots \ \Psi^{(K-1)}]$. Каждая строка матрицы Φ представляет собой решение вида (5) системы уравнений (3), (4). На основании исходного решения системы уравнений можно сформировать в общем случае $K = N$ автоморфных решений вида:

$$\varphi_n^{(k)} = \varphi_{n+k \bmod(N)}^{(0)} - \varphi_k^{(0)} \tag{6}$$

и $K = N$ "сопряженных" им решений вида

$$\varphi_n^{(k)} = \varphi_k^{(0)} - \varphi_{n+k \bmod(N)}^{(0)}, \tag{7}$$

где $n=0, 1, \dots, N-1$; $k=0, 1, \dots, N-1$; а верхний индекс "0" обозначает векторы исходного решения.

Кроме того, на основании единственного решения (5) системы уравнений с помощью децимаций можно сформировать еще $K = \phi(N)$ ($\phi(N)$ – фи-функция Эйлера от числа N) изоморфных решений вида:

$$\varphi_n^{(k)} = \varphi_{n(\lambda_k \bmod N)}^{(0)}, \tag{8}$$

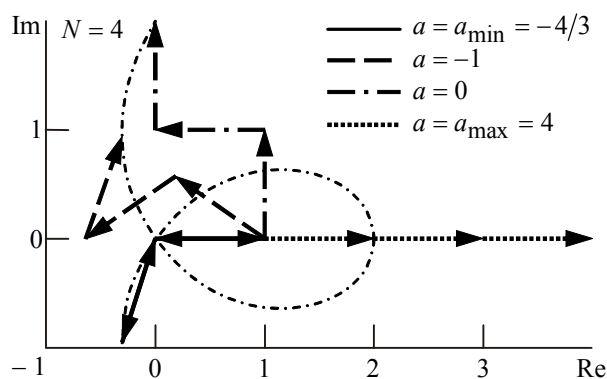


Рис. 2

где λ_k – число, взаимно простое с N ; $n = 0, 1, \dots, N-1$; $k = 0, 1, \dots, \phi(N)-1$, а также применить к изоморфным решениям преобразования вида (7).

Таким образом, максимальное число возможных кодовых последовательностей (изоморфных, автоморфных и сопряженных решений), полученных на основе некоторой кодовой последовательности общего вида, составит $K = 2\phi(N)N$.

Преобразования типа циклического сдвига и сопряжения образуют группу, изоморфную группе диэдра, а децимации образуют группу, изоморфную группе взаимнопростых вычетов по модулю N . Обе указанные группы являются разрешимыми, поэтому для дальнейшего решения системы уравнений (3), (4) можно использовать следующий подход.

Заменим систему тригонометрических уравнений (3), (4) системой алгебраических уравнений, введя подстановки вида

$$\cos \varphi_n = \left[\frac{1 - \operatorname{tg}^2(\varphi_n/2)}{1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_n/2)} \right]; \quad \sin \varphi_n = 2 \operatorname{tg}(\varphi_n/2) / \left[1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_n/2) \right]$$

и формальные переменные вида $\operatorname{tg}(\varphi_n/2) = x_n$, $n = 1, 2, \dots, N-1$. Выражая последовательно корни одного уравнения системы через корни других уравнений системы, на последнем шаге получим уравнение степени k вида:

$$f_k(a)x^k + f_{k-1}(a)x^{k-1} + \dots + f_1(a)x + f_0(a) = 0, \quad (9)$$

где $f_i(a)$ – различные многочлены степени k (в общем случае $k > 4$) с разрешимой группой. Далее выполним факторизацию параметрического многочлена вида $f(x) = f_k(a)x^k + f_{k-1}(a)x^{k-1} + \dots + f_1(a)x + f_0(a)$ над полем вещественных значений a . Затем для каждого неприводимого многочлена $f_i(x)$ в разложении $f(x) = \prod_i f_i(x)$ най-

дем хотя бы одно решение вида $\mathbf{x}^{(i)} = [x_1^{(i)} \ x_2^{(i)} \ \dots \ x_n^{(i)}]$, которое дает одно исходное i -е решение типа (5). Применив преобразования (6)–(8) к каждому полученному решению, сформируем все возможные решения, соответствующие многочлену $f_i(x)$.

Примеры решения системы уравнений и синтез последовательностей для некоторых "малых" периодов.

Для $N = 2$ система уравнений (3) примет вид $\cos(\varphi_1) = a/2$, откуда непосредственно следует решение $\varphi_1 = \pm \arccos(a/2)$, $a = [-2; 2]$. Например, последовательности $\Gamma_0 = \{1, i\}$ и $\Gamma_1 = \{1, -i\}$ будут иметь нулевой уровень ПАКФ $a = 0$.

При $N = 3$ система уравнений (4) примет вид

$$\begin{cases} \cos \varphi_1 + \cos \varphi_2 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = a; \\ \sin \varphi_1 - \sin \varphi_2 - \sin(\varphi_1 - \varphi_2) = 0. \end{cases}$$

Выполнив описанные ранее подстановки, получим систему уравнений вида

$$\begin{cases} 3 - x_1^2 - x_2^2 - x_1^2 x_2^2 + 4x_1 x_2 = a(1 + x_1^2)(1 + x_2^2); \\ -4x_1 x_2 (x_1 - x_2) = 0, \end{cases}$$

имеющую три решения.

Первое решение: $x_1 = 0$; $(a+1)x_2^2 + a - 3 = 0$. В этом случае $x_1 = 0$, $x_2 = \pm\sqrt{(3-a)/(1+a)}$, $a \in [-1; 3]$. Перейдя от переменных x к значениям фаз, получим: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 = \pm \arccos[(a-1)/2]$; $a \in [-1; 3]$.

Второе решение: $x_2 = 0$; $(a+1)x_1^2 + a - 3 = 0$, откуда $x_1 = \pm\sqrt{(3-a)/(1+a)}$; $x_2 = 0$; $a \in [-1; 3]$. Тогда значения фаз: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \pm \arccos[(a-1)/2]$; $\varphi_2 = 0$; $a \in [-1; 3]$.

Третье решение: $x_1 = x_2 = x$; $(a+1)x^4 + (2a-2)x^2 + a - 3 = 0$. В этом случае: $x_1 = x_2 = x$; $x = \pm\sqrt{(3-a)/(1+a)}$, $a \in [-1; 3]$, а значения фаз составят: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \pm \arccos[(a-1)/2]$; $a \in [-1; 3]$.

Все три решения эквивалентны, так как могут быть получены одно из другого при помощи преобразований (6)–(8).

Для $N = 4$ система уравнений (3) примет вид

$$\begin{cases} \cos \varphi_1 + \cos \varphi_3 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos(\varphi_2 - \varphi_3) = a; \\ \cos \varphi_2 + \cos(\varphi_1 - \varphi_3) = a/2; \\ \sin \varphi_1 - \sin \varphi_3 - \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \sin(\varphi_2 - \varphi_3) = 0. \end{cases}$$

После перехода к алгебраической системе получим:

$$\begin{cases} -4(1+x_1x_3)(x_1x_3 - x_2x_3 - 1 - x_1x_2) = a(1+x_1^2)(1+x_2^2)(1+x_3^2); \\ -2(x_3x_1 + x_1x_2 + 1 - x_2x_3)(x_1x_2 - x_1x_3 - 1 - x_2x_3) = a(1+x_1^2)(1+x_2^2)(1+x_3^2); \\ -4x_2(x_1 - x_3)(x_1 - x_2 + x_3 + x_1x_2x_3) = 0. \end{cases}$$

Полученная система уравнений имеет три исходных решения, из которых с помощью преобразований (6)–(8) можно получить еще K решений для каждого.

Первое решение: $x_1 = 0$; $x_2 = 0$; $ax_3^2 + a - 4 = 0$. Корни данной системы уравнений имеют вид: $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, $x_3 = \pm\sqrt{(4-a)/a}$; $a \in [0; 4]$. Значения фаз: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$; $\varphi_3 = \pm \arccos[(a-2)/2]$; $a \in [0; 4]$. Годограф системы векторов для этого решения приведен на рис. 3, кривая 1.

При помощи преобразований (6)–(8) из полученного решения можно получить следующие решения:

$$\begin{aligned} \varphi_0 = 0; \varphi_1 = \pm \arccos[(a-2)/2]; \varphi_2 = \varphi_3 = 0; a \in [0; 4]; \\ \varphi_0 = 0; \varphi_1 = 0; \varphi_2 = \pm \arccos[(a-2)/2]; \varphi_3 = 0; a \in [0; 4]; \\ \varphi_0 = 0; \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \pm \arccos[(a-2)/2]; a \in [0; 4]. \end{aligned}$$

Второе решение: $x_2 = 0$; $x_1 = -1/x_3$; $a(1+x_3^2)^2 = 0$. Эта система имеет бесконечное число решений при $a = 0$: $x_1 = -1/x_3$; $x_2 = 0$ (годограф решения – рис. 3, кривая 2). Исходное решение как совокупность фаз элементов имеет вид: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \varphi + \pi$; $\varphi_2 = 0$;

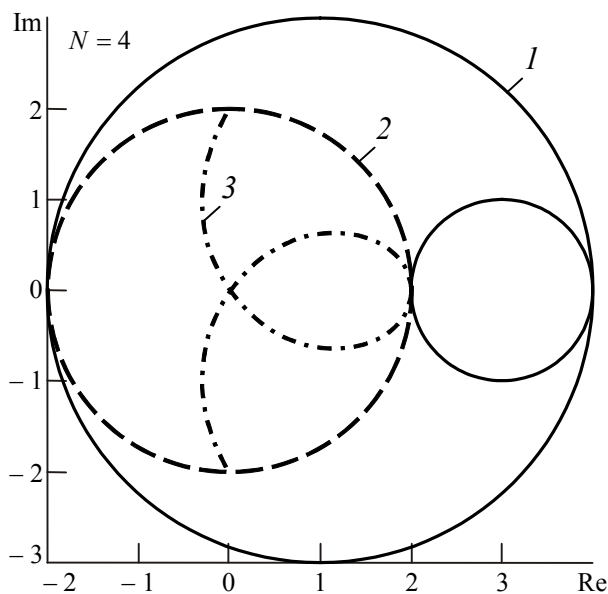


Рис. 3

$\varphi_3 = \varphi$; $\varphi = [0; 2\pi]$. Преобразования вида (6)–(8) приводят к решению $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \varphi$; $\varphi_2 = \pi$; $\varphi_3 = \varphi$; $\varphi = [0; 2\pi]$.

Третье решение:

$$x_2 = (x_1 + x_3)/(1 - x_1 x_3); \quad x_1 = \pm \sqrt{x_3^2 / (2x_3^2 - 1)};$$

$$(-4 - 3a)x_3^4 + (8 - 2a)x_3^2 + a - 4 = 0.$$

Годограф системы представлен на рис. 3, кривая 3. Данная система уравнений имеет корни:

$$x_1 = \pm \sqrt{x_3^2 / (2x_3^2 - 1)}; \quad x_2 = (x_1 + x_3)/(1 - x_1 x_3);$$

$$x_3 = \pm \sqrt{(a - 4 + 2\sqrt{a(a+4)}) / (-4 - 3a)};$$

$$a \in [-4/3; 0].$$

Одно из решений можно представить в виде: $\varphi_0 = 0$; $\varphi_1 = \arccos\left[\frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}\right]$; $\varphi_3 = \arccos\left[\frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}\right]$; $\varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3$. С помощью преобразований (6)–(8) из исходного решения можно получить все оставшиеся решения.

Примеры решения системы уравнений для некоторых "больших" периодов. Рассмотренный подход позволяет найти решения для любых значений периода N . В качестве примеров приведем некоторые неэквивалентные известным ранее классы решений:

- Период $N = p = 4k + 1$, $a \in [N/(1 - N); N]$:

$$\varphi = \arccos\left[\frac{-1 + \sqrt{N + (N - 1)a}}{(N - 1)}\right]; \quad n = 1, 2, \dots, N - 1;$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi, & n - \text{квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\varphi, & n - \text{квадратичный невычет по модулю } N. \end{cases}$$

- Период $N = p = 4k + 1$, $a \in [N/(1 - N); N - 4]$:

$$\varphi = \arccos\left[\frac{-1 - \sqrt{N + (N - 1)a}}{(N - 1)}\right], \quad n = 1, 2, \dots, N - 1;$$

φ_n определено как указано в предыдущем случае.

- Период $N = p = 2^{2^k} + 1$, $a \in [N/(1 - N); N]$. Введя обозначения

$$c = 1 - \sqrt{(a + 1)N - a}; \quad d = \left(\sqrt{(N - 1)N} - c - \sqrt{N - 1 + c^2}\right) / (N - 1), \quad n = 1, 2, \dots, N - 1;$$

$$\alpha = \arccos\left[\frac{-\sqrt{N + (N - 1)d^2 + 2d\sqrt{(N - 1)N}(-\sqrt{N - 1} + d\sqrt{N})}}{-N + (N - 1)d^2}\right]; \quad \beta = \arccos d,$$

получим фазовую структуру ФКП вида

$$\varphi_0 = 0; \varphi_n = \begin{cases} \alpha, n = j^4 \bmod N; \\ -\alpha, n = j^2 \bmod N \cap n \neq j^4 \bmod N; \\ \beta, n \neq j^2 \bmod N \cap n = \varepsilon^{5^m} \bmod N; \\ -\beta \text{ в остальных случаях,} \end{cases}$$

причем $j = 1, 2, \dots, N-1$; ε – минимальный квадратичный невычет по модулю N ; $m = 0, \dots, 2^{2^k} - 2 - 1$.

- Период $N = p = 2^{2^k} + 1$, $a \in [N/(1-N); \approx N-2]$. Обозначим

$$d = \frac{-1 + \sqrt{N(N-1)} - \sqrt{N(a+1)-a} - \sqrt{N(a+2)-a} - 2\sqrt{N(a+1)-a}}{N-1}, n = 1, 2, \dots, N-1;$$

$$\alpha = \arccos \left[\frac{-\sqrt{N+(N-1)d^2 + 2d\sqrt{(N-1)N}(-\sqrt{N-1} + d\sqrt{N})}}{-N+(N-1)d^2} \right]; \beta = \arccos d.$$

Вид фазовой структуры ФКП аналогичен предыдущему случаю.

Для периода кодовой последовательности, являющегося квадратным числом ($N = z^2$, $z \in Z$ – положительное целое), при нулевом уровне боковых лепестков ($a = 0$) ПАКФ существует бесконечное множество решений, задаваемых выражением

$$\varphi_n = \alpha_{n \bmod k} + 2\pi/z]n/z [n(\bmod z); n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (10)$$

где $] [$ – целая часть числа; $\alpha_0 = 0$; $\alpha_m \in [0; 2\pi]$ – произвольное значение фазы; $m = 1, \dots, z-1$.

Существует также бесконечное множество решений вида (5), задаваемых выражением

$$\varphi_n = \alpha_{n(\bmod 2)} + \frac{4\pi}{N} \sum_{s=0}^{n-1} \left] \frac{s+1}{2} \left[; n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (11)$$

где $\alpha \in [0; 2\pi]$; $N = 4z$, $z \in Z$.

На основании выражений (10) и (11) с помощью преобразований (6)–(8) можно получить бесконечное множество решений. Известные коды Френка, коды класса Р и коды Задорфа-Чу являются частными случаями последовательностей вида (10)–(11) и их линейных преобразований.

В настоящей статье приведены (для примера) далеко не все синтезированные ФКП с одноуровневой ПАКФ, неэквивалентные известным ранее. Другие примеры ФКП с одноуровневой ПАКФ, полученные в рамках развитого метода, можно найти в работах [7], [8].

В рамках разработанного подхода основным этапом является решение алгебраического уравнения (9) с использованием теории Галуа для решения уравнений высших степеней. Однако для произвольной степени уравнения k решение, хотя и существует (в силу разрешимости группы уравнения), но его поиск является трудоемкой и зачастую "штучной" работой, поскольку результаты, полученные при решении уравнения степени k , не всегда удается обобщить на решение уравнения для степени $k_1 > k$.

В настоящей статье сформулирована в общем виде задача построения ФКП с одноуровневой ПАКФ. Разработан метод решения системы уравнений, позволяющий находить все возможные ФКП заданного периода N для допустимого вещественного значения уровня боковых лепестков a одноуровневой ПАКФ. Приведены примеры построения новых ФКП, неэквивалентных известным ранее.

Список литературы

1. Golomb S. W., Guang Gong. Signal design for good correlation for wireless communication, cryptography, and radar. Cambridge: University press, 2005. 438 p.
2. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. Chichester: John Wiley & Sons, 2004. 411 p.
3. Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. радио, 1971. 416 с.
4. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
5. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.
6. Leukhin A. N. Algebraic solution of the synthesis problem for coded sequences // Quantum Electronics. 2005. Vol. 35, № 8. P. 688–692.
7. Новые фазокодированные последовательности с хорошими корреляционными характеристиками / А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, С. А. Бахтин, Л. Г. Корнилова // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. № 6. С. 51–54.
8. Леухин А. Н., Парсаев Н. В. Синтез шумоподобных фазокодированных последовательностей // Учен. зап. Казанск. гос. ун-та. Сер. "Физико-математические науки". 2008. Т. 150. Кн. 2. С. 38–50.

A. N. Leukhin, N. V. Parsaev
Mari state technical university

General approach to design of phase-coded sequences with one-level periodic autocorrelation function

General design method for phase-coded sequences of any period N with the one-level periodic autocorrelation function is shown. The method allows to determine the full set of sequences having a resolved real value a of periodic autocorrelation sidelobes. For example within the offered method the new (non-equivalence earlier known) sequences are designed for small and large values of period N .

Phase-coded sequences, one-level periodic autocorrelation function, design method, algebraic solution of non-linear equations system

Статья поступила в редакцию 31 октября 2009 г.

УДК 621.391

А. Н. Леухин

Марийский государственный технический университет

Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков¹

Поставлена задача построения фазокодированных последовательностей с двухуровневой импульсной автокорреляционной функцией. Приведены примеры решения задачи синтеза в аналитическом виде для некоторых "малых" длин ($N = 2, 3, 4$). Как частный случай рассмотрено численное решение задачи синтеза фазокодированных последовательностей с одноуровневой импульсной автокорреляционной функцией длин $N = 5 \dots 17$.

Фазокодированные последовательности, одноуровневая импульсная автокорреляционная функция, многофазные коды Баркера, последовательности с минимальным уровнем боковых лепестков

Импульсные дискретные последовательности играют большую роль в радиолокационных системах. Фазокодированные дискретные импульсные последовательности имеют пик-фактор, равный единице, поэтому методам их построения уделяется особое внимание.

Различают следующие виды бинарных (фазоманипулированных) последовательностей с хорошими корреляционными характеристиками:

- оптимальные бинарные последовательности с минимальным уровнем боковых лепестков (minimum peak sidelobe – MPS);
- субоптимальные бинарные последовательности с малыми максимальными боковыми лепестками.

Примером MPS-последовательностей являются бинарные коды Баркера, имеющие уровень боковых лепестков $\max |r_\tau| = 1$. Другие MPS-последовательности имеют максимальный уровень боковых лепестков импульсной автокорреляционной функции (ИАКФ), принимающий минимально возможные значения $\max |r_\tau| = 2, 3, \dots$ для заданной длины N .

Задача синтеза бинарных последовательностей, оптимальных по минимаксному критерию, формулируется следующим образом. Для заданной длины N бинарной последовательности найти минимально возможное значение уровня a боковых лепестков $\min |a|$ при условии, что каждый отсчет ИАКФ дискретной последовательности удовлетворяет условию $|r_\tau| \leq \min |a|$, $\tau = 1, 2, \dots, N-1$.

Принято считать, что "в настоящее время не только нет регулярного метода синтеза бинарных фазоманипулированных сигналов, оптимальных по минимаксному критерию, но даже нельзя ответить на вопрос, насколько известные сигналы с большим числом позиций N близки к оптимальным" [1]. Такая ситуация возникла из-за того, что до сих пор не удается построить аналитический метод решения задачи и на его основе найти эффективную вычислительную процедуру. Поэтому для построения MPS-последовательностей используется метод полного перебора всех возможных бинарных кодов заданной длины N . Вычислительный ресурс, необходимый для глобальной оптимизации, экспоненциально возрастает с

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 09-07-00072-а.

увеличением длины кода N и выходит за грань реальности при длинах $N > 70$. Обзор проблемы и результаты построения MPS-последовательностей приведены в работе [1].

К настоящему времени получены следующие результаты при построении MPS-последовательностей [2]:

- синтезированы последовательности с максимальным уровнем боковых лепестков ИАКФ, равным $\max |r_\tau| = 1$ (бинарные коды Баркера), для длин $N = 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13$;
- синтезированы последовательности с максимальным уровнем боковых лепестков ИАКФ, равным $\max |r_\tau| = 2$, для длин $N = 6$; $7 < N \leq 10$; $N = 12, 13 < N < 22$; $N = 25, 28$;
- синтезированы последовательности с максимальным уровнем боковых лепестков $\max |r_\tau| = 3$ для длин $N = 22, 23, 24, 26, 27$; $28 < N \leq 48$ и $N = 51$;
- максимальный уровень боковых лепестков $\max |r_\tau| = 4$ имеют MPS-последовательности для длин $N = 49, 50$ и $52 \leq N \leq 69$.

В настоящее время выдвинуто предположение [2], что для любого заданного $\max |r_\tau|$ существует предельная длина бинарного кода N с этим уровнем боковых лепестков, а именно для MPS-последовательностей с уровнем $\max |r_\tau| = 1$ (кодов Баркера) максимальная длина кода $N = 13$, для MPS-последовательностей с уровнем $\max |r_\tau| = 2$ максимальная длина кода $N = 28$, для MPS-последовательностей с уровнем $\max |r_\tau| = 3$ максимальная длина кода $N = 51$ и т. д.

Если отказаться от поиска глобально оптимальных бинарных последовательностей для больших длин N (ввиду отсутствия эффективных вычислительных процедур) и выдвинуть менее жесткие требования поиска субоптимальных бинарных последовательностей (без гарантии глобальной оптимальности уровня бокового лепестка), то можно найти эффективные процедуры построения бинарных кодов с приемлемо малыми значениями максимального уровня бокового лепестка $\max |r_\tau|$. Среди большого количества разнообразных методов построения субоптимальных бинарных последовательностей в первую очередь следует выделить метод, основанный на связи ИАКФ и ПАКФ [1]. Обозначая через $\max |r_{\tau \text{ пер}}|$ максимальный боковой лепесток ПАКФ, а через $\max |r_{\tau \text{ имп}}|$ максимальный боковой лепесток ИАКФ, приходим к оценке [3]: $\max |r_{\tau \text{ имп}}| \geq 0.5 \max |r_{\tau \text{ пер}}|$.

Полученное неравенство позволяет сделать вывод: необходимым условием "хорошей" ИАКФ является хорошая (имеющая максимальный боковой лепесток, подчиняющийся этому неравенству) ПАКФ.

Другой разновидностью фазокодированных последовательностей (ФКП) (помимо фазоманипулированных) являются многофазные последовательности, среди которых особое внимание уделяется многофазным последовательностям Баркера. Максимальное значение уровня боковых лепестков (исключая крайние боковые лепестки) ИАКФ многофазных кодов Баркера не должно превышать 1, т. е. должно выполняться условие $\max |r_\tau| \leq 1$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-2)$.

Систематический метод построения многофазных кодов Баркера до сих пор считается не найденным [2]. Синтез многофазных последовательностей Баркера осуществляется с использованием численных методов. В работе [4] с помощью статистических методов показано, что для больших длин N многофазные коды Баркера существуют всегда при условии наличия градаций фаз $M = N$. В работе [2] приведен обзор и представлены результаты синтеза многофазных кодов Баркера для длин $3 \leq N \leq 45$. В работе [5] приведен список многофазных кодов Баркера с малыми фазовыми алфавитами для длин $46 \leq N \leq 63$, полученных с помощью методов стохастической оптимизации. В работе [6] дан список многофазных кодов Баркера с малыми фазовыми алфавитами для длин $64 \leq N \leq 70$ и $N = 72, 76, 77$.

В настоящей статье впервые предложен аналитический подход к построению импульсных ФКП с одноуровневой ИАКФ с уровнем боковых лепестков $a = 1$.

Постановка задачи синтеза фазокодированных последовательностей с двухуровневой импульсной автокорреляционной функцией. Импульсную ФКП, у которой отсчеты ИАКФ удовлетворяют условиям $r_0 = N$, $|r_{\pm(N-1)}| = 1$, $|r_{\tau}| = a$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-2)$, назовем фазокодированной последовательностью с двухуровневой ИАКФ. Уровень a боковых лепестков (за исключением самых крайних) может изменяться в некоторых пределах: $a \in [a_{\min}; a_{\max}]$. Теоретически глобальный минимум может принимать значения $a_{\min} = 0$, а глобальный максимум – $a_{\max} = 2$. Однако эти условия выполняются не для любых длин кода N , кроме того границы интервала $[a_{\min}; a_{\max}]$ различаются для разных классов ФКП одной и той же длины N .

В случае равенства уровня боковых лепестков значению $a = 1$ (т. е. $r_0 = N$, $|r_{\pm\tau}| = 1$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)$) получим ФКП с одноуровневой ИАКФ (с единичным уровнем боковых лепестков).

Импульсную ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ запишем в виде $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, где $\gamma_n = \exp(i\varphi_n)$ – кодовые элементы, причем $|\gamma_n| = 1$; N – период кодовой последовательности; i – мнимая единица; φ_n – значение фазы на n -м кодовом интервале (любое вещественное значение из диапазона $[0; 2\pi]$).

ИАКФ $\{r_{\tau}\}$ определим на основании выражения

$$r_{\tau} = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \gamma_{n+\tau} \gamma_n^*, & \tau = 0, 1, \dots, N-1; \\ \sum_{n=0}^{N-1-|\tau|} \gamma_n \gamma_{n+|\tau|}^*, & \tau = 1-N, 2-N, \dots, -1; \\ 0, & |\tau| \geq N. \end{cases}$$

где τ – циклический сдвиг; γ_n^* – комплексно-сопряженный кодовый элемент.

С учетом того, что модули боковых лепестков ИАКФ обладают свойством симметрии: $|r_\tau| = |r_{-\tau}|$, для построения импульсных ФКП с двухуровневой ИАКФ запишем систему уравнений

$$\left[\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \right]^2 + \left[\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \right]^2 = a^2, \quad \tau = 1, 2, \dots, N-1.$$

В результате преобразований из данной системы получим систему уравнений вида

$$2 \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \left[\sum_{n1=n+1}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_{n1} - \varphi_{n1+\tau}) \right] + 2 \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \left[\sum_{n1=n+1}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_{n1} - \varphi_{n1+\tau}) \right] = a^2 + 1 + \tau - N, \quad \tau = 1, 2, \dots, N-1. \quad (1)$$

Решения последней системы уравнений найдем в аналитическом виде. Полученные решения представим в виде вектора $\Psi^T = [\varphi_0 = 0^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}]$ ("T" – символ транспонирования), где неизвестными являются аргументы элементов кода $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N-1}$. Фазу нулевого кодового элемента без ограничения общности решения задачи положим равной нулю: $\varphi_0 = 0$.

Примеры аналитического решения задачи синтеза фазокодированных последовательностей с двухуровневой импульсной автокорреляционной функцией. Приведем примеры решения системы уравнений (1) в аналитическом виде для длин $N = 2, 3, 4$. Синтезируем фазокодированные последовательности с равномерной ИАКФ при условии, что $\varphi_0 = 0$.

Для $N = 2$ получим единственное решение вида $\Psi^T = [0 \quad \varphi]$ (φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$). ИАКФ рассматриваемой ФКП будет иметь вид $r_0 = 2, |r_{\pm 1}| = 1$.

Для $N = 3$ получим две разновидности ФКП в фазовом представлении: $\Psi_1^T = [0 \quad \varphi \quad 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1)]$ и $\Psi_2^T = [0 \quad \varphi \quad 2\varphi - \arccos(a^2/2 - 1)]$, где φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$; $a \in [0; 2]$. Импульсная АКФ рассматриваемых ФКП будет иметь вид $r_0 = 3, |r_{\pm 1}| = a, |r_2| = 1$.

Для $N = 4$ получим четыре решения системы уравнений (1). В результате ФКП в фазовом представлении будут иметь вид:

$$\Psi_1 = \left\{ \begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 - \sqrt{4 - a^2}\sqrt{4a^4 - a^2})\right] \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 - \sqrt{4 - a^2}\sqrt{4a^4 - a^2})\right] \end{array} \right\};$$

$$\Psi_2 = \left\{ \begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 - \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \\ 3\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 - \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \end{array} \right\};$$

$$\Psi_3 = \left\{ \begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 + \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 + \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \end{array} \right\};$$

$$\Psi_4 = \left\{ \begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 + \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \\ 3\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos\left[-(1/4a^2)(a^2 + \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2})\right] \end{array} \right\},$$

где φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$; $a \in [0.5; 2]$.

Импульсная АКФ рассматриваемых ФКП будет иметь вид $r_0 = 4$, $|r_{\pm 1}| = |r_{\pm 2}| = a$. Минимальное и максимальное значения уровня боковых лепестков $a_{\min} = 0.5$ и $a_{\max} = 2$ вытекают из условий: $-1 \leq a^2/2 - 1 \leq 1$; $-1 \leq -(1/4a^2)(a^2 - \sqrt{4-a^2}\sqrt{4a^4-a^2}) \leq 1$.

Примеры решения задачи синтеза фазокодированных последовательностей с одноуровневой импульсной автокорреляционной функцией численными методами.

Систему уравнений вида (1) можно решить численными методами, например, методом стохастической оптимизации, рассмотренным в работе [5]. В таблице приведены ре-

N	φ_n, \dots°
5	0 150, 60, 30, 60.
6	0, 210, 120, 90, 120, 210.
7	0, 228.133, 132.835, 157.538, 85.67, 133.803, 241.936.
8	0, 210, 120, 90, 120, 150, 300, 30.
9	0, 343.943, 207.87, 191.813, 235.741, 219.669, 23.597, 187.539, 291.482.
10	0, 61.315, 75.557, 167.978, 358.75, 145.63, 313.704, 244.3, 125.615, 66.93.
11	0, 218.658, 142.005, 89.256, 28.34, 137.392, 23.914, 172.347, 296.201, 334.859, 73.517.
12	0, 155.397, 9.62, 286.039, 216.078, 75.309, 165.678, 319.792, 311.601, 340.171, 315.568, 350.964.
13	0, 8.54, 317.081, 168.372, 195.095, 159.099, 304.005, 190.457, 60.569, 172.137, 236.804, 53.13, 181.67.
14	0, 359.101, 323.68, 3.691, 229.482, 18.357, 195.424, 78.135, 339.429, 205.216, 214.518, 1.848, 26.427, 145.527.
15	0, 246.49, 72.98, 213.198, 1.26, 275.357, 251.977, 120.823, 188.096, 265.207, 17.726, 2.143, 312.755, 14.839, 21.329.
16	0, 229.418, 52.842, 325.322, 188.857, 328.854, 108.76, 279.426, 344.427, 277.631, 237.385, 237.065, 348.592, 110.816.
17	0, 127.523, 163.888, 276.513, 7.57, 100.59, 5.017, 235.06, 158.308, 190.576, 36.33, 270.292, 342.87, 323.966, 288.837, 25.202, 272.725.

зультаты синтеза ФКП с одноуровневой ИАКФ ($|r_{\pm\tau}|=1$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)$) длин $N = 5, 6, \dots, 17$.

Таким образом, в настоящей статье сформулирована в общем виде задача построения ФКП с двухуровневой ИАКФ (уровень крайнего бокового лепестка равен $|r_{\pm(N-1)}|=1$, а остальных боковых лепестков $|r_{\tau}|=a$). Приведены решения задачи синтеза таких последовательностей в аналитическом виде для длин $N = 2, 3, 4$. Показано, что существует бесконечное множество ФКП с импульсной двухуровневой ИАКФ с допустимым значением уровня боковых лепестков a . Численным методом синтезированы ФКП с единичным уровнем боковых лепестков ИАКФ длин $N = 5 \dots 17$.

Список литературы

1. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 200 с.
2. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. Chichester: John Wiley & Sons, 2004. 411 p.
3. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
4. Ein-Dor, L., Kanter I., Kinzel W. Low autocorrelated multiphase sequences // Phys. Rev. E (Statistical, nonlinear, and soft matter physics). 2002. Vol. 65, № 2. P. 020102/1–020102/4.
5. Borwein P. B., Ferguson R. A. Polyphase sequences with low autocorrelation // IEEE Trans. on Inf. Th. 2005. Vol. IT-51, № 4. P. 1564–1567.
6. Nunn C. J., Coxson G. E. Polyphase pulse compression codes with optimal peak and integrated sidelobes // IEEE Trans. on Aerosp. and El. Syst. 2009. Vol. AES-45, № 2. P. 775–781.

A. N. Leukhin
Mari state technical university

Impulse phase-coded sequences with unit level of sidelobes

The design problem of phase-coded sequences with two-level impulse autocorrelation function is formulated. The examples of problem solutions are shown in analytical manner for some "short" length $N=2, 3, 4$. The numbered solution of the design problem of phase-coded sequences with the lengths $N=5 \dots 17$ with one-level impulse autocorrelation function (the level of all sidelobes is equal to one) is shown as a particle case.

Phase-coded sequences, one-level impulse autocorrelation function, polyphase Barker's codes, minimum peak sidelobes sequences

Статья поступила в редакцию 31 октября 2009 г.

УДК 621.391

Н. Е. Быстров, И. Н. Жукова, Д. В. Чеботарев

Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого

Синтез многофазных импульсных сигналов методом нелинейной оптимизации

Рассмотрен метод синтеза сложных импульсных сигналов с многофазной модуляцией на основе нелинейной оптимизации. Произведен анализ достижимого уровня боковых лепестков импульсной автокорреляционной функции по среднеквадратическому и минимаксному критериям в зависимости от основных параметров многофазных сигналов – длины сигнала и объема фазового множества. Метод позволяет синтезировать многофазные сигналы с базой до нескольких сотен при приемлемых затратах времени.

Радиолокационные системы, помехоустойчивость, синтез и анализ сложных дискретных сигналов, импульсная автокорреляционная функция

Синтез и оптимизация параметров сложного сигнала с низким уровнем боковых лепестков (БЛ) импульсной автокорреляционной функции (ИАКФ) является основополагающим вопросом повышения помехоустойчивости РЛС к воздействию мешающих отражений. В связи с этим разработка эффективных методов синтеза сложных импульсных сигналов и по настоящий момент является актуальной задачей. Решению поставленной задачи синтеза сложных фазоманипулированных сигналов посвящены многие теоретические исследования (см., например, [1]–[4]).

Среди бифазных последовательностей минимаксным уровнем БЛ ИАКФ $|r_{\max}| = 1$ обладают только широко известные коды Баркера. Проведенные статистические исследования показали, что минимаксным БЛ, равным 3, обладают бинарные фазоманипулированные сигналы в диапазоне длин от 22 до 48, а при длинах от 48 до 69 минимаксный БЛ ИАКФ достигает значения 4. Для достаточно больших длин $N \leq 1000$ сигналов нормированный уровень БЛ ИАКФ составляет $\rho_{\max} = (0.6 \dots 0.92) \sqrt{N}$ [1]–[5].

Многофазные импульсные сигналы баркерского типа с максимальным уровнем БЛ ИАКФ $|r_{\max}| = 1$ найдены в диапазоне длин от 4 до 45 [5]. Среди многофазных сигналов большой длины наиболее известны многофазные сигналы Чу и Франка [6]. Многофазные сигналы обеспечивают выигрыш на 10...17 дБ в уровне БЛ ИАКФ по сравнению с бинарными фазоманипулированными сигналами с той же длиной [7]. Однако известные многофазные сигналы имеют большой размер фазового алфавита, который линейно растет с увеличением длины. Естественным является стремление к увеличению длины многофазных сигналов и к снижению объема фазового алфавита.

В настоящей статье представлены результаты исследования эффективности метода синтеза сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией на основе нелинейной оптимизации.

Критерий синтеза сигналов. Переход к сигналам с непрерывным диапазоном значений фазы или близким к ним сигналам с малой дискретностью изменения фазы открывает возможности применения достаточно хорошо разработанных градиентных методов

нелинейной оптимизации [8]. Для численного решения задач нелинейной оптимизации имеются разработанные программные средства, например процедура lsqnonlin в пакете Optimization Toolbox среды инженерных приложений Matlab.

Задачей оптимизации является синтез модулирующей последовательности $w_i = \exp(j\varphi_i)$, символы которой определяются значением фазы $\varphi_i \in [-\pi, +\pi]$, обеспечивающей минимизацию целевой функции по минимуму средних квадратов:

$$\psi = \sum_{m=1}^M |r(m)|^2 \rightarrow \min ,$$

где $M = N - 2$ – диапазон оптимизации по задержке; N – длина синтезируемой последовательности. Диапазон оптимизации M включает все значения ИАКФ $r(m)$, кроме соответствующих нулевой и максимальной задержкам.

Квадратичный характер целевой функции придает бóльшую значимость минимизации всплесков БЛ ИАКФ, однако при увеличении числа слагаемых отдельные компоненты целевой функции могут значительно превышать средний уровень после завершения процедуры оптимизации. В этом смысле минимаксный критерий является предпочтительным, но его применение не дает хороших результатов в рассматриваемой процедуре оптимизации. Компромиссный вариант целевой функции

$$\psi^k = \sum_{m=1}^M |r(m)|^{2k} \rightarrow \min, k = 1 \dots K ,$$

предложенный авторами статьи, позволяет более полно, чем квадратичный, учитывать требование минимизации больших значений БЛ ИАКФ.

При использовании указанного критерия процедура оптимизации состоит из K этапов. Первый этап начинается со случайных начальных фаз $\varphi_i \in [-\pi, +\pi]$ и выполняется по среднеквадратическому критерию ($k = 1$). Полученная в результате оптимизации фазовая последовательность служит исходным состоянием для второго этапа, который выполняется для $k = 2$, и т. д.

Анализ результатов. На рис. 1 приведен типичный вид ИАКФ многофазной последовательности длиной 256 символов². График на рис. 1, а соответствует исходной случайной последовательности, максимальные выбросы БЛ ИАКФ которой достигают значений $1.87\sqrt{N}$. Эта последовательность использована в качестве начальных условий для нелинейной оптимизации по среднеквадратическому критерию ($k = 1$). Результат оптимизации показан на рис. 1, б. Кроме снижения среднего уровня БЛ примерно в три раза (до $0.2\sqrt{N}$) достигнуто уменьшение их максимальных значений в 6.5 раз (до $0.4\sqrt{N}$). Последующие этапы описанной процедуры оптимизации не приводят к заметному изменению среднеквадратического уровня БЛ ИАКФ, но позволяют уменьшить максимальные выбросы. На рис. 1, в приведены результаты оптимизации после пяти этапов. Из рисунка

² На рис. 1 и 3 главный пик ИАКФ усечен.

следует, что среднее и максимальное значения БЛ ИАКФ сблизились и не превышают $0.2\sqrt{N}$.

Как показали проведенные исследования, случайный выбор начальных условий, как правило, не приводил к существенным отклонениям в уровне БЛ синтезированных сигналов. Тем не менее, для повышения достоверности проведена серия расчетов при статистически независимых начальных условиях и усреднение полученных результатов.

На рис. 2 представлены зависимости среднеквадратического r_{rms} и максимального r_{max} уровней БЛ ИАКФ синтезированных последовательностей, нормированных к главному пику, от длины последовательности. Различие максимального и среднеквадратического значений составляет около 2 дБ (26 %).

Представляет интерес исследование эффективности рассматриваемой процедуры оптимизации в том случае, когда в качестве исходной последовательности используются известные многофазные сигналы с низким уровнем БЛ ИАКФ. На рис. 3, а приведена ИАКФ последовательности Франка длины $N = 256$. Он характеризуется низким уровнем в области задержек около половины длины последовательности и достаточно высоким уровнем, достигающим значения $7.7 (0.5\sqrt{N})$, в начале и конце диапазона задержек.

На рис. 3, б показан результат оптимизации последовательности Франка после первого этапа (по среднеквадратическому критерию). Максимальные выбросы БЛ значительно снизились, особенно на максимальных задержках. Однако вблизи главного пика они еще достаточно велики по сравнению со средним фоном. После выполнения пяти этапов процедуры оптимизации (рис. 3, в) рельеф БЛ стал близким к равномерному, а его максимальное значение не превышает $1.7 (0.1\sqrt{N})$.

На рис. 4 представлена зависимость нормированной мгновенной частоты $\omega_i = \varphi_{i+1} - \varphi_i$ оптимизированной последовательности Франка от номера элемента последовательности i . Из нее следует, что при сохранении общего линейного тренда, характерного для сигналов с линейной частотной модуляцией, возникли флуктуации частоты, за счет которых и обеспечивается подавление максимальных БЛ ИАКФ.

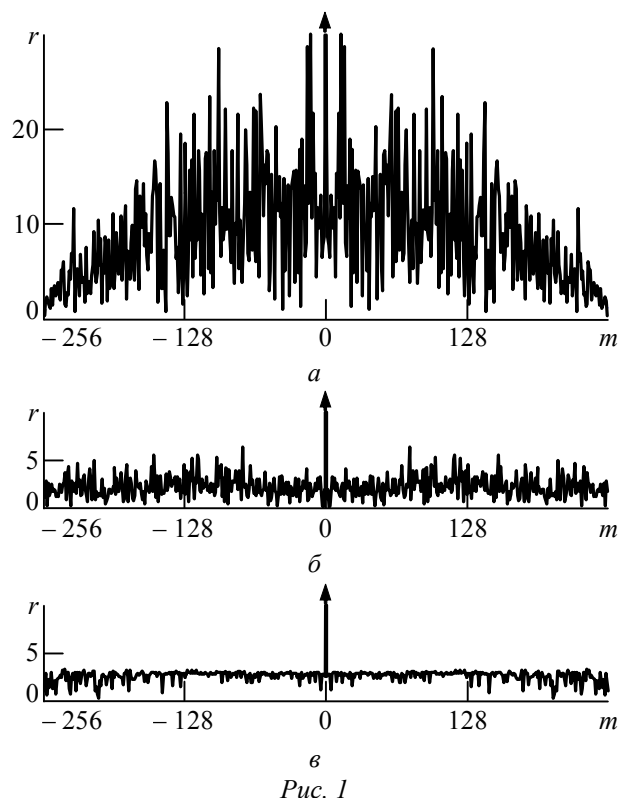


Рис. 1

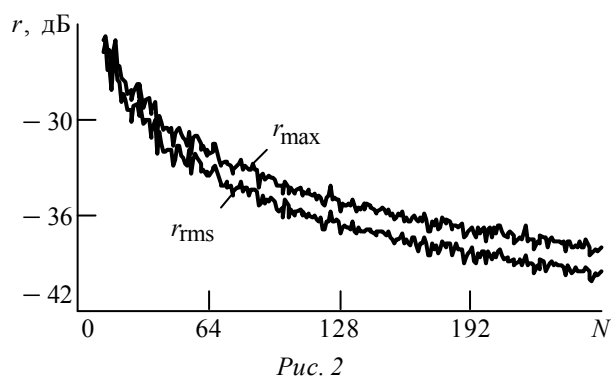


Рис. 2

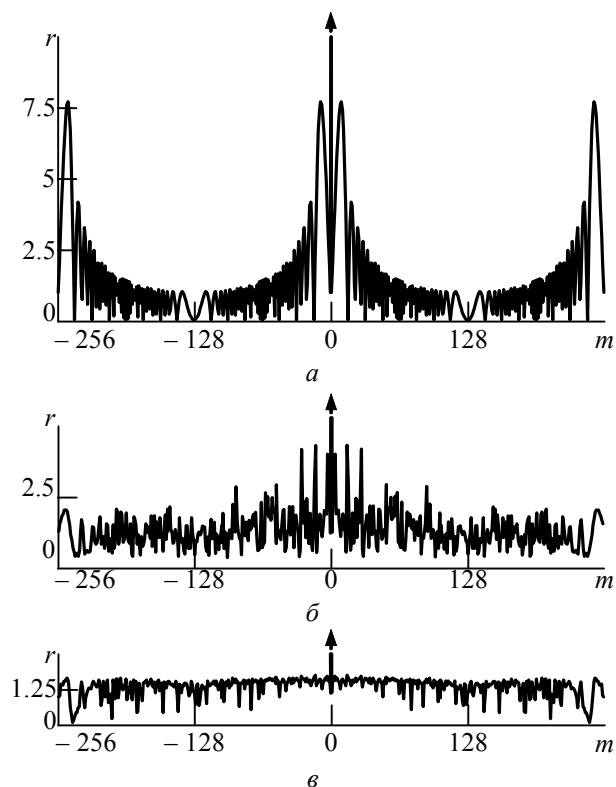


Рис. 3

годно отличает их от сигналов с линейной частотной модуляцией, выбор которых при заданной длительности и ширине спектра ограничен инкрементом или декрементом частоты.

В заключение проанализируем влияние шага изменения фазы синтезированных последовательностей на уровень БЛ ИАКФ. Для этого выполним квантование фазы синтезированных многофазных последовательностей с шагом $\Delta\varphi$. При этом уровень БЛ ИАКФ рассчитывается с учетом конечного алфавита фазового множества K_φ . Результаты представлены на рис. 6 в виде зависимостей среднеквадратического и максимального уровней БЛ ИАКФ от числа дискретных значений фазы. Графики на рис. 6, а получены при длине последовательности $N = 32$, на рис. 6, б – при $N = 256$.

Как следует из приведенных результатов, существенное возрастание среднеквадратического значения происходит при $K_\varphi < 8 \dots 10$, а максимального – при $K_\varphi < 30 \dots 40$. Таким образом, для обеспечения характеристик синтезированных последовательностей в условиях квантованного набора фаз достаточно применения 32-позиционной фазовой модуляции.

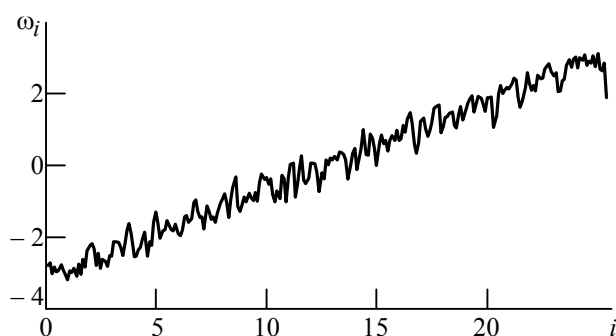


Рис. 4

Рис. 5 представляет зависимости оценок максимального и среднеквадратического уровней БЛ нормированной ИАКФ оптимизированной последовательности Франка от ее длины (рис. 5). Как и для оптимизированных многофазных последовательностей со случайной структурой, среднеквадратическое и максимальное значения БЛ в рассматриваемом случае отличаются не более чем на 2 дБ.

Сравнивая между собой зависимости на рис. 2 и 5 можно заключить, что оптимизированные последовательности Франка имеют более низкий уровень среднеквадратического и максимального БЛ ИАКФ. Разница составляет 2...5 дБ в рассмотренном диапазоне длин синтезируемых последовательностей. Однако многообразие многофазных последовательностей со случайной структурой выгодно отличает их от сигналов с линейной частотной модуляцией, выбор которых при заданной длительности и ширине спектра ограничен инкрементом или декрементом частоты.

В заключение проанализируем влияние шага изменения фазы синтезированных последовательностей на уровень БЛ ИАКФ. Для этого выполним квантование фазы синтезированных многофазных последовательностей с шагом $\Delta\varphi$. При этом уровень БЛ ИАКФ рассчитывается с учетом конечного алфавита фазового множества K_φ . Результаты представлены на рис. 6 в виде зависимостей среднеквадратического и максимального уровней БЛ ИАКФ от числа дискретных значений фазы. Графики на рис. 6, а получены при длине последовательности $N = 32$, на рис. 6, б – при $N = 256$.

Как следует из приведенных результатов, существенное возрастание среднеквадратического значения происходит при $K_\varphi < 8 \dots 10$, а максимального – при $K_\varphi < 30 \dots 40$. Таким образом, для обеспечения характеристик синтезированных последовательностей в условиях квантованного набора фаз достаточно применения 32-позиционной фазовой модуляции.

Как следует из приведенных результатов, существенное возрастание среднеквадратического значения происходит при $K_\varphi < 8 \dots 10$, а максимального – при $K_\varphi < 30 \dots 40$. Таким образом, для обеспечения характеристик синтезированных последовательностей в условиях квантованного набора фаз достаточно применения 32-позиционной фазовой модуляции.

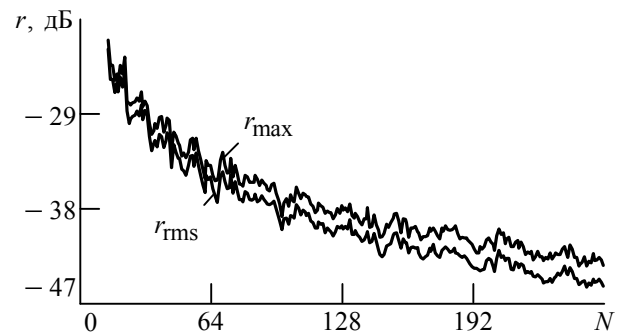


Рис. 5

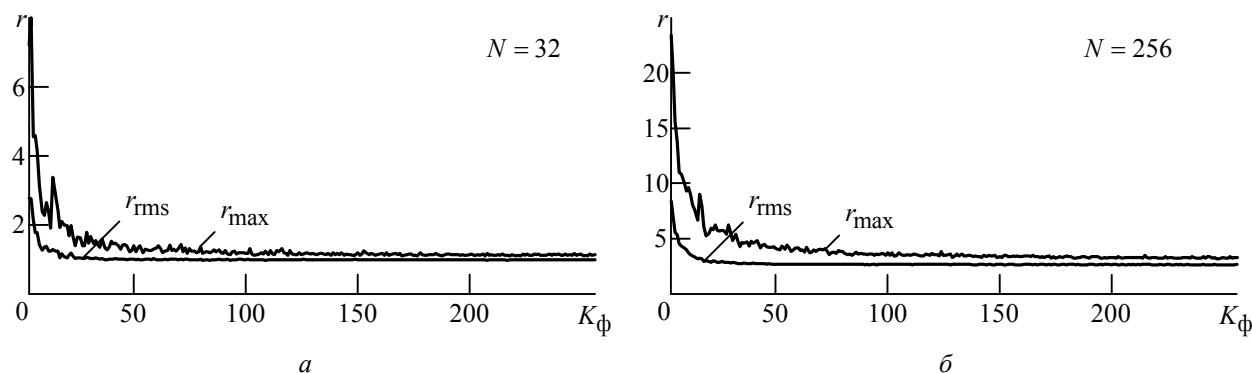


Рис. 6

Рассмотренная процедура поэтапной оптимизации обеспечивает синтез многофазных сигналов с низкими среднеквадратическим и максимальным значениями БЛ ИАКФ. В результате исследований получены количественные оценки БЛ ИАКФ по среднеквадратическому и минимаксному критериям в зависимости от основных параметров многофазных сигналов – длины (базы) сигнала и объема фазового множества.

Список литературы

1. Вакман Д. Е., Седлецкий Р. М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1973. 312 с.
2. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 200 с.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
4. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь. 1992. 152 с.
5. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc., 2004. 411 p.
6. Frank R. L., Zadoff S. A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties // IRE trans. inf. theory. 1962. Vol. IT-8, № 6. P. 381–382.
7. Франк Р. Многофазные коды с хорошими непериодическими корреляционными свойствами // Зарубежная радиоэлектроника. 1963. № 12. С. 39–44.
8. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация / пер. с англ. М.: Мир, 1985. 509 с.

N. E. Bystrov, I. N. Zhukova, D. V. Chebotarev.
 Novgorod state university n. a. Yaroslavl–the-Wise

Multiphase pulse signals synthesis by nonlinear optimization method

Multiphase pulse signals synthesis based on nonlinear optimization procedure is considered. Side lobes level of pulse autocorrelation function has analyzed versus basic parameters of multiphase signals – length and phase set volume. Described method makes possible to synthesize multiphase signals with length up to some hundreds at acceptable timetable.

Radar system, clutter immunity, complex discrete signals synthesis and analysis, impulse autocorrelation function

Статья поступила в редакцию 22 сентября 2009 г.

Н. Е. Быстров, И. Н. Жукова

Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого

Синтез и анализ когерентно-импульсных сигналов с многофазной модуляцией

Рассмотрен метод синтеза когерентно-импульсных сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией по среднеквадратическому критерию минимума боковых лепестков функции неопределенности в заданном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты. Проведен анализ достижимого уровня боковых лепестков функции неопределенности. Предложенный метод не накладывает ограничений на фазовое множество, длину и скважность синтезируемых когерентно-импульсных сигналов.

Радиолокационные системы, помехоустойчивость, синтез сложных дискретных сигналов, анализ функции неопределенности

Когерентно-импульсные фазоманипулированные сигналы являются основным типом зондирующих сигналов современных радиолокационных систем (РЛС). Когерентная обработка пачек фазоманипулированных импульсов малой скважности позволяет повысить энергетический потенциал, разрешающую способность по задержке и доплеровскому сдвигу частоты, а также скрытность излучения и электромагнитную совместимость РЛС [1].

Как известно, проблемы синтеза глобально оптимальных амплитудно-фазоманипулированных сигналов связаны с задачей целочисленной оптимизации целевой функции [2]–[5]. Проблема синтеза усугубляется большой базой зондирующих сигналов, достигающей значений $B = 10^5 \dots 10^6$, что исключает возможность применения тех или иных переборных алгоритмов оптимизации. Известные методы построения когерентных фазоманипулированных импульсных сигналов основаны на различных правилах посимвольного перемножения регулярных импульсных последовательностей (РИП), задающих длительность и период повторения излучаемых импульсов, и бинарных псевдослучайных последовательностей (ПСП), определяющих закон фазовой манипуляции отдельных импульсов [1]. Для корабельных РЛС период повторения фазоманипулированных импульсов согласован с задержкой распространения сигнала на рабочей шкале дальности, а рабочая зона по доплеровскому сдвигу частоты ограничена наличием боковых пиков функции неопределенности (ФН) недопустимо высокого уровня. Увеличение базы сложных зондирующих сигналов и минимизация боковых лепестков (БЛ) ФН в рабочем диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты и являются основополагающими факторами повышения помехоустойчивости РЛС к воздействию мешающих отражений. В связи с этим очевидна актуальность исследований, связанных с поисками эффективных методов синтеза сложных когерентно-импульсных сигналов с большой базой.

В настоящей статье рассмотрен метод синтеза когерентно-импульсных сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией по критерию минимума среднеквадратического уровня БЛ ФН в заданном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты. В основу метода положены принципы оптимизации амплитудно-фазоманипулированных сигналов [6], [7].

Синтез сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией. Переход к многопозиционной фазовой манипуляции зондирующих сигналов обусловлен внедрением со-

временных видов цифровой модуляции, которые позволяют более гибко и точно регулировать свойства сигналов. Примем, что комплексная огибающая зондирующего сигнала $W(t)$ определяется модулирующей последовательностью $W \in \{w_i\}$, задающей закон ам-

плитудно-фазовой манипуляции элементарных радиоимпульсов: $W(t) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i u_0(t - i\Delta)$,

где N – длина модулирующей последовательности W ; $u_0(t)$, Δ – комплексная огибающая и длительность элементарного символа соответственно.

Пусть необходимо синтезировать модулирующую последовательность $W \in \{w_i\}$, символы которой определяются дискретными значениями фаз из интервала $\varphi_i \in [-\pi, +\pi]$:

$$w_i = x_i \exp(j\varphi_i) \quad (1)$$

при условии, что огибающая амплитуды синтезируемого сигнала априорно задается двоичной последовательностью $|w_i| = x_i \in [0, 1]$.

Приняв дискретный характер рассогласования задержек $\tau_m = \pm m\Delta$, $m = 1, 2, \dots$, и доплеровских частот $f_v = \pm v/(N\Delta)$, $v = 1, 2, \dots$, введем в рассмотрение ФН синтезируемой последовательности:

$$R(m, v) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i w_{i-m} \exp\left(-j \frac{2\pi v i}{N}\right). \quad (2)$$

Пусть в плоскости задержка–частота функции неопределенности (2) задана область, в которой необходимо минимизировать среднеквадратический уровень боковых лепестков. Введем в рассмотрение диапазон оптимизации по задержке $\Delta\tau = \Delta M \Delta = [(2M - 1)\Delta]$ и ширину полосы оптимизации по доплеровскому сдвигу частоты

$$\Delta F = \Delta V / (N\Delta) = (2V + 1) / (N\Delta).$$

При заданных ограничениях области оптимизации критерий синтеза определится выражением

$$\psi = \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V |R(m, v)|^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V [R_c^2(m, v) + R_s^2(m, v)] \Rightarrow \min, \quad (3)$$

где $R_c(m, v)$ и $R_s(m, v)$ – квадратурная и синфазная компоненты ФН соответственно.

При изложении метода синтеза положим, что значения символов кодовой последовательности (1) w_l , $l = 0, 1, \dots, i-1$, определены до $(i-1)$ -го момента времени. Тогда взаимосвязь текущей функции неопределенности (2) в i -й и $(i-1)$ -й моменты времени описывается выражением

$$\begin{aligned} R_i(m, v) &= \sum_{l=0}^{i-1} w_l w_{l-m} \exp\left(-j \frac{2\pi v l}{N}\right) + w_i w_{i-m} \exp\left(-j \frac{2\pi v i}{N}\right) = \\ &= R_{i-1}(m, v) + w_i w_{i-m} \exp\left(-j \frac{2\pi v i}{N}\right), \end{aligned}$$

с учетом которого целевая функция (3) может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} \psi(w_i) = & \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{c_{i-1}}(m, v) + w_i w_{i-m} \cos\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) \right]^2 + \\ & + \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{s_{i-1}}(m, v) + w_i w_{i-m} \sin\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) \right]^2. \end{aligned} \quad (4)$$

Раскрыв выражение (4) и приведя в нем подобные члены, получим:

$$\begin{aligned} \psi(w_i) = & \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{c_{i-1}}^2(m, v) + R_{s_{i-1}}^2(m, v) \right] + \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V x_i x_{i-m} + \\ & + 2w_i \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{c_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \cos\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) + R_{s_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \sin\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Предложенная процедура оптимизации предусматривает выбор текущего значения символа w_i синтезируемой последовательности, минимизирующего целевую функцию (5) в каждый дискретный момент времени. Поскольку символы компоненты $x_i = |w_i| \in [0, 1]$ считаются заданными, то полученное выражение (5) определяет критерий оптимизации как явно определенную функцию текущего значения символа w_i .

Минимум целевой функции (5) при принятом ограничении на допустимые значения символов синтезируемой последовательности достигается при

$$w_i = x_i \exp\left(j \arg \left\{ - \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{c_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \cos\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) + R_{s_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \sin\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) \right] \right\} \right). \quad (6)$$

Величина, заключенная в полученном выражении в фигурные скобки, определяет значение фазы синтезируемой последовательности:

$$\varphi_i = \arg \left\{ - \sum_{m=1}^M \sum_{v=0}^V \left[R_{c_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \cos\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) + R_{s_{i-1}}(m, v) w_{i-m} \sin\left(\frac{2\pi v i}{N}\right) \right] \right\}.$$

В предложенной процедуре синтеза можно использовать квантованные значения фаз с заданным шагом $\Delta\varphi = 2\pi/K_\varphi$: $\tilde{\varphi}_i = \Delta\varphi \lfloor \varphi_i / \Delta\varphi \rfloor$ (K_φ – количество градаций фазы; $\lfloor \cdot \rfloor$ – функция получения целой части числа). В этом случае процесс оптимизации будет производиться с учетом конечного алфавита фазового множества синтезируемой последовательности: $w_i = x_i \exp(j\tilde{\varphi}_i)$. Предельным случаем является бифазный алфавит: $\varphi_i \in \{0, \pi\}$, т. е. $w_i = \pm x_i$.

Таким образом, выражение (6) описывает последовательную процедуру синтеза когерентно-импульсных сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией по критерию минимума среднеквадратического уровня БЛ ФН в заданном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты.

Анализ результатов синтеза сигналов. Для характеристики полученных результатов определим некоторые параметры синтезируемой многофазной последовательности: N_x – период регулярной импульсной последовательности; M_x – длина импульса⁴;

⁴ N , N_x и M_x измеряются количеством символов i .

$q = N_x/M_x$ – скважность последовательности; K_x – количество периодов повторения на длине $N = N_x K_x$ синтезируемой последовательности; $N_{\text{э}} = N/q$ – эффективная длина синтезируемой последовательности.

Эффективность метода синтеза сигналов оценивалась по глубине подавления среднеквадратического уровня БЛ в области оптимизации $\overline{R_{\text{опт}}}$ с уровнем БЛ вне области оптимизации $\overline{R_{\text{скв}}}$: $\Delta R = \overline{R_{\text{опт}}}/\overline{R_{\text{скв}}}$. С этой целью предложенный алгоритм синтеза и обработки многофазных последовательностей реализован в вычислительной среде MathCad. Вычисления производились в дискретных точках по задержке $\tau_m = \pm m\Delta$ и частоте $f_v = \pm v/(N\Delta)$.

Рассмотрим особенности структуры синтезированных последовательностей с многопозиционной фазовой манипуляцией и установим зависимости рельефа ФН от диапазона оптимизации по задержке и доплеровскому сдвигу частоты.

Проанализируем структуру синтезированной последовательности длиной $N = 32\,768$ при длине фазоманипулированного импульса $M_x = 64$ и периоде повторения $N_x = 256$. Диаграмма значений фазы при $K_{\text{ф}} = 256$ для первых четырех из 128 импульсов синтезированной последовательности приведена на рис. 1. Оптимизация последовательности производилась в диапазоне задержек, равном длине импульса $M = M_x = 64$, и в доплеровской полосе, равной $V = 16$ элементам разрешения по частоте. Приведенная синтезированная последовательность характеризуется псевдослучайной фазовой структурой внутри каждого импульса. Вид ФН синтезированной последовательности изображен на рис. 2, а.

Из рис. 2, а следует, что в частотно-временной плоскости в окрестности главного пика ФН явно выделяется прямоугольная область с пониженным фоном БЛ. Сечение ФН при временном сдвиге $m = 0$ (рис. 2, а) имеет характерные для такого типа сигнала пики неоднозначности. Частотный интервал между пиками определяется периодом следования фазоманипулированных импульсов. Следует отметить, что в сечении ФН при частотном сдвиге $v = 0$ (т. е. в корреляционной функции (КФ) (рис. 2, б)) пики неоднозначности на задержках, кратных периоду повторения импульсов, отсутствуют. Это свидетельствует об их хорошей взаимной декорреляции, обусловленной различием закона изменения фазы сигнала от импульса к импульсу. Проведенный анализ показал, что уровень БЛ в области оптимизации по задержке $\Delta M = (2M_x - 1) = 127$ и по частоте $\Delta V = 2V + 1 = 33$ составляет -55.9 дБ и ниже, чем уровень боковых лепестков вне области оптимизации, на 10.4 дБ.

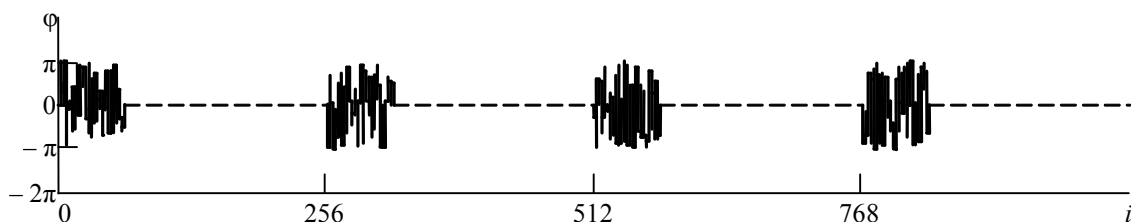


Рис. 1

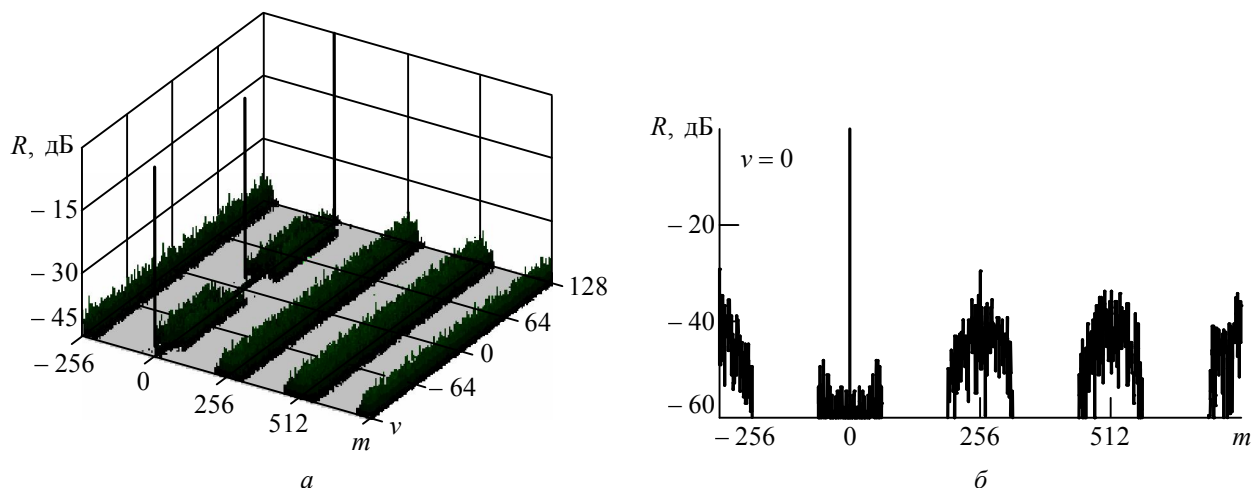


Рис. 2

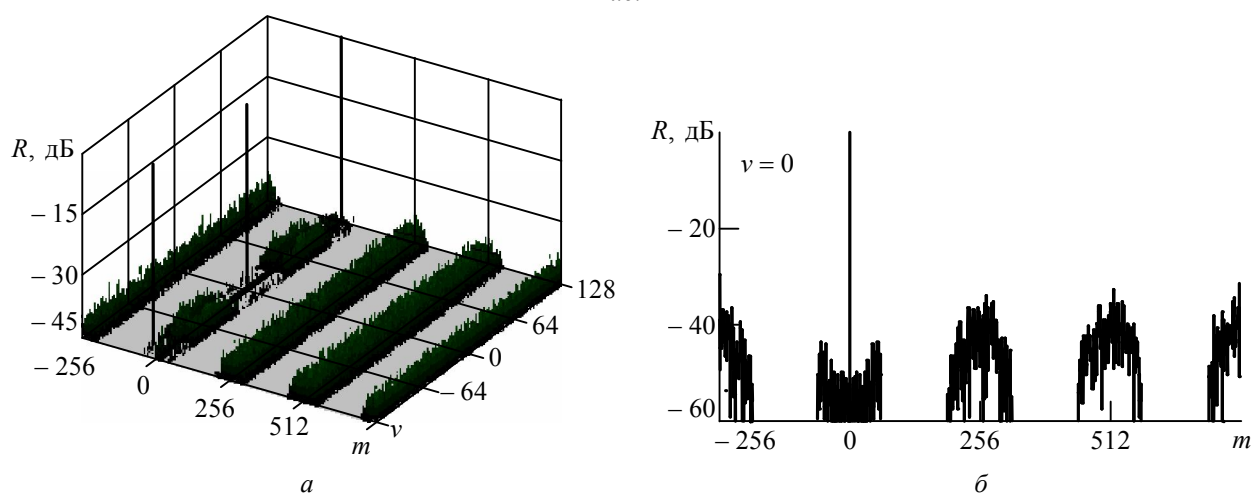


Рис. 3

Расширим полосу оптимизации по частоте в два раза ($\Delta V = 2V + 1 = 65$) (до половины интервала неоднозначности) при сохранении параметров регулярной импульсной последовательности. Рельеф ФН синтезированной в этих условиях последовательности представлен на рис. 3, а, а вид КФ изображен на рис. 3, б. В этом случае уровень БЛ в области оптимизации по задержке и частоте составляет -52.5 дБ, т. е. при расширении полосы оптимизации по частоте в два раза глубина подавления БЛ снизилась на 3.3 дБ и составила 7.1 дБ.

При увеличении длины импульса в два раза ($M_x = 128$), сохранении скважности $q = 4$, длины регулярной импульсной последовательности $N = 32\,768$ и полосе оптимизации по частоте, равной половине интервала неоднозначности ($\Delta V = 33$), среднеквадратический уровень БЛ ФН в зоне оптимизации по задержке и доплеровской частоте практически не изменился и составил -52.3 дБ, а глубина подавления при этом также осталась на прежнем уровне и равна 6.8 дБ. Рельеф ФН и вид КФ для этих условий представлены на рис. 4, а и б соответственно.

Расширение полосы оптимизации в два раза ($\Delta V = 65$) и в этом случае приводит к снижению глубины подавления боковых лепестков приблизительно на 3 дБ. Подтверждением этому могут служить представленный рельеф ФН (рис. 5, а) и вид КФ (рис. 5, б) синтезированной последовательности с параметрами: $M_x = 128$, $q = 4$ и $N = 32\,768$. В этом случае уровень БЛ ФН равномерно понижен до уровня -49.5 дБ в зоне оптимизации по

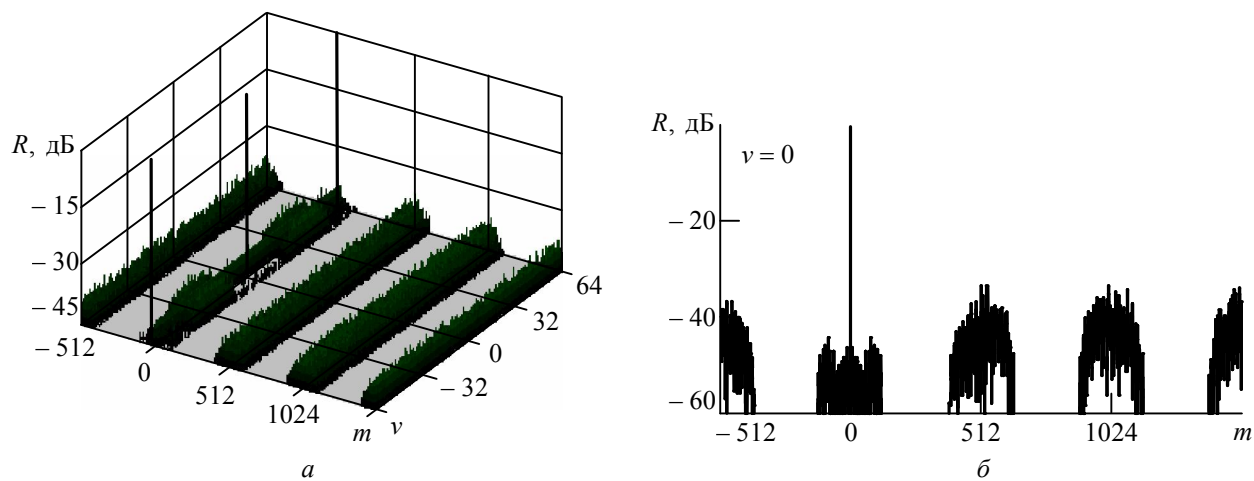


Рис. 4

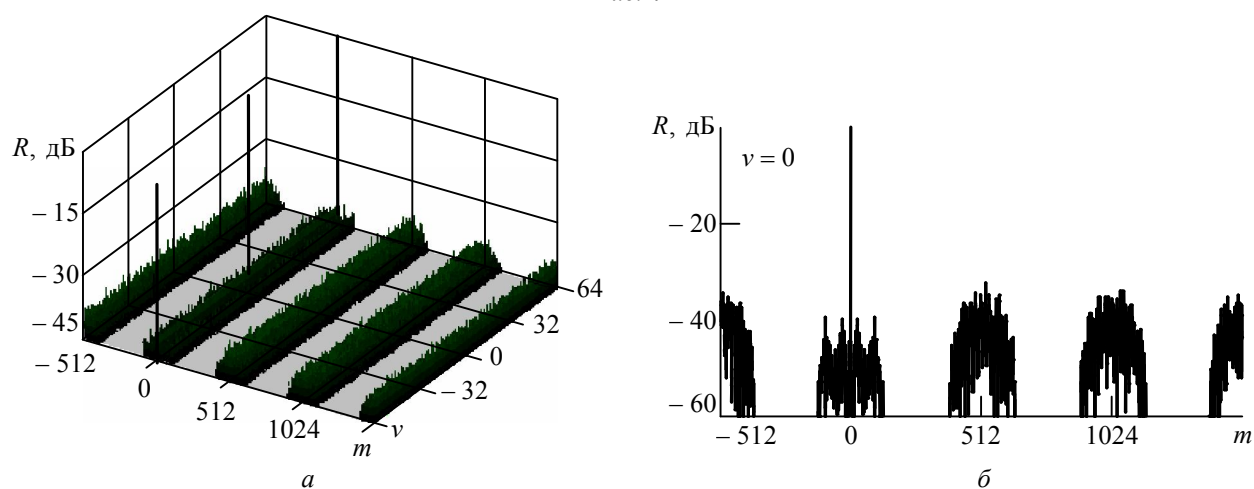


Рис. 5

задержке и в полосе частот, равной интервалу неоднозначности. Глубина подавления среднеквадратического уровня БЛ составляет 4.23 дБ.

Представляет интерес исследование зависимости уровня БЛ в зоне оптимизации от эффективной длины синтезируемой последовательности N_3 , от ширины полосы оптимизации по доплеровской частоте и от числа градаций фазы.

На рис. 6 приведены графики зависимостей уровня БЛ ФН $\overline{R_{\text{ОПТ}}}$ от эффективной длины синтезируемой последовательности N_3 в узкой доплеровской полосе $\Delta F = 1/(N\Delta)$, $\Delta V = 1$ при диапазоне оптимизации по задержке $\Delta M = (2M_x - 1)$. Параметром зависимостей является длина фазоманипулированных импульсов M_x с числом градаций фазы $K_\phi = 256$. Как следует из приведенных зависимостей, при изменении эффективной длины синтезируемой последовательности от 128 до 16 384 глубина подавления БЛ ΔR в области оптимизации ле-

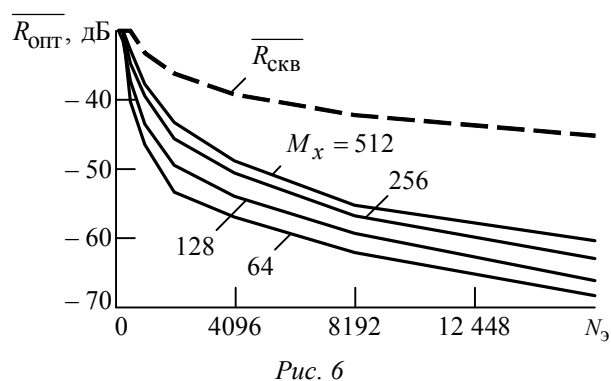


Рис. 6

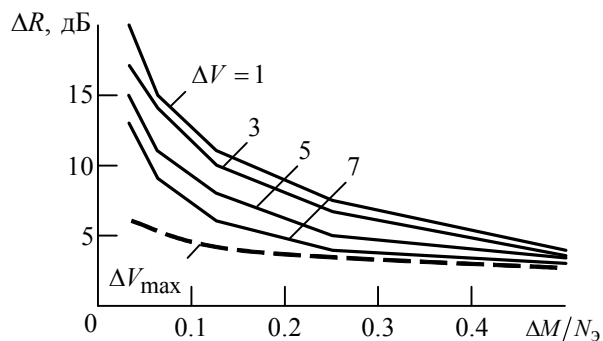


Рис. 7

стей служит значение полосы оптимизации ΔV . Из анализа зависимостей следует, что с расширением полосы оптимизации по доплеровской частоте эффективность подавления БЛ снижается. Так при зоне оптимизации по задержке $\Delta M = 0.1N_3$ глубина подавления снижается на 6 дБ. При максимальной полосе оптимизации ΔV_{\max} , равной интервалу неопределенности по частоте, в диапазоне оптимизации по задержке $\Delta M = (0.05 \dots 0.5)N_3$ (рис. 6, кривая $\overline{R_{\text{СКВ}}}$) глубина подавления боковых лепестков лежит в пределах 6...3 дБ.

Рассмотрим зависимость эффективности подавления БЛ ФН синтезированных последовательностей от числа градаций фазы. Проведенные исследования показали, что переход от бинарного квантования к многопозиционной манипуляции фазы позволяет снизить уровень БЛ ФН в зоне оптимизации приблизительно на 3 дБ. В качестве иллюстрации на рис. 8 приведены зависимости глубины подавления БЛ от количества уровней квантования фазы K_ϕ для фазоманипулированных импульсов различной длины M_x со скважностью $q = 4$. Результаты приведены для синтезированной последовательности длины $N = 8192$ в диапазоне оптимизации по задержке $\Delta M = (2M_x - 1)$. Можно утверждать, что уже при 32 градациях фазы достигается предельное подавление уровня БЛ ФН $\overline{R_{\text{ОПТ}}}$ в диапазоне оптимизации по задержке. Вариация уровня БЛ составляет 1 дБ.

Таким образом, приведенные результаты показывают, что предлагаемая процедура синтеза многофазных импульсных последовательностей позволяет значительно снизить среднеквадратический уровень БЛ ФН в заданном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты. Глубина подавления БЛ зависит от размеров области оптимизации.

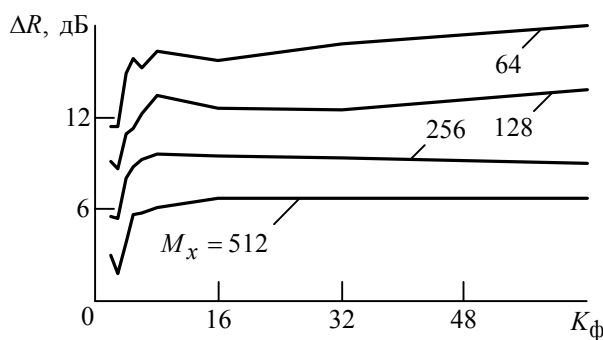


Рис. 8

жит в диапазоне от 3 до 20 дБ. При фиксированной длине сигнала и двукратном расширении зоны оптимизации по задержке уровень БЛ повышается приблизительно на 3 дБ.

Зависимости глубины подавления боковых лепестков ΔR от приведенной зоны оптимизации по задержке $\Delta M/N_3$ представлены на рис. 7. Параметром зависимостей

Следует отметить, что рассматриваемая процедура синтеза сигнала не может претендовать на глобальную оптимизацию, дающую минимум минимум целевой функции. В то же время, предложенная процедура не накладывает ограничений на фазовый алфавит, длину и скважность синтезируемых когерентно-импульсных сигналов.

Список литературы

1. Морская радиолокация / В. И. Винокуров, В. А. Генкин, В. И. Щербак и др.; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
2. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 375 с.
3. Вакман Д. Е., Седлецкий Р. М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1973. 312 с.
4. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 200 с.
5. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
6. Быстров Н. Е. Синтез амплитудно-фазоманипулированных сигналов по критерию минимума среднеквадратического уровня боковых лепестков функции неопределенности в ограниченном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2004. Вып. 3. С. 3–12.
7. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.

N. E. Bystrov, I. N. Zhukova

Novgorod state university n. a. Yaroslav-the-Wise

Synthesis and analysis of multiphase coherent-pulse signals

The procedure of synthesis of multiphase coherent-pulse signals using criteria of minimum volume of ambiguity function in local range of delays and Doppler frequencies is proposed. Suppression of ambiguity function side lobes depends on optimization area size. The procedure does not impose rigid constraints on the phase set, length and off-duty factor of synthesized coherent-pulse signals.

Radar systems, clutter immunity, complex discrete signals synthesis and analysis, ambiguity function analysis.

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2009 г.

УДК 621.391.15

В. Е. Гантмахер, С. М. Платонов

Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого

Синтез оптимальных импульсных последовательностей со свойством "не более одного совпадения" над расширенными полями Галуа второй и третьей степени

Предложены простые для реализации на вычислительной технике методы синтеза оптимальных по длине двоичных последовательностей со свойством "не более одного совпадения" над расширенными полями Галуа второй и третьей степени. Приведены результаты синтеза.

Синтез, двоичные последовательности со свойством "не более одного совпадения", поля Галуа, оптимальность

В [1] предложено два метода синтеза оптимальных по длине двоичных последовательностей (ДП) со свойством "не более одного совпадения". В первом методе ДП формируется над расширенным полем Галуа второй степени $GF(q^2)$, во втором – над полем третьей степени $GF(q^3)$. Каждый из методов состоит из двух этапов. Первый этап заключается в построении разностного множества, сбалансированного на два уровня $\{0,1\}$, названного автомами множеством со свойством "не более одного совпадения" (МОС), а второй – в построе-

нии оптимального множества со свойством "не более одного совпадения" (ОМОС). В обоих случаях $q = p^m$, p – простое число. Недостатком предложенных методов является использование матричного аппарата построения МОС и, как следствие, проведение вычислений с двух- и трехкоординатными векторами, что представляет трудности при реализации алгоритма синтеза последовательностей с большой базой. Кроме того, в [1] не достаточно четко определено правило выбора "подобных векторов". И, наконец, если во втором методе для построения МОС требуется вычислить только q элементов поля Галуа $GF(q^3)$, то в первом методе для этих же целей требуется вычислить все элементы поля Галуа $GF(q^2)$.

Цель настоящей статьи состоит в упрощении методов синтеза оптимальных двоичных последовательностей со свойством "не более одного совпадения", предложенных в [1].

Поставленная цель достигается обработкой одного цуга М-последовательности, построенной в расширенном поле Галуа. МОС в поле $GF(q^2)$ соответствует номерам позиций, на которых расположен один (любой) из символов q -ичной М-последовательности. МОС в поле $GF(q^3)$ соответствует номерам позиций, на которых расположены нулевые символы q -ичной М-последовательности. При этом цуг М-последовательности может быть сформирован любым из известных методов: операторным – на основе рекуррентного соотношения [2], на автономной линейной последовательностной машине [3], с помощью сопровождающей матрицы [4], как это сделано в [1], или любым другим способом.

Входными данными алгоритма являются: простое число p , степень первого расширения m , степень второго расширения n , поля Галуа $GF(q^n)$, вес (число активных символов) ДП R . В результате действия алгоритма формируется оптимальная по длине двоичная последовательность с весом R , обладающая свойством "не более одного совпадения".

Алгоритм синтеза оптимальных ДП включает в себя следующую последовательность действий:

- поиск примитивного полинома над расширенным полем Галуа второй или третьей степени, например по таблице [4];
- формирование по выбранному полиному цуга М-последовательности любым из известных способов;
- построение МОС сопоставлением номеров позиций с соответствующими символами М-последовательности;
- построение всех неинверсно-изоморфных МОС любым из известных способов, например домножением элементов МОС на изоморфный коэффициент по модулю, равному периоду [5];
- оптимизация найденных МОС по длине, например, так же, как это сделано в [1];
- выбор из полученных ОМОС R символов по критерию наименьшей длины.

Проиллюстрируем предлагаемый алгоритм синтеза на примерах.

Пример 1. Входные данные: $p = 13$, $m = 1$, $n = 2$, $q = 13$, $N = q^2 - 1 = 168$.

Примитивный полином над полем $GF(q^{13})$: $x^2 + 12x + 2 \pmod{13}$.

Рекуррентное уравнение, записанное в операторной форме относительно фиктивной переменной z , имеет вид $z = 6D^2z + 7Dz$, где D – оператор задержки Хаффмена. Сформируем цуги М-последовательности длиной $N = (q^2 - 1)/(q - 1) = q + 1$ каждый по рекуррентному уравнению при начальных условиях 1; 0:

Z1	i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
	z_i	1	0	6	3	5	1	11	5	10	9	6	5	6	7
Z2	i	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
	z_i	7	0	3	8	9	7	12	9	5	11	3	9	3	10
...															
Z12	i	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
	z_i	2	0	12	6	10	2	9	10	7	5	12	10	12	1

где $Z1, Z2, \dots, Z12$ – первый, второй и т. д. цуги (количество цугов равно $q - 1$); $i = \overline{0, N - 1}$ – номер символа М-последовательности.

Последовательности цугов связаны между собой соотношением

$$Z_j = \theta^{j-1} Z_1, \tag{1}$$

где θ – первообразный корень поля Галуа $GF(q)$. В рассматриваемом примере $\theta = 7$.

Сформируем МОС из номеров позиций, на которых находится символ "1". В первом цуге номера этих позиций 0 и 5. Чтобы сформировать МОС, необходимо определить, на каких номерах позиций будет стоять "1" в цугах $Z2, Z3, \dots, Z12$. Во втором цуге "1" должна быть на позициях, на которых в первом цуге стоит символ "2", так как, согласно (1), $7^{-1} = 2 \pmod{13}$. Поскольку символ "2" в $Z1$ отсутствует, в $Z2$ не будет символа "1". В $Z3$ "1" должна быть на позициях, на которых в первом цуге стоит символ $7^{-2} = 4 \pmod{13}$. В первом цуге и этот символ отсутствует. Следовательно, и в $Z3$ символа "1" нет. В общем случае для того чтобы определить, на каких позициях в j -м цуге Z_j находится символ "1", надо найти, на каких позициях находится символ $7^{-j+1} \pmod{q}$ в $Z1$. В результате получим МОС: 0, 5, 59, 72, 80, 82, 104, 121, 130, 133, 137, 148, 167.

Для оптимизации МОС необходимо найти множество T , состоящее из чисел, взаимно простых с $N = q^2 - 1 = 168$: $T = \{1, 5, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 37, 41, 43, 47, 53, 55, 59, 61, 65, 67, 71, 73, 79, 83\}$. Оптимизируем по длине каждое МОС, полученное умножением на эти множители, перебором автоморфизмов, и выберем имеющее минимальную длину. Получим ОМОС: 0, 6, 18, 19, 23, 39, 49, 64, 71, 73, 100, 108, 111.

Двоичная последовательность, единичные символы которой расположены на позициях с номерами из ОМОС, имеет вес $q = 13$, оптимальную длину $N = 111$ и обладает свойством "не более одного совпадения".

Пример 2. Входные данные: $p = 2, m = 2, q = 4, N = q^3 - 1 = 63, R = 4$.

Примитивный полином над полем $GF(q^3)$ третьей степени:

$$x^3 + x^2 + x + \alpha + 1 \pmod{(\alpha^2 + \alpha + 1, 2)}.$$

Сформируем один цуг М-последовательности по рекуррентному уравнению

$$z = \alpha(D^3z + D^2z + Dz) \pmod{(\alpha^2 + \alpha + 1, 2)}$$

с начальными условиями 1; 0; 0:

Z1	<i>i</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	<i>z_i</i>	1	0	0	α	$\alpha+1$	α	1	0	1	0	α	1	1	$\alpha+1$	1	1	1	α	$\alpha+1$	0	α

Цуг состоит из $q^2 + q + 1 = 21$ элемента. МОС формируется из номеров позиций, на которых располагаются нулевые символы М-последовательности: 1, 2, 7, 9, 19.

Множество $T = \{t\}$, состоящее из $\varphi(N) = \varphi(21) = 12$ ($\varphi(\cdot)$ – фи-функция Эйлера) чисел, взаимно простых с длиной цуга, может быть разбито на $\varphi(N)/3n = 12/6 = 2$ непересекающихся класса. Первый класс T_1 содержит степени числа p : $T_1 = \{p^i \pmod N, i = 0, 3n - 1\} = \{1, 2, 4, 8, 16, 11\}$. Вторым класс $T_2 = \{5, 10, 13, 17, 19, 20\}$. При использовании в качестве изоморфного множителя элементов одного класса будут получены одинаковые результаты. Таким образом, лишь один элемент, например $t = 5$, может быть использован в качестве изоморфного коэффициента для формирования нового циклически независимого МОС: 5, 10, 14, 3, 11.

Приведем оба МОС к виду с нулевым первым элементом, упорядочим элементы МОС по возрастанию и найдем их автоморфные преобразования:

$$1, 2, 7, 9, 19 \rightarrow 0, 1, 6, 8, 18 \rightarrow 0, 5, 7, 17, 20 \rightarrow 0, 2, 12, 15, 16 \rightarrow 0, 10, 13, 14, 19 \rightarrow 0, 3, 4, 9, 11.$$

$$5, 10, 14, 3, 11 \rightarrow 0, 2, 7, 8, 11 \rightarrow 0, 5, 6, 9, 19 \rightarrow 0, 1, 4, 14, 16 \rightarrow 0, 3, 13, 15, 20 \rightarrow 0, 10, 12, 17, 19.$$

В результате получено два ОМОС с минимаксными значениями $N_{\min} = 11$: 0, 3, 4, 9, 11 и 0, 2, 7, 8, 11. Так как надо найти МОС с весом $R = 4$, выберем из двух ОМОС то, у которого разница между первым и четвертым символами меньше: 0, 2, 7, 8.

Таким образом, отличительные особенности предлагаемых методов синтеза оптимальных по длине импульсных последовательностей над полями $GF(q^2)$ и $GF(q^3)$ от изложенных в [1] состоят в следующем:

- вместо матричного метода расчета МОС применен более простой и менее трудоемкий при реализации на компьютерах операторный метод;
- вместо операций над двухкоординатными и трехкоординатными векторами производятся операции над скалярными переменными и числами, что также упрощает реализацию предлагаемого алгоритма;
- формирование МОС осуществляется на основе одного цуга, который в $q - 1$ раз короче М-последовательности.

Перечисленные особенности существенно упрощают программу генерации ОМОС и повышают ее быстродействие.

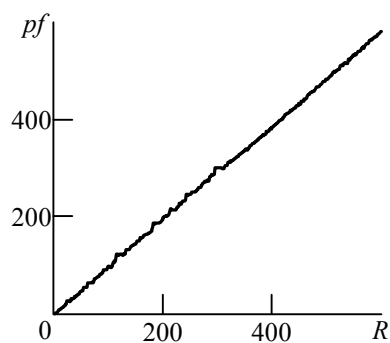


Рис. 1

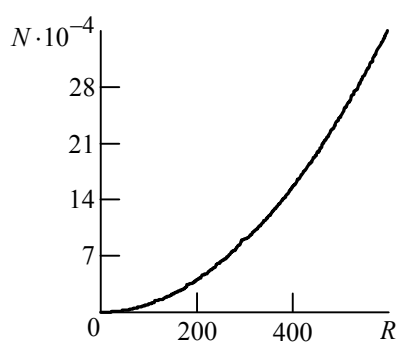


Рис. 2

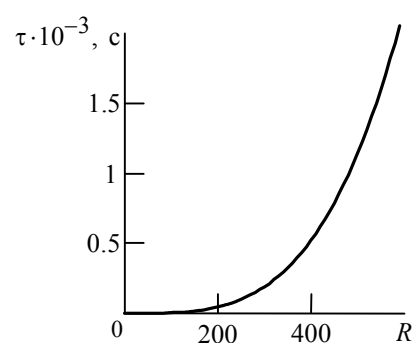


Рис. 3

Для апробации алгоритма, оценки быстродействия программы и исследования свойств синтезируемых двоичных последовательностей проведены компьютерные расчеты оптимальных непериодических ДП с весом от 3 до 600.

Результаты синтеза оптимальных непериодических двоичных последовательностей. Сопоставление рассчитанных таблиц с приведенными в [5] результатами доказало корректность разработанных алгоритма и программы. Для $R \leq 48$ полученные результаты практически полностью совпадают с приведенными в [5]. Исключение составляют ОМОС для $R = 13$ и 47, незначительно превосходящие приведенные в [5] ОМОС по длине: синтезированные ДП имеют $N_{\min} = 111$ и 1804 соответственно против заданных в [5] $N_{\min} = 114$ и 1830. Наличие у синтезированных ДП свойства "не более одного совпадения" подтверждено.

Проанализируем зависимость пик-фактора $pf = N/R$ от веса синтезированных последовательностей. Вид этой зависимости приведен на рис. 1. В [5] приведена аппроксимация этой зависимости семейством линейных функций $pf(R) \approx kR$, $k = 0.71 \dots 0.83$. Такая аппроксимация справедлива на интервале $R = 15 \dots 50$, но при увеличении веса коэффициент k изменяется. На основании исследования зависимости $k(R)$ была установлена аппроксимирующая ее формула:

$$k(R) \approx 0.274(1 - e^{-R/40}) - 0.787[\sin(0.13R)/R] + 0.697.$$

Для этой функции $\lim_{R \rightarrow \infty} k(R) = 0.971$. Таким образом

$$pf(R) \approx kR, \quad k = 0.83 \dots 0.97. \quad (2)$$

На рис. 2 приведен график зависимости оптимальной длины синтезированных последовательностей от их веса. Из (2) и определения пик-фактора следует, что она может быть приближенно описана формулой $N(R) \approx kR^2$, $k = 0.83 \dots 0.97$.

Время синтеза последовательности τ зависит от ее веса и производительности компьютера. Эмпирически было установлено, что $\tau(R) \approx AR^B$, где коэффициенты A , B зависят от производительности компьютера. Для компьютера, на котором проводились расчеты (Intel®Core™ 2 Duo 2.33 GHz, 2 Гб ОЗУ), $A = 2 \cdot 10^{-7}$, $B = 3.6$. График зависимости $\tau(R)$ приведен на рис. 3. В частности на синтез оптимальной непериодической ДП с весом 10 требуется 0.8 мс, с весом 100 – 3.17 с, с весом 200 – 38.44 с. Расчет таблицы последовательностей с весами от 3 до 601 занял 12 ч машинного времени. Для синтеза одной опти-

мальной ДП с весом 1000 на компьютере средней производительности потребуется около четырех часов машинного времени.

Таким образом, предложенный алгоритм синтеза оптимальных по длине двоичных последовательностей со свойством "не более одного совпадения" обладает достаточно высоким быстродействием и позволяет синтезировать последовательности с базой до 10^6 на компьютере средней производительности.

Список литературы

1. Свердлик М. Б., Мелешкович А. Н. Синтез оптимальных импульсных последовательностей со свойством "не более одного совпадения" // Радиотехника и электроника. 1974. № 4. С. 721–729.
2. Цирлер Н. Линейные возвратные последовательности // Кибернетический сборник. 1963. № 3. С. 55–79.
3. Гилл А. Линейные последовательностные машины. М.: Наука, 1974. 287 с.
4. Гантмахер В. Е., Захарин Ю. В. Таблицы неприводимых над $GF(p^n)$ полиномов / Новгородский гос. ун-т. Новгород, 1995. 465 с. Деп. в ВИНТИ 10.11.95, №3006-В95.
5. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 200 с.

V. E. Gantmakher, S. M. Platonov
Novgorod state university n. a. Yaroslav-the-Wise

Optimal pulse sequences with the property "Not more than one coincidence" synthesis over extended Galois fields to the second and third power

Simplicity for computer realization methods of the synthesis of binary sequences having optimal length and the property "Not more than one coincidence" over extended Galois fields to the second and third power are presented. The synthesis results are resulted.

Synthesis, binary sequences with the property of "not more than one coincidence", Galois fields, optimal

Статья поступила в редакцию 30 июля 2009 г.

УДК 621.391

А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, Н. В. Парсаев, Л. Г. Корнилова
Марийский государственный технический университет

Ансамбли квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической автокорреляционной функцией⁵

Решена задача синтеза бесконечного множества ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической автокорреляционной функции. Предложен алгоритм формирования ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической автокорреляционной функцией. Представлен пример синтеза ансамбля квазиортогональных многофазных последовательностей длины $N = 25$.

Синтез, многофазные последовательности, ансамбли, корреляционная функция, граница Вэлча

В современных системах связи множественного доступа с кодовым разделением широкое применение нашли ансамбли кодовых последовательностей, удовлетворяющих

⁵ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 09-07-00072-а.

теоретической границе Вэлча [1], которая устанавливает связь между квадратом максимума корреляционного выброса R_{\max}^2 и объемом V ансамбля:

$$R_{\max}^2 \geq (V-1)/(VN-1), \quad (1)$$

где $R_{\max} = \max(|R_{am}|, |R_{vm}|)$ ($|R_{am}|$ – максимальный по ансамблю боковой лепесток нормированной периодической автокорреляционной функции (АКФ), $|R_{vm}|$ – максимум по ансамблю выброса нормированной периодической взаимной корреляционной функции (ВКФ)); N – длина кодовой последовательности.

В настоящей статье разработан метод синтеза бесконечного множества ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей, каждая из которых обладает нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ.

Постановка задачи синтеза ансамбля квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ. Многофазную последовательность $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ определим на основании выражения

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

где модуль каждого кодового элемента $|\gamma_n| = 1$; i – мнимая единица, фаза φ_n на каждом n -м кодовом интервале принимает любое вещественное значение из диапазона $[0, 2\pi]$.

Периодическую АКФ r_τ определим на основании выражения

$$r_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau(\text{mod } N)} \gamma_n^*, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1,$$

где τ – циклический сдвиг кодовой последовательности; "*" – символ комплексного сопряжения.

Периодическую ВКФ η_τ двух последовательностей $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^{(j)}\}_{0, N-1}$ и $\Gamma^{(l)} = \{\gamma_n^{(l)}\}_{0, N-1}$ определим на основании выражения

$$\eta_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau(\text{mod } N)}^{(l)} \gamma_n^{(j)*}, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1.$$

Последовательности $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^{(j)}\}_{0, N-1}$ и $\Gamma^{(l)} = \{\gamma_n^{(l)}\}_{0, N-1}$ считаем квазиортогональными при выполнении условия

$$|\eta_\tau| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau(\text{mod } N)}^{(l)} \gamma_n^{(j)*} \right| = c, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1, \quad c \ll N.$$

Для любых двух последовательностей $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^{(j)}\}_{0, N-1}$ и $\Gamma^{(l)} = \{\gamma_n^{(l)}\}_{0, N-1}$ из квазиортогонального ансамбля выполняются условия:

$$\begin{aligned}
 |\eta_\tau| &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau(\bmod N)}^{(j)} \gamma_n^{(l)*} \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[i\varphi_{n+\tau(\bmod N)}^{(j)} \right] \exp \left[-i\varphi_n^{(l)} \right] \right| = \\
 &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left\{ i \left[\varphi_{n+\tau(\bmod N)}^{(j)} - \varphi_n^{(l)} \right] \right\} \right| = \begin{cases} |r_\tau^{(j)}|, & j=l; \\ c, & j \neq l. \end{cases}
 \end{aligned}$$

Принимая во внимание условие равенства нулю боковых лепестков периодической АКФ последовательностей $\Gamma^{(j)}$ и $\Gamma^{(l)}$, получим следующее выражение для ансамбля квазиортогональных последовательностей с идеальной периодической АКФ:

$$|\eta_\tau| = \begin{cases} N, & j=l, \tau=0; \\ 0, & j=l, \tau=1, \dots, N-1; \\ c, & j \neq l. \end{cases}$$

Считая, что первые два условия выполнены, необходимо среди многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ найти такие, для которых справедливо третье условие.

Решение задачи синтеза ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ. В [2] разработан регулярный метод синтеза многофазных последовательностей вида (2) с идеальной периодической АКФ в случае, когда длина кодовых последовательностей N является квадратом некоторого целого числа k , т. е. $N = k^2$. Согласно [2] значение фазы φ_n на каждом n -м кодовом интервале определяется выражением

$$\varphi_n = \beta_{n(\bmod k)} + (2\pi/k) \left] n/k \left[n(\bmod k) \lambda, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad N = k^2, \quad (3)$$

где $\beta_0 = 0$; $\beta_m \in [0; 2\pi]$, $m = 1, \dots, k-1$ – фазы, принимающие произвольные вещественные значения из указанного диапазона; $\left[\right]$ – целая часть числа; λ – число, взаимно простое с k .

Запишем выражение для модуля нормированной периодической ВКФ $|\tilde{\eta}_\tau|$ двух многофазных последовательностей $\Gamma^{(j)}$ и $\Gamma^{(l)}$, синтезированных в работе [2]:

$$\begin{aligned}
 |\tilde{\eta}_\tau| &= \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[i \left(\beta_{n+\tau(\bmod k)}^{(j)} + \frac{2\pi}{k} \left] \frac{n+\tau}{k} \left[(n+\tau)(\bmod k) \lambda_j \right] \right) \right] \times \right. \\
 &\quad \times \exp \left[-i \left(\beta_{n(\bmod k)}^{(l)} + \frac{2\pi}{k} \left] \frac{n}{k} \left[n\lambda_l \right] \right) \right] \Big| = \\
 &= \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[i \left(\beta_{n+\tau(\bmod k)}^{(j)} + \frac{2\pi}{k} \left] \frac{n+\tau}{k} \left[(n+\tau)(\bmod k) \lambda_j - \right. \right. \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \left. \left. - \beta_{n(\bmod k)}^{(l)} - \frac{2\pi}{k} \left] \frac{n}{k} \left[n\lambda_l \right] \right) \right] \right], \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4)
 \end{aligned}$$

Введя обозначения $n = pk + q$, $p = 0, \dots, k-1$, $q = 0, \dots, k-1$; $\tau = uk + v$, $u = 0, \dots, k-1$, $v = 0, \dots, k-1$, представим выражение (4) в виде

$$\begin{aligned} |\tilde{\eta}_\tau| &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{pk+q+uk+v(\text{mod } k)}^{(j)} + \frac{2\pi}{k} \right) \frac{pk+q+uk+v}{k} \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times (pk+q+uk+v)(\text{mod } k) \lambda_j - \beta_{pk+q(\text{mod } k)}^{(l)} + \frac{2\pi}{k} \right] \frac{pk+q}{k} \left[(pk+q)(\text{mod } k) \lambda_l \right] \right| = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \left[\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} + \frac{2\pi}{k} \left(p+u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) \right] (q+v)(\text{mod } k) \lambda_j - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \beta_q^{(l)} - \frac{2\pi}{k} pq \lambda_l \right] \right\} \right|. \end{aligned}$$

Перегруппировав слагаемые, получим

$$\begin{aligned} |\tilde{\eta}_\tau| &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \times \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \left[\frac{2\pi}{k} \left(p+u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) \right] (q+v)(\text{mod } k) \lambda_j - \frac{2\pi}{k} pq \lambda_l \right\} \right] \right| = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \frac{2\pi}{k} \left[p(q+v) \lambda_j + \left(u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) (q+v) \lambda_j - pq \lambda_l \right] \right\} \right| = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \frac{2\pi}{k} \left\{ p \left[(q+v) \lambda_j - q \lambda_l \right] + \left(u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) (q+v) \lambda_j \right\} \right\} \right| = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \frac{2\pi}{k} p \left[(q+v) \lambda_j - q \lambda_l \right] \right\} \exp \left[i \frac{2\pi}{k} \left(u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) (q+v) \lambda_j \right] \right| = \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp \left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \right] \exp \left[i \frac{2\pi}{k} \left(u + \left[\frac{q+v}{k} \right] \right) (q+v) \lambda_j \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp \left\{ i \frac{2\pi}{k} p \left[(q+v) \lambda_j - q \lambda_l \right] \right\} \right|. \end{aligned}$$

Внутренняя сумма в этом выражении является полной рациональной суммой первой степени:

$$\sum_{p=0}^{k-1} \exp\left\{i \frac{2\pi}{k} p [(q+v)\lambda_j - q\lambda_l]\right\} = \sum_{p=0}^{k-1} \exp\left\{i \frac{2\pi}{k} [pq(\lambda_j - \lambda_l) + pv\lambda_j]\right\},$$

где $p, q, v = 0, \dots, k-1$. Эта сумма равна 1, если выполняется равенство [3]:

$$\text{НОД}[pq(\lambda_j - \lambda_l) + pv\lambda_j, k] = 1. \quad (5)$$

Поскольку λ – число, взаимно простое с k , то $\text{НОД}(\lambda_j, k) = 1$ и $\text{НОД}(\lambda_l, k) = 1$. Тогда равенство (5) выполняется при условии [4] $\text{НОД}(\lambda_j - \lambda_l, k) = 1$. Таким образом, модули отсчетов нормированной периодической ВКФ двух многофазных последовательностей $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n\}_{0, N-1}^{(j)}$ и $\Gamma^{(l)} = \{\gamma_n\}_{0, N-1}^{(l)}$, определяемых выражением (3), равны:

$$|\tilde{\eta}_\tau| = \frac{1}{N} \left| \sum_{q=0}^{k-1} \exp\left[i \left(\beta_{q+v(\text{mod } k)}^{(j)} - \beta_q^{(l)} \right) \right] \exp\left[i \frac{2\pi}{k} \left(u + \left\lfloor \frac{q+v}{k} \right\rfloor \right) (q+v)\lambda_j \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{p=0}^{k-1} \exp\left\{ i \frac{2\pi}{k} [pq(\lambda_j - \lambda_l) + pv\lambda_j] \right\} \right| = \frac{1}{\sqrt{N}},$$

если $\tau = 0, \dots, N-1$, а разность $\lambda_j - \lambda_l \pmod{k}$ – число, взаимно простое с k .

Синтезируем ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей длины $N = k^2$ объема V . Для этого из совокупности вычетов по модулю k , взаимно простых с k : $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\phi(k)-1}\}$ ($\phi(k)$ – фи-функция Эйлера), необходимо отобрать такие, для которых выполняется равенство

$$\text{НОД}(\lambda_j - \lambda_l, k) = 1, \quad j, l = 0, \dots, V-1, \quad j \neq l. \quad (6)$$

В общем случае число $N = k^2$ может быть представлено в виде произведения простых чисел p_1, p_2, \dots, p_k , каждое из которых участвует в произведении v_1, v_2, \dots, v_k раз, т. е. $N = p_1^{v_1} p_2^{v_2} \dots p_k^{v_k}$, $1 < p_1 < p_2 < \dots < p_k$.

Система вычетов по модулю k , удовлетворяющих условию (6), будет иметь вид $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{p_1-2}\} = \{1, 2, \dots, p_1\}$, так как полная система вычетов по модулю простого числа p_1 образует мультипликативную группу $G(p_1)$ поля Галуа $GF(p_1)$ [4]. Нулевой элемент этой группы не рассматривается, так как при вычислении периодической ВКФ $j \neq l$. В любой другой группе $G(p_j)$, $j > 1$ всегда найдутся вычеты, кратные p_1 , для которых условие (6) не выполняется. Тогда в случае нечетного N объем ансамбля

$$V = p_1 - 1, \quad (7)$$

где p_1 – наименьшее простое число в каноническом разложении числа N .

Из выражения (7) следует важный вывод: ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ может быть образован только для нечетных значений N , так как в случае четных N объем ансамбля $V = p_1 - 1 = 2 - 1 = 1$.

Определим количество K ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ нечетной длины $N = k^2$. Элементы вектора фаз $\mathbf{B} = \{\beta_m\}_{0, k-1}$ в выражении (3), определяющем значения фазы φ_n на каждом n -м кодовом интервале последовательности $\mathbf{\Gamma} = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}$, принимают произвольные вещественные значения из диапазона $\beta_0 = 0, \beta_m \in [0; 2\pi], m = 1, \dots, k-1$, поэтому для нечетных значений $N = k^2$ можно сформировать бесконечное множество ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ: $K = \infty$.

Алгоритм синтеза ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ. Алгоритм синтеза ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ в случае $N = k^2, k \pmod{2} \neq 0$, состоит в следующем:

1. Определить систему вычетов по модулю k , взаимно простых с k :

$$\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\phi(k)-1}\}.$$

2. Определить наименьшее простое число p_1 в каноническом разложении числа N

$$N = p_1^{v_1} p_2^{v_2} \dots p_r^{v_r}, 1 < p_1 < p_2 < \dots < p_r.$$

3. Среди всех $C_{\phi(k)}^{p_1-1}$ сочетаний по $p_1 - 1$ вычетов по модулю k , взаимно простых с

k , из $\phi(k)$ возможных вычетов отобрать w -е сочетания вычетов $\{\lambda_0^{(w)}, \lambda_1^{(w)}, \dots, \lambda_{p_1-2}^{(w)}\}$,

для которых справедливо условие $\text{НОД}(\lambda_q^{(w)} - \lambda_l^{(w)}, k) = 1, q \neq l, q, l = 0, 1, \dots, \phi(k) - 1$,

где $w = 0, 1, \dots, W - 1, W \rightarrow \infty$ – количество формируемых ансамблей.

4. w -й ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ будет иметь вид

$$\left\{ \Gamma_{(0)}^{(w)}, \Gamma_{(1)}^{(w)}, \dots, \Gamma_{(j)}^{(w)}, \dots, \Gamma_{(V-1)}^{(w)} \right\}^6, \quad (8)$$

где $V = p_1 - 1$, а j -я последовательность из ансамбля (8) описывается как

$$\Gamma_{(j)}^{(w)} = \left\{ \gamma_{(j)_n}^{(w)} \right\} = \left\{ \exp \left[i \left(\beta_{n \pmod{k}} + 2\pi/k \right) n/k \left[n \lambda_j^{(w)} \right] \right] \right\}, j = 0, \dots, V - 1, n = 0, 1, \dots, N - 1.$$

⁶ Нижний индекс в скобках введен для различения нумерации последовательностей в составе ансамбля от нумераций кодовых элементов в составе последовательности или элементов в составе вектора, которые даются без скобок.

В качестве примера на основе разработанного алгоритма синтезируем ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ длины $N = 25$. Запишем ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей в виде векторов фаз $\Phi^{(j)} = \{ \varphi_n^{(j)} \}_{0, N-1}$, $j = 0, \dots, 3$. Объем ансамбля $V = 4$. Максимум корреляционного выброса $|R_{\max}| = 1/\sqrt{25} = 0.2$.

Начальные условия для построения ансамбля:

$$\lambda_0 = 1, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 & \beta_1^{(0)} & \beta_2^{(0)} & \beta_3^{(0)} & \beta_4^{(0)} \end{bmatrix}; \lambda_1 = 2, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \beta_1^{(1)} & \beta_2^{(1)} & \beta_3^{(1)} & \beta_4^{(1)} \end{bmatrix};$$

$$\lambda_2 = 3, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \beta_1^{(2)} & \beta_2^{(2)} & \beta_3^{(2)} & \beta_4^{(2)} \end{bmatrix}; \lambda_3 = 4, \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & \beta_1^{(3)} & \beta_2^{(3)} & \beta_3^{(3)} & \beta_4^{(3)} \end{bmatrix}.$$

Синтезированный ансамбль имеет вид:

$$\Phi_0 = \left\{ \begin{array}{l} 0 \ \beta_1^{(0)} \ \beta_2^{(0)} \ \beta_3^{(0)} \ \beta_4^{(0)} \ 0 \ \beta_1^{(0)} + 4\pi/5 \ \beta_2^{(0)} + 8\pi/5 \ \beta_3^{(0)} + 2\pi/5 \ \beta_4^{(0)} + 6\pi/5 \\ 0 \ \beta_1^{(0)} + 8\pi/5 \ \beta_2^{(0)} + 6\pi/5 \ \beta_3^{(0)} + 4\pi/5 \ \beta_4^{(0)} + 2\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(0)} + 2\pi/5 \ \beta_2^{(0)} + 4\pi/5 \\ \beta_3^{(0)} + 6\pi/5 \ \beta_4^{(0)} + 8\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(0)} + 6\pi/5 \ \beta_2^{(0)} + 2\pi/5 \ \beta_3^{(0)} + 8\pi/5 \ \beta_4^{(0)} + 4\pi/5 \end{array} \right\};$$

$$\Phi_1 = \left\{ \begin{array}{l} 0 \ \beta_1^{(1)} \ \beta_2^{(1)} \ \beta_3^{(1)} \ \beta_4^{(1)} \ 0 \ \beta_1^{(0)} + 8\pi/5 \ \beta_2^{(1)} + 6\pi/5 \ \beta_3^{(1)} + 4\pi/5 \ \beta_4^{(1)} + 2\pi/5 \\ 0 \ \beta_1^{(1)} + 6\pi/5 \ \beta_2^{(1)} + 2\pi/5 \ \beta_3^{(1)} + 4\pi/5 \ \beta_4^{(1)} + 4\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(1)} + 4\pi/5 \ \beta_2^{(1)} + 4\pi/5 \\ \beta_3^{(1)} + 2\pi/5 \ \beta_4^{(1)} + 6\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(1)} + 2\pi/5 \ \beta_2^{(1)} + 4\pi/5 \ \beta_3^{(1)} + 6\pi/5 \ \beta_4^{(1)} + 8\pi/5 \end{array} \right\};$$

$$\Phi_2 = \left\{ \begin{array}{l} 0 \ \beta_1^{(2)} \ \beta_2^{(2)} \ \beta_3^{(2)} \ \beta_4^{(2)} \ 0 \ \beta_1^{(2)} + 2\pi/5 \ \beta_2^{(2)} + 4\pi/5 \ \beta_3^{(2)} + 6\pi/5 \ \beta_4^{(2)} + 8\pi/5 \\ 0 \ \beta_1^{(2)} + 4\pi/5 \ \beta_2^{(2)} + 8\pi/5 \ \beta_3^{(2)} + 2\pi/5 \ \beta_4^{(2)} + 6\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(2)} + 6\pi/5 \ \beta_2^{(2)} + 2\pi/5 \\ \beta_3^{(2)} + 8\pi/5 \ \beta_4^{(2)} + 4\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(2)} + 8\pi/5 \ \beta_2^{(2)} + 6\pi/5 \ \beta_3^{(2)} + 4\pi/5 \ \beta_4^{(2)} + 2\pi/5 \end{array} \right\};$$

$$\Phi_3 = \left\{ \begin{array}{l} 0 \ \beta_1^{(3)} \ \beta_2^{(3)} \ \beta_3^{(3)} \ \beta_4^{(3)} \ 0 \ \beta_1^{(3)} + 6\pi/5 \ \beta_2^{(3)} + 2\pi/5 \ \beta_3^{(3)} + 8\pi/5 \ \beta_4^{(3)} + 4\pi/5 \\ 0 \ \beta_1^{(3)} + 2\pi/5 \ \beta_2^{(3)} + 4\pi/5 \ \beta_3^{(3)} + 6\pi/5 \ \beta_4^{(3)} + 8\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(3)} + 8\pi/5 \ \beta_2^{(3)} + 6\pi/5 \\ \beta_3^{(3)} + 4\pi/5 \ \beta_4^{(3)} + 2\pi/5 \ 0 \ \beta_1^{(3)} + 4\pi/5 \ \beta_2^{(3)} + 8\pi/5 \ \beta_3^{(3)} + 2\pi/5 \ \beta_4^{(3)} + 6\pi/5 \end{array} \right\}.$$

В статье сформулирована задача синтеза ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков периодической АКФ. Доказано, что в случае $N = k^2$, $k \neq 0 \pmod{2}$, можно сформировать бесконечное множество ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ. При этом объем каждого формируемого ансамбля определяется как $V = p_1 - 1$, где p_1 – наименьшее простое число в каноническом разложении числа N .

Разработан алгоритм формирования ансамблей квазиортогональных многофазных последовательностей с идеальной периодической АКФ. В качестве примера на основе предложенного алгоритма синтезирован ансамбль квазиортогональных многофазных последовательностей длины $N = 25$.

Ансамбли квазиортогональных последовательностей, полученные на основе разработанного алгоритма, удовлетворяют теоретической границе Вэлча (1), однако не являются оптимальными с позиции достижения максимально возможного объема, а также значительно уступают известным минимаксным ансамблям [1], [5], [6] двоичных и троичных и бинарных последовательностей с позиции их технической реализуемости.

Список литературы

1. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
2. Парсаев Н. В., Леухин А. Н. Дискретные фазокодированные последовательности с нулевым уровнем боковых лепестков циклической автокорреляционной функции размерности квадратных чисел // Вест. Мари-инского гос. техн. ун-та. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2008. № 3. С. 36–45.
3. Коробов Н. М. Тригонометрические суммы и их приложения. М.: Наука, 1989. 240 с.
4. Лидл Р., Нидеррайтер Г. Конечные поля: В 2 т. / пер. с англ.; под ред. В. И. Нечаева. М.: Мир, 1988. 820 с.
5. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
6. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.

A. N. Leukhin, A. Yu. Tyukaev, N. V. Parsaev, L. G. Kornilova
Mari state technical university

Ensembles of quasiorthogonal polyphase sequences with ideal periodical autocorrelation function

The synthesis's problem of ensembles's infinite set of quasiorthogonal polyphase sequences with a zero level of side lobes of a periodic autocorrelation function is solved. The algorithm of creation of quasiorthogonal multiphase sequences's ensembles with an ideal periodic autocorrelation function is offered. The example of synthesis of quasiorthogonal multiphase sequences's ensemble for length $N = 25$ is presented.

Synthesis, polyphase sequences, ensembles, correlation function, Welch-bound

Статья поступила в редакцию 31 октября 2009 г.

УДК 621.396.969.11

Д. В. Гайворонский, В. П. Ипатов, И. М. Самойлов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"
С. Б. Болошин, Б. В. Шебшаевич
ОАО "Российский институт радионавигации и времени"

К выбору сигнатурных ансамблей для нового поколения радиointерфейса системы ГЛОНАСС

Проведена систематизация показателей качества сигнатурных ансамблей для будущего CDMA-радиointерфейса системы ГЛОНАСС. Рассмотрены сценарии допустимого маневра в выборе длины кодов, а также жесткой априорной фиксации указанной длины. Предложены конкретные варианты ансамблей дальномерных кодов, привлекаемые как по метрическим характеристикам, так и по технологической простоте.

Спутниковые радионавигационные системы, GPS, ГЛОНАСС, ансамбль Касами, ансамбль Камалетдинова, ансамбль Кердока, разделение сигналов, помеха множественного доступа

По мере расширения сферы приложений спутниковой радионавигации к глобальным спутниковым радионавигационным системам (ГНСС) предъявляются все более жесткие требования в части точности, целостности и надежности позиционирования. Как отражение этого тренда одним из важнейших направлений модернизации систем GPS и ГЛОНАСС является введение в пользовательский интерфейс новых дальномерных сигналов, манипулированных псевдослучайными кодами существенно большей длины, чем предусмотренные первоначальными спецификациями GPS и ГЛОНАСС. Проекты обновления радиointерфейса первой из названных систем были инициированы на рубеже текущего столетия и перешли в практическую плоскость в 2005 г. с запуском космических аппаратов (КА) поколения Block II-R, излучающих в диапазоне L2 новый гражданский сигнал L2C [1], [2]. В ближайшее время ожидается появление в эфире сигналов прежде не использовавшегося GPS аэронавигационного диапазона L5 [3], [4], а в последующем – нового гражданского сигнала L1C, дополняющего существующий C/A-сигнал диапазона L1 [5], [6].

Аналогичные шаги предпринимаются и в рамках программы развития ГНСС ГЛОНАСС. При этом, однако, возникает специфическая для данной системы дилемма: вписывать ли вновь вводимые сигналы в исторически укоренившийся формат частотного разделения либо, отказавшись от подобной преемственности, принять за основу кодовое разделение по примеру как GPS, так и вновь создаваемых систем Galileo, QZSS, Beidou/Compass и др. Однако в целом дискуссия по этому вопросу не завершена, по крайней мере в части диапазона L3 естественной была бы ориентация на кодовое разделение. В самом деле, упомянутый диапазон как вновь осваиваемый предоставляет разработчику максимальную свободу действий. При этом кодовое разделение позволит максимально рассредоточить энергию каждого из сигналов КА по всей отведенной полосе в противовес дроблению ресурса между спутниками, свойственному частотному разделению. В результате при фиксированном спектральном ресурсе кодовое разделение окажется в выигрыше сравнительно с частотным по

показателям точности позиционирования, разрешения сигнала с многолучевой помехой, иммунитета к сосредоточенным и заградительным помехам и т. п. Учитывая это, обсуждаемые далее предложения по выбору ансамбля дальномерных кодов можно отнести в первую очередь к диапазону L3, хотя вероятное решение о введении кодового разделения в других диапазонах потенциально придает приведенным рекомендациям большую универсальность.

Критерии выбора сигналов с кодовым разделением. В ГНСС, основанных на кодовом разделении, каждому КА присваивается индивидуальный дальномерный код, представляющий собой псевдослучайную бинарную последовательность, задающую закон фазовой манипуляции общей для всех спутников несущей. Указанная последовательность, именуемая в терминологии CDMA-систем сигнатурой, периодична с периодом N . Тем самым комплексную огибающую сигнала k -го спутника можно выразить равенством

$$\dot{S}_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{k,i} S_0(t - i\Delta), \quad (1)$$

где $a_{k,i} = \pm 1$, $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$ – бинарная кодовая последовательность (сигнатура); $S_0(\cdot)$ – закон, описывающий форму элементарного импульса, часто называемого чипом; Δ – длительность чипа. Сигнатура удовлетворяет соотношению $a_{k,i} = a_{k,i+N}$, $\forall i$ для всех $k = 1, 2, \dots, K$, где K – общее число сигналов, т. е. мощность сигнатурного ансамбля.

Как видно из (1), синтез подходящего ансамбля сигналов КА распадается на выбор формы и длительности чипа и оптимизацию ансамбля сигнатур. Первая из этих задач направлена на эффективную утилизацию отведенной полосы, т. е. обеспечение максимальной потенциальной точности измерения запаздывания сигнала и требуемой разрешающей способности по отношению к многолучевой помехе. Для этого длительность чипа следует положить примерно равной значению, обратному ширине выделенного спектра, а его форму выбрать с учетом ограничений, регламентирующих уровень внеполосной мощности. В контексте предложенного анализа чип допустимо считать прямоугольным.

Оптимизация набора из K сигнатур связана с гораздо более кропотливой и многоальтернативной аналитической работой. Все базовые характеристики качества ансамбля K сигналов выражаются в терминах нормированной двумерной взаимной корреляционной функции (ВКФ) $\rho_{kl}(\tau, F)$, характеризующей степень сходства k -го и l -го сигналов, смещенных друг относительно друга на интервал τ по времени и на частоту F :

$$\rho_{kl}(\tau, F) = \frac{1}{E} \int_0^T \dot{S}_k(t) \dot{S}_l^*(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt, \quad k, l = 1, 2, \dots, K, \quad (2)$$

где E – энергия сигнала за период $T = N\Delta$. Подстановка (1) в (2) приводит к равенству [7], [8]

$$|\rho_{kl}(\tau, F)| = \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} \rho_{k,k}(m, F\Delta) \rho_0(\tau - m\Delta, F) \right|, \quad k, l = 1, 2, \dots, K, \quad (3)$$

связывающему двумерную ВКФ k -го и l -го сигналов с двумерными ВКФ чипа $\rho_0(\tau, F)$ и кодовой последовательности

$$\rho_{k,kl}(m, F\Delta) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} a_{k,i} a_{l,i-m} \exp(-j2\pi i F \Delta). \quad (4)$$

Последняя величина есть мера сходства k -й и l -й сигнатур при их относительном сдвиге на m позиций по времени и взаимном набеге фазы за длительность чипа $F\Delta$. Физически (2) выражает отклик фильтра, согласованного с k -м сигналом, на l -й сигнал, расстроенный относительно фильтра на частоту F , нормированный к реакции этого фильтра на полезный сигнал. Иными словами, при $l \neq k$ $\rho_{kl}(\tau, F)$ характеризует помеху, создаваемую l -м сигналом приему k -го сигнала, называемую помехой множественного доступа (ПМД). Присутствие в (2), (3) произвольной задержки τ между полезным и сторонним сигналами обусловлено асинхронной природой ГНСС, т. е. значительным разбросом длин трасс распространения от КА до потребителя. Частотный же сдвиг F обязан своим происхождением различию доплеровских сдвигов сигналов КА, а также (в режиме поиска) начальному сбою бортового эталона относительно системного. Учитывая, что $\rho_0(\tau)$ обращается в нуль при $|\tau| > \Delta$, и представляя взаимную задержку сигналов в виде $\tau = m_0\Delta + \tau_0$, где m_0 – целое, а $0 \leq \tau_0 < \Delta$, нетрудно привести (3) к удобной для численного анализа форме

$$|\rho_{kl}(\tau, F)| = |\rho_{k,kl}(m_0, F\Delta)\rho_0(\tau_0, F) + \rho_{k,kl}(m_0 + 1, F\Delta)\rho_0(\tau_0 - \Delta, F)|, \quad k, l = 1, 2, \dots, K, \quad (5)$$

где в силу допущения о прямоугольности чипа

$$\rho_0(\tau_0, F) = \frac{\sin[\pi F(\Delta - |\tau_0|)]}{\pi F \Delta} \exp[-j\pi F(\Delta + \tau_0)].$$

Важнейшей целью оптимизации набора сигналов КА служит минимизация уровня ПМД. Из (3), (5) следует, что при фиксированной форме чипа уровень ПМД полностью определяется ВКФ кодовых последовательностей (4). Поэтому для снижения интенсивности ПМД сигнатурный ансамбль следует выбирать из условия малого уровня взаимных корреляций между кодовыми последовательностями.

Интегральным по ансамблю показателем интенсивности ПМД мог бы служить среднеквадратический уровень взаимных корреляций

$$\rho_{\text{rms}} = \sqrt{\overline{|\rho_{k,kl}(m, F\Delta)|^2}}, \quad (6)$$

где верхняя горизонтальная черта символизирует усреднение по всем парам сигнатур ($k \neq l$), а также всем их возможным сдвигам по времени ($0 \leq m \leq N-1$) и частоте $|F| \leq F_{\text{max}}$ (F_{max} – максимальное абсолютное значение частотной расстройки). Как показано в [7], при охвате зоной частотных расстроек нескольких элементов разрешения по частоте среднеквадратический выброс взаимной корреляции любых двух фазомодулированных (ФМ) последовательностей не может быть ниже уровня $1/\sqrt{N}$. Для ГНСС типичны доплеровские расстройки до десятков килогерц при периоде сигнала, измеряемом миллисекундами, т. е. при частотном элементе разрешения не более килогерца. В столь широких зонах сдвигов по частоте рассчитывать на существование сигнатурного ансамбля

с $\rho_{\text{rms}} < 1/\sqrt{N}$ не приходится. В то же время при случайном выборе ФМ-сигнатур ожидаемое значение средней мощности ПМД ρ_{rms}^2 равно $1/N$ [8], что означает практическую инвариантность среднеквадратического уровня взаимных корреляций к конкретной структуре сигнатур и зависимость этого параметра только от длины кодовых последовательностей N . В связи с этим задача оптимизации сигнатурного множества по критерию минимума ρ_{rms} становится достаточно бессодержательной, как только выбрана кодовая длина N .

Одну из альтернатив ρ_{rms} можно видеть в таком параметре, как максимальный по ансамблю пик ВКФ сигнатур (4) во всей зоне задержек $0 \leq m \leq N-1$ и частотных сдвигов $|F| \leq F_{\text{max}}$:

$$\rho_{\text{max}} = \max_{\substack{k \neq l \\ m, F}} |\rho_{k,kl}(m, F\Delta)|. \quad (7)$$

Ограниченность этого показателя состоит в недостаточном учете им статистической природы ПМД. В самом деле, в широком диапазоне доплеровских расстройек сигнал стороннего КА в значительной степени подобен шумовому процессу, максимальные выбросы которого имеют пренебрежимо малую вероятность. В этой ситуации предпочтение одного ансамбля другому только потому, что у первого меньше значение ρ_{max} , окажется сомнительным, если пик корреляции второго наблюдается на сравнительно малом множестве точек области (m, F) , тогда как остальные выбросы ВКФ у него заметно статистически меньше, чем у первого. Кроме того, на фактическое значение ρ_{max} может влиять густота сетки (особенно по оси F), на которой производится численный анализ ВКФ. В этом свете более надежной представляется ориентация на квантили ПМД, т. е. пороговые уровни, вероятность превышения которых выбросами ВКФ равна установленному значению. В представленном далее численном анализе за основу принимался однопроцентный квантиль, т. е. порог, вероятность выхода за который составляла 0.01.

Во многих публикациях по проблеме выбора сигналов в ГНСС особое внимание обращено на корреляционные свойства сигнатур в отсутствие взаимных доплеровских сдвигов, т. е. при $F_{\text{max}} = 0$ ([2], [4], [6] и др.) Такой подход, характерный для многих задач теории CDMA-систем, в приложении к ГНСС имеет те основания, что, во-первых, сигнал стороннего КА с нулевой доплеровской расстройкой наиболее вероятен, а во-вторых, наиболее опасен в том смысле, что его детерминированность исключает эффект усреднения в приемнике между последовательными сеансами когерентного накопления. При этом в показателях ρ_{rms} и ρ_{max} разумно учесть не только взаимные, но и автокорреляции, для которых в (4) $k = l, m \neq 0$. Тем самым под минимизацию попадут не только значения ПМД, но и боковые лепестки автокорреляционных функций (АКФ), связанные с риском аномальных ошибок оценок запаздывания сигнала, ложных захватов при поиске и многолучевых погрешностей позиционирования. Если ввести для ВКФ-сигнатур при нулевом частотном

сдвиге обозначение $\rho_{k,kl}(m) = \rho_{k,kl}(m, 0)$, критерий (6) примет вид $\rho_{\text{rms}} = \sqrt{|\rho_{c,kl}(m)|^2}$,

где усреднение проводится по всем $k, l = 1, 2, \dots, K, m = 0, 1, \dots, N - 1$ с изъятием лишь точек, отвечающих основным лепесткам АКФ сигнатур: $k = l, m = 0$.

При отыскании корреляционного пика (7) максимизация будет осуществляться на этом же множестве:

$$\rho_{\max} = \max_{k, l, m \setminus k=l \cap m=0} |\rho_{k, kl}(m)|. \quad (8)$$

Фундаментальное ограничение потенциала минимизации нежелательных корреляций в ансамбле K асинхронных сигнатур длины N устанавливается границей Велча [7], [8]

$$\rho_{\max}^2 \geq \rho_{\text{rms}}^2 \geq (K - 1)/(KN - 1) \approx 1/N, K \gg 1. \quad (9)$$

Отметим, что при случайном отборе сигнатур ожидаемое значение ρ_{rms}^2 остается равным $1/N$ и после исключения из показателя (6) частотной расстройкой, а также введения в него автокорреляций [8]. Это, как и ранее, означает практическую инвариантность ρ_{rms}^2 к конкретной структуре сигнатур при фиксированной их длине. Поэтому при $F_{\max} = 0$ нетривиальной может считаться лишь задача поиска сигнатурных ансамблей с минимальным значением корреляционного пика (8):

$$\rho_{\max} = \min. \quad (10)$$

В свете минимаксного критерия (10) ансамбли, достигающие (хотя бы асимптотически при $N \rightarrow \infty$) границы Велча (9), следует считать оптимальными, объединив их общим наименованием *минимаксные*.

Итак, согласно изложенному, оптимизация сигнатур по критерию средней мощности ПМД, будь то в условиях заметных частотных расстройек или при $F_{\max} = 0$, по существу исчерпывается выбором кодовой длины N . Желание ослабить ПМД подталкивает к увеличению N , однако использование чрезмерно длинных последовательностей приведет к недопустимому затягиванию процедуры "холодного" поиска сигнала и, как следствие, к слишком долгому ожиданию первой навигационной засечки. Если на момент создания ГНСС GPS и ГЛОНАСС уровень развития аппаратного обеспечения потребителей вынуждал разработчиков ограничивать длины общедоступных дальномерных кодов значениями 1023 и 511 соответственно, то при современном технологическом потенциале приемные устройства с десятками – сотнями и большим числом корреляторов вполне реальны, что позволяет перейти к сигнатурам на порядок большей длины, чем ранее. С опорой на эти соображения можно условно ограничить диапазон приемлемых значений N пределами от четырех до двадцати тысяч.

Если выбор конкретной длины из оговоренного диапазона допускает достаточную свободу, разумно отдать предпочтение минимаксным ансамблям, обладающим наилучшими корреляционными свойствами в отсутствие взаимных частотных расстройек. Как отмечалось, подобный подход отражает стремление минимизировать вред от наиболее вероятной и неблагоприятной ПМД.

Минимаксные сигнатурные ансамбли. Набор длин, для которых известны минимаксные (имеющие корреляционный пик $\rho_{\max} \approx 1/\sqrt{N}$) бинарные ансамбли, относительно небогат. Табл. 1 содержит перечень подобных ансамблей с конкретизацией значений

Таблица 1

Ансамбль	N		K		ρ_{\max}
	Формула	Примеры	Формула	Примеры	
Касами	$2^n - 1$, n – четное	4095, 16 383	$\sqrt{N+1}$	64, 128	$\frac{\sqrt{N+1}+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$
Объединение Касами и бент-последовательностей	$2^n - 1$, n – четное	4095	$2\sqrt{N+1}-1$	127	$\frac{\sqrt{N+1}+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$
Камалетдинов-1	$p(p-1)$, $p \equiv 3 \pmod{4}$, p – простое	4422, 4970, 6162, 6806, 10 506, 11 342, 16 002, 17 030, 19 182	$p+1 \rightarrow \sqrt{N}$	68, 72, 80, 84, 104, 108, 128, 132, 140	$\frac{p+3}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$
Камалетдинов-2	$p(p+1)$, $p \equiv 3 \pmod{4}$, p – простое	4556, 5112, 6320, 6972, 10 712, 11 556, 16 256, 17 292, 19 460	$p-1 \rightarrow \sqrt{N}$	66, 70, 78, 82, 102, 106, 126, 130, 138	$\frac{p+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$
Кердок	$2(2^n - 1)$, n – нечетное	4094, 16 382	$(N+2)/2$	2048, 8192	$\frac{\sqrt{N+2}+2}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$

их параметров для избранного диапазона длин. Для компактности в таблице намеренно опущены множества, отличающиеся от приведенных лишь тонкой структурой, но не параметрами N , K , ρ_{\max} . Первые четыре строки таблицы во многом повторяют аналогичную таблицу из [9]. Последовательности Касами, фигурирующие в первых двух строках, весьма просты с точки зрения формирования: их генерирование сводится к поэлементному суммированию по модулю 2 пары m -последовательностей длин $N = 2^n - 1$ и $N_1 = 2^{n/2} - 1$ (n – четное), причем короткая последовательность должна быть результатом децимации длинной с индексом $2^{n/2} + 1$ [7]–[9]. Формирование последовательностей бент-функций и последовательностей Камалетдинова опирается на более сложную арифметику конечных полей высшего порядка и нелинейные отображения последних на бинарный алфавит. Структуры генераторов названных ансамблей хорошо известны (см., например, [7], [8]).

Последняя строка табл. 1 описывает ансамбли Кердока, не упоминавшиеся в [9] и заслуживающие особого обсуждения в силу их уникальных свойств. Несмотря на то, что коды Кердока входят в арсенал базовых конструкций классической теории кодирования [10], в источниках, посвященных CDMA, они долгое время не фигурировали. Дело в том, что помехоустойчивый код с хорошими дистанционными характеристиками интересен для асинхронных CDMA-приложений только тогда, когда он циклически замкнут, т. е. наряду с любым своим словом содержит и все его циклические сдвиги. Оригинальная конструкция Кердока подобным свойством не обладала, и лишь в опубликованной в 1989 г. работе Нечаева [11] был вскрыт механизм преобразования кода Кердока в циклически замкнутый эквивалент.

Бинарные сигнатурные ансамбли Кердока существуют для длин вида $N = 2(2^n - 1)$ (n – нечетное), обладая значением корреляционного пика

$$\rho_{\max} = \frac{\sqrt{N+2}+2}{N} \xrightarrow{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}},$$

т. е. являясь минимаксными. Главным стимулом повышенного интереса к ним является их рекордно большой объем $K = (N + 2)/2$, многократно превышающий объем любого из остальных известных минимаксных бинарных множеств. Действительно, как следует из табл. 1, число сигнатур в ансамблях Касами и Камалетдинова имеет порядок \sqrt{N} , а в объединении множеств Касами и бент-функций – $2\sqrt{N}$. В противовес этому, ансамбль Кердока содержит примерно $N/2$ сигнатур, что при длинах порядка тысяч, разумеется, значительно больше $2\sqrt{N}$. К примеру, при длине $N = 4094$ объем ансамбля Кердока $K = 2048$, что более чем на порядок превосходит аналогичный показатель ($K = 127$) объединения множеств Касами и бент-функций даже несколько большей длины $N = 4095$.

Схема генератора последовательностей Кердока может быть составлена в соответствии с алгебраическими зависимостями, полученными в работе [11]. Основой ее служит регистр сдвига с обратной связью, формирующий четверичную линейную последовательность длины $N = 2(2^n - 1)$ (n – нечетное). Каждая ячейка регистра имеет четыре состояния, т. е. содержит две стандартные двоичные ячейки, а операции в петле обратной связи выполняются по правилам кольца \mathbf{Z}_4 , т. е. по модулю 4. Перевод четверичной последовательности в бинарную осуществляется считыванием состояния только старшего из двух двоичных разрядов четверичной ячейки и стандартным преобразованием символов $\{0; 1\}$ к алфавиту $\{\pm 1\}$: $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1$. Полученная таким образом бинарная последовательность порождает пару сигнатур Кердока, причем вторая получается из исходной посимвольным умножением на знакопеременную последовательность (меандр) $\dots, -1, 1, -1, 1, \dots$. Переход от одной пары последовательностей Кердока к другой сводится к смене начального состояния регистра. Общее число возможных ненулевых состояний регистра равно, очевидно, $4^n - 1$, причем при начальной записи в ячейки регистра только элементов 0 или 2 генерируемая им последовательность будет целиком состоять лишь из этих символов и исчерпает все подобные состояния за укороченный период $2^n - 1$. Любая четверичная последовательность, генерируемая регистром при начальном условии, содержащем элементы 1 и 3, имеет полный период $N = 2(2^n - 1)$, в течение которого регистр перебирает $2(2^n - 1)$ состояний. Тем самым, меняя начальное состояние, можно получить $[(4^n - 1) - (2^n - 1)]/2(2^n - 1) = (N + 2)/4$ четверичных последовательностей периода N , не являющихся циклически сдвинутыми репликами друг друга. Поскольку каждая четверичная последовательность порождает пару бинарных, в итоге набирается множество из $K = (N + 2)/2$ бинарных сигнатур. Схема петли обратной связи регистра задается специальным четверичным характеристическим полиномом, алгоритм построения которого для произвольного нечетного n основан на весьма нетривиальных алгебраических идеях [11] и здесь не обсуждается. Достаточно сказать, что авторами настоящей статьи табулированы все подобные полиномы для $n \leq 13$.

В качестве примера на рис. 1 дана схема генератора пары сигнатур Кердока длины $N = 4094$ с характеристическим полиномом $f(x) = x^{11} + x^2 + 2x + 1$. Каждая ячейка реги-

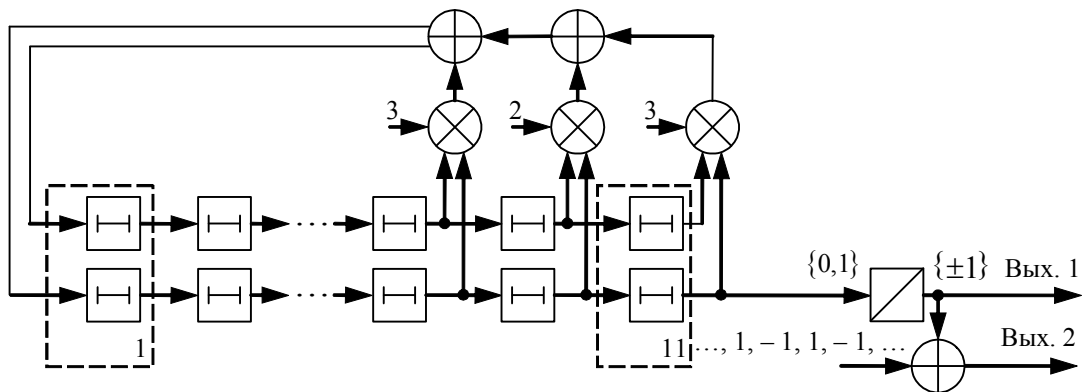


Рис. 1

стра на рисунке составлена из двух обычных триггеров, арифметические блоки, изображенные кружками, выполняющие сложение и умножение по модулю 4, а снимаемая со старшего разряда последней ячейки последовательность символов $\{0, 1\}$ после преобразования в алфавит $\{\pm 1\}$ дает одну из сигнатур Кердока, из которой посимвольным умножением на меандровую последовательность получается вторая.

Необходимый объем памяти генератора ансамбля Кердока длины N в количестве стандартных двоичных триггеров оценивается величиной $m = 2 \lceil \log_2(N + 2) - 1 \rceil$, тогда как аналогичный показатель для ансамбля Касами составляет $m = 1.5 \log_2(N + 1)$. Так, генераторы ансамблей Кердока и Касами близких длин 4094 и 4095 содержат 22 и 18 триггеров соответственно. В свете современных технологических возможностей подобные различия не принципиальны. Вряд ли существенны и усложнения, сопровождающие переход от двоичной арифметики к четверичной. Тем самым, сложности генераторов ансамблей Кердока и Касами в первом приближении можно считать сопоставимыми.

В соответствии с ранее изложенным, максимальные выбросы (как и среднеквадратические уровни) ПМД для минимаксных сигналов в отсутствие взаимных частотных расстроек сигналов полностью аналитически прогнозируемы и достигают теоретически предельного минимума. Полную же картину поведения ПМД с учетом частотных расстроек можно составить лишь по результатам детальных расчетов ВКФ в зонах ненулевой протяженности по оси F . Подобные вычисления выполнены в предположении, что период дальномерного кода в реальном времени зафиксирован равным 1 мс независимо от длины кодовой последовательности. Расчеты проводились на основании соотношения (5) на сетке с шагом по оси задержек 0.2Δ и 250 Гц по частоте, что соответствует четверти элемента частотного разрешения. Полная зона частотных расстроек ограничивалась пределами ± 5 кГц, имея в виду, что при значениях F_{\max} , превышающих элемент разрешения по частоте, зависимость интенсивности ПМД от F_{\max} практически отсутствует. Результаты расчетов для некоторых представительных ансамблей сведены в табл. 2, четвертый и пятый столбцы которой содержат значения максимального ρ_{\max} и среднеквадратического ρ_{rms} уровней ВКФ при отсутствии частотной расстройки, а в столбцах с шестого по восьмой те же параметры (а также однопроцентный квантиль $\rho_{0.01}$) табулированы для указанной ранее протяженности зоны вдоль оси F . Необходимо пояснить, что значения ρ_{rms} в табл. 2

Таблица 2

Ансамбль	N	K	F = 0		F = ±5 кГц		
			ρ _{max} , дБ	ρ _{rms} , дБ	ρ _{max} , дБ	ρ _{rms} , дБ	ρ _{0.01} , дБ
Касами	4095	64	-35.99	-37.86	-26.75	-37.80	-30.50
	16 383	128	-42.08	-43.85	-32.77	-43.82	-37.10
Касами + бент	4095	127	-35.99	-37.83	-23.23	-37.80	-30.50
Камалетдинов-2	6972	82	-38.38	-40.11	-25.42	-40.11	-32.92
Камалетдинов-1	10 506	104	-39.92	-41.89	-26.74	-41.89	-34.24
Кердок	4094	2048	-35.82	-37.78	-24.26	-37.78	-30.90
	16 382	8192	-42.01	-43.81	-29.96	-42.01	-36.90

ниже предсказанного уровня $1/\sqrt{N}$ из-за малости шага по задержке τ , в силу чего учитывались значения ПМД при любых сдвигах сигналов, а не только при сдвигах, кратных длительности чипа Δ . Это полностью отвечает сценариям, характерным для практики, и означает дополнительное (по отношению к достигаемому за счет слабой корреляции сигнатур) снижение ПМД вследствие взаимного временного сдвига чипов полезного и мешающего сигналов. При треугольной форме отклика фильтра, согласованного с чипом, средняя мощность этого отклика на 4.8 дБ ниже пиковой. С другой стороны, согласно (5) ПМД вносится двумя соседними чипами мешающего сигнала, поэтому итоговый выигрыш от упомянутого эффекта снизится на 3 дБ и составит 1.8 дБ, что полностью согласуется с данными табл. 2. К примеру, значение $1/\sqrt{N}$ для семейства Касами длины $N = 4095$ составляет -36.12 дБ, что отличается от ρ_{rms} из таблицы на 1.74 дБ.

Из анализа данных табл. 2 следует, что единственным параметром, который может испытывать ощутимые вариации с изменением типа ансамбля при постоянной его длине, является корреляционный пик ρ_{max} в широкой зоне частотных расстроек. Однако ранее уже подчеркивалась, что при больших частотных сдвигах выбросы ВКФ, близкие к ρ_{max} , как правило, весьма редки и не характеризуют истинной опасности ПМД. За подтверждением этому можно обратиться к гистограммам выбросов ВКФ для двух ансамблей одной и той же длины $N = 4095$: Касами (рис. 2, а) и объединения ансамблей Касами и бент-функций (рис. 2, б). Как видно, переход от одного множества к другому, сопровождающийся ростом ρ_{max} в широкой зоне расстроек на 3.5 дБ (табл. 2), сколько-нибудь заметно на статистику ПМД не влияет.

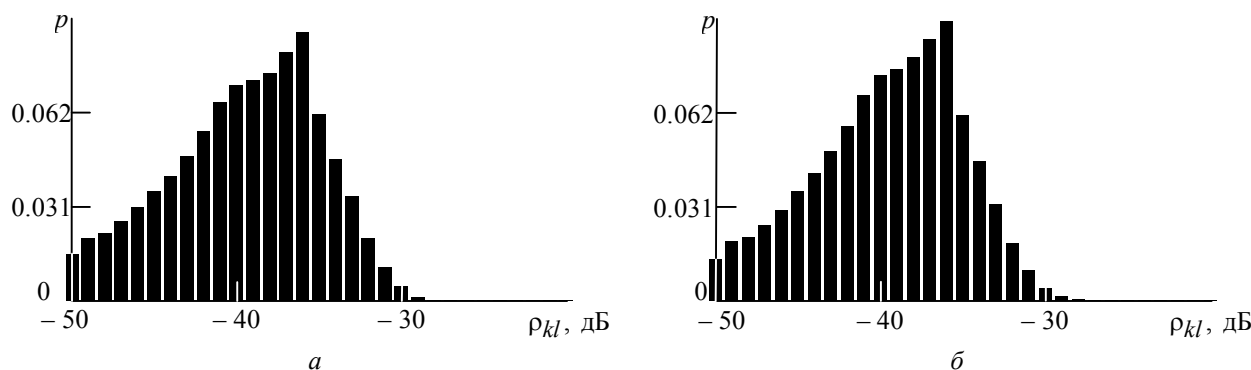


Рис. 2

Табл. 2 также свидетельствует, что наряду со среднеквадратическим значением ПМД однопроцентный квантиль $\rho_{0,01}$ также довольно жестко фиксируется длиной N , отличаясь от ρ_{rms} примерно на 7 дБ. К подобному выводу можно прийти и аналитически, основываясь на гауссовской аппроксимации ПМД.

Чем же следует руководствоваться в предпочтении одного из минимаксных ансамблей остальным? В первую очередь при компромиссно выбранной по допустимому уровню ПМД и приемлемой продолжительности "холодного" старта длине N объем ансамбля K должен быть достаточным для наделения всех КА индивидуальными сигнатурами (либо их парами в случае организации автономного пилотного канала [12]). Этому требованию отвечают все ансамбли из табл. 1. Существенным фактором может явиться технологическая простота генерирования сигнатур. В этом отношении приоритет принадлежит ансамблям Касами и Кердока. Наконец, последние, имея уникально большой объем, могут представлять особую ценность, если в будущем предвидится значительное наращивание созвездия КА, например в кооперации с зарубежными партнерами. Другой возможный сценарий эксплуатации замечательных свойств сигнатурных множеств Кердока – защита от несанкционированного доступа к интерфейсу ГНСС за счет периодической смены дальномерных кодов КА.

Оптимизация дальномерных кодов заданной длины. Помимо сугубо тактических аспектов (уровень ПМД, продолжительность поиска и т. п.) при выборе длины дальномерного кода приходится принимать во внимание и факторы практического порядка, такие, как удобство синтеза необходимой сетки частот из колебаний местного эталона, аппаратно-программные затраты на совместную обработку сигналов разных ГНСС в одном приемнике и пр. На данный момент в экспертном сообществе сложилось мнение о целесообразности привязки длины сигнатурных последовательностей ГЛОНАСС к аналогичному параметру, закрепленному в нормативных документах GPS и Galileo [1], [3], [5], [13]. Таким образом, предполагается априори зафиксировать параметр N равным 10 230. Как уже отмечалось, для указанной длины минимаксных бинарных ансамблей не существует или, по крайней мере, не найдено. В этом плане представляются разумными попытки выбора подходящих ансамблей укорочением или расширением некоторых исходных регулярных семейств бинарных псевдослучайных последовательностей. Подобного рода методики использовались при выборе структуры дальномерных кодов L1C, L2C и L5 GPS [1], [3], [5], [6]. Для первого из них, например, сигнатурами служат последовательности Вейля [14] длины 10 223, расширенные семиэлементной "врезкой", а для второго – N -символьные сегменты m -последовательности начальной длины $L = 2^{27} - 1$.

Действуя в этом ключе, авторы настоящей статьи подвергли детальному анализу варианты построения сигнатурных множеств длины $N = 10\,230$ на основе сегментации длиной m -последовательности и укорочения ансамблей Вейля, Камалетдинова, Касами и Кердока ближайших исходных длин. При этом из ансамблей большой мощности (Вейля и Кердока) отбиралась только часть последовательностей, достаточная для наделения сигнатурами всех КА с некоторым запасом. Для примера на рис. 3 приведена гистограмма и зависимость максимального выброса ПМД ансамбля Кердока в доплеровской полосе ± 5 кГц. По-

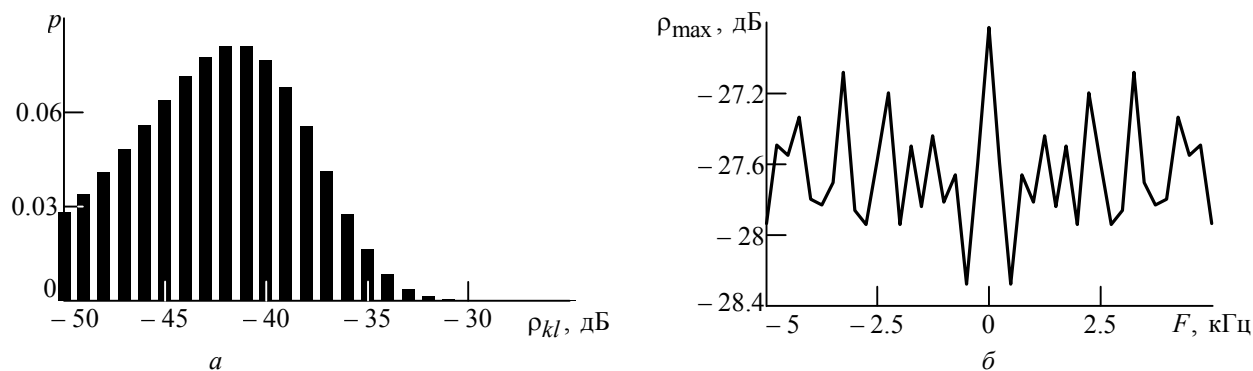


Рис. 3

лученные таким образом результаты иллюстрируются табл. 3, в которую для сопоставления включены также параметры дальномерного кода L1C GPS. Как и ожидалось, и в случае принудительной фиксации длины кода среднеквадратические и квантильные уровни ПМД практически не зависят от типа ансамбля, что свидетельствует о сохранении исходными последовательностями псевдослучайных свойств, несмотря на укорочение. Обращает на себя внимание и прежний просвет порядка 7 дБ между $\rho_{0.01}$ и ρ_{rms} .

Опираясь на приведенные в табл. 3 значения, можно ранжировать ансамбли длины $N = 10\ 230$ в следующем порядке по привлекательности применения в новом поколении радиоинтерфейса ГЛОНАСС:

- укороченные ансамбли Касами;
- укороченные ансамбли Кердока;
- укороченные ансамбли Вейля.

Такая расстановка приоритетов обусловлена практически предельной простотой формирования последовательностей Касами и Кердока, связанной с их рекуррентной природой. На этом фоне ансамбли Вейля оказываются заметно более затратными в аппаратно-программном отношении, что вряд ли компенсируется их незначительным преимуществом по показателю ρ_{max} в зоне нулевых расстройек.

Проведенное исследование позволило скомплектовать перечень конкурентоспособных вариантов структуры дальномерных кодов, перспективных для применений в радиоинтерфейсе ГЛОНАСС с кодовым разделением. Поскольку при значительных доплеровских расстройках, характерных для ГНСС, усредненные показатели интенсивности ПМД практически не зависят от типа ансамбля, в предпочтении одних альтернатив другим следует

Таблица 3

Ансамбль	L	K	F = 0		F = ±5 кГц		
			ρ_{max} , дБ	ρ_{rms} , дБ	ρ_{max} , дБ	ρ_{rms} , дБ	$\rho_{0.01}$, дБ
m-последовательность	$2^{30} - 1$	100	-25.26	-41.77	-25.26	-41.77	-34.70
Укороченный Камалетдинова-1	10 506	104	-26.90	-41.77	-26.80	-41.77	-34.80
Укороченный Касами	16 383	128	-26.90	-41.79	-26.80	-41.77	-34.80
Укороченный Кердока	16 382	100	-26.83	-41.77	-26.83	-41.77	-34.70
Укороченный Вейля	10 243	128	-27.57	-41.77	-27.21	-41.77	-34.80
Расширенный Вейля (L1C)	10 223	126	-27.21	-41.78	-26.43	-41.78	-34.80

руководствоваться такими критериями, как пиковые выбросы ПМД при нулевой расстройке, технологические затраты на формирование кода и запас по объему ансамбля. В отсутствие жестких априорных ограничений на длину кода адекватным следует считать выбор в пользу минимаксных ансамблей Касами и Кердока, сочетающих предельную простоту генерирования с оптимальным качеством подавления ПМД с нулевым частотным сдвигом. При заведомой фиксации длины кода значением $N = 10\,230$ названные ансамбли в укороченной модификации сохраняют приоритетную привлекательность.

Список литературы

1. Interface specification. Navstar GPS space segment // Navigation user interfaces. Draft IS-GPS-200 / Space and missile systems center, Navstar GPS joint program office. El Segundo, CA, USA, 2006. 193 p.
2. Fontana R. D., Cheung W., Stansell T. A. The modernized L2 civil signal // GPS World. 2001. № 9. P. 28–34.
3. Interface specification. Navstar GPS space segment // User segment L5 interfaces. Draft IS-GPS-705 / Space and missile systems center, Navstar GPS Joint program office. El Segundo, CA, USA, 2003. 95 p.
4. Tran M. Performance evaluation of the new GPS L5 and L2 civil (L2C) signals // Navigation. J. of the Inst. Navigation. 2004. Vol. 51, № 3. P. 199–212.
5. Interface specification. Navstar GPS space segment // User segment L1C interfaces. Draft IS-GPS-800 / Space and missile systems center, Navstar GPS joint program Office. El Segundo, CA, USA, 2006. 121 p.
6. Description of the L1C signal / J. W. Betz, M. A. Blanco, C. R. Cahn et al. // Proc. ION GNSS 19th int. tech. meet. of the satellite division, 26–28 Sept., 2006 / Fort worth convention center. Fort Worth, TX, USA, 2006. P. 2080–2091.
7. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
8. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения / пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
9. Возможные направления совершенствования форматов сигналов ГНСС ГЛОНАСС / С. Б. Боллошин, А. Г. Геворкян, В. П. Ипатов и др. // Новости навигации. 2009. № 1. С. 18–23.
10. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоан Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки / пер. с англ. М.: Связь, 1979. 744 с.
11. Нечаев А. А. Код Кердока в циклической форме // Дискретная математика. 1989. Т. 1, вып. 4. С. 123–139.
12. К вопросу эффективности введения пилотного канала в пользовательский интерфейс ГНСС / С. Б. Боллошин, А. Г. Геворкян, В. П. Ипатов и др. // Новости навигации. 2008. № 4. С. 19–24.
13. Galileo open service signal in space interface control document. Draft 0 / Eur. space agency. Noordwijk, Netherlands, 2006. 192 p.
14. Rushanan J. Weil sequences: a family of binary sequences with good correlation properties // IEEE int. symp. on information theory, Seattle, WA, July 9–14, 2006 / Seattle convention center. Seattle, WA, USA, 2006. P. 1648–1652.

D. V. Gayvoronsky, V. P. Ipatov, I. M. Samoilov
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"
S. B. Boloshin, B. V. Shebshaeovich
Russian institute of radio navigation and time

On the choice of signature sets for the next generation of air interface GLONASS

The basic criteria of choosing signature sets of future GLONASS CDMA air interface are systematized. Scenarios are discussed of allowed maneuvering by code length as well as of a strictly a priori fixed length. Some specific ranging code sets are recommended being attractive in both their metric parameters and hard/software simplicity.

Satellite navigation systems, GPS, GLONASS, Kasami set, Kamaletdinov set, Kerdock set, signal multiplexing, multiple access interference

Статья поступила в редакцию 19 сентября 2009 г.

УДК 621.396.969.11

Д. В. Гайворонский, В. П. Ипатов, И. М. Самойлов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ",
С. Б. Болошин, Б. В. Шебшаевич
Российский институт радионавигации и времени

Анализ совместимости новых сигналов ГЛОНАСС с существующими и модернизированными навигационными сигналами⁷

Проанализированы показатели совместимости ансамблей дальномерных кодов, рекомендуемых для нового поколения радиointерфейса ГЛОНАСС, с уже присутствующими в эфире и ожидаемыми в будущем навигационными сигналами.

Спутниковые радионавигационные системы, глобальная навигационная спутниковая система, GPS, ГЛОНАСС, кодовое разделение сигналов, ансамбль Касами, ансамбль Кердока, помеха множественного доступа

Наличие достаточно емкого парка аппаратуры потребителей, работающей по сигналам существующего радиointерфейса ГЛОНАСС, исключает возможность одномоментного перевода системы на новое поколение сигналов. Следуя линии преемственности, с выводом в эфир модернизированных сигналов ГЛОНАСС сигналы прежнего формата будут параллельно излучаться передатчиками космических аппаратов в течение, по видимому, не одного десятилетия. Поэтому структурно-параметрическая оптимизация обновленного интерфейса не может осуществляться в отрыве от анализа совместимости предлагаемых сигналов с ныне присутствующими в эфире сигналами.

Постановка подобной задачи неактуальна в отношении диапазона L3, предоставленного системе ГЛОНАСС на монополюсной основе и в современном радиointерфейсе не используемого. Напротив, в приложении к диапазонам L1 и L2 вопрос о взаимном влиянии существующих и вновь вводимых сигналов критически важен, поскольку предложенные в [1] форматы сигналов с кодовым разделением практически полностью займут тот же спектральный интервал, что и сигналы современного интерфейса, основанного на частотном разделении.

Еще один аспект проблемы совместимости связан с возможной унификацией базовых характеристик сигналов различных глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) с целью повышения целостности и надежности позиционирования и упрощения создания мультисистемной аппаратуры потребителя. Первым шагом в этом направлении являются международные соглашения о принятии структуры сигнала L1C GPS в качестве общей платформы для проектов ГНСС Galileo и QZSS, допускающие, однако, вариации второстепенных деталей сигнального формата при удержании межсистемных помех на допустимом уровне. Не сняты с повестки дня и предложения о вхождении ГНСС ГЛОНАСС в упомянутый консорциум в части размещения нового гражданского сигнала системы в диа-

⁷ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках федеральной целевой программы "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы" (Государственный контракт № П2145 от 05.11.2009).

пазоне L1 GPS. Инстанции, принимающие соответствующие решения, должны располагать данными о том, насколько сосуществование в одном диапазоне сигналов параллельно функционирующих ГНСС безопасно в плане работоспособности системы ГЛОНАСС.

В русле изложенного цель настоящей статьи – оценить показатели совместимости нового радиointерфейса ГЛОНАСС с существующим, а также – на случай продвижения ГНСС ГЛОНАСС в диапазон L1 GPS – с функционирующим и модернизированным радиointерфейсами GPS. Материал статьи организован следующим образом. Вначале приводится краткая сводка параметров ансамблей дальномерных сигналов, рекомендуемых к использованию для диапазона L1 и тестируемых далее на предмет совместимости с другими навигационными сигналами. Затем выводятся аналитические оценки средней мощности межсистемной помехи в сценариях, когда на одной несущей передаются сигналы с кодовым разделением, принадлежащие ансамблям с различными длинами дальномерных кодов и длительностями чипов. Далее эти оценки дополняются результатами детального численного анализа, исчерпывающе характеризующими совместимость предлагаемых и существующих сигналов диапазона L1 ГЛОНАСС. В заключение суммируются результаты исследования совместимости предлагаемых сигналов с сигналами L1С, имея в виду опцию охвата будущим радиointерфейсом ГЛОНАСС диапазона L1 GPS.

Рекомендуемые модернизированные форматы сигналов ГЛОНАСС. В табл. 1 указаны ансамбли сигналов с кодовым разделением, отобранные в Российском институте радионавигации и времени (РИРВ) в качестве кандидатов для организации радиointерфейса ГЛОНАСС в диапазонах L1 и L2 согласно [1] и концепции развития ГНСС, и приведены их основные параметры: исходная $N_{и}$ и укороченная N длины, измеряемые числом чипов, объем (количество сигналов) K , период T и полоса частот W .

Таблица 1

Ансамбль	$N_{и}$	N	K	T , мс	W , МГц
Укороченный Касами	16 383	10 230	128	1.25	16.37
				2.0	10.23
Укороченный Кердока	16 382	10 230	8192	1.25	16.37
				2.0	10.23
Кердока	16 382	16 382	8192	2.0	16.38

Предлагаемые варианты ансамблей сигналов с кодовым разделением отличаются от существующих открытых сигналов ГЛОНАСС как значениями периода дальномерного кода, так и длительностями чипов. Этот фактор придает определенную специфику методике расчета уровня взаимных помех, так как стандартные выражения для взаимной корреляционной функции (ВКФ) [1], опирающиеся на идентичность чипов всех сигналов, в данном случае непригодны.

Аналитические оценки статистических параметров корреляций дискретных сигналов. Будем понимать под помехой множественного доступа (ПМД) эффект, создаваемый сигналами одного радиointерфейса приему сигналов другого. Как всегда, анализ ПМД базируется на расчете взаимных корреляций сигналов, однако теперь, как отмечено ранее, ВКФ нуждается в переопределении.

Пусть имеются два дискретных сигнала

$$s_a(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i u_a(t - i\Delta_a); \quad s_b(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i u_b(t - i\Delta_b), \quad (1)$$

составленные из прямоугольных чипов, манипулированных бинарными последовательностями $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$ соответственно. Будем считать сигнал $s_a(t)$ полезным, а $s_b(t)$ – мешающим. Положив амплитуды чипов равными единице, определим нормированный к полезному эффекту отклик $\rho_{ab}(\tau)$ коррелятора с опорой $s_a(t)$ на мешающий сигнал $s_b(t)$, запаздывающий на время τ и имеющий сдвиг по частоте F , в виде

$$\rho_{ab}(\tau, F) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_a} s_a(t) s_b(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt, \quad (2)$$

где T_a – период полезного сигнала.

Среднюю мощность ПМД P_b , создаваемой сигналом $s_b(t)$ при приеме сигнала $s_a(t)$, получим, усреднив $|\rho_{ab}(\tau, F)|^2$ по задержке τ , равномерно распределенной на периоде T_b сигнала $s_b(t)$:

$$P_b = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} |\rho_{ab}(\tau, F)|^2 d\tau. \quad (3)$$

Если последовательность $\{b_i\}$ принадлежит некоторому сигнатурному CDMA-ансамблю, ее можно интерпретировать как выбираемую случайно. Все приемлемые сигнатурные ансамбли имеют ярко выраженные псевдослучайные свойства, причем каждая из сигнатур несет типичные признаки всего ансамбля. В этом смысле сигнатуры допустимо трактовать как реализации эргодического случайного процесса, и тогда (3) есть выборочная оценка среднего по ансамблю квадрата модуля величины (2): $P_b = \overline{\rho_{ab}^2(\tau, F)}$, где горизонтальная черта сверху обозначает статистическое усреднение, а знак " \wedge " – оценку соответствующего параметра. В связи с этим адекватной мерой средней мощности ПМД, создаваемой ансамблем сигналов $s_b(t)$, служит статистическое среднее квадрата (2), другими словами, средний квадрат модуля ВКФ

$$\rho_{\text{rms}}^2 = \overline{|\rho_{ab}^2(\tau, F)|} = \frac{1}{T_a^2} \int_0^{T_a} \int_0^{T_a} s_a(t) s_b(t - \tau) s_a(t') s_b(t' - \tau) \exp[-j2\pi F(t - t')] dt dt'. \quad (4)$$

Псевдослучайность сигнатур достаточно большой длины выражается в имитации ими серий исходов бросаний правильной монеты, в частности в равновероятности и независимости их символов. Это в равной мере справедливо для обеих присутствующих в (2) последовательностей $\{a_i\}$, $\{b_i\}$. Кроме того, символы последовательностей $\{a_i\}$ и $\{b_i\}$ естественно полагать независимыми. Таким образом, можно постулировать выполнение соотношений $\overline{a_i} = 0$; $\overline{b_j} = 0$; $\overline{a_i a_k b_j b_l} = \overline{a_i a_k} \overline{b_j b_l}$; $\overline{a_i a_k} = \delta_{ik}$; $\overline{b_j b_l} = \delta_{jl}$, где $\delta_{jl} = \begin{cases} 1, & j = l; \\ 0, & j \neq l \end{cases}$ – дельта-функция Кронекера. Изложенное обосновывает взгляд на сигналы (1) как реализации независимых случайных процессов с нулевыми средними и нормированными автокорреляционными функциями:

$$\rho_a(\tau) = \overline{s_a(t)s_a(t-\tau)} = \begin{cases} 1-|\tau|/\Delta_a, & |\tau| \leq \Delta_a; \\ 0, & |\tau| > \Delta_a; \end{cases} \quad (5)$$

$$\rho_b(\tau) = \overline{s_b(t)s_b(t-\tau)} = \begin{cases} 1-|\tau|/\Delta_b, & |\tau| \leq \Delta_b; \\ 0, & |\tau| > \Delta_b, \end{cases} \quad (6)$$

где Δ_a и Δ_b – длительности чипов полезного и мешающего сигналов соответственно.

Определения (5), (6) позволяют записать (4) в виде

$$\rho_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{T_a^2} \int_0^{T_a} \int_0^{T_a} \rho_a(t-t') \rho_b(t-t') \exp[-j2\pi F(t-t')] dt dt',$$

или после перехода к переменным $t-t' = u$, $t = v$

$$\rho_{\text{rms}}^2 = \frac{1}{T_a} \int_{-\Delta}^{\Delta} (1-|u|/T_a)(1-|u|/\Delta_a)(1-|u|/\Delta_b) \cos(2\pi Fu) du, \quad (7)$$

где $\Delta = \min\{\Delta_a, \Delta_b\}$.

В рассматриваемом сценарии $\Delta \ll T_a$. Кроме того, поскольку чипы модернизированного сигнала значительно короче чипов существующего, $\Delta \ll \max\{\Delta_a, \Delta_b\}$ (так как количество чипов модернизированного сигнала на порядок выше по сравнению с существующим при практически неизменном периоде следования). Поэтому в пределах интегрирования в (7) третья скобка под интегралом равна $1-|u|/\Delta$, а две остальных можно считать равными единице:

$$\rho_{\text{rms}}^2 \approx \frac{1}{T_a} \int_{-\Delta}^{\Delta} (1-|u|/\Delta) \cos(2\pi Fu) du.$$

В контексте рассматриваемого приложения Δ не превышал 0.2 мкс, а диапазон тестируемых доплеровских расстроек составлял ± 5 кГц. Это значит, что в пределах интегрирования $Fu < 10^{-3}$, так что $\cos(2\pi Fu) \approx 1$ и

$$\rho_{\text{rms}}^2 \approx \frac{1}{T_a} \int_{-\Delta}^{\Delta} (1-|u|/\Delta) du = \Delta/T_a. \quad (8)$$

При определении ПМД, создаваемой новым сигналом приему существующего, следует положить в (8) $\Delta = \Delta_b$. При этом

$$\rho_{\text{rms}}^2 = 1/(N_a \Delta_a/\Delta_b). \quad (9)$$

Предложенные РИРВ для модернизации радиоинтерфейса L1 ГЛОНАСС (см. табл. 1) CDMA-сигналы нового поколения имеют периоды $T_b = 2$ и 1.25 мс при длине дальномерного кода $N_b = 10\,230$, что для длительности чипа Δ_b дает 0.196 и 0.122 мкс соответственно. Такую же длительность имеет чип Δ_b при увеличении длины кода до 16 382 и $T_b = 2$ мс. Так как для существующего сигнала открытого доступа $T_a = 1$ мкс, $N_a = 511$, т. е. $\Delta_a \approx 1.957$ мкс, из (8) следует оценка средней мощности ПМД, создаваемой одним новым

сигналом приема старого: $\rho_{\text{rms}}^2 = 1.96 \cdot 10^{-4}$ (-37.09 дБ) при $T_b = 2$ мс, $N_b = 10\ 230$ и $\rho_{\text{rms}}^2 = 1.22 \cdot 10^{-4}$ (-39.13 дБ) при $T_a = 1.25$ мс, $N_a = 10\ 230$ либо $T_a = 2$ мс и $N_a = 16\ 382$.

Как видно, средняя мощность ПМД от новых сигналов приема старых окажется значительно ниже ПМД между существующими сигналами. Физическое объяснение этого феномена состоит в том, что "быстрая" ПМД при корреляции с "медленным" дальномерным кодом усредняется в течение каждого из чипов последнего, поэтому общий сглаживающий эффект определяется произведением кратности длительностей чипов на длину "медленного" кода.

Для оценки воздействия существующего сигнала на приемник нового сигнала подставим в (8) $\Delta = \Delta_b$ и получим

$$\rho_{\text{rms}}^2 = \Delta_a / T_a = 1 / N_a. \quad (10)$$

При $N_a = 10\ 230$ для средней мощности помехи получаем $\rho_{\text{rms}}^2 = -40.1$ дБ, что совпадает с оценкой мощности "собственной" ПМД между новыми CDMA-сигналами. Полученный результат объясняется тем, что степень декорреляции "медленной" помехи при определении "быстрого" дальномерного кода целиком зависит от длины последнего.

Использованная статистическая трактовка псевдослучайных сигналов позволяет продвинуться по пути аналитических прогнозов, прибегнув к гауссовской аппроксимации ПМД. Подобный подход повсеместно применяется при анализе многоабонентских систем передачи данных с кодовым разделением [2]–[6] и опирается на тот факт, что отклик приемника (2), являющийся суммой многих слагаемых, с ростом их числа нормализуется в силу центральной предельной теоремы. Сложение же ПМД от ряда сторонних сигналов лишь усиливает названный эффект, поэтому при нулевой расстройке по частоте ($F = 0$) ПМД (2) окажется действительной гауссовской величиной с нулевым средним и дисперсией ρ_{rms}^2 , задаваемой соотношением (9) либо (10). При этом плотность вероятности абсолютного значения ПМД $\rho = |\rho_{ab}(\tau)|$ окажется односторонней нормальной:

$$W(\rho) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{2\pi}\rho_{\text{rms}}} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\rho_{\text{rms}}^2}\right), & \rho \geq 0; \\ 0, & \rho < 0, \end{cases}$$

так что однопроцентный квантиль ПМД $\rho_{0.01}$ найдется из уравнения

$$\frac{2}{\sqrt{2\pi}\rho_{\text{rms}}} \int_{\rho_{0.01}}^{\infty} \exp\left(-\frac{\rho^2}{2\rho_{\text{rms}}^2}\right) d\rho = 0.01,$$

т. е. $Q(\rho_{0.01}/\rho_{\text{rms}}) = 5 \cdot 10^{-3}$, где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt$ – дополнительная функция

ошибок. В итоге $\rho_{0.01} \approx 2.58\rho_{\text{rms}}$ или в децибелах

$$\rho_{0.01} [\text{дБ}] \approx \rho_{\text{rms}} [\text{дБ}] + 8.2. \quad (11)$$

Измеряя интенсивность ПМД в децибелах: $\rho [\text{дБ}] = 20 \lg \rho$, для плотности вероятности этой величины получим

$$W(\rho[\text{дБ}]) \approx 9.19 \cdot 10^{-2} \frac{10^{0.05\rho[\text{дБ}]}}{\rho_{\text{rms}}} \exp\left(-\frac{10^{0.1\rho[\text{дБ}]}}{2\rho_{\text{rms}}^2}\right). \quad (12)$$

Численные данные, приведенные далее, демонстрируют исключительную точность теоретических предсказаний (9)–(12). Отметим также, что при ненулевой расстройке F комплексность (2) приведет к некоторому усложнению выкладок и отличию распределения ПМД от полученного ранее. Для ПМД-чипов решение подобной задачи можно найти в [7].

Результаты численного анализа. В дополнение к оценке среднего уровня ПМД на временной оси совместимость рекомендованных новых сигналов ГЛОНАСС с существующими проверялась и компьютерным набором статистики при различных частотных расстройках. В первую очередь анализировались статистики выбросов ВКФ $\rho_{ab}(\tau, F)$ на общем периоде сигналов T_0 , равном наименьшему общему кратному их периодов T_a и T_b :

$$\rho_{ab}(\tau, F) = \frac{1}{E} \int_0^{T_0} s_a(t) s_b(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt; \quad a=1, 2, \dots, K_a; \quad b=1, 2, \dots, K_b, \quad (13)$$

где E – энергия каждого из сигналов за период T_0 ; K_a, K_b – объемы ансамблей, которым принадлежат сигналы $s_a(t)$ и $s_b(t)$ соответственно.

Для определенности положим, что $s_a(t)$ – сигнал современного интерфейса с периодом $T_a = 1$ мс, являющийся результатом манипуляции литерной несущей двоичной m -последовательностью длины $N_a = 511$, а $s_b(t)$ – сигнал, принадлежащий какому-либо семейству из перечисленных в табл. 1. Чип второго сигнала значительно короче чипа первого. Для учета этой разницы следует прибегнуть к передискретизации, интервал которой допустимо взять равным длительности короткого чипа Δ_b , поскольку $\Delta_a/\Delta_b > 10$. Тем самым "медленный" сигнал $s_a(t)$ представляется как составленный из тех же чипов $u_b(t)$, что и "быстрый" сигнал $s_b(t)$, однако в его кодовой последовательности $\{a'_i\}$ каждый символ повторяется примерно Δ_a/Δ_b раз. Имея в виду, что Δ_a/Δ_b не является целым, точное выражение кодовой последовательности $\{a'_i\}$ имеет вид $a'_i = \text{sign}[s_a(i\Delta_b)]$, $i = 0, 1, \dots, N_0 - 1$, где $N_0 = T_0/\Delta_b$.

Приведение к общему периоду и передискретизация сводят оба сигнала к стандартной форме с одинаковыми чипами, позволяя рассчитать ВКФ с помощью равенства [1]:

$$|\rho_{ab}(\tau, F)| = |\rho_{\text{цаб}}(m_0, F\Delta_b)\rho_0(\tau_0, F) + \rho_{\text{цаб}}(m_0 + 1, F\Delta_b)\rho_0(\tau_0 - \Delta_b, F)|, \quad (14)$$

где $\tau = m_0\Delta_b + \tau_0$ (m_0 – целое; $0 \leq \tau_0 < \Delta_b$);

$$\rho_{\text{цаб}}(m_0, F\Delta_b) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=0}^{N_0-1} a'_i b_{i-m} \exp(-j2\pi i F \Delta_b) \quad (15)$$

– двумерная циклическая ВКФ кодовых последовательностей $\{a'_i\}$ и $\{b_i\}$;

$$\rho_0(\tau_0, F) = \frac{\sin[\pi F(\Delta_b - |\tau_0|)]}{\pi F \Delta_b} \exp[-j\pi F(\Delta_b + \tau_0)] \quad (16)$$

– двумерная ВКФ чипов.

Статистика ПМД между существующими и предлагаемыми ансамблями общедоступных дальномерных сигналов ГЛОНАСС набиралась на основании (14)–(16) для наиболее неблагоприятной ситуации совпадения несущих ($\Delta F = 0$), а также для случаев, когда номиналы несущих отличались на один или два литерных разнеса в 562.5 кГц. Для укороченных ансамблей Кердока и Касами длины $N_b = 10\,230$, а также для ансамбля Кердока длины $N_b = 16\,382$ (см. табл. 1) первая группа расчетов выполнялась в предположении совпадения времени анализа с периодом предлагаемого дальномерного кода $T_0 = T_b = 2$ мс, охватывающим два периода существующего дальномерного сигнала. Тем самым при укороченных ансамблях наблюдаемый отрезок нынешнего сигнала ГЛОНАСС представлялся 10 230 отсчетами, а в отсутствие укорочения – 16 382 отсчетами. Для детализации поведения $\rho_{ab}(\tau, F)$ вычисления проводились на сетке с шагами $0.2\Delta_b$ и 125 Гц по задержке и по частоте соответственно. Полная зона частотных расстройек в окрестности литерных частот ограничивалась традиционными пределами ± 5 кГц, имея в виду, что при значениях F , превышающих элемент разрешения по частоте, интенсивность помех практически не зависит от F . Результаты расчетов для представленных ранее ансамблей сведены в табл. 2. Строки содержат значения максимального ρ_{\max} и среднеквадратического ρ_{rms} уровней ВКФ, а также однопроцентного квантиля $\rho_{0.01}$. Аналогичные вычисления проведены для укороченных ансамблей Касами и Кердока в варианте, максимально утилизирующем отведенную полосу, т. е. при периоде $T_b = 1.25$ мс. При этом интервал наблюдения составлял $T_0 = 5$ мс, т. е. охватывал пять периодов существующего сигнала ГЛОНАСС и четыре – предлагаемого. После передискретизации наблюдаемые отрезки сигналов представлялись 40 920 отсчетами. Узлы вычислительной сетки отстояли друг от друга на $0.2\Delta_b$ по оси τ и 200 Гц по оси F , что по-прежнему равно четверти элемента частотного разрешения. Результаты расчета максимального уровня ПМД ρ_{\max} , среднего квадрата ρ_{rms} и однопроцентного квантиля $\rho_{0.01}$ также представлены в табл. 2.

Данные табл. 2 показывают, что для предлагаемых сигналов на основе укороченных ансамблей Кердока и Касами при том же номинале несущей, что и у существующего дальномерного сигнала ГЛОНАСС, максимальный выброс взаимной помехи между новым и применяемым сигналами ρ_{\max} незначительно (в пределах 0.5...0.9 дБ) превышает максимум собственной ПМД для нынешних сигналов, составляющий – 27.08 дБ. При использовании же ансамбля Кердока длиной $N = 16\,382$ получен предсказуемый выигрыш по этому показателю около 1.5 дБ. Кроме того, очевидна тенденция к ослаблению взаимного влияния сигналов с увеличением разнеса их несущих частот.

Таблица 2

Параметр ПМД, дБ	Разнос несущих, кГц					
	0		562.5		2 · 562.5	
	Доплеровская полоса, кГц					
	0	± 5	0	± 5	0	± 5
Укороченный ансамбль Касами $N_b = 10\ 230$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	- 26.1145	- 26.1145	- 29.0031	- 27.2066	- 29.1239	- 28.3562
ρ_{rms}	- 40.2398	- 40.2403	- 41.0236	- 41.0238	- 43.2595	- 43.259
$\rho_{0.01}$	- 32.0	- 33.5	- 34.3	- 34.3	- 35.8	- 35.8
Укороченный ансамбль Кердока $N_b = 10\ 230$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	- 26.5366	- 26.5366	- 29.2002	- 27.8402	- 29.5561	- 28.3696
ρ_{rms}	- 40.2275	- 40.1976	- 41.0337	- 41.0195	- 43.2447	- 43.251
$\rho_{0.01}$	- 32.0	- 33.5	- 34.4	- 34.3	- 35.8	- 35.8
Ансамбль Кердока $N_b = 16\ 382$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	- 28.5807	- 28.5807	- 30.4156	- 29.9271	- 31.4107	- 30.1348
ρ_{rms}	- 42.1229	- 42.1794	- 43.0338	- 43.0283	- 45.353	- 45.3521
$\rho_{0.01}$	- 33.9	- 35.5	- 36.4	- 36.3	- 37.8	- 37.8
Укороченный ансамбль Касами $N_b = 10\ 230$, $T_b = 1.25$ мс						
ρ_{\max}	- 26.7926	- 26.7926	- 28.9246	- 27.3973	- 29.1844	- 27.4526
ρ_{rms}	- 40.2208	- 40.1869	- 40.4562	- 40.4999	- 41.435	- 41.4419
$\rho_{0.01}$	- 32.0	- 33.5	- 33.8	- 33.9	- 34.7	- 34.7
Укороченный ансамбль Кердока $N_b = 10\ 230$, $T_b = 1.25$ мс						
ρ_{\max}	- 26.609	- 26.609	- 28.6263	- 27.648	- 29.3343	- 28.1166
ρ_{rms}	- 40.1167	- 40.1381	- 40.439	- 40.5017	- 41.399	- 41.4282
$\rho_{0.01}$	- 31.9	- 33.4	- 33.8	- 33.9	- 34.7	- 34.7

Помимо приведенных данных интересны также оценки ПМД, создаваемой рекомендованными сигналами при обработке существующих сигналов типовым приемником ГЛОНАСС, где когерентное интегрирование ведется на однопериодном интервале наблюдения, равном 1 мс. В этой ситуации численный расчет двумерной ВКФ $\rho_{ab}(\tau, F)$ осуществлялся для фрагмента дальномерного сигнала большего периода при всех возможных его начальных фазах по отношению к интервалу наблюдений. При этом вновь вводилась необходимая передискретизация. Так, для укороченных ансамблей длины $N_b = 10\ 230$ и периода $T_b = 2$ мс на интервале анализа укладывается 5115 чипов, следовательно, один период существующего сигнала $N_a = 511$ представлялся как последовательность из 5115 отсчетов, взятых с интервалом Δ_b . Как и ранее, вычисления проводились на основании соотношений (13)–(16) на сетке с шагом $0.2\Delta_b$ по оси τ и 250 Гц по оси F . Результаты вычислений сведены в табл. 3.

Анализ полученных результатов свидетельствует, что сокращение времени анализа и дополнительное укорочение дальномерных кодов приводят к возрастанию максимального выброса ПМД по сравнению с собственным пиком ПМД в существующем ансамбле. Для укороченных ансамблей Касами и Кердока это возрастание доходит до 4.5 и 3.5 дБ соответственно при периоде нового сигнала 2 мс. При уменьшении же периода до 1.25 мс, как и при использовании ансамбля Кердока без укорочения ($T_b = 2$ мс), названный проигрыш

Таблица 3

Параметр ПМД, дБ	Разнос несущих, кГц					
	0		562.5		2 · 562.5	
	Доплеровская полоса, кГц					
	0	± 5	0	± 5	0	± 5
Укороченный ансамбль Касами $N_b = 10\ 230$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	-22.4227	-22.4227	-26.2141	-23.6657	-26.4392	-25.1786
ρ_{rms}	-37.2277	-37.2301	-38.012	-38.0134	-40.2449	-40.259
$\rho_{0.01}$	-29.0	-30.5	-31.3	-31.3	-32.8	-32.8
Укороченный ансамбль Кердока $N_b = 10\ 230$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	-23.5729	-23.5729	-26.5047	-25.0264	-25.994	-25.4021
ρ_{rms}	-37.1915	-37.1871	-38.0094	-38.009	-40.2362	-40.2412
$\rho_{0.01}$	-28.9	-30.4	-31.3	-31.3	-32.8	-32.8
Ансамбль Кердока $N_b = 16\ 382$, $T_b = 2$ мс						
ρ_{\max}	-25.2218	-25.2218	-28.3384	-26.8143	-28.1895	-27.3062
ρ_{rms}	-39.1644	-39.1702	-40.0241	-40.0179	-42.3402	-42.3418
$\rho_{0.01}$	-30.9	-32.5	-33.3	-33.3	-34.8	-34.8
Укороченный ансамбль Касами $N_b = 10\ 230$, $T_b = 1.25$ мс						
ρ_{\max}	-25.5899	-25.5899	-27.6162	-26.3322	-27.6576	-27.5749
ρ_{rms}	-39.2142	-39.2172	-39.5372	-39.5315	-40.4717	-40.472
$\rho_{0.01}$	-30.9	-32.5	-32.9	-32.9	-33.7	-33.7
Укороченный ансамбль Кердока $N_b = 10\ 230$, $T_b = 1.25$ мс						
ρ_{\max}	-25.5899	-25.5899	-27.6162	-26.3322	-27.6576	-27.5749
ρ_{rms}	-39.2142	-39.2172	-39.5372	-39.5315	-40.4717	-40.472
$\rho_{0.01}$	-30.9	-32.5	-32.9	-32.9	-33.7	-33.7

снижается до 1.5...1.9 дБ, однако меры ПМД между новыми и существующими сигналами ρ_{rms} и $\rho_{0.01}$, наиболее информативные при большом количестве сторонних сигналов, ощутимо (вплоть до 10 дБ) меньше, чем для внутренней ПМД применяемого ансамбля сигналов. Найденные в результате расчетов значения ρ_{rms} и $\rho_{0.01}$ почти полностью совпадают с теоретическими прогнозами, полученными на основе (9)–(11).

Показательно также сравнение экспериментально полученных гистограмм уровня ПМД с аналитической оценкой плотности вероятности (12). Пример такой гистограммы приведен на рис. 1 для ПМД со стороны предлагаемого сигнала ГЛОНАСС с параметрами $N_b = 10\ 230$, $T_b = 2$ мс приему существующих сигналов при нулевой частотной расстройке. Для сопоставления на рис. 2 представлена кривая плотности вероятности ПМД, рассчитанная согласно (12) при тех же исходных данных, подтверждающая чрезвычайно высокую точность предсказания статистики ПМД на основе гауссовской аппроксимации.

Итак, опираясь на проведенное исследование, можно с полным основанием констатировать хорошую совместимость предлагаемых вариантов сигналов ГЛОНАСС с сигналами принятого в настоящее время в системе формата.

Совместимость предлагаемых сигналов ГЛОНАСС с сигналами L1 GPS. При решении о размещении нового гражданского сигнала L1 ГЛОНАСС в диапазоне L1 GPS оценки, подобные предыдущим, должны быть сделаны в отношении совместимости пред-

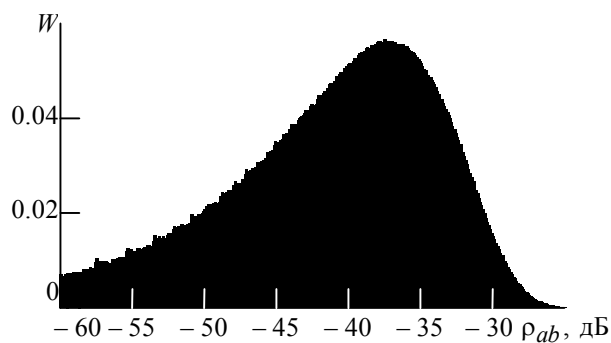


Рис. 1

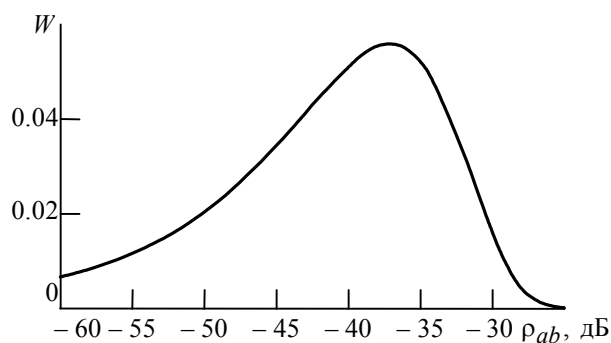


Рис. 2

лагаемых сигналов как с существующим C/A-кодом GPS, так и с намеченным к выводу в эфир сигналом L1C [8]–[9]. Имея в виду уже полученные результаты, подтвердившие высокую надежность аналитических прогнозов, можно считать избыточной дополнительную работу по численному набору соответствующей статистики.

Согласно (10), (11) средняя мощность и квантиль помехи приему новых сигналов ГЛОНАСС со стороны сигналов GPS фактически не зависят от параметров последних и при когерентной обработке на одном периоде составят $\rho_{\text{rms}} = -40.1$ дБ, $\rho_{0.01} = -31.9$ дБ и $\rho_{\text{rms}} = -42.1$ дБ, $\rho_{0.01} = -33.9$ дБ при длинах нового дальномерного кода ГЛОНАСС $N = 10\ 230$ и $N = 16\ 382$ соответственно. Для оценки же обратного влияния – новых сигналов ГЛОНАСС на прием сигналов C/A и L1C GPS – следует подставить в (9) длительность чипа обоих этих сигналов $\Delta_a \approx 1$ мкс, а также длину кода $N_a = 1023$ (C/A) или $N_a = 10\ 230$ (L1C). Полученные в этих случаях значения ρ_{rms} и $\rho_{0.01}$ в зависимости от длины кода и периода нового сигнала ГЛОНАСС приведены в табл. 4. Как и в предыдущем сценарии, приведенные цифры свидетельствуют о том, что одновременное присутствие на одной несущей новых сигналов ГЛОНАСС и сигналов GPS никакими осложнениями в части их совместимости не грозит.

По итогам проведенного исследования можно сформулировать следующие выводы:

- При размещении новых CDMA-сигналов ГЛОНАСС на литерной несущей существующего радиointерфейса уровень ПМД от новых сигналов приему старых в среднем окажется заметно ниже собственной ПМД между старыми сигналами.
- ПМД со стороны существующих сигналов приему новых в этих условиях окажется того же порядка, что и собственная ПМД в ансамбле новых сигналов.
- В решении вопроса о целесообразности продвижения ГНСС ГЛОНАСС в диапазон L1 GPS фактор взаимного влияния сигналов систем может не приниматься во внимание, поскольку ПМД между ними в среднем существенно ниже собственной ПМД в каждой из систем.

Таблица 4

Сигнал GPS	Параметр ПМД, дБ	Сигнал ГЛОНАСС		
		T_b , мс		
		2	1.25	
		N_b		
		10 230	16 382	10 230
C/A	ρ_{rms}	-37.1	-39.1	-39.1
	$\rho_{0.01}$	-28.9	-30.9	-30.9
L1C	ρ_{rms}	-47.1	-49.1	-49.1
	$\rho_{0.01}$	-38.9	-40.9	-40.9

Список литературы

1. К выбору сигнатурных ансамблей для нового поколения радиointерфейса системы ГЛОНАСС / С. Б. Боллошин, Д. В. Гайворонский, В. П. Ипатов и др. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 6. С. 44–55.
2. Pursley M. B. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple access communication. Pt. I: System analysis // IEEE Trans. on comm. 1977. Vol. C-25, № 8. P. 795–799.
3. Ziemer R. E., Peterson R. L., Borth D. E. Introduction to spread spectrum communications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995. 695 p.
4. Lee J. S., Miller L. E. CDMA systems engineering handbook. Boston, MA: Artech House, 1998. 1228 p.
5. Viterbi A. J. CDMA: Principles of spread spectrum communication. Reading, MA: Addison-Wesley, 1995. 245 p.
6. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения / пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
7. Харисов В. Н., Булавский Н. Т., Хамматов Р. Р. Распределение случайных помех множественного доступа // Радиотехника. 2009. № 7. С. 129–133.
8. Description of the L1C signal / J. W. Betz, M. A. Blanco, C. R. Cahn et al. // Proc. ION GNSS 19th Int. tech. meet. of the sat. div., 26–28 Sept. 2006, Fort worth convention center / Fort Worth. TX, USA, 2006. P. 2080–2091.
9. Interface specification. Navstar GPS Space Segment // User segment L1C interfaces. Draft IS-GPS-800 / Space and missile systems center, Navstar GPS joint program office. El Segundo, CA, USA, 2006. 121 p.

D. V. Gayvoronsky, V. P. Ipatov, I. M. Samoilov
Saint-Petersburg State Electrotechnical University "LETI"
S. B. Boloshin, B. V. Shebshaevich
Russian institute of radionavigation and time

Study of compatibility between novel GLONASS signals and existing as well as modernized radionavigation signals

The compatibility is analyzed of ranging code ensembles proposed to be used in the novel GLONASS air interface generation with the existing GLONASS signals as well as with current and expected GPS signals.

Satellite navigation systems, global navigation satellite system, GPS, GLONASS, CDMA, Kasami set, Kerdock set, multiple access interference

Статья поступила в редакцию 11 ноября 2009 г.

УДК 621.396, 629.78

О. В. Плохих, В. Э. Иванов

Радиотехнический институт Уральского государственного технического университета – УПИ им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Некоторые результаты разработки системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных платформ GPS-ГЛОНАСС

Представлены основные результаты разработки и испытаний экспериментального образца системы радиозондирования атмосферы на основе использования сигналов спутниковых радионавигационных платформ GPS-ГЛОНАСС

Спутниковые радионавигационные системы, радиозондирование, цифровая обработка информации

Системы радиозондирования атмосферы (СРА), построенные на принципе слежения за радиозондами (РЗ), запускаемыми с помощью шаров-зондов в свободную атмосферу,

являются основным средством получения аэрологической информации в нашей стране и за рубежом для обеспечения краткосрочных и долгосрочных прогнозов погоды, для предупреждения природных и техногенных катастроф, для оценки их последствий и для выработки рекомендаций по уменьшению экологического ущерба в интересах народного хозяйства, а также для предсказания изменчивости климата в глобальном масштабе [1].

Аэрологическая сеть РФ является частью глобальной мировой сети радиозондирования и должна проводить аэрологические наблюдения в соответствии с требованиями, сформулированными в нормативных документах Всемирной метеорологической организации (ВМО). ВМО является специализированным учреждением ООН, через которое национальные метеорологические и гидрологические службы мира планируют и координируют применение метеорологической, климатической и экологической информации на глобальной основе. Системы наблюдения за атмосферой во всем мире находятся в постоянном взаимодействии, поскольку ни одна страна не может полностью полагаться на собственные силы при предоставлении метеорологической информации потребителям. Поэтому национальные системы метеорологических станций объединены в глобальную сеть наблюдений за погодой и климатом.

В мировой практике сформировались два основных метода измерения координат РЗ, определяющих структуру СРА [1]:

- Угломерно-дальномерный метод, использующий радиолокационные станции (РЛС). Отличительной особенностью отечественной СРА является реализация принципа совмещенного радиоканала, основанного на использовании в составе РЗ сверхрегенеративного приемопередатчика (СПП) ответчика. В настоящее время СРА состоит из РЛС типа АВК-1, МАРЛ, "Вектор-М" и аэрологических радиозондов типа МРЗ-3.

- Разностно-дальномерный метод, использующий сигналы радионавигационных систем. Первоначально такие СРА использовали сигналы наземных радионавигационных систем "Лоран" или "Омега" [2]. С начала 90-х гг. XX в. зарубежными фирмами AIR, VAISALA, GRAW разработаны и поставляются заказчикам СРА, построенные на основе спутниковых радионавигационных систем (СРНС) GPS ("НАВСТАР") [2], [3]. Эти станции имеют принципиальные преимущества по экономичности и габаритам, их использование на подвижных объектах практически не вызывает особых затруднений. В настоящее время функционирует отечественная СРНС ГЛОНАСС, однако в России пока нет собственных разработок СРА такого типа. Таким образом, следует считать актуальным проведение научных исследований по созданию отечественного варианта СРА на основе СРНС GPS и ГЛОНАСС. В настоящей статье рассмотрены основные результаты разработки и испытания экспериментального образца СРА на основе использования сигналов СРНС GPS.

Радиотехнический тракт СРА состоит из радиоканала "спутник – радиозонд" на несущей частоте 1575 МГц и радиоканала "РЗ – базовая станция (БС)" на несущей частоте в диапазоне 401...406 МГц. Аппаратура РЗ, оснащенная навигационным приемником GPS, измеряет собственные координаты. РЗ также снабжен датчиками метеорологических параметров и микропроцессорным блоком обработки координатно-телеметрической информации, которая с помощью передающего устройства по цифровому радиоканалу в виде

пакетов передается на БС. БС принимает сигнал РЗ, выделяет и обрабатывает цифровые пакеты, осуществляет вторичную обработку данных и отображает результаты на дисплее. Следует отметить, что в мире наблюдается тенденция к повышению требований к точности метеорологических систем, поэтому предусматривается вариант СРА, измеряющей координаты и скорость движения РЗ в дифференциальном режиме [4].

В процессе исследований в качестве метода модуляции была выбрана узкополосная частотная манипуляция несущей частоты передатчика РЗ. Предусмотрена также возможность перестройки несущей частоты с шагом 10...20 кГц в диапазоне рабочих частот СРА перед запуском РЗ. Относительная нестабильность несущей частоты передатчика составляет порядка 10^{-5} . Поскольку информационная полоса частот координатно-телеметрической информации ΔF не превышает 0.5 Гц [1], ее обновление осуществляется с темпом раз в 2 с. Вносимая в радиоканал избыточность позволяет исправлять отдельные битовые ошибки, которые могут возникать вследствие воздействия помех, в основном за счет пространственных колебаний РЗ. С учетом объема передаваемой информации и необходимой избыточности скорость передачи данных в канале составляет 2.4 кбит/с. Структура информационного пакета, передаваемого РЗ, показана на рис. 1.

В настоящее время созданы совмещенные приемники сигналов СНРС GPS-ГЛОНАСС. В РЗ был использован GPS-приемник TIM-LH (фирмы u-Blox). При гарантированной чувствительности -158 дБ/Вт приемное устройство TIM-LH, снабженное микрополосковой антенной, обеспечивает достаточно надежный прием сигналов СНРС. Определение координат РЗ во всем диапазоне рабочих высот и дальностей осуществляется блоком обработки информации в приемном устройстве TIM-LH с дальнейшей ретрансляцией координат на наземный комплекс.

Радиоканал "РЗ – БС" должен обеспечивать передачу координатной и телеметрической информации с борта радиозонда на наземный комплекс в оперативных диапазонах высот 0...40 км и дальностей 0...250 км. В связи с этим необходимо оценить требования к аппаратуре разрабатываемого наземного комплекса БС, включающего в себя антенную систему, малошумящий усилитель и приемное устройство.

Далее предполагается, что на РЗ установлены передатчик с мощностью не более 100 мВт и антенна в виде четвертьволнового несимметричного вибратора. В этом случае согласно известной методике Б. А. Введенского [5] расстояние до линии радиогоризонта $R_{\text{гор}}$ можно оценить по формуле $R_{\text{гор}} = 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$, где h_1 , h_2 – высота поднятия антенн БС в пункте приема и высота подъема РЗ соответственно, причем $R_{\text{гор}}$ измеряется в километрах, а h_1 и h_2 – в метрах. На практике $h_1 = 10...20$ м, $h_2 = 10\ 000...40\ 000$ м. Положив для

Преамбула	Время GPS	Режим навигационных измерений, состояние приемника GPS	Прямоугольные координаты и вектор скорости радиозонда в системе WGS-84	Кол-во спутников	Параметр температуры	Параметр влажности	Контрольная сумма
-----------	-----------	--	--	------------------	----------------------	--------------------	-------------------

Рис. 1

расчетов $h_1 = 10$ м, $h_2 = 10\,000$ м, имеем радиус зоны прямой видимости $R_{\text{гор}} > 350$ км.

Дифракция существенна в пределах $R_{\text{гор}} \leq R \leq (2 \dots 3) R_{\text{гор}}$, где R – наклонная дальность от БС до РЗ в км. Зона рефракции $R \gg R_{\text{гор}}$. Оперативная дальность действия СРА составляет 0...250 км, поэтому учитывать влияние дифракции и рефракции на затухание сигнала нет необходимости.

При расчетах напряженности электрического поля радиолинии на дальности $R \leq R_{\text{гор}}$ и выполнении условия $h_1 h_2 \leq R\lambda/18$ удовлетворительные результаты дает применение формулы [5]

$$E_{\text{д}} = \frac{2.18 \sqrt{P_{\text{РЗ}} G_{\text{РЗ}} h_1 h_2}}{R^2 \lambda},$$

где $E_{\text{д}}$ – действующее значение напряженности электрического поля в мВ/м; $P_{\text{РЗ}}$ – мощность передатчика радиозонда в кВт; $G_{\text{РЗ}}$ – коэффициент усиления антенны радиозонда; λ – длина волны несущего колебания в м.

Для оценки напряженности поля за линией горизонта $[R \leq (1.5 \dots 2) R_{\text{гор}}]$ воспользуемся дифракционной формулой $E_{\text{д}} = 4.25 f \sqrt{P_{\text{РЗ}} G_{\text{РЗ}} h_1 h_2} R_{\text{гор}}^{n-2} / R^n$, где f – частота несущего колебания; n – показатель степени затухания поля за горизонтом (для частоты 403 МГц $n = 8.5$).

С целью упрощения конструкции СРА и повышения эксплуатационных характеристик было принято исполнение антенн РЗ и БС в виде четвертьволновых вертикальных вибраторов. Радиотехнические тракты СРА имели стандартное волновое сопротивление 50 Ом. В этом случае мощность сигнала на входе приемного устройства можно оценить с помощью соотношения $P_{\text{пр}} = (E_{\text{д}}^2 \lambda^2 / 800) 10^{-12}$ Вт. После необходимых преобразований получим

$$P_{\text{пр}} = \left[10 P_{\text{РЗ}} (h_1 h_2)^2 / (R^2 K_n^2) \right] 10^{-12} \text{ Вт}, \quad (1)$$

где $K_n = 5 \dots 10$ – коэффициент потерь, учитывающий затухание сигнала за счет неучтенных факторов.

При подстановке в выражение (1) указанных ранее значений параметров получим мощность сигнала на входе малошумящего усилителя приемного устройства $P_{\text{пр}} = 6.25 \cdot 10^{-14}$ Вт (или –133 дБ/Вт).

Для обеспечения вероятности ошибки приема цифровой информации не более 10^{-6} с учетом раскачивания радиозонда необходимо обеспечить на входе порогового устройства соотношение "сигнал/шум" не менее 20 дБ. В этом случае реальная чувствительность приемного устройства БС должна быть не хуже –153 дБ/Вт.

Для модуляции несущего колебания передатчика применена манипуляция несущей частоты с минимальной девиацией $\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2$ кГц. Предварительные оценки показали, что

скорость передачи информации с борта РЗ на БС должна быть не менее 2.4 кбит/с, для чего необходима ширина спектра излучения передатчика РЗ $\Delta f_{\Pi} = 7$ кГц. Отсюда эффективная полоса приема $\Pi_{\text{эф}} = 7$ кГц.

Оценки полосы пропускания тропосферы дали значение $\Delta f_{\text{тр}} = 1.1$ МГц, поэтому учитывать фазовые искажения сигналов из-за атмосферных явлений не требовалось.

При выбранных условиях предельная чувствительность приемного устройства по выходу линейной части составила $P_{\text{пр}} = 10 \lg kT_0 \Pi_{\text{эф}} K_{\text{ш}} = -157.5$ дБ/Вт, где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт/° – постоянная Больцмана; $T_0 = 300$ К – абсолютная шумовая температура антенны; $K_{\text{ш}} = 3$ – коэффициент шума приемного устройства.

Сопоставление $P_{\text{пр}}$ и $P_{\text{пр min}}$ показало, что обеспечить необходимую дальность действия СРА при выбранной мощности передатчика РЗ, чувствительности приемного устройства БС и антеннах с круговой диаграммой направленности вполне возможно. Конструкция передающего устройства РЗ предусматривает необходимый уровень подавления высших гармонических составляющих спектра, попадающих в полосу пропускания навигационного приемника.

Разработанная СРА состоит из наземной БС и запускаемого в свободный полет аэрологического РЗ. БС, структурная схема которой показана на рис. 2, состоит из приемных устройств сигналов РЗ и сигналов СРНС, блока вторичной обработки данных и поста оператора – персонального или промышленного компьютера.

Сигналы РЗ принимаются антенной БС, поступают на приемное устройство, где преобразуются в низкочастотный цифровой пакет. Демодулированный сигнал РЗ передается в компьютер, где осуществляется окончательная обработка и хранение информации. По последовательному интерфейсу RS-232 (или интерфейсу USB) подключается базовый GPS-приемник. В обычном режиме он используется для определения координат БС, а в дифференциальном режиме необходим для формирования корректирующих координатных поправок.

Дополнительный интерфейс необходим для подключения РЗ к компьютеру в режиме предполетной подготовки. Программное обеспечение, запускаемое на компьютере, отображает текущую телеметрическую информацию, сохраняет данные радиозондирования в необходимом формате, управляет режимами работы станции и осуществляет контроль функционирования всех остальных блоков.

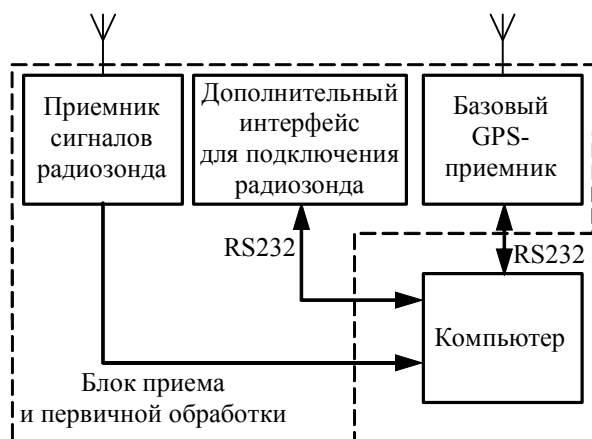


Рис. 2

Структурная схема аэрологического РЗ представлена на рис. 3. РЗ состоит из четырех модулей: базового модуля, модуля GPS-приемника, модуля передатчика и источника питания. Внешний вид РЗ приведен на рис. 4. Базовый модуль включает в себя микроконтроллер, измерительный преобразователь, датчики, установленные снаружи корпуса РЗ, и источники стабилизированных напряжений. Температура измеряется как изменение пе-

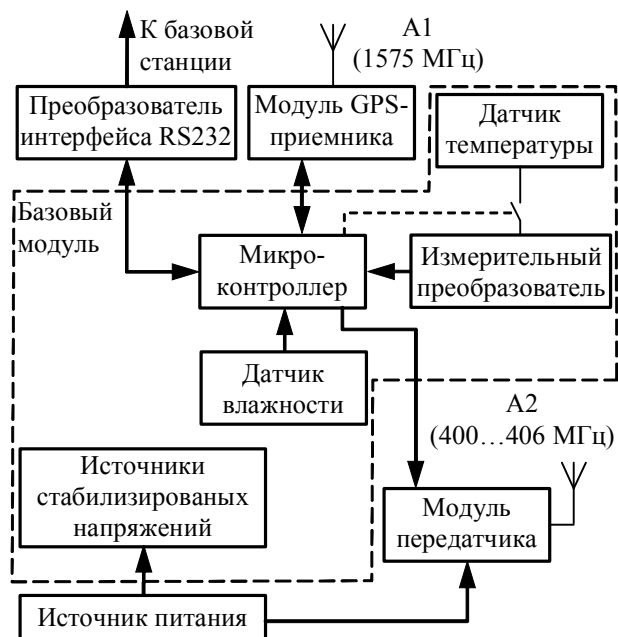


Рис. 3

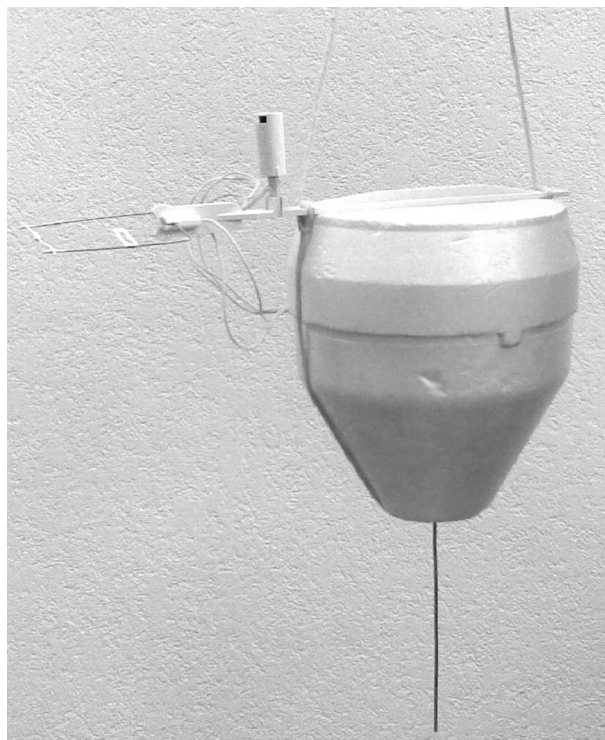


Рис. 4

риода низкочастотного импульсного сигнала измерительного преобразователя (аналогичного применяемому в МРЗ-3), возникающее при подключении датчика температуры последовательно к прецизионному опорному резистору преобразователя. Подключение датчика и измерение периода выполняются микроконтроллером. Прецизионный датчик влажности подключен к аналого-цифровому преобразователю микроконтроллера. Влажность вычисляется на БС как функция измеренного выходного напряжения датчика и температуры окружающего воздуха. В отличие от действующих систем типа АВК-1, МАРЛ, "Вектор-М" измеренные значения передаются на БС в цифровом виде, что снижает влияние помех радиотракта на результаты измерений. Кроме выполнения измерений базовый модуль принимает данные от модуля GPS-приемника, формирует цифровой пакет для передачи на БС, управляет работой модуля передатчика и формирует несколько стабилизированных напряжений питания, необходимых для функционирования модулей РЗ. Модуль передатчика передает по радиоканалу битовый поток, формируемый базовым модулем. Дополнительный преобразователь интерфейса RS-232 предназначен для программирования микроконтроллера и предстартовой настройки РЗ.

Микроконтроллер базового блока работает на тактовой частоте 70 МГц, что позволяет обрабатывать сигналы датчиков, принимать пакеты от GPS-приемника и формировать поток данных для передачи со скоростью не менее 2.4 кбит/с. Телеметрические данные меняются медленно, поэтому более высокая скорость передачи не требуется. Модуль передатчика содержит программируемый синтезатор частот, реализует частотную манипуляцию несущей частоты передатчика РЗ, а также поддерживает частотную модуляцию по закону Гаусса. Источник питания состоит из двух преобразователей напряжения питания и батарейного блока. Один преобразователь питает усилитель мощности передатчика, второй – остальные блоки РЗ.

Полетные испытания СРА проведены в августе 2009 г. на аэрологической станции "Верхнее Дуброво" методом спаренных пусков. Это позволило непосредственно сопоставить координатную и телеметрическую информацию, полученную стандартной радиолокационной системой АВК-МРЗ и разрабатываемой СРА. На рис. 5–7 приведены сравнительные результаты измерений высоты h , температуры t и влажности p , полученные СРА АВК-МРЗ (кривые 1) и навигационной СРА (кривые 2). На рис. 5–7, а приведены полные профили параметров, а на рис. 5–7, б – их укрупненные фрагменты.

Из графиков на рис. 5–7 видно, что в целом профили параметров, измеренных АВК-МРЗ и навигационной СРА, имеют хорошее совпадение. На рис. 5, б показан наиболее характерный по разнице в измерении высоты фрагмент. Наибольшее расхождение температурных профилей появилось в области низких температур (ниже $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$) на высотах более 12 км (рис. 6, б). Оно объясняется, в основном, погрешностью в градуировке датчиков температуры. Профили влажности хорошо совпадают на высотах до 7 км (рис. 7, а), где наблюдались наиболее высокие скорость изменения влажности и температура (выше $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$). В разрабатываемой СРА применен датчик влажности нового типа, менее инерционный и более точный в сравнении с датчиком МРЗ, поэтому в области низких температур (на высотах более 7 км) отчетливо проявилось запаздывание срабатывания датчика МРЗ (рис. 7, а). Для получения более корректных сравнительных результатов необходимы дополнительные экспериментальные исследования.

Сопровождение навигационного РЗ в течение всего полета осуществлялось устойчиво. Достигнута высота 30 км и наклонная дальность 35 км. Приемник РЗ принимал сигналы в

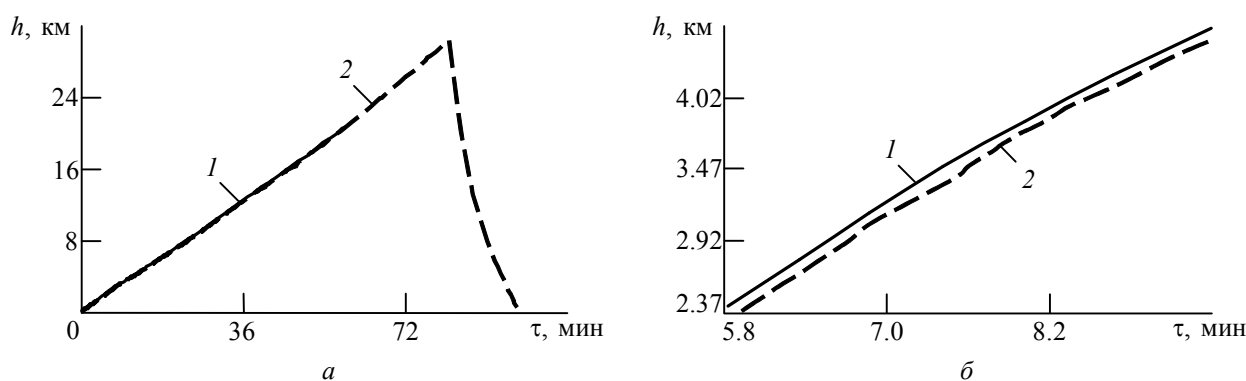


Рис. 5

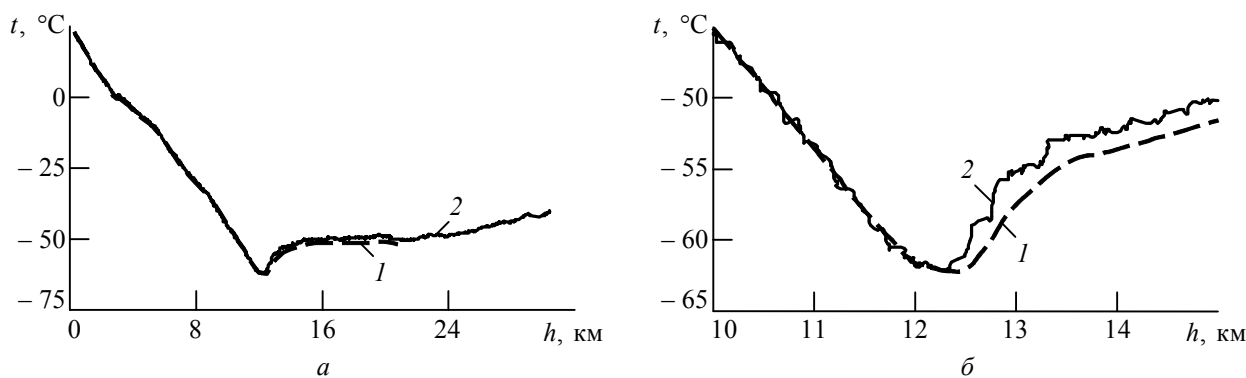


Рис. 6

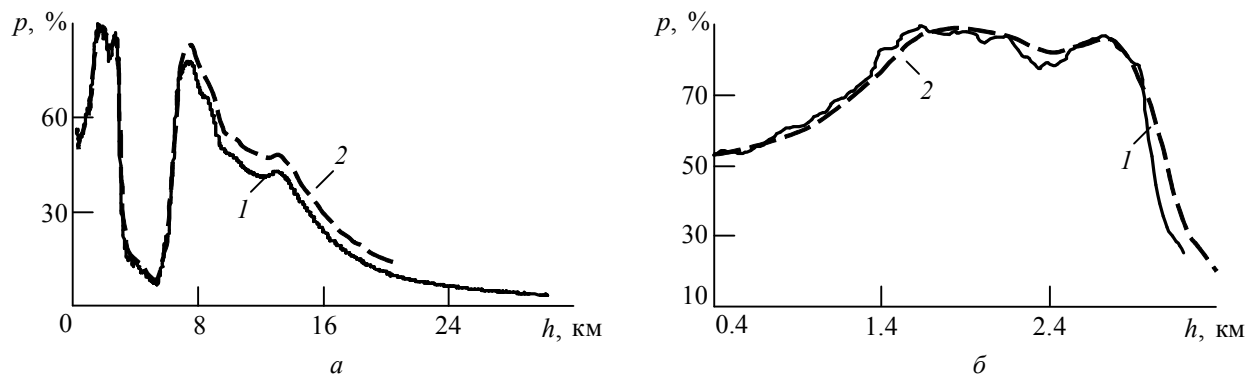


Рис. 7

среднем от 6–10 спутников. Во время полета наблюдались кратковременные (не более 2 с) срывы сопровождения спутниковых сигналов, связанные с прецессией РЗ. Навигационный РЗ СРА сопровождался на протяжении всего полета τ , вплоть до падения на Землю (см. рис. 5), в то время как сигнал РЗ СРА АВК-МРЗ на высоте 21 км прекратился. На дальности 30 км соотношение "сигнал/шум" на выходе линейной части приемного устройства БС составило 45...50 дБ. При допустимом минимальном соотношении "сигнал/шум" 20 дБ запас в 25...30 дБ обеспечивает реальную дальность действия СРА не менее 250 км.

В процессе полета аппаратурой БС дополнительно контролировались следующие параметры:

- устойчивость приема сигналов спутников СРНС и их количество;
- характер и уровень помех в диапазоне рабочих частот системы, спектр сигнала РЗ и отношение "сигнал/шум" на выходе линейной части приемного устройства БС, оцениваемые встроенным анализатором спектра;
- высота подъема, скорость и направление движения РЗ, наклонная и горизонтальная дальность, траектория полета.

Предельная ошибка измерения высоты РЗ в неподвижном состоянии перед запуском составила около 10 м, а скорости – не более 0.1 м/с. В процессе полета дополнительные ошибки возникали из-за срывов сопровождения сигналов спутников по причине раскачивания РЗ. В ходе полета разница в измерении высоты системой АВК и навигационной СРА составляла 30...150 м (см. рис. 5).

На рис. 8 приведен отфильтрованный профиль скорости ветра v_B , построенный по данным навигационной СРА.

В системе радиозондирования АВК-МРЗ телеметрическая информация передается модуляцией периода модулирующего сигнала с последовательной передачей во времени опорного сигнала, температуры и влажности. Период передачи телеметрической информации составляет 20 с. Поскольку в навигационной СРА цикл обмена информацией составляет 2 с, количество

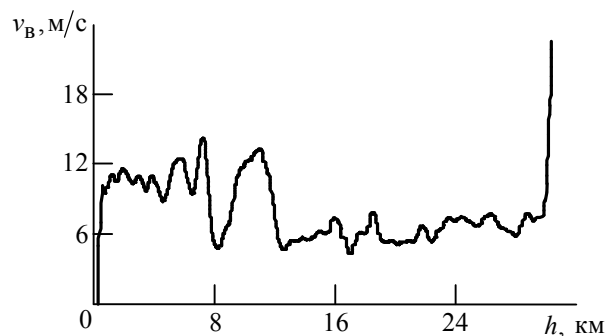


Рис. 8

передаваемой информации навигационного РЗ на порядок превосходит количество информации, получаемой с помощью РЗ МРЗ. В связи с этим его данные имеют более подробный характер, а разрабатываемая СРА – более информативна.

Результаты экспериментальных пусков показали в целом хорошее совпадение координатно-телеметрических данных, полученных серийной и исследуемой СРА. Дальность действия разработанной СРА надежно обеспечивается при выбранных и реализованных параметрах радиотехнического тракта, методах модуляции, обработки координатной и телеметрической информации. Разработанное системное и прикладное программное обеспечение имеет развитую структуру, позволяет в режиме реального времени контролировать функционирование узлов и подсистем комплекса, осуществлять оперативное управление в течение полета РЗ. Однако для определения реальных эксплуатационных характеристик навигационной СРА необходимо осуществить дополнительные экспериментальные пуски РЗ и провести статистический анализ важнейших параметров радиосистемы.

Появление на рынке недорогих отечественных приемников сигналов СНРС GPS-ГЛОНАСС позволяет создать универсальную СРА, работающую по сигналам обеих навигационных систем. Предложенная структура и реализованные технические решения (БС, РЗ) могут быть положены в основу выполнения ОКР и создания серийного образца СРА.

Список литературы

1. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / под ред. В. Э. Иванова; Уральское отд-е РАН. Екатеринбург, 2004. 596 с.
2. Novius W., Monna W. A., Rothe R. A. A comparison of radiosonde windfinding methods OMEGA, LORAN-C and GPS // WMO tech. conf. on meteorological and environmental instruments and methods of observation (TECO-98), 13–15 May 1998, Casablanca / WMO. Geneva, 1998. P. 169–172. (WMO/TD – № 877.)
3. Иванов В. Э., Плохих О. В. Радионавигация в системах аэрологического радиозондирования атмосферы // Вестн. ГОУ ВПО УГТУ-УПИ. Проектирование и анализ радиотехнических и информационных систем. Сер. радиотехническая. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004. № 18(48). С. 51–56.
4. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС / под. ред. В. Н. Харисова, А. И. Петрова, В. А. Болдина. 2-е изд. М.: Изд. пр. ред. журн. "Радиотехника", 1998. 399 с.
5. Введенский Б. А. Распространение ультракоротких радиоволн. М.: Наука, 1973. 406 с.

O. V. Plokhikh, V. E. Ivanov
Radio technical institute of Ural state technical university – UPI
named after the first Russia President B. N. Eltsyn

Some results of upper air sounding system development based on satellite navigational GPS-GLONASS platforms

In the article the basic results of the development and testing of upper air sounding system based on GPS-GLONASS satellite radio navigational platform signal application are considered.

Satellite radio navigational systems, radiosounding, digital data processing

Статья поступила в редакцию 15 октября 2009 г.



Редакционный отдел

Авторский указатель статей за 2009 г.

Цифры против фамилии и инициалов автора означают: первая – номер выпуска, вторая – номер начальной страницы статьи.

Абдува Ахмед М. А.	2, 63	Морковкин В. А.	4, 57
Арянцев М. Ю.	4, 64	Мякиньюков А. В.	4, 69
Бакаева Г. А.	3, 15	Нахмансон Г. С.	3, 15; 4, 23
Белов А. В.	1, 37; 3, 20	Нечаенко А. Г.	4, 57
Березин В. Б.	1, 43	Огурцов А. Г.	3, 49
Богачев М. И.	2, 52; 5, 31	Павлов А. С.	4, 19
Болошин С. Б.	6, 44; 6, 56	Павлов В. С.	3, 68
Бондарь П. А.	3, 12	Папаян Г. В.	1, 43
Бородин М. А.	5, 64	Парсаев Н. В.	6, 5; 6, 37
Булычев Ю. Г.	4, 57	Пашков И. С.	1, 10
Быков Р. Е.	1, 43	Петров Б. М.	5, 13
Быстров Н. Е.	6, 19; 6, 24	Плаксиенко В. С.	3, 12
Бычков Ю. А.	2, 21; 4, 5	Платонов С. М.	6, 31
Бэ Су-Джин	1, 43	Плахотник А. С.	5, 71
Валеев В. Г.	3, 60; 4, 64	Плохих О. В.	6, 66
Васильев А. В.	4, 23	Попов В. В.	1, 67
Вернигора В. Н.	4, 57	Пуликов Д. Г.	1, 37; 3, 20
Вострецов А. Г.	4, 19	Разин И. В.	3, 35; 5, 57
Гадзиковский В. И.	5, 3	Райфельд М. А.	1, 14
Гайворонский Д. В.	1, 53; 6, 44; 6, 56	Савченко В. В.	3, 3; 5, 41
Гантмахер В. Е.	1, 10; 6, 31	Савченко М. П.	5, 21
Девятков Г. Н.	1, 3	Садькова Е. В.	2, 63
Дегтярев С. А.	4, 32	Садькова Н. А.	5, 49
Ермоленко И. А.	4, 50	Самойлов И. М.	6, 44; 6, 56
Жукова И. Н.	6, 19; 6, 24	Сергеев Т. В.	1, 37; 3, 20; 3, 27
Зайченко К. В.	3, 27	Сокольников В. А.	2, 69
Зражевская И. Н.	2, 12	Соловьева Е. Б.	4, 32
Иванов В. Э.	6, 66	Спектор А. А.	1, 31
Ипатов В. П.	1, 53; 6, 44; 6, 56	Таранин С. В.	1, 3
Калениченко С. П.	2, 69	Тюкаев А. Ю.	6, 37
Канг Ук	1, 43	Флеров А. Н.	2, 3
Кардо-Сысоев А. Ф.	2, 3	Французов А. Д.	2, 3
Кононов Е. А.	4, 50	Чеботарев Д. В.	6, 19
Корнилова Л. Г.	6, 37	Чемаров А. О.	1, 61
Кугузов В. М.	4, 43	Червинский Е. Н.	2, 35
Леонтьев В. В.	5, 64	Шарыпов А. А.	3, 56
Леухин А. Н.	6, 5; 6, 13; 6, 37	Шебшаевич Б. В.	6, 44; 6, 56
Лысенко Н. В.	5, 49	Шевченко М. Е.	1, 23
Мазуров К. А.	4, 43	Шумаков А. А.	2, 21; 4, 5
Манило Л. А.	1, 43	Щербаков С. В.	2, 21; 4, 5
Мартухович И. О.	1, 31	Юрченко Ю. С.	3, 56
Мозоль А. А.	4, 57		

Наши авторы

Болошин Сергей Борисович

Доктор технических наук (1993), профессор (1995), руководитель научного направления ОАО "Российский институт радионавигации и времени". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – теория и практика дальней радионавигации.

Тел.: 8(812)2741996. E-mail: office@rirt.ru

Быстров Николай Егорович

Доктор технических наук (2005), профессор (2007) кафедры радиосистем Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. Автор около 100 научных работ. Сфера научных интересов – синтез, анализ и обработка сигналов с большой базой в радиолокационных системах.

Тел.: 8(8162)626862. E-mail: Nikolay.Bystrov@novsu.ru

Гайворонский Дмитрий Вячеславович

Магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2007), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре радиотехнических систем, ассистент указанной кафедры. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации; теория сигналов.

Тел.: 8(812)3462859. E-mail: dvgaivoronschi@rambler.ru

Гантмахер Владимир Ефимович

Доктор технических наук (1996), профессор (2000), главный научный сотрудник научно-исследовательского центра Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого, заслуженный работник высшего образования РФ (2001), заслуженный работник науки и техники (2006). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – шумоподобные сигналы; анализ, синтез и формирование псевдослучайных последовательностей.

Тел.: 8(8162)626525. E-mail: gant@oktb-omega.ru

Жукова Ирина Николаевна

Кандидат технических наук (1999), доцент (2004) кафедры радиосистем Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – синтез, анализ и обработка сигналов с большой базой в радиолокационных системах.

Тел.: 8(8162)626862. E-mail: Irina.Zhukova@novsu.ru

Иванов Вячеслав Элизбарович

Доктор технических наук (2004), профессор (2006), заведующий кафедрой технологий и средств связи Радиотехнического института Уральского государственного техниче-

ского университета – УПИ им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – системы радиозондирования атмосферы; системы ближней радиолокации и связи; приемопередающие устройства СВЧ-диапазона.
Тел.: 8(343)3754762.

Ипатов Валерий Павлович

Доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983), почетный изобретатель СССР (1986). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.
Тел.: 8(812)2340596. E-mail: ipatov@utu.fi

Корнилова Любовь Георгиевна

Аспирантка Марийского государственного технического университета (МарГТУ) по кафедре информатики и системного программирования (2008). Окончила МарГТУ (2007) по специальности "Инженерное дело в медико-биологической практике". Автор 22 научных работ. Область научных интересов – синтез ансамблей сложных сигналов, обработка сигналов и изображений.
Тел.: 8(8362)686020. E-mail: kornilovalyuba@rambler.ru

Леухин Анатолий Николаевич

Доктор физико-математических наук (2005), профессор кафедры информатики и системного программирования Марийского государственного технического университета, лауреат Государственной премии Республики Марий Эл в области науки и техники (2001). Автор более 170 научных работ. Область научных интересов – теория сигналов; криптография; цифровая обработка сигналов и изображений; распознавание образов.
Тел.: 8(8362)686020. E-mail: leukhinan@list.ru

Парсаев Николай Владимирович

Аспирант Марийского государственного технического университета (МарГТУ) по кафедре информатики и системного программирования (2007). Окончил МарГТУ (2007) по специальности "Инженерное дело в медико-биологической практике". Автор 19 научных работ. Область научных интересов – корреляционная теория сигналов; синтез и анализ ансамблей сложных сигналов; теория и техника обработки сигналов и изображений.
Тел.: 8(8362)686020. E-mail: nikolai_parsaev@mail.ru

Платонов Сергей Михайлович

Аспирант Новгородского государственного университета (НовГУ) им. Ярослава Мудрого по кафедре прикладной математики (2007). Окончил НовГУ (2007) по специальности "Прикладная математика и информатика". Автор пяти научных публикаций. Об-

ласть научных интересов – анализ, синтез и формирование псевдослучайных последовательностей.

Тел.: 8(905)2927713. E-mail: platonov.ser@gmail.com

Плохих Олег Васильевич

Старший преподаватель кафедры технологий и средств связи Радиотехнического института Уральского государственного технического университета – УПИ (УГТУ-УПИ) им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Окончил УГТУ-УПИ (1998) по специальности "Проектирование и технология радиоэлектронной аппаратуры". Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – системы радиозондирования атмосферы, методы и устройства цифровой обработки информации, проектирование радиоэлектронной аппаратуры.

Тел.: 8(343)3754762. E-mail: plohih@list.ru

Самойлов Игорь Михайлович

Кандидат технических наук (1985), доцент (2000) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 57 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника, статистическая теория связи, широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных, теория сигналов.

Тел.: 8(812)3462859. E-mail: kvantz@rambler.ru

Тюкаев Андрей Юрьевич

Кандидат технических наук (2009), старший преподаватель кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Марийского государственного технического университета. Автор 29 научных работ. Область научных интересов – корреляционная теория сигналов; синтез и анализ ансамблей сложных сигналов; теория и техника обработки сигналов.

Тел.: 8(8362)687805. E-mail: a.y.tyukaev@mail.ru

Чеботарев Дмитрий Владимирович

Доктор технических наук (2007), доцент (2005), заведующий кафедрой радиосистем Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. Автор около 100 научных работ. Сфера научных интересов – синтез, анализ и обработка сигналов с большой базой в радиолокационных системах.

Тел.: 8(8162)626862. E-mail: Dmitry.Chebotarev@novsu.ru

Шебшаевич Борис Валентинович

Кандидат технических наук (1985), первый заместитель генерального директора ОАО "Российский институт радионавигации и времени". Автор около 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехнические системы и комплексы координатно-временной привязки.

Тел.: 8(812)2741996. E-mail: office@rirt.ru

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника"¹

Верстка журнала осуществляется с электронных копий. Используется компьютерная обработка штриховых и полутоновых (в градациях серого) рисунков. Журнал изготавливается по технологии офсетной печати.

В редакционный совет журнала "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию (дискета либо CD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- справку об авторах и ее электронную копию на русском и английском языках (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Правила оформления текста

- Подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word.
- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType.
- Шрифтовое начертание обозначений в формулах, в таблицах и в основном тексте должно быть полностью идентичным.
- Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.
- Распечатка подписывается всеми авторами.
- Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее 3 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колоннитулы – верхний 2 см, нижний 2 см.

Элементы заглавия публикуемого материала

- УДК.
- Перечень авторов (разделяется запятыми, инициалы указывать перед фамилиями).
- Место работы авторов.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи.
- Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми.
- Каждый элемент заглавия приводится, начиная с новой строки.

Основной текст

- Шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по ширине, первая строка с отступом 1 см, интервал межстрочный "Множитель 1.2".
- Подстрочные ссылки используются постраничные, шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный; имеют сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

- Строка с текстом "Список литературы".
- Собственно список литературы: каждая ссылка с номером в отдельном абзаце. Выполняется по ГОСТ 7.1-2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004. М.: Изд-во стандартов, 2004 или ГОСТ 7.0.5-2008.
- Не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований; приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные работы не допускаются).
- Ссылки на материалы, размещенные на электронных носителях, следует давать лишь в крайнем случае. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

¹ Приводится в сокращении. Полный текст требований публикуется ежегодно в первом выпуске журнала.

Элементы заглавия на английском языке

- Перечень авторов (разделяется запятыми, инициалы указывать перед фамилиями).
- Место работы авторов.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи.
- Аннотация.
- Ключевые слова.

Элементы заглавия на английском языке должны представлять собой перевод соответствующих элементов заглавия, приведенных на русском языке перед основным текстом.

Верстка формул

- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.
- Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).
- Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.
- Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы.

Верстка рисунков

- Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.). Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tif, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.).
- Рисунок может содержать несколько полей, если приведенные на них данные имеют тематическую общность и примерно равные размеры.
- Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 8 см.
- Первая ссылка на рисунок производится, например, как рис. 3, повторные – как (см. рис. 3).
- На рисунке следует приводить минимум текста и обозначений; обозначения размещаются на линиях-выносах.
- При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований соответствующих ГОСТ.
- На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы.
- Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей.
- При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение рисунка после сканирования.

Верстка таблиц

- Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного заголовка (слова "Таблица" и ее номера арабскими цифрами); головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы). Боковик может отсутствовать.
- Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Справка об авторах

Включает для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (5–6 строк), название организации, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

В целях ускорения прохождения рукописи целесообразно представить рецензию независимого специалиста, выполненную в свободной форме.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", издательство. Технические вопросы можно выяснить по электронной почте monchak@yandex.ru