

УДК 621.396; 621.396.962.

## СИГНАЛЬНО-КОДОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ МИМО РЛС НА ЭЛЕМЕНТАХ ПРОИЗВОДНОЙ СИСТЕМЫ ФМ СИГНАЛОВ

**Иванников Анатолий Петрович**

доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник АО «НПП «Полёт»<sup>1</sup>.

**Иванников Дмитрий Анатольевич**

кандидат технических наук, доцент, начальник отдела АО «ННПО имени М.В. Фрунзе»<sup>2</sup>.

E-mail: ccs5000@mail.ru.

<sup>1</sup>Адрес: 603950, Россия, г. Нижний Новгород, Комсомольская пл., д. 1.

<sup>2</sup>Адрес: 603009, Россия, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 174.

**Аннотация:** С целью повышения качества радиолокационной информации в настоящее время интенсивно развивается новое направление радиолокационных систем (РЛС) с фазированными антенными решётками (ФАР) в виде многоканальных МИМО РЛС. В данной работе рассматривается одно из перспективных направлений – МИМО РЛС на базе сигнально-кодовой конструкции с кодовым разделением фазоманипулированных (ФМ) сигналов по форме с помощью корреляционной обработки в приёмных модулях ФАР. Рассматривается возможность применения сигнально-кодовой конструкции МИМО РЛС с элементами производной системы ФМ сигналов, синтезированными на основе ортогональных кодов Уолша и кодов Баркера с малым уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции. Применение данной сигнально-кодовой конструкции в МИМО РЛС позволяет повысить качество радиолокационной информации и обеспечить повышение вероятности обнаружения сигналов на фоне помех и шума, что подтверждается результатами моделирования в среде MathCAD.

**Ключевые слова:** МИМО РЛС, код Баркера, код Уолша, алгоритмы, функция корреляции, радиолокатор, антенная решётка, твердотельные модули.

Одной из важных тенденций в развитии современных РЛС с ФАР является рост числа каналов РЛС и переход к применению многоканальным МИМО РЛС, что позволяет увеличить объём и повысить качество получаемой радиолокационной информации. В частности, появляется возможность быстрого поиска и одновременного измерения параметров большего числа целей, увеличение возможности адаптации, перехода в режим формирования узкого луча диаграммы направленности ФАР и т.п. [1–4].

На рис. 1 приведена одна из структурных схем МИМО РЛС с ФАР, построенной на базе сигнально-кодовой конструкции на технологии ОССДМ с кодовым разделением ФМ сигналов.

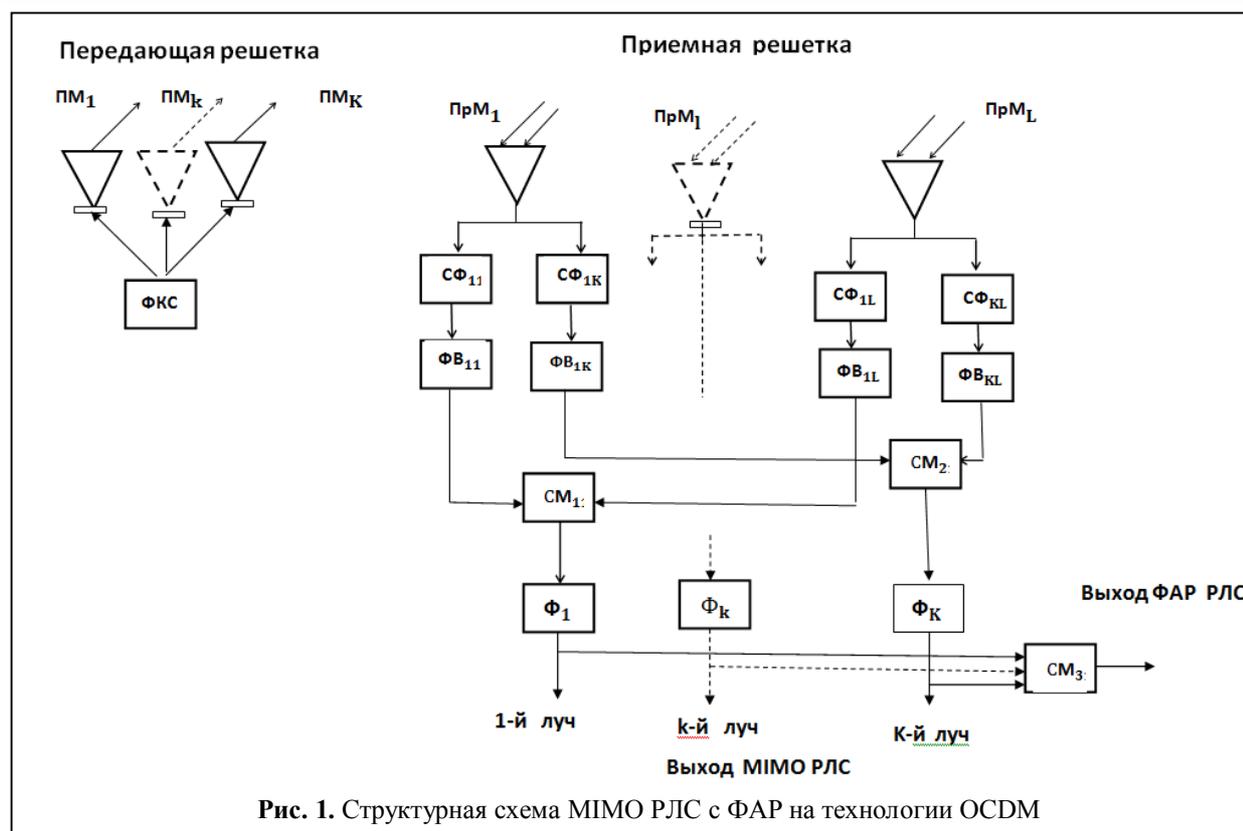
В качестве примера полагается, что ФАР с МИМО РЛС содержит  $K$  передающих и  $L$  приёмных модулей, а также виртуальные элементы, которые определяются геометрической структурой антенной решётки [5].

В модуляторах передающих модулей в соответствии с амплитудой  $k$ -го дискретного

двоичного ФМ сигнала сообщения, в излучаемом радиосигнале начальная фаза  $\varphi_k(t)$  изменяется по следующему закону: при амплитуде, равной 1, фаза  $\varphi_k(t) = 0$ , а при амплитуде, равной минус 1 – фаза  $\varphi_k(t) = \pi$ .

В МИМО РЛС при одновременном излучении ортогональных радиосигналов  $K$  передающими модулями решетки ПМ<sub>n</sub> формируются  $K$  передающих лучей радиосигналов, ширина которых определяется диаграммой направленности одного передающего модуля, которые не суммируются когерентно на цели, и не формируют узкий луч, как в обзорных радиолокаторах с антенными решётками. При этом ширина каждого из  $K$  лучей может быть равной ширине сектора ответственности РЛС [1–4].

В каждом приёмном модуле ПрМ<sub>k</sub> ортогональные сигналы с разной фазовой модуляцией  $\varphi_k(t)$  разделяются по форме с помощью набора согласованных фильтров CF<sub>ik</sub> с корреляционной обработкой. При некогерентных излучаемых сигналах начальные фазы  $\varphi_k(t)$



являются взаимно независимыми случайными величинами, поэтому для обеспечения когерентного сложения сигналов в фильтрах  $\Phi_L$  приёмных модулей проводится компенсация начальных фаз  $\varphi_k(t)$ , в результате чего формируется при приёме система узких приёмных лучей, также покрывающая весь сектор ответственности. При этом число виртуальных приёмопередающих антенных элементов, как и число степеней свободы, может достигать  $K \times L$  [4].

Применение цифровой ФАР повышает эффективность работы МИМО РЛС в пассивном режиме: обеспечивает обнаружение всех излучающих целей в доступном секторе углов без сканирования, позволяет повысить скорость поиска цели и скрытность работы РЛС. В активном режиме возможна аналогичная работа на малой дальности, когда не требуется максимальная мощность сигнала, а также переход в режим формирования узкого луча диаграммы направленности ФАР МИМО РЛС.

Известны алгоритмы обнаружения флуктуирующих сигналов на фоне белого шума при-

ёмников для МИМО РЛС с излучением некогерентных и когерентных сигналов по критерию Неймана – Пирсона и варианты структурных схем, реализующих оптимальные алгоритмы. Проведено сравнение характеристик МИМО РЛС с РЛС обнаружения с ФАР [2].

В ряде работ [6–12] показано, что параметры РЛС с антенными решётками в значительной степени определяются сигнально-кодowymi конструкциями ФМ сигналов. При этом синтез сигнально-кодowych конструкций не сводится к отдельному и независимому выбору кода и способа модуляции, а выполняется в целом, с учётом взаимосвязанности этих процедур. Важно также подчеркнуть, что приём сигнально-кодowych конструкций осуществляется исключительно как приём всего сигнально-кодowego блока. В МИМО РЛС, построенной на базе сигнально-кодовой конструкции на технологии OCSDM с кодовым разделением ФМ сигналов, процедура приёма, как правило, состоит из фазовой демодуляции и декодирования с помощью корреляционной обработки. При этом эти операции не разде-

ляются, и решение принимается не поэлементно, а для всего сигнально-кодového блока [6–12].

Следует отметить, что в настоящее время развитие аппаратно-программных средств на платформе RDS (программируемое радио) расширило возможности решения данной проблемы с использованием перспективных и быстро развивающихся направлений сигнально-кодových конструкций (ССК) на следующих технологиях в зависимости от цели использования систем радиосвязи [7–13]:

- OFDM сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты;
- CDM сигналов с прямым расширением спектра;
- OCDM сигналов с ортогонально-кодovým разделением каналов и использованием широкополосных сигналов (ШПС) в виде многопозиционных фазомодулированных сигналов (ФМ сигналов).

В работе [8] приведены результаты имитационного моделирования вероятности ошибки для сигнально-кодových конструкций на технологиях OCDM и OFDMA, из которых следует, что применение технологии OCDM в широкополосных системах радиосвязи обеспечивает помехозащищённость значительно выше, чем у OFDM. Поэтому в данной работе рассматривается MIMO РЛС на базе сигнально-кодových конструкций на технологии OCDM с кодovým разделением ФМ сигналов.

В инженерном плане – это задачи реализации полученных алгоритмов преобразований с учётом приемлемой сложности и быстродействия процессоров, передатчика и приёмника, а также улучшения эксплуатационных параметров. Основу решения данной задачи составляет разработка сигнально-кодových конструкций ФМ сигналов, поэтому синтезу и формированию кодového ФМ сигнала уделяется особое внимание.

В [11, 12, 15] показано, что канальное разделение кодových сигналов с большой базой обеспечивается с помощью многоканальной корреляционной обработки. При этом сигнально-кодových конструкция с большой базой будет иметь малый уровень боковых лепестков автокорреляционной функции.

В качестве ортогональной кодových последовательности сигналов в [11] в виде примера приведены элементы производной системы сигналов на базе кодов Уолша и Баркера  $N=4$  порядка, а также автокорреляционные функции элементов производной системы сигналов  $N=4$  порядка (рис. 2, 3).

Показано, что приведённые АКФ широкополосных импульсных сигналов имеют боковые лепестки, не превышающие уровень 0,25 от основного лепестка, и находятся в противофазе, поэтому при совмещении их во времени они взаимно компенсируются (рис. 4).

Подробный анализ структурных схем модулей формирования и обработки сигналов,

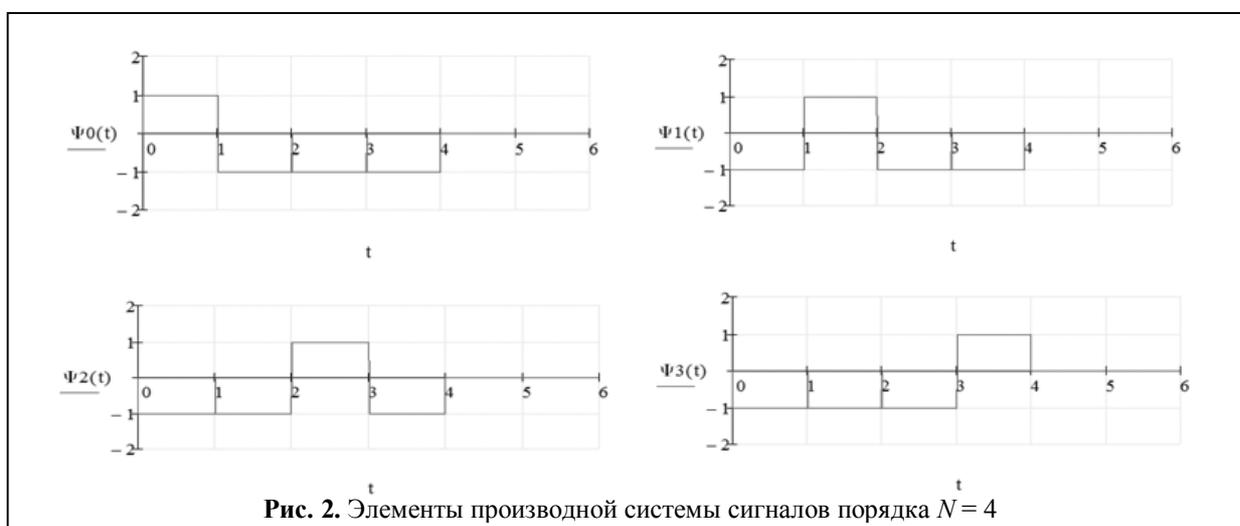


Рис. 2. Элементы производной системы сигналов порядка  $N=4$

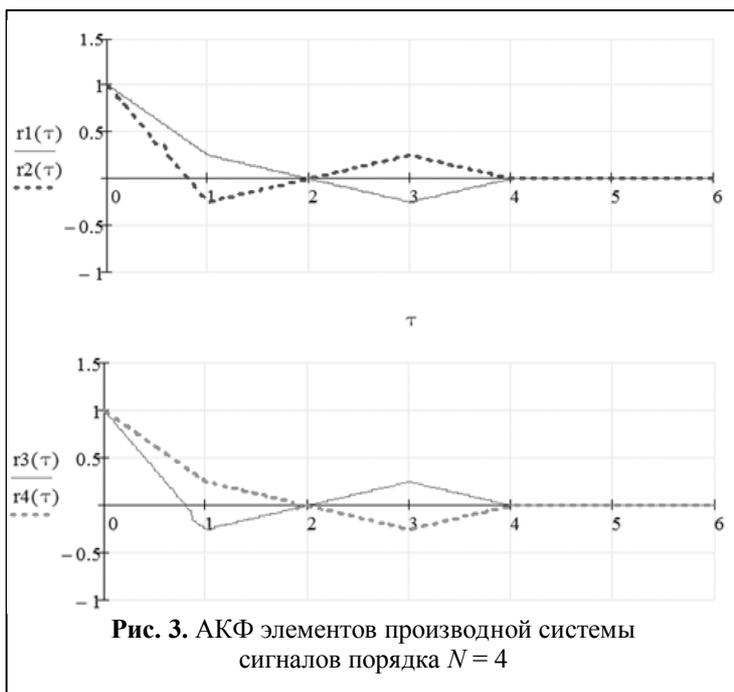


Рис. 3. АКФ элементов производной системы сигналов порядка  $N = 4$

проведённый в [11], позволяет сделать вывод, что вследствие широких лучей диаграммы направленности каждого  $k$ -го передающего модуля ФАР, на вход каждого  $l$ -го приёмного модуля ФАР ММО РЛС поступают не только радиосигналы от  $K$  передающих модулей, отражённые от цели, но и переотражённые радиосигналы от местных предметов, задержанные во времени относительно этих радиосигналов. Это приводит к появлению «своих» радиосигналов, отражённых от целей, а также собственных и взаимных помех на входе многоканальных декодеров с корреляционной обработкой, которые на выходе каждого канала корреляторов имеют вид [10–12]:

- АКФ «своего» сигнала в  $l$ -м канале корреляционных фильтров каждого из  $L$  приём-

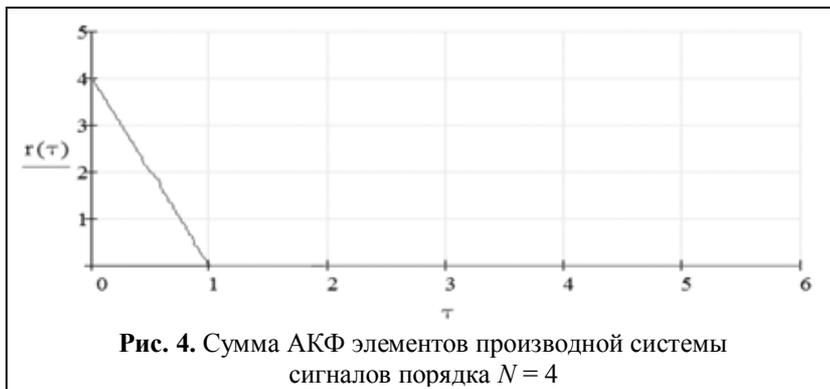


Рис. 4. Сумма АКФ элементов производной системы сигналов порядка  $N = 4$

ных модулей

$$r_c(\tau) = \frac{1}{\tau_c} \int_0^{\tau_c} \psi_k(t - \tau) \psi_1(t) dt = 1$$

$$\text{при } \tau = 0 \text{ и } k = 1 \quad (1)$$

где  $\tau_c$  – длительность ФМ сигналов.

- АКФ собственной помехи в  $l$ -м канале корреляционного фильтра каждого из  $L$ -го приёмного модуля, совпадающие по содержанию со «своим» сигналом, можно представить в виде

$$r_{cn}(\tau) = \frac{\eta_{lk}^2}{\tau_c} \cos(\Delta\varphi) \int_0^{\tau_c} \psi_k(t - \tau) \psi_1(t) dt$$

$$\text{при } \tau \neq 0 \text{ и } k = 1, \quad (2)$$

где  $\Delta\varphi$  – разность фаз ФМ сигналов;  $\eta_{lk}^2$  – отношение амплитуды собственных помех и «своего» сигнала;  $\tau$

– задержка собственных помех относительно «своего» сигнала;  $\tau_c$  – длительность ФМ сигналов.

- АКФ взаимных помех в  $l$ -м канале корреляционного фильтра каждого из  $L$ -го приёмного модуля, создаваемые элементами производной системы сигналов других  $k$  передающих модулей, можно представить в виде

$$r_{cn}(\tau) = \frac{\eta_{lk}^2}{\tau_c} \cos(\Delta\varphi) \int_0^{\tau_c} \psi_k(t - \tau) \psi_1(t) dt$$

$$\text{при } \tau \neq 0 \text{ и } k \neq 1. \quad (3)$$

Тогда в соответствии с соотношениями (1)–(3) на выходе каждого корреляционного фильтра  $L$ -го приёмного модуля сумму корреляционных функций можно представить в виде

$$r_{cnn}(\tau) = r_c(\tau) + r_{cn}(\tau) + r_{внн}(\tau). \quad (4)$$

Приведённые результаты моделирования в среде MathCAD по выделению АКФ «своего» сигнала в  $l$ -м канале корреляционных фильтров каждого из  $L$ -го приёмного модуля при наличии собственных и взаимных помех

показали высокую эффективность выделения полезного сигнала в соответствии с величиной базы  $B = 8$  элементов производной системы ФМ сигналов [10–12].

В качестве примера приведены результаты моделирования в среде MathCAD одного из приёмных модулей при наличии смеси сигнала в виде элементов производной системы ФМ сигналов и шума при отношении сигнал/шум  $q = 1$  и величиной базы  $B = 8$ . При этом следует отметить, что модель узкополосного шума  $U_{ш}(t)$  представлена в виде гармонического ряда в тригонометрической форме в полосе  $\Delta F = 1$  МГц.

На рис. 5 приведены огибающие сигнала и шума на входе приёмного модуля. На рис. 6 приведена огибающая смеси сигнала и шума на входе приёмного модуля. На рис. 7 приведена АКФ огибающая смеси сигнала и шума на выходе приёмного модуля.

Приведенные результаты моделирования в среде MathCAD по выделению АКФ «своего» сигнала в  $l$ -м канале корреляционных фильтров каждого  $L$ -го приёмного модуля при наличии шумов и отношении сигнал/шум  $q = 1$  подтвердили высокую эффективность по устранению шумов. Это объясняется тем, что при кодовом разделении элементов производной системы сигналов в многоканальном декодере с корреляционной обработкой спектральные плотности помех и шума при умножении на копии элементов производной системы сигналов значительно расширяются. В результате этого в узкую полосу на выходе каждого коррелятора попадает лишь часть мощности помех и шума, поэтому они будут ослаблены в соответствии с величиной базы (в данном случае  $B = 8$ ) разделения элементов производной системы сигналов (рис. 8).

### Выводы

ММО РЛС с неразнесёнными антеннами и кодированными сигналами в виде ортогональ-

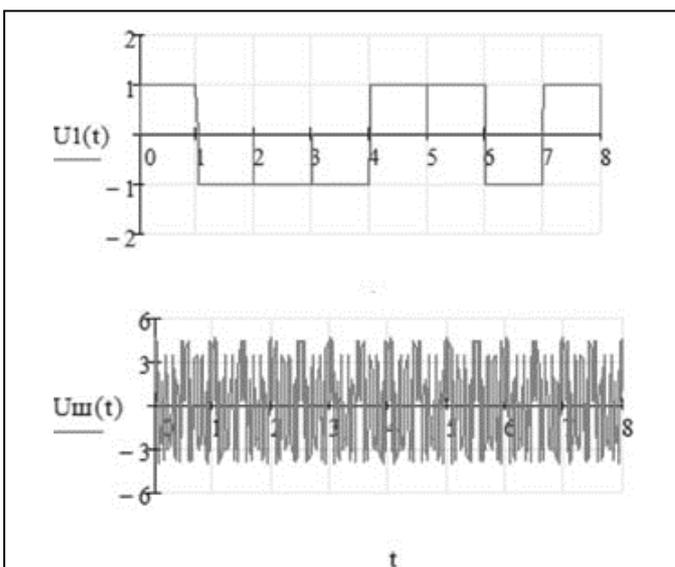


Рис. 5. Огибающие сигнала и шума на входе приёмного модуля

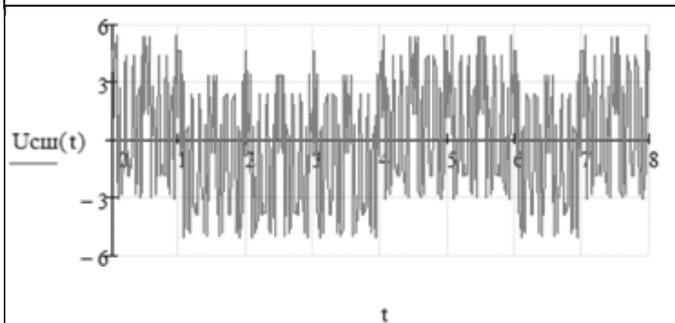


Рис. 6. Огибающая смеси сигнала и шума на входе приёмного модуля

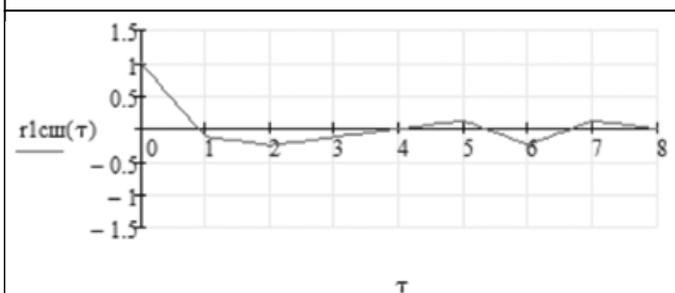


Рис. 7. АКФ огибающей смеси сигнала и шума на входе приёмного модуля

ных элементов производной системой сигналов представляют действительно новое перспективное направление в радиолокации. Наиболее существенным свойством этих РЛС являются не только повышение углового разрешения антенной системы, но и возможность одновременного точного измерения параметров большого числа целей, значительное



Рис. 8. Спектральные плотности шума

повышение скорости поиска и надёжности обнаружения воздушных объектов в широком секторе зоны ответственности без сканирования пространства. Кроме того, возможен переход в режим формирования узкого луча диаграммы направленности ФАР и т.п.

При этом следует отметить, что большая часть работы по реализации предложенных алгоритмов сигнально-кодовой конструкции по технологии OCDM выполняется на базе программно-определяемой аппаратной платформы по технологии SDR (программируемое радио). Программная часть предложенных алгоритмов состоит из двух частей: программы для формирования и обработки сигнально-кодовой последовательности сигналов с целью выделения передаваемой информации и программы для управляющей и синхронизирующей системы.

### Литература

1. Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС // Прикладная радиоэлектроника. 2009. Т. 8. № 4. С. 477–489.
2. Черняк В.С. Обнаружение сигналов в ММО РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 7. С. 35–48.
3. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: ММО РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 2. С. 5–19.

Поступила 27 июня 2019 г.

4. Черняк В.С. Пространственно-частотная фильтрация сигналов на фоне стохастических помех в многоканальных приемных системах // Радиотехника и электроника. Т. XVIII. № 5. 1973. С. 959–969.

5. Горшков С.А., Орзиш П.И. Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки ММО РЛС // Доклады БГУИР. 2012. №8 (70). С. 93–99.

6. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

7. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции телекоммуникационных системах. Одесса: Феникс, 2009. 180 с.

8. Николаев В., Гармонов А., Лебедев Ю. Системы широкополосного радиодоступа 4 поколения: выбор сигнально-кодовых конструкций // Первая миля. 2010. Вып. 5–6. С. 56–59.

9. Белицкий А.М., Постников С.А., Струнская-Зленко Л.В. Результаты полевых испытаний радиоканала на основе сигнально-кодовых конструкций OCDM // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 48–53.

10. Пат. РФ № 2663240. Способ защиты каналов передачи данных в условиях многолучевого распространения радиосигналов. Иванников А.П. Заявл. 03.04.2018, опубл. 03.08.2018. Бюл. № 22. 12 с.

11. Иванников А.П., Иванников Д.А. Способ и устройство формирования и обработки сигналов в радиолокаторах с антенными решетками // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 3. С. 17–25.

12. Пат. РФ № 2656369. Способ и устройство формирования и обработки сигналов в радиолокаторах с антенными решетками. Иванников А.П. Заявл. 30.08.2017; опубл. 05.06.2018. Бюл. №16. 12 с.

13. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2010. 312 с.

English

## SIGNAL-CODE SEQUENCE OF MIMO RADARS BASED ON ELEMENTS OF FM SIGNAL SYSTEM DERIVATIVE

Anatoliy Petrovich Ivannikov – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Senior Research Assistant, JSC “NPP “Polyot”<sup>1</sup>.

Dmitry Anatolyevich Ivannikov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor; Department Head, JSC “NNPO named after M.V. Frunze”<sup>2</sup>.

E-mail: ccs5000@mail.ru.

<sup>1</sup>Address: 603950, Russia, Nizhny Novgorod, Komsomolskaya square, 1.

<sup>2</sup>Address: 603009, Nizhny Novgorod, Gagarin Ave., 174.

*Abstract:* Currently, Radar Systems (RS) with phased array antennas (PAA) as multi-channel MIMO RS are intensively developing to improve radar data quality. In particular, it becomes possible to quickly search and simultaneously measure parameters of multiple targets, to increase the possibility of adaptation, switching to a spot beam forming mode of PAA beam pattern, etc. Using digital PAA increases the efficiency of MIMO RS in passive mode: it enables detection of all emitting targets in the available sector scan without scanning, enables to improve target search speed and concealment of RS operation. Similar operation is possible at short range in active mode, when maximum signal strength is not required, as well as switching to a spot beam forming mode of PAA beam pattern of MIMO RS. There are known detection algorithms for fluctuating signals against the white noise of receivers for MIMO RS with emission of non-coherent and coherent signals as per Neymann-Pearson criterion and variants of structural diagrams implementing optimal algorithms. At that antenna array RS parameters of radar are largely determined by FM signal-code sequences, and synthesis of signal-code sequences is not reduced to a separate and independent choice of code and modulation method, but it is performed considering correlation of these procedures. This paper examines MIMO RS with code division of phase-shift (FS) shaped signals via correlation processing in PAA receiving modules. In doing so there was used a signal-code sequence with elements of FS signal derivative system synthesized on the basis of orthogonal Walsh codes and Barker codes with low level of side lobes of autocorrelation function. Application of this signal-code sequence in MIMO RS enables to improve radar data quality and that is confirmed by the results of modeling in MathCAD environment.

*Keywords:* MIMO RS, Barker code, Walsh code, algorithms, correlation function, radar, antenna array, solid-state modules.

### References

1. Chernyak V.S. About new development in radar systems: MIMO RS. Applied Radioelectronics. 2009. Vol. 8. No. 4. Pp. 477–489.
2. Chernyak V.S. Signal detection in MIMO RS. Achievements of Modern Radioelectronics. 2014. No. 7. Pp. 35–48.
3. Chernyak V.S. About new and old ideas in radar systems: MIMO RS. Achievements of Modern Radioelectronics. 2011. No. 2. Pp. 5–19.
4. Chernyak V.S. Spatial-frequency filtering of signals against stochastic interference in multichannel receiving systems. Radio engineering and Electronics. Vol. XVIII. No. 5. 1973. Pp. 959–969.
5. Gorshkov S.A., Orgish P.I. Synthesis algorithm for geometric arrangement of MIMO RS antenna array. BSUIR Papers. 2012. No. 8 (70). Pp. 93–99.
6. Zuko A.G., Falko A.I., Panfilov I.P. et al. Noise immunity and efficiency of data transmission systems. Moscow: Radio and Communication, 1985. 272 p.
7. Banket V.L. Signal-code sequences of telecommunication systems. Odessa: Phoenix, 2009. 180 p.
8. Nikolaev V., Garmonov A., Lebedev Yu. 4th generation broadband radio access systems: selection of signal-code sequences. First mile. 2010. Vol. 5–6. Pp. 56–59.
9. Belitsky A.M., Postnikov S.A., Strunskaya-Zlenko L.V. Results of radio channel field test through based OCDM signal-code structures. Radio communication theory and equipment. 2015. No. 1. Pp. 48–53.
10. Pat. RU2663240. Method of protection of narrow channels of data transmission under conditions of multipath radio signal propagation and complex of means for its implementation. Ivannikov A.P. Appl. 03.04.2018, publ. 03.08.2018. Bul. No. 22. 12 p.
11. Ivannikov A.P., Ivannikov D.A. Method and device of formation and processing signals in radars with antenna arrays. Radio Engineering and Telecommunication Systems. 2018. No. 3. Pp. 17–25.
12. Pat. RU2656369. Method and device of formation and processing signals in radars with antenna arrays Ivannikov A.P. Appl. 30.08.2017; publ. 05.06.2018. Bul. No. 16. 12 p.
13. Ermolaev V.T., Flaxman A.G. Basic theory of signal processing in wireless communication systems: Monograph. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State University, 2010. 312 p.