

2. Biglieri E., Goldsmith A., Greenstein L. *Principles of cognitive radio*. Cambridge University Press, 2012. 321 p.
3. Baraniuk R. Compressive sensing. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, vol. 24, no. 4, pp. 118-121. doi: 10.1109/MSP.2007.4286571
4. Eldar C., Kutyniok G. *Compressed sensing: theory and applications*. Cambridge University Press, 2012. 555 p.
5. Candes E., Wakin M. An introduction to compressive sampling. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, vol. 25, no. 2, pp. 21-30. doi: 10.1109/MSP.2007.914731
6. Foucart S., Rauhut H. *A mathematical introduction to compressive sensing*. Berlin, Springer, 2013. 625 p.
7. Eldar C., Arias-Castro E. Noise folding in Compressed sensing. *IEEE Signal Processing Letters*, 2011, vol. 18, no. 8, pp. 478-481. doi: 10.1109/LSP.2011.2159837
8. Chen S., Donoho D., Saunders M. Atomic decomposition by basis pursuit. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 1998, vol. 20, no. 1, pp. 33-61. doi: 10.1137/S1064827596304010
9. Needell D., Tropp J. CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples. *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 2009, vol. 26, no. 3, pp. 301-321. doi: 10.1016/j.acha.2008.07.002
10. Parfenov V.I., Golovanov D.Y. Effektivnost' otsenki vremennogo polozheniya sverkhkorotkogo signala s ispol'zovaniem algoritma, osnovannogo na teorii Compressive Sensing [Efficiency of time delay estimation of ultrashort signal using algorithm based on the theory of Compressive Sensing]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika*, 2015, no. 1, pp. 27-36.
11. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Otsenka parametrov signalov na fone pomekh [Estimation of parameters of signals on a noise background]. Moscow, Sovetskoe radio, 1978. 296 p.
12. Trifonov A.P., Parfenov V.I. Kharakteristiki obnaruzheniya radiosignala s neizvestnoy dlitel'nost'yu pri vozdeystvii kompleksa pomekh s neizvestnymi parametrami [Detection characteristics of radiossignal with unknown duration at influence of noise background with unknown parameters]. *Izvesiya vuzov. Radioelektronika*, 2006, vol. 49, no. 4, pp. 3-12.

*Received 04.06.2015*

УДК 621.396.24

## ПРИМЕНЕНИЕ ПРИЕМНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В СОСТАВЕ ПОЛЕВЫХ КОМПЛЕКСОВ ДКМВ-РАДИОСВЯЗИ, РЕАЛИЗУЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЮ МІМО

*Оглоблин А.В.*

*Контрактный военнослужащий, Самара, РФ*

*E-mail: homealeks@mail.ru*

В целях повышения пропускной способности каналов связи в диапазоне дециметровых волн (ДКМВ) предложено использование систем множественного приема и передачи (МІМО), совмещающих пространственное и поляризационное разнесение подканалов. Произведен синтез восьмизлементной кольцевой антенной решетки (КАР), приведены результаты расчета диаграмм направленности на трех частотах диапазона. Проанализирована предельно достижимая пропускная способность канала МІМО 6×6, построенного с использованием предлагаемой КАР. Показано, что решения на основе кольцевых антенных решеток позволяют достичь более высокой пропускной способности каналов связи за счет большей пространственной избирательности и, как следствие, более высокого соотношения «сигнал/шум».

**Ключевые слова:** ДКМВ-диапазон, полевой комплекс, МІМО, комбинированное разнесение.

### Введение

Современные и перспективные требования к системам, сетям и радиолиниям диапазона дециметровых волн (ДКМВ) связаны прежде всего с необходимостью повышения надежности, устойчивости, помехозащищенности и оперативности связи, что обеспечивается использованием циф-

ровых технологий в сочетании с эффективными помехозащищенными сигнально-кодowymi конструкциями, комплексной автоматизации оборудования, оперативной автоматизированной адаптации и т.д. [1].

В данный момент, как показывают результаты эксплуатации оборудования ДКМВ-радиосвязи, при коэффициенте ошибок, равном 10<sup>-2</sup>, в ДКМВ-

канале (ширина полосы 3,1 кГц) среднего качества обеспечивается рабочая скорость не более 4800 бит/с [2].

Применение технологии множественной передачи и приема (Multi Input Multi Output, ММО) является одним из перспективных путей повышения качества и пропускной способности (скорости передачи информации) радиоканалов диапазона ДКМВ [3-4].

### Выбор типа антенного решения

В ДКМВ-диапазоне наблюдается относительно высокий уровень атмосферных и промышленных помех. Кроме того, возникают взаимные помехи из-за высокой плотности радиостанций, работающих в одном диапазоне. Применительно к системам связи специального назначения следует учитывать и возможность постановки преднамеренных помех. Вследствие высокого уровня помех (сосредоточенных и импульсных) в ДКМВ-диапазоне изначальное соотношение «сигнал/шум» будет относительно небольшим. В связи с этим для обеспечения многоканальной передачи данных и увеличения соотношения «сигнал/шум» в приемном тракте принимаются дополнительные меры. Одним из распространенных эффективных путей в этом отношении является использование направленных антенн, обеспечивающих повышенный коэффициент направленного действия (КНД) и возможность подавления сосредоточенной помехи за счет ориентации на нее минимума диаграммы направленности (ДН). В связи с этим весьма перспективным представляется создание решений, реализующих технологию ММО, на основе использования антенных систем с достаточно высоким КНД.

Одним из эффективных способов формирования ДН с высоким КНД и оперативной ориентацией направления главного излучения в заданном азимутальном и угломестном направлении является использование кольцевых фазированных антенных решеток (КАР). При этом обеспечивается возможность формирования двумя КАР (по одной на приеме и передаче) двух и более парциальных каналов с разнесением по углу места направления главного излучения [5].

Использование в составе КАР триортогональных антенных элементов (ТАЭ), например разработанных в ОАО «Концерн «Автоматика» ТАЭ УВИР.464634.001 [6], позволяет дополнительно формировать по три парциальных канала (с поляризационным разнесением) для каждого угломестного направления. Таким образом, может

быть сформирована группа парциальных каналов с комбинированным разнесением.

Для математического моделирования ТАЭ и систем на их основе использовалось тонкопроволочное приближение, что позволило проводить анализ с использованием разработанного ОАО «Концерн «Автоматика» программного комплекса SAMANT [7].

Данный программный комплекс основан на использовании интегрального уравнения Поплингтона в тонкопроволочном приближении:

$$E_0(l) = i \int_L [\omega \mu_a \mathbf{h}(l), \mathbf{h}(l')] G(l, l') - (\omega \varepsilon_a)^{-1} \frac{\partial^2 G(l, l')}{\partial l \partial l'}] I(l') dl', \quad (1)$$

где  $l$  – криволинейная координата;  $\mu_a, \varepsilon_a$  – параметры среды;  $\omega$  – частота излучения;  $\mathbf{h}(l)$  – орт, касательный к  $L$ ;  $E_0(l)$  – функция распределения стороннего тангенциального поля;  $I(l)$  – линейный ток;  $G(l, l')$  – функция Грина, которая в данном случае имеет вид:

$$G(l, l') = \frac{\exp\{-i\beta R(l, l')\}}{4\pi R(l, l')}. \quad (2)$$

Здесь  $R(l, l')$  – функция, определяемая формулой:

$$R(l, l') = |\mathbf{r}(l) + \mathbf{n}(l)a(l) - \mathbf{r}(l')|, \quad (3)$$

где  $\mathbf{r}(l)$  – радиус-вектор точки на поверхности проводника;  $\mathbf{r}(l')$  – радиус-вектор точки на оси проводника;  $\mathbf{n}(l)$  – орт нормали к криволинейному контуру, проходящему по осям всех проводников;  $a(l)$  – радиус проводника.

При решении интегрального уравнения в тонкопроволочном приближении использован один из проекционных методов – процесс Бубнова-Галлеркина, который приводит к следующей системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно токовой функции  $J$ :

$$\sum_{i=1}^N J_i (Ab_i, v_k) = (E, v_k), \quad (4)$$

где  $k = 1 \dots N$ , которая решается в явном виде. По токовой функции далее вычисляются все необходимые антенные параметры.

### Синтез КАР

Для уточнения параметров математической модели были использованы результаты экспери-

ментальных исследований ТАЭ [8]. В частности, по результатам эксперимента были уточнены параметры опор и геометрические характеристики проволочной сетки, моделирующей подстилающую поверхность. Изменяя размеры и шаг сетки, удалось получить значения кроссполяризационных развязок близких к экспериментальным [8].

Рассмотрим результирующую электродинамическую модель ТАЭ (см. рис. 1).

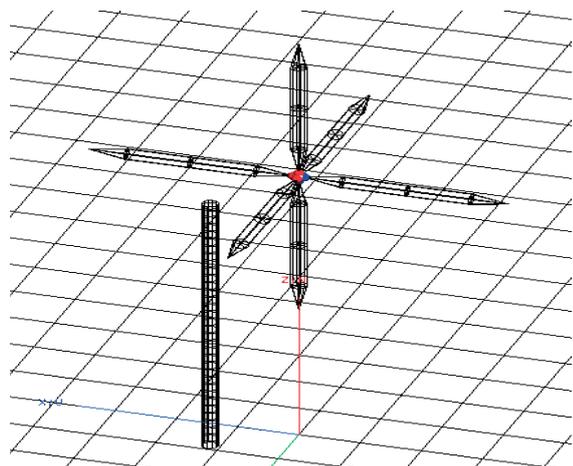


Рис. 1. Электродинамическая модель ТАЭ

Высота подвеса ТАЭ составляет 4 м. Длины вибраторов равны 4 м (состоящие из двух плеч длиной по 2 м каждое). Из соображений механической прочности и учета влияния опоры на электродинамические характеристики ТАЭ расстояние между опорой и вертикальным вибратором ТАЭ было выбрано равным 0,6 м [8]. Размер металлической конструкции (сетки) составляет 18×18 м с шагом 0,5 м.

Рассмотрим электродинамическую модель антенной системы, состоящей из восьми ТАЭ, образующих кольцевую антенную решетку (см. рис. 2), которую можно использовать в качестве приемной в составе комплекса связи, использующего технологию ММО с комбинированным типом разнесения подканалов.

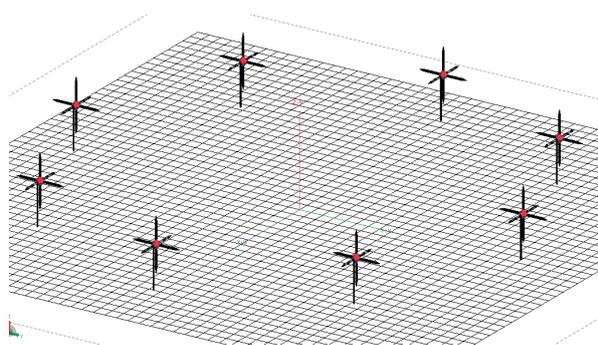


Рис. 2. Электродинамическая модель восьмиэлементной КАР

Прием сигнала в данном случае ведется по всем трем поляризациям с двух различных угловых направлений, что соответствует случаю ММО 6×6. Следует отметить, что увеличение числа элементов в решетке будет автоматически вести к повышению КНД (но не кратности ММО) и сопровождаться повышением отношения «сигнал/шум». Как следствие, это приведет к повышению пропускной способности системы. Данная КАР состоит из восьми триортогональных антенных элементов, фазовые центры которых расположены на окружности, радиус которой составляет 19,58 м.

Исходя из того, что КАР была синтезирована на частоту 10 МГц, расстояние между фазовыми центрами ТАЭ было положено равным 14,99 м. Расстояния между опорами и ТАЭ были выбраны равными 0,6 м. Для упрощения поляризационного анализа было принято решение использовать конфигурацию с параллельным расположением элементов, то есть все элементы КАР ориентированы в одном направлении. Как и в случае с одиночным ТАЭ, учет влияния подстилающей поверхности производился с помощью металлической сетки, размеры которой равны 50×50 м с шагом 1 м.

Диаграммы направленности излучения (ДН) КАР в вертикальной ( $\varphi = 0^\circ$ ) и азимутальной плоскостях ( $\theta = 70^\circ$ ), синтезированные на частотах 10, 15, 20 МГц по методу максимального КНД, представлены на рис. 3. Данные ДН демонстрируют, что КАР является более узконаправленной по сравнению с одиночным ТАЭ. КНД восьмиэлементной КАР составил 10-12 дБ, что позволяет достичь более высокой пропускной способности системы ММО на основе КАР.

В рамках анализа пропускной способности системы ММО будем рассматривать канал ММО как многополосник. Лучи в составе канала, вообще говоря, отличаются величиной задержки и видом поляризации благодаря эффектам вращения плоскости поляризации при отражении слоями ионосферы, суперпозиции различных, нормальных и аномальных, отраженных волн, суперпозиции волн, пришедших по раз различным трассам, и т.п. В конечном итоге такой подход приводит к возникновению прямоугольной канальной матрицы  $\mathbf{H}$  размером 24×24 вида:

$$\mathbf{H}_{24 \times 24} = \begin{pmatrix} h^{1,1} & \dots & h^{1,24} \\ \dots & \dots & \dots \\ h^{24,1} & \dots & h^{24,24} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

в которой каждый элемент  $h^{i,j}$  представляет собой комплексный коэффициент передачи в парциальном канале.

После определения канальной матрицы становится возможной оценка пропускной способности канала ММО, изложенная в [9]. Для данного случая ее можно представить в виде:

$$C = \log_2 \det \left\{ \mathbf{I} + \frac{K(f)}{D_N} \mathbf{Z}_{KAR}^{-1} \mathbf{H}_{24 \times 24} \mathbf{Z}_{KAR} \mathbf{AFR} \times \right. \\ \left. \times \mathbf{R}_{6 \times 6} \mathbf{AFR}^H \mathbf{Z}_{KAR}^H \mathbf{H}_{24 \times 24}^H \left( \mathbf{Z}_{KAR}^{-1} \right)^H \right\}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица,  $K(f)$  – множитель, эквивалентный увеличению отношения «сигнал/шум», для учета превосходства КНД КАР над КНД одиночного элемента.

Кроме того, в (6)  $D_N$  – мощность шума,  $\mathbf{Z}_{KAR}$  – взаимный импеданс элементов КАР,  $\mathbf{AFR}$  – матрица весовых коэффициентов, соответствующая формированию ДН для трех видов поляризации в двух угломестных направлениях,  $\mathbf{R}_{6 \times 6}$  – корреляционная матрица результирующего сигнала,  $\mathbf{H}_{24 \times 24}$  – канальная матрица, символом  $H$  обозначена операция эрмитова сопряжения.

Взаимный импеданс и матрица весовых коэффициентов рассчитывались исходя из данных анализа электродинамической модели с помощью интегральных уравнений Фредгольма 1-го рода. При этом канальная и корреляционная матрица выбираются в соответствии с опубликованными экспериментальными данными.

В частности, при составлении канальной матрицы  $\mathbf{H}_{24 \times 24}$  были использованы экспериментально полученные данные оценки канальной матрицы, опубликованные в [4]. Многоскачковое распространение радиоволн можно моделировать путем возведения каждого канального коэффициента в соответствующую степень. Корреляционная матрица  $\mathbf{R}_{6 \times 6}$  составлена из случайных величин, имеющих модифицированное гауссово распределение со средним значением 0,8 для элементов, стоящих на главной диагонали, и 0,2 для недиагональных элементов, что соответствует данным, опубликованным в [9]. Модифицированное гауссово распределение получается из исходного распределения путем «отражения» значения коэффициента от границ единичного отрезка [0, 1]. В силу выбранных значений среднего и дисперсии существенных искажений в распределение это не вносит.

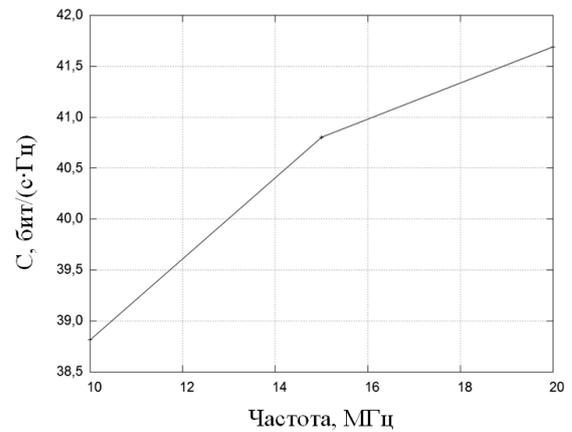


Рис. 4. Пропускная способность системы ММО в зависимости от частоты

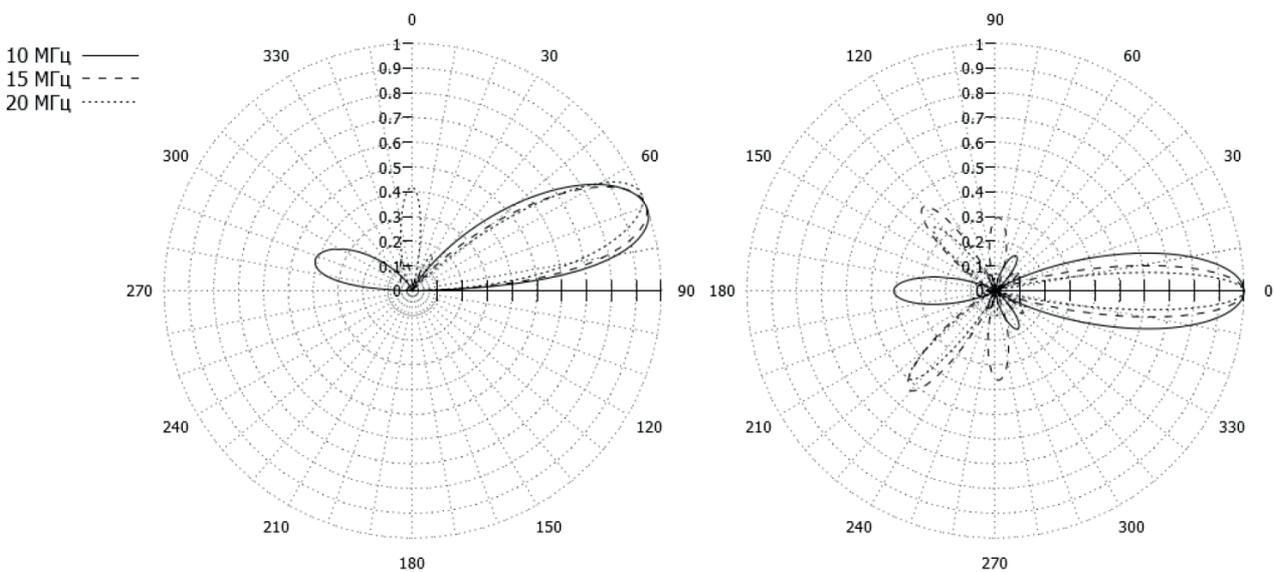


Рис. 3. ДН восьмиэлементной КАР в вертикальной ( $\varphi = 0^\circ$ ) и азимутальной плоскостях ( $\theta = 70^\circ$ ) на частотах 10; 15 и 20 МГц

Рассмотрим зависимость пропускной способности синтезированной системы ММО 6×6 от различных факторов. На рис. 4 приведена зависимость пропускной способности системы ММО от частоты при высоком качестве канала. Увеличение пропускной способности с ростом частоты связано с повышением КНД, о чем свидетельствуют ДН, представленные на рис. 3.

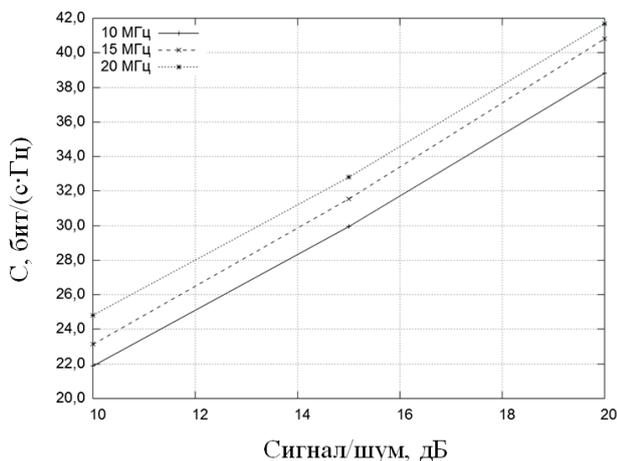


Рис. 5. Пропускная способность системы ММО в зависимости от соотношения «сигнал/шум» для частот 10; 15 и 20 МГц

На рис. 5 приведена зависимость пропускной способности системы ММО в зависимости от соотношения «сигнал/шум» на частотах 10, 15 и 20 МГц.

Как видно, пропускная способность каналов, обеспечиваемая кольцевой антенной решеткой в составе системы ММО 6×6 с комбинированным типом разнесения, существенно превосходит возможности систем с поляризационным разнесением, описанных ранее [10].

### Заключение

Проведенный анализ пропускной способности системы ММО, построенной с помощью синтезированной КАР, показал, что рассмотренная система ММО с комбинированным типом разнесения подканалов перспективна для применения в области ДКМВ при расстояниях между антенными элементами, превышающих  $0,5\lambda$ , и высоком соотношении «сигнал/шум».

### Литература

1. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.

2. Минкин М.А. Проблемы и перспективы модернизации и развития систем ДКМВ радиосвязи // Вестник СОНИИР. №4(14), 2006. – С.4-10.
3. Букашкин С.А., Оглоблин А.В. Перспективы создания комплексов ДКМВ радиосвязи, использующих технологии ММО с пространственным и поляризационным разнесением // Цифровая обработка сигналов. №4, 2014. – С. 28-32.
4. Salous S., Feeney S.M., Warrington E.M., Gunashekar S.D., Abbasi N.M. Experimental investigations of MIMO in the HF band Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST 2012), 12th IET International Conference on, 15-17 May 201. – P. 1-4.
5. Букашкин С.А., Оглоблин А.В., Шишкин Д.С. Построение и алгоритм работы радиолинии по технологии ММО на основе адаптивных фазированных антенных решеток // Радиотехника. №4, 2015. – С. 28-31.
6. Кольчугин И.Ю., Красильников А.Д. Проектирование приемных кольцевых антенных решеток ДКМВ диапазона с управляемыми пространственными и поляризационными характеристиками // XX МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, НПФ «Саквбее», 2014. – С 494-501.
7. Программный комплекс «SAMANT». ОАО «Концерн «Автоматика». Свид. о гос. регистр. № 2013614026 от 23.04.2013.
8. Бузов А.Л., Букашкин С.А., Красильников А.Д., Оглоблин А.В. Исследование влияния электропроводящей опоры на характеристики активной симметричной антенны ДКМВ диапазона // Электросвязь. №6, 2015. – С. 50-53.
9. Daniels, Robert C.; Peters, Steven W. A New MIMO HF Data Link: Designing for High Data Rates and Backwards Compatibility // Military Communications Conference, MILCOM 2013 - 2013 IEEE, On page(s) – P. 1256-1261.
10. Оглоблин А.В. Предельно достижимые характеристики комплексов ДКМВ радиосвязи, реализующих технологию ММО, при различных видах разнесения // Электросвязь. №5, 2015. – С. 47-51.

Получено 03.08.2015

Оглоблин Александр Владимирович, Контрактный военнослужащий, г. Самара. Тел. (8-495) 696-93-93. E-mail: homealeks@mail.ru

## APPLICATION OF RECEIVING CIRCULAR ANTENNA ARRAYS FOR THE FIELD HF-BAND RADIO SYSTEMS BASED ON MIMO TECHNOLOGY

*Ogloblin A.V.*

*Military unit, Samara, Russian Federation*

*E-mail: homealeks@mail.ru*

This work presents the main features of HF-band radio systems. Here generally MIMO technology is used for radio channel bandwidth enhancing. We propose to apply hybrid both spatial and polarization sub-channel spacing. The last one is realized by using three-orthogonal antenna elements forming a circular antenna array. We produced synthesis of eight-element circular antenna array and analyzed resulting model to define its electrodynamic properties. Results of numerical analysis are represented in the form of radiation patterns computed for vertical and horizontal sections over three HF-band frequencies. We produced analysis of capacity limits for MIMO 6x6 channel formed by proposed circular antenna array. According to obtained results, solutions based on circular antenna array provide channel bandwidth enhancing due to higher spatial selectivity and thereby improved signal-to-noise ratio.

**Keywords:** HF-band, field complex, MIMO, combined spacing

**DOI:** 10.18469/ikt.2015.13.3.12

**Ogloblin Aleksandr Vladimirovich**, Military unit, Samara. Tel. +74956969393. E-mail: homealeks@mail.ru.

### References

1. Golovin O.V., Prostov S.P. *Sistemy i ustrojstva korotkovolnoy radiosvjazi* [Systems and devices shortwave radio]. Moscow, Goryachaya liniya – Telecom Publ., 2006. 598 p.
2. Minkin M.A. Problemy i perspektivy modernizacii i razvitija sistem DKMV radiosvjazi [Problems and prospects of modernization and development of systems HF radio]. *Vestnik SONIIR*, 2006, no. 4, pp. 4-10.
3. Bukashkin S.A., Ogloblin A.V. Perspektivy sozdaniya kompleksov DKMV radiosvjazi, ispol'zujushih tehnologii MIMO s prostranstvennym i poljarizacionnym razneseniem [Prospects of creation of HF radio systems using MIMO technology with spatial and polarization diversity]. *Cifrovaja obrabotka signalov*, 2014, no 4, pp. 28-32.
4. Salous S., Feeney S.M., Warrington E.M., Gunashekar S.D., Abbasi N.M. Experimental investigations of MIMO in the HF band Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST 2012), *12th IET International Conference on*, 15-17 May 2012, pp. 1-4.
5. Bukashkin S.A., Ogloblin A.V., Shishkin D.S. Postroenie i algoritm raboty radiolinii po tehnologii MIMO na osnove adaptivnyh fazirovannyh antennyh reshetok [Construction and operation algorithm radiolinii of MIMO technology based on adaptive phased array antennas]. *Radiotekhnika*, 2015, no 4, pp. 28-31.
6. Kol'chugin I.Ju., Krasil'nikov A.D. Proektirovanie priemnyh kol'cevyyh antennyh reshetok DKMV diapazona s upravljajemymi prostranstvennymi i poljarizacionnymi harakteristikami [Design of HF-band receive circular antenna arrays with configurable spatial and polarization characteristics]. *20-ja mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija «Radiolokacija, navigacija, svjaz'»*. *Materialy konferencii*. Voronezh, NPF «Sakvóee», 2014, pp. 494-501.
7. Software package «SAMANT» OAO «Concern «Avtomatika». Certificate of state registration № 2013614026, 23.04.2013.
8. Buzov A.L., Bukashkin S.A., Krasil'nikov A.D., Ogloblin A.V. Issledovanie vlijanija jelektroprovodjashhej opory na harakteristiki aktivnoj simmetrichnoj anteny DKMV diapazona [Investigation of the effect on the conductive support characterized ties-active symmetric antenna HF range]. *Jelektrosvjaz*, 2015, no. 6, pp. 50-53.
9. Daniels, Robert C.; Peters, Steven W. A New MIMO HF Data Link: Designing for High Data Rates and Backwards Compatibility. *Military Communications Conference, MILCOM 2013 – IEEE, 2013*, pp. 1256-1261.

10. Ogloblin A.V. Predel'no dostizhimye karakteristiki kompleksov DKMV radiosvjazi, realizujushih tehnologiju MIMO, pri razlichnyh vidah raznesenija [Maximum achievable characteristics of complexes of HF radio communication, implementing MIMO technology for different types explode]. *Jelektrosvjaz'*, 2015, no. 5, pp. 47-51.

Received 03.08.2015

УДК 621.391.84

## ЦИФРОВОЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА ВЗАИМНО РАССТРОЕННОЙ ПАРЕ ЗВЕНЬЕВ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Иванова В.Г., Резенова Е.С.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

E-mail: vivan38@yandex.ru

Рассмотрены свойства и особенности цифрового режекторного фильтра на взаимно расстроенной паре звеньев второго порядка. Получены приближенные выражения для АЧХ режекторных фильтров на одном звене второго порядка и на расстроенной паре звеньев и соотношения для синтеза этих фильтров исходя из требуемых значений частоты режекции, полосы режекции и коэффициента прямоугольности. Исследовано влияние режекторных фильтров на помехоустойчивость демодулятора сигнала DBPSK при действии сосредоточенных по частоте внутриполосных помех, ширина спектра которых на порядок меньше ширины спектра сигнала.

**Ключевые слова:** полоса режекции, коэффициент прямоугольности, селективность, синтез, спектр, помехоустойчивость, внутриполосная помеха, моделирование.

### Введение

Режекторные фильтры (РЖФ) применяются для удаления помехи из спектра полезного сигнала. При изменяющейся частоте помехи требуется перестройка РЖФ в пределах заданного диапазона частот с сохранением формы АЧХ.

В [1] рассмотрен РЖФ на основе цифрового резонатора с комплексным масштабным коэффициентом, в [2-4] предлагается для сохранения формы АЧХ использовать РЖФ, настроенный на фиксированную частоту, а для режекции помехи с изменяющейся частотой применять метод обратного гетеродина. В [5] режекция помехи осуществляется с использованием прямого и обратного БПФ. Однако эти варианты построения РЖФ требуют значительных программных затрат на их реализацию.

В [6-15] описывается простой РЖФ на основе одного звена второго порядка, который перестраивается по диапазону путем изменения только двух коэффициентов. При этом форма АЧХ изменяется незначительно. Однако недостатком этого РЖФ является относительно низкая селективность при заданной полосе режекции и заданном коэффициенте прямоугольности. Цель данной работы:

- предложить алгоритм функционирования РЖФ, обеспечивающего более высокую селективность по сравнению с известными перестра-

иваемыми РЖФ при незначительном увеличении программных затрат на его реализацию;

- получить расчетные соотношения, обеспечивающие синтез РЖФ исходя из средней частоты режекции, коэффициента прямоугольности и полосы режекции при заданной селективности.

### Однозвенный РЖФ

Системная функция фильтра, рассмотренного в [6-15], определяется соотношением

$$H(z) = M \frac{1 + B_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}, \quad (1)$$

где  $M = 0,5(1 + A_2)$ ,  $B_1 = -2 \cos(2\pi f_{N0})$ ,  $A_1 = -(1 + A_2) \cos(2\pi f_{N0})$ ;  $f_{N0} = f_0 / F_0$  – нормированная частота режекции;  $f_0$  – частота режекции;  $F_0$  – частота дискретизации.  $K(f_N)$  и ФЧХ  $\varphi(f_N)$  рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} K(f_N) &= \left| H\left(e^{j2\pi f_N}\right) \right|, \\ \varphi(f_N) &= \arg\left( H\left(e^{j2\pi f_N}\right) \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $f_N$  – текущая нормированная частота.