

posed the mixture. The allocation is from the simple to the more complex signals. After the detection of the individual signal in's pulses are removed from the mixture, and the analysis is repeated.

The results of the processing of signal (Fig. 6), including pulse sequences from several sources (Fig. 5) are given.

**Key words:** Selection, Pulse Repetition Period, Radio Control, Radio-Electronic Situation, The Histogram Of Differences

## REFERENCES

1. Mardia, H. K. New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences. IEE Proceedings F-Radar and Signal Processing. 1989, vol. 136, no. 4, pp. 149–154.
2. Wiley R. G. Electronic intelligence: the analysis of radar signals. Dedham, MA, Artech House, Inc. 1982, vol. 1, 250 p.
3. Korotkov V. F., Raspoznavaniye RES s ispolzovaniem neyronnih setey [Radar recognition with neural networks]. Saint Petersburg, VUS Publ., 2003. 156 p. (In Russian)
4. Milojevic, D. J., and B. M. Popovic. Improved Algorithm for the Deinterleaving of Radar Pulses. IEE Proceedings F-Radar and Signal Processing. 1992, vol. 139, no. 1, pp. 98–104.

Received November, 28, 2017

**For citation:** Korotkov V. F., Zyryanov R. S. Pulse Sequence Division in Mixed Signal Flow. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 5–10. (In Russian)

**Vladimir F. Korotkov** – D.Sc. in Engineering (2005), SRF (1998), lead engineer of "Special Technology Center" Ltd (Saint Petersburg). The author of 58 scientific publications. Area of expertise: passive location; analysis and processing of location signals.

E-mail: diofant2912@mail.ru

**Roman S. Zyryanov** – bachelor on nanotechnologies and micro system technics (2015), 2nd year Master's Degree student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 6 scientific publications. Area of expertise: big data; data mining; image fractal analysis.

E-mail: roman.tm.z@gmail.com

УДК 621.391:621.396.96

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет

## Анализ систем обработки многочастотных сигналов

*Проведен сравнительный анализ характеристик систем межпериодной обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех для различных вариантов объединения частотных каналов при когерентном режектировании помех и последующем некогерентном накоплении остатков режектирования.*

### Доплеровская фаза, многочастотные сигналы, обработка сигналов, пассивные помехи

Эффективное обнаружение сигналов движущихся целей на фоне коррелированных (пассивных) помех затрудняют так называемые слепые скорости цели [1], [2]. Применение многочастотных сигналов позволяет исключить эти скорости. Обработка многочастотных сигналов на фоне пассивных помех рассмотрена в [3], [4].

Эффективное обнаружение движущихся целей затрудняет также априорная неопределенность корреляционных характеристик пассивных помех. В связи с этим системы обработки необходимо строить по адаптивному принципу. В этом случае оптимальная обработка многочастотного сигнала в каждом частотном канале реализуется на основе адаптивного (к параметрам помехи)

матричного фильтра (АМФ) и неадаптивного многоканального (по доплеровской фазе сигнала) фильтра, вычисляющего дискретное преобразование Фурье выходных отсчетов АМФ [3]. При этом сигнал от движущейся цели попадает в различные доплеровские тракты каждого из частотных каналов, что исключает возможность объединения последних. Решение о наличии сигнала принимается раздельно в доплеровских трактах каждого частотного канала по результатам сравнения с пороговыми уровнями обнаружения. В то же время актуальными для практики являются системы с объединением частотных каналов.

В [5] рассмотрены характеристики обнаружения систем обработки многочастотного сигнала на

фоне белого (собственного) шума с различными способами объединения частотных каналов приемного устройства без учета накопления сигнала. Для борьбы с пассивными помехами в таких системах применяются режекторные фильтры, место включения которых, зависящее от способа объединения каналов, и организация последующего некогерентного накопления существенно влияют на характеристики системы обработки.

Цель настоящей статьи – сравнение характеристик многочастотных систем межпериодной обработки, характеризующихся когерентным режектированием помех и различными вариантами объединения частотных каналов с последующим некогерентным накоплением результатов режектирования, при обнаружении сигнала на фоне пассивных (коррелированных) помех.

Положим, что в каждом частотном канале в результате внутрипериодной обработки суммы сигнала, отраженного от цели, и пассивной помехи образуется пачка из  $N$  когерентных импульсов, которые можно представить в виде последовательности цифровых отсчетов комплексных величин

$$U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}, \quad j = \overline{1, N},$$

где  $x_{jl}, y_{jl}$  – квадратурные составляющие (проекции) сигнала;  $l$  – номер канала.

Анализ проведем для применяемых на практике двухчастотных систем. Сигналы в каналах считаем статистически независимыми, что обеспечивается соответствующим разносом несущих частот [5]. Объединение двух частотных каналов возможно перемножением или суммированием отсчетов обрабатываемых сигналов. Способ объединения каналов, а также последовательность операций

объединения каналов и подавления пассивной помехи определяют несколько вариантов построения многочастотных систем межпериодной обработки (рис. 1). Рассматриваемые системы осуществляют подавление пассивной помехи режекторным фильтром РФ порядка  $m$ , обеспечивающим отдельную обработку цифровых кодов проекций  $x_{jl}$  и  $y_{jl}$  в двух квадратурных каналах, с последующим вычислением квадрата модуля в блоке объединения БО и накоплением сигнала на фоне декоррелированных остатков помехи в накопителе Н.

Система на рис. 1, а объединяет каналы на основании комплексного перемножения ( $\dot{\times}$ ) отсчетов первого частотного канала с комплексно сопряженными ( $*$ ) отсчетами второго частотного канала, что при аналоговой реализации соответствует смешиванию сигналов с дальнейшей обработкой на разностной частоте [5]. Система на рис. 1, б (в противоположность системе на рис. 1, а) вначале производит режектирование помехи в каждом частотном канале, а затем комплексное перемножение результатов режектирования. В системе на рис. 1, в каждый из каналов содержит РФ и БО, результаты обработки в которых после суммирования накапливаются, что равноценно комбинированной обработке (когерентному режектированию помехи и некогерентному накоплению остатков режекции) в каждом из каналов, с последующим суммированием результатов обработки. Система на рис. 1, г получена эвристически упрощением алгоритма системы на рис. 1, в: некогерентное накопление здесь осуществляется после суммирования результатов режектирования каждого из частотных каналов.

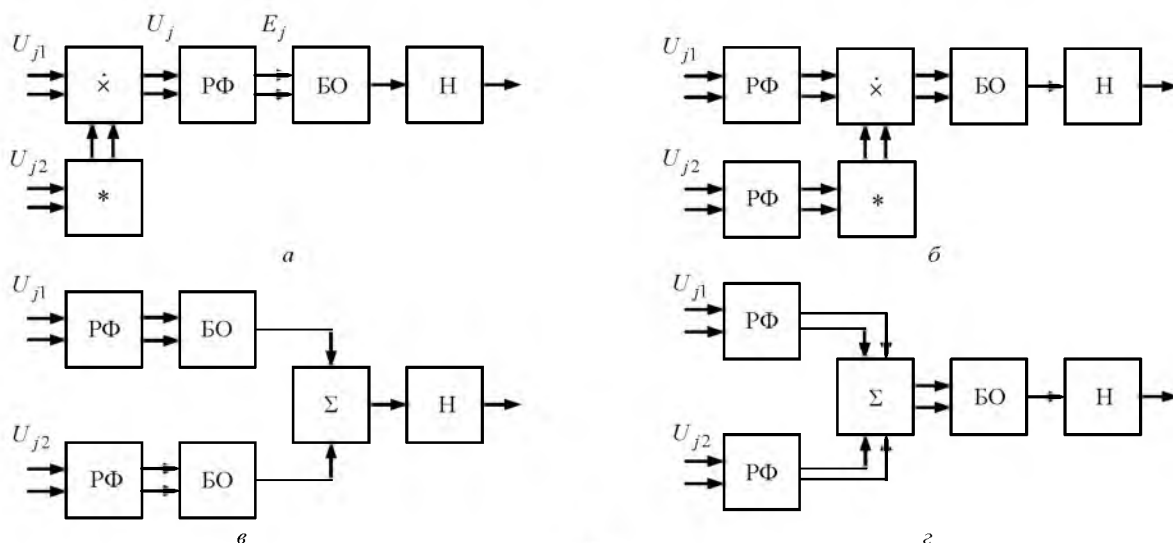


Рис. 1

При анализе описанных систем прежде всего представляют интерес скоростные характеристики. Обозначим  $r_l = f_l / f_1$  – отношение несущих частот частотных каналов. Так как доплеровский набег фаз за период повторения зондирующих импульсов  $T$  в каждом частотном канале однозначно связан с радиальной скоростью цели  $v_{\text{рад}}$  соотношением  $\varphi_{1,2} = 4\pi T f_{1,2} v_{\text{рад}} / c$  ( $c$  – скорость распространения радиоволн), а сами доплеровские фазы в частотных каналах связаны очевидным соотношением  $\varphi_2 = r\varphi_1$ , то в качестве скоростных характеристик можно рассматривать зависимости амплитуды выходного сигнала от доплеровского сдвига фазы, например в первом частотном канале.

В системе на рис. 1, а режекция помехи эквивалентна обработке на разностной частоте, поэтому скоростная характеристика будет соответствовать характеристике одночастотной системы:

$$K(\varphi_p) = K[(1-r)\varphi_1] = \sum_{j,k=0}^m g_j g_k \cos[(j-k)\varphi_p],$$

где  $\varphi_p = \varphi_1 - \varphi_2$ ;  $g_k = (-1)^k C_m^k$  – коэффициенты импульсной характеристики режекторного фильтра ( $C_m^k$  – число сочетаний из  $m$  по  $k$ ).

Для системы на рис. 1, б эта характеристика имеет вид:

$$K(\varphi_1) = K_1(\varphi_1) K_2(\varphi_2) = K_1(\varphi_1) K_2(r\varphi_1),$$

где  $K_1(\varphi_1)$  и  $K_2(r\varphi_1)$  – зависимости амплитуды выходного сигнала от доплеровского сдвига фазы для первого и второго частотных каналов соответственно.

Скоростная характеристика систем по рис. 1, в и г равна сумме характеристик каждого частотного канала:

$$K(\varphi_1) = K_1(\varphi_1) + K_2(\varphi_2) = K_1(\varphi_1) + K_2(r\varphi_1).$$

Скоростные характеристики рассматриваемых систем для  $r = 0.9$  и РФ второго порядка ( $m = 2$ ) приведены на рис. 2. Наилучшей с точки зрения исключения слепых скоростей является система на рис. 1, а, обладающая плавной характеристикой в широком диапазоне скоростей (кривая 1). Система на рис. 1, б имеет сильно изрезанную характеристику с большим числом слепых скоростей (кривая 2) и не представляет практического интереса, в связи с чем в дальнейшем не рассматривается. Системы на рис. 1, в и г позволяют уменьшить влияние слепых скоростей,

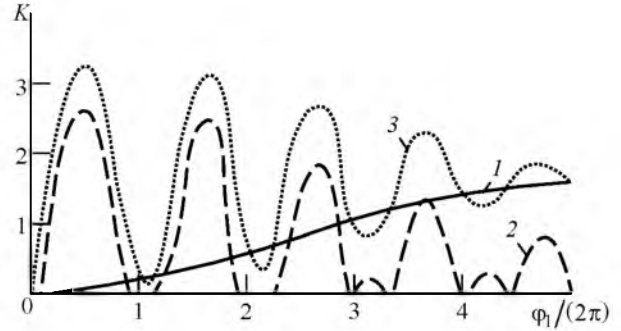


Рис. 2

причем тем эффективнее, чем больше номер слепой скорости  $[\varphi_1 / (2\pi)]$  (кривая 3).

Сравним теперь энергетические характеристики систем. Для этого найдем коэффициент улучшения  $\mu$  на выходе линейной части систем:

$$\mu = \frac{P_{\text{П.ВЫХ}} / P_{\text{П.ВХ}}}{P_{\text{Ш.ВЫХ}} / P_{\text{Ш.ВХ}}} = \frac{P_{\text{П.ВЫХ}}}{P_{\text{П.ВХ}}} \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ}}}{P_{\text{Ш.ВХ}}},$$

где  $P_{\text{П.ВХ}} / P_{\text{П.ВЫХ}}$  – коэффициент подавления помехи;

$P_{\text{Ш.ВЫХ}} / P_{\text{Ш.ВХ}}$  – коэффициент усиления собственных шумов приемника режекторным фильтром, равный коэффициенту усиления сигнала по мощности, усредненному по всем скоростям цели [2].

Для системы с перемножением (рис. 1, а), с учетом статистической независимости сигналов частотных каналов найдем мощность помехи на входе  $U_j$  и выходе  $E_j$  РФ:

$$\begin{aligned} P_{\text{П.ВХ}} &= \overline{0.5 U_j U_j^*} = \overline{0.5 U_{j1} U_{j2}^* U_{j1}^* U_{j2}} = \\ &= 0.5 \left[ \overline{U_{j1} U_{j2}^* U_{j1}^* U_{j2}} + \overline{U_{j1} U_{j1}^* U_{j2}^* U_{j2}} + \right. \\ &\quad \left. + \overline{U_{j1} U_{j2} U_{j1}^* U_{j2}^*} \right] = 0.5 U_{j1} U_{j1}^* U_{j2}^* U_{j2} = \\ &= 2 P_{\text{П.ВХ}1} P_{\text{П.ВХ}2}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{П.ВЫХ}} &= \overline{0.5 E_j E_j^*} = 0.5 \sum_{n=0}^m g_n U_{m-n} \sum_{p=0}^m g_p U_{m-p}^* = \\ &= 0.5 \sum_{n,p=0}^m g_n g_p \overline{U_{m-n} U_{m-p}^*} = \\ &= 0.5 \sum_{n,p=0}^m g_n g_p \overline{U_{m-n,1} U_{m-p,1}^* U_{m-n,2} U_{m-p,2}^*} = \\ &= 2 \sum_{n,p=0}^m g_n g_p R_{m-n,m-p,1} R_{m-n,m-p,2}, \end{aligned}$$

где  $R_{n,p,l} = P_{\text{П.ВХ}} \rho_l(n,p)$  – элементы корреляционной матрицы помехи в  $l$ -м канале, причем  $\rho_l(n,p)$  – коэффициенты межпериодной корреляции

ляции помехи в  $l$ -м канале;  $l = 1, 2$  – номер частотного канала.

Для шума  $R_{\text{ш},n,p} = P_{\text{ш},\text{вх}} \delta_{n,p}$  ( $\delta_{n,p}$  – символ Кронекера), поэтому

$$P_{\text{ш},\text{вых}} = 2 \sum_{n,p=0}^m g_n g_p P_{\text{ш},\text{вх}}^1 P_{\text{ш},\text{вх}}^2.$$

С учетом приведенных соотношений коэффициент улучшения для схемы на рис. 1, а имеет вид

$$\mu = \frac{\sum_{n=0}^m g_n^2}{\sum_{n,p=0}^m g_n g_p R_{m-n,m-p,1} R_{m-n,m-p,2}}.$$

Для схемы на рис. 1, в, считая фильтры в каналах одинаковыми, получим:

$$\mu = \frac{2 \sum_{n=0}^m g_n^2}{\sum_{n,p=0}^m g_n g_p [R_{m-n,m-p,1} + R_{m-n,m-p,2}]}.$$

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента  $\mu$  от нормированной ширины спектра помехи  $\beta = \Delta f T$  в первом частотном канале при гауссовской аппроксимации корреляционной функции помехи в частотных каналах:

$$\rho_l(j, k) = \exp\left\{-\left[\pi\beta r_l(j-k)\right]^2 / 2.8\right\},$$

$$r_1 = f_1 / f_1 = 1, \quad r_2 = f_2 / f_1 < 1.$$

Анализ полученных зависимостей показывает, что при любом порядке используемого РФ схема с суммированием (сплошные кривые) всегда имеет преимущество перед схемой с перемножением (штриховые кривые), что объясняется расширением спектра помехи при смешивании отраженных сигналов и согласуется с ожидаемыми ре-

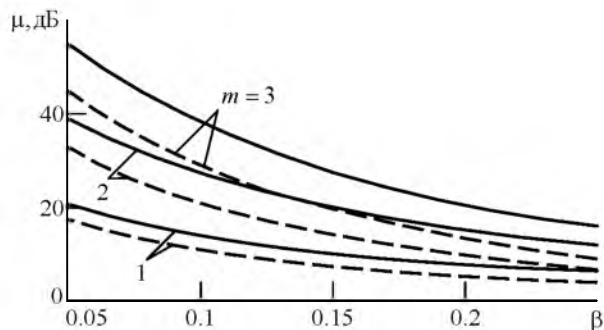


Рис. 3

зультатами. С увеличением  $\beta$  выигрыш уменьшается; в частности при  $\beta = 0.1$  этот выигрыш составляет от 3 до 8 дБ в зависимости от порядка РФ.

С точки зрения энергетических выигрышей, использование систем с суммированием (см. рис. 1, в и з) наиболее перспективно. Для сравнения эффективности последних систем (по энергетическим показателям этого сделать не удастся) проанализируем их характеристики обнаружения.

Для расчета характеристик обнаружения необходимо найти распределение величины  $v$ , получаемой на выходе системы обработки. Для схемы на рис. 1, в данная величина представляется в виде суммы квадратичных форм:

$$v = \mathbf{U}_1^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U}_1 + \mathbf{U}_2^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U}_2 = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk} U_{j1}^* U_{k1} + \sum_{j,k=1}^N Q_{jk} U_{j2}^* U_{k2},$$

а для схемы на рис. 1, з – в виде квадратичной формы:

$$v = (\mathbf{U}_1^{*T} + \mathbf{U}_2^{*T}) \mathbf{Q} (\mathbf{U}_1 + \mathbf{U}_2) = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk} (U_{j1}^* + U_{j2}^*) (U_{k1} + U_{k2}),$$

где

$$\mathbf{U}_1 = (U_{11}, \dots, U_{j1}, \dots, U_{N1})^T,$$

$$\mathbf{U}_2 = (U_{12}, \dots, U_{j2}, \dots, U_{N2})^T$$

– вектор-столбцы входных отсчетов первого и второго частотных каналов соответственно;  $\mathbf{Q}$  – матрица обработки с размерами  $N \times N$ , элементы которой определяются следующим образом:

$$Q_{jk} = Q_{kj} = \sum_{l=1}^N h_{N-l} g_{l-j} g_{l-k},$$

причем  $h_{N-l}$  – коэффициенты импульсной характеристики накопителя; "Т" – символ транспонирования.

Плотность вероятности величины  $v$  определяется выражением:

$$p(v) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_v(it) \exp(-itv) dt,$$

где  $\theta_v(it) = \overline{\exp(itv)}$  – характеристическая функция величины  $v$ .

Считая сигнал и помеху гауссовскими случайными процессами, характеристические функ-

ции величины  $v$  для схем на рис. 1,  $\beta$  и  $\varepsilon$  можно найти соответственно в виде

$$\theta_v(it) = [\det(I - 2itR_1Q) \det(I - 2itR_2Q)]^{-1},$$

$$\theta_v(it) = \{\det[I - 2it(R_1 + R_2)Q]\}^{-1},$$

где  $I$  – единичная матрица;  $R_1, R_2$  – корреляционные матрицы обрабатываемых отсчетов в первом и втором частотных каналах соответственно (все матрицы имеют размеры  $N \times N$ ).

Преобразовав характеристические функции при помощи метода следа [6], найдем кумулянты распределения  $p(v)$ . Для схемы на рис. 1,  $\beta$  эти кумулянты имеют вид

$$\kappa_s = 2^s (s-1)! [\text{sp}(R_1Q)^s + \text{sp}(R_2Q)^s],$$

а для схемы на рис. 1,  $\varepsilon$ :

$$\kappa_s = 2^s (s-1)! \text{sp}[(R_1 + R_2)Q]^s,$$

где  $\text{sp}[\cdot]$  – след матрицы – сумма диагональных элементов матрицы.

Вероятность превышения значением  $v$  порогового уровня обнаружения  $v_0$  определяется соотношением:

$$P(v \geq v_0) = \int_{v_0}^{\infty} p(v) dv,$$

приводящим к ряду Эджворта [6], коэффициенты которого задаются кумулянтами  $\kappa_s$ .

Вычисление кумулянтов  $\kappa_s$  с использованием корреляционных матриц  $R_1$  и  $R_2$  для помехи приводит к вычислению вероятности ложной тревоги  $F$ , а с использованием корреляционных матриц  $R_1$  и  $R_2$  для суммы сигнала и помехи – к вычислению вероятности правильного обнаружения  $D$ .

На основании характеристик обнаружения получены приведенные на рис. 4 зависимости порогового отношения "сигнал/помеха"  $q$  на входе системы обработки от доплеровского сдвига фазы в первом частотном канале  $\varphi_1$  систем со схемами по рис. 1,  $\beta$  (кривая 1) и  $\varepsilon$  (кривая 2). Расчеты проведены для совместных флуктуаций сигнала и

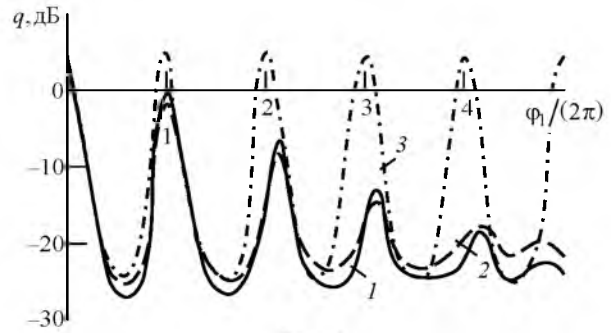


Рис. 4

гауссовской аппроксимации корреляционной функции пассивной помехи при

$$\beta = 0.1, m = 2, N = 10, D = 0.5, F = 10^{-3}.$$

Выигрыш системы по схеме рис. 1,  $\beta$  относительно системы по схеме рис. 1,  $\varepsilon$  при данных условиях составляет около 2 дБ при любых скоростях цели, что объясняется неоптимальностью алгоритма обработки во втором случае, который, однако, позволяет несколько упростить структурную схему приемника. Для сравнения на рис. 4 приведена зависимость  $q(\varphi_1)$  для одночастотной системы (кривая 3). Из проведенного анализа следует, что применение двухчастотных систем обеспечивает выигрыш в пороговом отношении "сигнал/помеха" на слепых скоростях цели, возрастающий с увеличением номера слепой скорости.

Таким образом, проведенный анализ вариантов построения многочастотных систем межпериодной обработки с когерентным режектированием и последующим некогерентным накоплением результатов режектирования позволяет оценить преимущества и недостатки этих систем и может помочь разработчику сделать вывод о целесообразности выбора того или иного варианта в зависимости от требований к параметрам системы и условий обнаружения многочастотного сигнала. Нередко используемый на практике алгоритм режекции пассивной помехи после объединения каналов обеспечивает наилучшие скоростные характеристики, однако по эффективности режекции помехи существенно уступает системам, осуществляющим раздельное режектирование помехи в каждом частотном канале, которые, в свою очередь, позволяют значительно улучшить условия обнаружения сигнала на слепых скоростях цели по сравнению с одночастотными системами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Radar Handbook / ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
2. Principles of Modern Radar: Basic Principles / ed. by M. A. Richards, J. A. Scheer, W. A. Holm. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. 924 p.
3. Попов Д. И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 32–39.  
Статья поступила в редакцию 24 января 2017 г.
4. Попов Д. И. Адаптивная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 15–20.
5. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. 92 с.
6. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи; в 2 т. М.: Сов. радио, 1961. Т. 1. 782 с.; Т. 2. 832 с.

**Для цитирования:** Попов Д. И. Анализ систем обработки многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 10–15.

**Попов Дмитрий Иванович** – доктор технических наук (1990), профессор (1992) кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета. Автор более 340 научных работ. Сфера научных интересов – теория и техника обработки радиолокационных сигналов на фоне помех.  
E-mail: adop@mail.ru

D. I. Popov  
Ryazan State Radio Engineering University

**Analysis of Multi-Frequency Signal Processing Systems**

**Abstract.** A processing system of multi-frequency signals on the background of correlated (passive) interference is considered. The article presents a comparative analysis of characteristics of multi-processing systems of interperiod processing with various multiplex systems on coherent rejection of interference and subsequent non-coherent accumulation of rejection results. The criteria used in the analysis are high-speed and power characteristics as well as processing system detection characteristics. The analysis of the various options for building of multi-frequency interperiod processing systems with non-coherent accumulation makes it possible to evaluate the advantages and disadvantages of these systems. Frequently practiced algorithm of interference rejection after multiplexing provides the best speed performance, but it gives way to the schemes carrying out interference separate rejection in each frequency channel, which, in turn, can significantly improve signal detection conditions for blind target speeds as compared to single frequency systems.

**Key words:** Doppler Phase, Multifrequency Signals, Signals Processing, Clutter

## REFERENCES

1. Radar Handbook; ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw-Hill, 2008, 1352 p.
2. Richards M. A., Scheer J. A., Holm W. A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York, SciTech Publishing, IET, Edison, 2010, 924 p.
3. Popov D. I. Optimum processing of multifrequency signals. *Izvestiya Vuzov Rossii. Radioelektronika*. 2013, no. 1, pp. 32–39. (In Russian)
4. Popov D. I. Adaptive processing of multifrequency signals. *Izvestiya Vuzov Rossii. Radioelektronika*. 2013, no. 6, pp. 15–20. (In Russian)
5. Vishin G. M. *Mnogochastotnaya radiolokatsiya* [Multifrequency radar]. Moscow, Voensizdat, 1973, 92 p. (In Russian)
6. Middleton D. An Introduction to Statistical Communication Theory, Wiley-IEEE Press, 1996, 1184 p.

Received January, 24, 2017

**For citation:** Popov D. I. Analysis of Multifrequency Signals Processing Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 10–15. (In Russian)

**Dmitry I. Popov** – D.Sc. in Engineering (1990), Professor (1992) of the Department of Radio Equipment Systems of Ryazan State Radio Engineering University. The author of more than 340 scientific publications. Area of expertise: theory and technique of radar signal processing against background noise.  
E-mail: adop@mail.ru