Многоканальное обнаружение-измерение когерентных сигналов

Multichannel detection and measurement of coherent signals

Попов / Popov D.
Дмитрий Иванович
(adop@mail.ru)
доктор технических наук, профессор.
ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет»,
профессор кафедры радиотехнических систем.
г. Рязань

Ключевые слова: алгоритмы обнаружения – detection algorithms; алгоритмы оценивания – evaluation algorithms; анализ точности – accuracy analysis; доплеровская частота – Doppler frequency; многоканальное обнаружение-измерение – multichannel detection and measurement; многочастотный сигнал – multi-frequency signal.

Рассмотрено многоканальное обнаружение-измерение когерентно-импульсных сигналов при наличии помех. На основе результатов многоканального по доплеровской частоте обнаружения в частотных каналах компонентов многочастотного сигнала оценивается фазовый сдвиг, соответствующий разностной доплеровской частоте. По оценке фазового сдвига при соответствующем выборе разности несущих частот компонентов многочастотного сигнала однозначно определяется доплеровская скорость. Проведен анализ точности определения доплеровской скорости.

This work describes the multichannel detection and measurement of coherent pulse signals in jamming environment. Based on the results of Doppler-frequency multichannel detection of multi-frequency channel components in frequency channels, the phase shift corresponding to differential Doppler frequency is evaluated. The phase shift evaluation along with the relevant selection of the difference between cattier frequency components of a multi-channel signal allows to unambiguously determine the Doppler velocity. The work also represents the completed Doppler velocity determination accuracy analysis.

Введение

Радиолокационные системы (РЛС) нашли применение для решения широкого круга задач гражданского и оборонного характера [1]. Современные многофункциональные РЛС позволяют обнаруживать и определять координаты разнообразных объектов. Обнаружение сигналов движущихся целей и определение их координат при наличии пассивных помех, обусловленных мешающими отражениями, является одной из актуальных и трудных задач обработки поступающих данных, решаемых в РЛС различного назначения [2]. Пассивные помехи существенно нарушают нормальную работу РЛС, приводя к перегрузкам приемного тракта, а также к маскировке и, в конечном счете, к потере сигналов движущихся целей [3, 4]. Методы измерения координат и способы защиты от пассивных помех зависят от типа РЛС и используемого зондирующего сигнала.

Наиболее эффективно задача защиты от помех решается в так называемых импульсно-доплеровских РЛС с малой скважностью зондирующего сигнала, или РЛС с квазинепрерывным излучением, в которых используются когерентные импульсы с высокими частотами повторения (до нескольких десятков и даже сотен килогерц). При этом достигается однозначное оценивание доплеровской скорости цели с высокими разрешающей способностью и точностью. Оценивание дальности, однако, характеризуется неоднозначностью, для устранения которой необходимо применять специальные методы, усложняющие обработку сигналов [1, 5].

Однозначное оценивание дальности достигается в когерентно-импульсных РЛС при высокой скважности зондирующих сигналов, что обусловило широкое применение таких РЛС на практике [1]. Однако низкая частота повторения импульсов, выбираемая из условия однозначного оценивания дальности, не обеспечивает однозначного оценивания доплеровской частоты для скоростей широкого класса радиолокационных объектов [3, 4]. Совместное однозначное оценивание дальности и доплеровской скорости может быть достигнуто при использовании сложных зондирующих сигналов, в частности когерентно-импульсных многочастотных сигналов [6–11].

Настоящая работа посвящена многоканальному обнаружению и однозначному оцениванию доплеровской скорости при сохранении однозначного оценивания дальности радиолокационных целей с использованием когерентно-импульсных многочастотных сигналов.

3 2018.indd 16 26.09.2018 10:02:55

Алгоритмы обнаружения сигналов

Полагаем, что в каждом из L частотных каналов многочастотной когерентно-импульсной РЛС поступает последовательность следующих через период повторения T в одном элементе разрешения по дальности N цифровых отсчетов $U_{jl} = x_{jl} + \mathrm{i}y_{jl}$ ($j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$) комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума. Статистические свойства сигнала и помехи в виде узкополосных случайных процессов гауссовского типа описываются совместной плотностью вероятности с точностью до параметров корреляционных матриц поступающих отсчетов [7]. Оптимальный алгоритм обнаружения в каждом из L частотных каналов определяется в результате вычисления отношения правдоподобия [5], приводящего к минимальной достаточной статистики $u_l(\theta_l) = |X_{0l}(\theta_l)|^2$ [7], в основе которой лежит адаптивный алгоритм оптимальной линейной фильтрации

$$X_{0l}(\theta_l) = \sum_{k=1}^{N} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}k\theta_l} Y_{kl} =$$

$$= \sum_{k=1}^{N} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}k\theta_l} \sum_{j=1}^{N} \hat{w}_{jk}^{(l)} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}j\hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}} U_{jl}, \quad l = \overline{1, L}, \tag{1}$$

где $\theta_l = \varphi_{\text{с}}^{(l)} - \hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}$, $\varphi_{\text{с}}^{(l)}$ и $\varphi_{\text{п}}^{(l)}$ – доплеровские сдвиги фазы за период повторения T сигнала и помехи; $Y_{kl} = \sum_{j=1}^{N} \hat{w}_{jk}^{(l)} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}j\hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}} U_{jl}$ – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ); $\hat{w}_{jk}^{(l)}$ – оценки модулей элементов матрицы, обратной корреляционной матрице помехи.

Адаптация матричного фильтра достигается заменой элементов обратной корреляционной матрицы помехи их оценочными значениями $\hat{w}_{jk}^{(l)} \mathrm{e}^{-\mathrm{i}j\hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}}$. Неопределенность величин $\theta_l = \varphi_{\text{с}}^{(l)} - \hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}$ в доплеровском интервале однозначности $[-\pi, \pi]$ предполагает N-канальное вычисление в каждом частотном канале внешних сумм алгоритма (1). При этом неопределенность величин θ_l в каждом доплеровском канале ограничивается шириной его полосы пропускания $\Delta\psi = 2\pi / N$ с центральным значением $\psi_p = (p-1)\Delta\psi (p = \overline{1, N})$, что приводит к алгоритму дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Рассмотрим упрощения структуры системы оптимального обнаружения. Для помехи в виде односвязной марковской последовательности коэффициенты межпериодной корреляции $\rho_{jk}^{(\text{п})} = \rho_{jk} = \rho^{|j-k|}$. Тогда элементы обратной корреляционной матрицы

$$w_{11} = w_{NN} = \frac{1}{1-\rho^2}, \quad w_{kk} = \frac{1+\rho^2}{1-\rho^2} \ (1 < k < N),$$

$$w_{k,k+1} = w_{k+1.k} = -\frac{\rho}{1-\rho^2} \ (1 \le k \le N-1),$$

а остальные элементы матрицы w_{jk} являются нулевыми.

Используя обозначения оценок $\hat{\rho}_l = \hat{\rho}_{12}^{(l)}$ и $\hat{\varphi}_l = \hat{\varphi}_{\text{п}}^{(l)}$, найдем выходные отсчеты АМФ в следующем виде

$$Y_{1l} = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\hat{\varphi}_l} U_{1l} - \hat{\rho}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{i}2\hat{\varphi}_l} U_{2l}}{1-\hat{\rho}_l^2},$$

$$Y_{Nl} = \frac{-\hat{\rho}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{i}(N-1)\hat{\varphi}_l} U_{N-1,l} + \mathrm{e}^{-\mathrm{i}N\hat{\varphi}_l} U_{Nl}}{1-\hat{\rho}_l^2},$$

$$Y_{kl} = [-\hat{\rho}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{i}(k-1)\hat{\varphi}_l} U_{k-1,l} + (1+\hat{\rho}_l^2) \mathrm{e}^{-\mathrm{i}k\hat{\varphi}_l} U_{kl} -$$

$$- \hat{\rho}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{i}(k+1)\hat{\varphi}_l} U_{k+1,l}]/(1-\hat{\rho}_l^2), \ (1 < k < N).$$

Предполагая скользящее вычисление величин Y_{kl} при $1 < k < N$ фильтром векторного типа с последующим их когерентным накоплением, приходим к аппроксимации системы по алгоритму (1) структурой «одноканальный адаптивный режекторный фильтр – многоканальный когерентный накопитель».

Адаптивное режектирование может быть осуществлено и для пассивных помех с любыми корреляционными свойствами [12]. Обработка в адаптивном режекторном фильтре (АРФ) m-го порядка с комплексными весовыми коэффициентами описывается алгоритмом

$$Z_{jl} = \sum_{k=0}^{m} \hat{g}_{kl} \mathrm{e}^{\mathrm{i}k\hat{\varphi}_l} U_{j-k,l}, \quad j = \overline{m+1, N}, \quad l = \overline{1, L},$$

где $\hat{g}_{kl}$ – адаптивные весовые коэффициенты АРФ.

Весовые коэффициенты $\hat{g}_{kl}$ определяются на основе адаптивных алгоритмов, использующих в качестве исходных оценки коэффициентов межпериодной корреляции помехи $\hat{\rho}_{1s}^{(l)}$, $s = \overline{2, m}$ [13]. Искомые оценки $\hat{\rho}_{1s}^{(l)}$ и $\mathrm{e}^{\mathrm{i}\hat{\varphi}_l}$ находятся по обучающим выборкам, образованным отсчетами протяженной пассивной помехи со смежных элементов разрешения по дальности. Синтезированные в работе [14] методом максимального правдоподобия алгоритмы оценивания параметров пассивных помех позволяют получать асимптотически эффективные и состоятельные оценки.

Исключив из обработки m отсчетов переходного процесса АРФ, алгоритм квазиоптимальной линейной фильтрации в p-м доплеровском канале l-го частотного канала представим в виде

$$X_{pl} = \sum_{j=m+1}^{N} h_{j-m}^{(l)} V^{(j-m-1)(p-1)} Z_{jl} =$$

$$= \sum_{j=m+1}^{N} h_{j-m}^{(l)} V^{(j-m-1)(p-1)} \sum_{k=0}^{m} \hat{g}_{kl} \mathrm{e}^{\mathrm{i}k\hat{\varphi}_l} U_{j-k,l},$$

$$p = \overline{1, N-m}, \quad l = \overline{1, L}, \tag{2}$$

где $h_{j-m}^{(l)}$ – коэффициенты, образующие из весовой функции, например, Дольфа – Чебышева, Кайзера, Хана или Хэмминга весовое окно алгоритма ДПФ с

3 2018.indd 17 26.09.2018 10:02:56

целью подавления боковых лепестков относительно главного максимума [5]; $V = e^{-i2\pi/(N-m)}$ – оператор ДПФ.

В соответствии с алгоритмом (2) в частотных каналах раздельно осуществляется адаптивное режектирование пассивных помех и последующее ДПФ взвешенных результатов режектирования.

При обнаружении многочастотных сигналов на фоне собственных шумов радиоприемного устройства алгоритм (2) в каждом частотном канале не содержит операций адаптивного режектирования и преобразуется к многоканальному когерентному накоплению в соответствии с алгоритмом

$$X_{pl} = \sum_{j=1}^{N} h_j \tilde{V}^{(j-1)(p-1)} U_{jl}\,,\ p = \overline{1, N}\,,\ l = \overline{1, L}\,, \tag{3}$$

где весовые коэффициенты h_j при непрерывном сканировании антенного луча определяются формой огибающей пачки, соответствующей диаграмме направленности антенны на передачу и прием, а при дискретном сканировании – $h_j = 1$; $\tilde{V} = e^{-i2\pi/N}$.

Алгоритмы оценивания доплеровской скорости

Разности соседних эквидистантных несущих частот $f_р = f_l - f_{l+1}$ одновременно излучаемых компонентов многочастотного сигнала соответствуют разностная доплеровская частота $f_р = f_l - f_{l+1}$ обусловленная наличием эффекта Доплера при отражении зондирующего сигнала от движущегося объекта, и доплеровский сдвиг фазы $\varphi_р = 2\pi f_{др} T$, где v_r – доплеровская скорость движущегося объекта, c – скорость распространения радиоволн. Разности $f_р$ и $f_{др} = 2v_r f_р / c$ позволяют однозначно оценить доплеровскую скорость v_r.

Различие несущих частот компонентов многочастотного сигнала и, как следствие этого доплеровских частот, приводит к обнаружению движущейся цели в различных доплеровских каналах каждого из частотных каналов, номера которых k_l несут информацию о доплеровской скорости цели. С учетом разностных доплеровских сдвигов фазы сигнала $\varphi_{с\,р}$ и помехи $\varphi_{п\,р}$ для оценки искомого фазового сдвига найдем

$$\hat{\theta}_р = \varphi_{с\,р} - \hat{\varphi}_{п\,р} = \mathrm{sign}\left(\sum_{l=1}^{L} \arg X_{k_l}\right) \frac{\Delta\psi}{L-1} \sum_{l=1}^{L-1} |k_l - k_{l+1}|, \tag{4}$$

где символ sign обозначает знак суммарного аргумента величин X_{kl}, $\Delta\psi = 2\pi/(N-m)$ – расстройка доплеровских каналов при квазиоптимальной обработке по алгоритму (2) и $\Delta\psi = 2\pi/N$ – при многоканальном когерентном накоплении по алгоритму (3).

В АРФ каждого частотного канала [12] находятся оценки $\hat{\varphi}_{п\,l}$ доплеровских сдвигов фазы помехи, по которым определяется усредненная оценка разностного сдвига фазы помехи

$$\hat{\varphi}_{п\,р} = \frac{1}{L-1} \sum_{l=1}^{L-1} (\hat{\varphi}_{п\,l} - \hat{\varphi}_{п,\,l+1}).$$

Соответствующий разности $f_р$ эквидистантных несущих частот компонентов многочастотного сигнала разностный сдвиг фазы сигнала движущейся цели

$$\hat{\varphi}_{с\,р} = \hat{\theta}_р + \hat{\varphi}_{п\,р},$$

где $\hat{\theta}_р$ – оценка, определяемая в соответствии с алгоритмом (4) (При наличии только собственных шумов приемника $\hat{\varphi}_{п\,р} = 0$ и $\hat{\varphi}_{с\,р} = \hat{\theta}_р$).

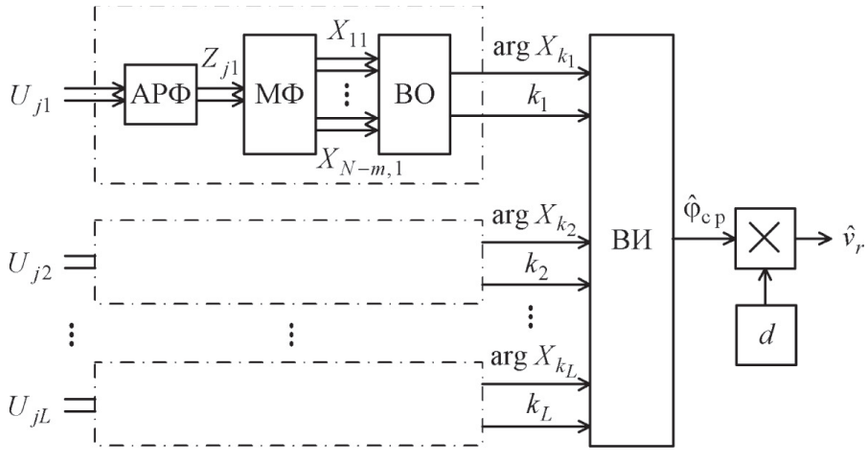

Рис. 1. Структурная схема обнаружителя измерителя сигналов: АРФ – адаптивный режекторный фильтр; МФ – многоканальный фильтр; ВО – вычислитель-обнаружитель; ВИ – вычислитель-измеритель

3 2018.indd 18 26.09.2018 10:02:57

Используя устанавливающие функциональную связь между оценками рассмотренных параметров соотношения $\hat{f}_{\text{др}} = 2\hat{v}_r f_{\text{р}} / c$ и $\hat{f}_{\text{др}} = \hat{\varphi}_{\text{с р}} / 2\pi T$, для алгоритма оценивания искомой доплеровской скорости цели находим

$$\hat{v}_r = c\hat{f}_{\text{др}} / 2 f_{\text{р}} = c\hat{\varphi}_{\text{с р}} / 4\pi f_{\text{р}} T = d\hat{\varphi}_{\text{с р}}, \qquad (5)$$

где $d = c / 4\pi f_{\text{р}} T$ – масштабный коэффициент.

Совместное однозначное оценивание дальности и доплеровской скорости достигается при соответствующем выборе параметров излучаемого сигнала. Выбором периода повторения T обеспечивается однозначное оценивание дальности, а выбором разности несущих частот $f_{\text{р}}$ – однозначное оценивание доплеровской скорости. Во втором случае с учетом условия $f_{\text{др}} = 2v_r f_{\text{р}} / c \le 1/2T$ и величины максимально возможной скорости цели $v_{r\,\max}$ следует выбрать разность частот $f_{\text{р}} \le c / 4v_{r\,\max} T$.

Структурная схема обнаружителя-измерителя сигналов

Изображенная на рис. 1 структурная схема содержит L частотных каналов, каждый из которых состоит из АРФ порядка m и многоканального фильтра (МФ), состоящего из $N-m$ доплеровских каналов. В МФ каждого частотного канала в соответствии с алгоритмом (2) вычисляется $N-m$ величин $X_{pl}, p = \overline{1, N-m}$, $l = \overline{1, L}$. При отсутствии пассивных помех схема не содержит АРФ, а в N-канальном МФ в соответствии с алгоритмом (3) вычисляется N величин X_{pl}, $p = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$. Величины X_{pl} поступают в соответствующие вычислители-обнаружители ВО, в которых образованные модульные значения $|X_{pl}|$ вначале сравниваются с пороговыми уровнями обнаружения. В случае превышения пороговых уровней в доплеровских каналах с номерами k_l, что соответствует обнаружению сигналов движущейся цели в этих каналах, вычисляются значения аргументов $\arg X_{pl}$, которые совместно с номерами каналов k_l поступают в вычислитель-измеритель (ВИ). В ВИ по алгоритму (4) вычисляется оценка $\hat{\theta}_{\text{р}}$, а затем оценка разностного сдвига фазы сигнала движущейся цели $\hat{\varphi}_{\text{с р}}$. В весовом блоке $\times$ с использованием масштабного коэффициента $d = c / 4\pi f_{\text{р}} T$ по алгоритму (5) определяется оценка искомой доплеровской скорости цели $\hat{v}_r$.

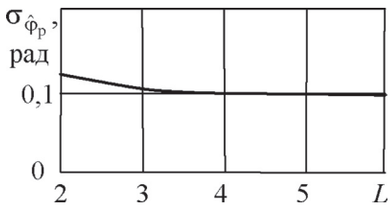

Рис. 2. Зависимость среднеквадратичной величины разностного доплеровского сдвига фазы сигнала от числа частотных каналов

Точность оценивания доплеровской скорости

С учетом алгоритма (5) точность оценивания доплеровской скорости определяется погрешностью оценивания разностного сдвига фазы сигнала $\varphi_{\text{р}} = \varphi_{\text{с р}}$. При определении оценки сдвига фазы по алгоритму (4) погрешность оценивания в основном обусловлена отсчетами в пределах конечного интервала $\Delta\psi$. Полагаем, что значения $\varphi_l = \varphi_{\text{с}\,l}$ в интервале $\Delta\psi$ являются равновероятными. Тогда для одного частотного канала дисперсия оценки $\hat{\varphi}_l$ сдвига фазы $\sigma^2_{\hat{\varphi}_l} = (\Delta\psi)^2 / 12$. С учетом усреднений полученных в частотным каналах L оценок для дисперсии оценки разностного сдвига фазы сигнала найдем

$$\sigma^2_{\hat{\varphi}_{\text{р}}} = L\sigma^2_{\hat{\varphi}_l} / (L-1) = L(\Delta\psi)^2 / 12(L-1). \qquad (6)$$

На рис. 2 приведена рассчитанная в соответствии с выражением (6) зависимость среднеквадратичной величины $\sigma_{\hat{\varphi}_{\text{р}}}$ от числа частотных каналов при многоканальном когерентном накоплении в соответствии с алгоритмом (3) и $N = 20$ ($\Delta\psi = 2\pi / N$). Зависимость величины $\sigma_{\hat{\varphi}_{\text{р}}}$ от числа частотных каналов только при начальных значениях $L < 3$ имеет спадающий характер, а при значениях $L > 3$ остается практически постоянной величиной. Получаемые по результатам расчетов работы [7] характеристики обнаружения приводят к оптимуму при $L = 2...4$. С учетом рис. 2 оптимуму соответствует число частотных каналов $L = 3...4$. Функциональная связь (5) позволяет для среднеквадратичной ошибки оценивания доплеровской скорости найти $\sigma_{\hat{v}_r} = d\sigma_{\hat{\varphi}_{\text{р}}}$.

Заключение

Рассмотренные многоканальные обнаружители-измерители когерентно-импульсных многочастотных сигналов решают задачу однозначного совместного оценивания дальности и доплеровской скорости движущейся цели при выборе параметров многочастотного сигнала в соответствии с заданными интервалами измерения. Точность оценивания доплеровской скорости в зависимости от числа частотных каналов является практически постоянной величиной. Результаты анализа эффективности обнаружения многочастотных сигналов позволяют выбрать оптимальное число частотных каналов.

Литература

1. Radar Handbook / Ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw–Hill, 2008. – 1352 p.

2. Richards, M. A. Principles of Modern Radar: Basic Principles / M.A. Richards, J.A. Scheer, W.A. Holm (Eds.). – New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. – 924 p.

3. Попов, Д. И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие / Д.И. Попов. – Рязань: РГРТУ, 2011. – 80 с.

3 2018.indd 19 26.09.2018 10:03:00

4. Melvin, W. L. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques / W.L. Melvin, J.A. Scheer (Eds.). – New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.

5. Richards, M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition / M.A. Richards. – New York: McGraw–Hill Education, 2014. – 618 p.

6. Гульшин, В. А. Многочастотные сигналы и методы их формирования и обработки / В.А. Гульшин // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2013. – № 1 (9). – С. 34–40.

7. Попов, Д. И. Обнаружение многочастотных радиолокационных сигналов / Д.И. Попов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 6. – С. 61–66.

8. Gao, Q. Far-field super-resolution imaging with compact and multifrequency planar resonant lens based on time reversal / Q. Gao, B.-Z. Wang, X.-H. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. 63, No. 12. – P. 5586–5592.

9. Feketa, P. Perturbation theorems for a multifrequency system with pulses / P. Feketa, Y. Perestyuk // Journal of Mathematical Sciences. – 2016. – Vol. 217, No. 4. – P. 515–524.

10. Multifrequency radar imagery and characterization of hazardous and noxious substances at sea / S. Angelliaume [et al.] // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2017. – Vol. 55, No. 5. – P. 3051–3066.

11. Multifrequency compressed sensing for 2-d near-field synthetic aperture radar image reconstruction / D. Bi [et al.] // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2017. – Vol. 66, No 4. – P. 777–791.

12. Попов, Д. И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21–26.

13. Попов, Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32–37.

14. Popov, D. I. Measurements of Characteristics of Clutter / D.I. Popov // Measurement Techniques. – 2017, May. – Vol. 60, No 2. – P. 190–195.

3 2018.indd 20 26.09.2018 10:03:01