

АНАЛИЗ ОДНОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru

ANALYSIS OF SINGLE-CHANNEL PROCESSING SYSTEMS MULTI-FREQUENCY SIGNALS

Popov D.I.

The analysis of the detection characteristics and the accuracy of measuring the radial velocity of the target of single-channel multi-frequency signal processing systems for different types of interperiod processing (optimal or quasi-optimal) in frequency channels is carried out. The use of the matrix eigenvalue method led to the formation of the characteristic function of the output (decisive) statistics to a form convenient for integration and obtaining calculation expressions for the probabilities of false alarm and correct detection, with the help of which the desired detection characteristics are determined. A comparative analysis of the characteristics of the appearance of single-channel systems for processing multi-frequency signals against a background of white noise with a different nature of interperiod processing (coherent or incoherent) in frequency channels and an analysis of the accuracy of measuring the radial velocity of the target depending on the parameters of the multi-frequency signal. Analysis of the efficiency of detection and measurement of multi-frequency signals shows that the proposed processing systems based on combining the results of single-channel coherent accumulation of products of complex conjugate samples in each frequency channel allow, with an optimal number of channels, to obtain energy gains compared with single-frequency systems and multi-frequency systems based on incoherent accumulation, as well as to increase the accuracy of unambiguous measurements of the radial velocity of the target. In particular, the gains in the signal-to-noise threshold ratio of a multi-frequency signal detection system, invariant in each frequency channel to Doppler phase shifts, compared with a multi-channel Doppler frequency system, are established.

Key words: detection algorithm, analysis, Doppler phase, multi-frequency signal, radial velocity of the target, detection characteristic, measurement accuracy.

Ключевые слова: алгоритм обнаружения, анализ, доплеровская фаза, многочастотный сигнал, радиальная скорость цели, характеристика обнаружения, точность измерения.

Введение

Радиолокационные системы получили распространение для решения широкого круга задач гражданского и оборонного характера, включающих обнаружение и измерение координат целей. При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-4]. Априорная неопределенность корреляционных характеристик пассивных помех существенно затрудняет реализацию эффективного обнаружения движущихся целей, что стимулирует инновационное развитие радиолокационных систем и методов обработки радиолокационных сигналов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродей-

Проведен анализ характеристик обнаружения и точности измерения радиальной скорости цели одноканальных систем обработки многочастотных сигналов для различных характеров межпериодной обработки (оптимальной или квазиоптимальной) в частотных каналах. Использование метода собственных значений матриц привело к преобразованию характеристической функции выходной (решающей) статистики к удобному для интегрирования виду и получению расчетных выражений для вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения, с помощью которых определяются искомые характеристики обнаружения. Проведен сравнительный анализ характеристик обнаружения одноканальных систем обработки многочастотных сигналов на фоне белого шума при различном характере межпериодной обработки (когерентной или некогерентной) в частотных каналах и анализ точности измерения радиальной скорости цели в зависимости от параметров многочастотного сигнала. Анализ эффективности обнаружения-измерения многочастотных сигналов показывает, что предложенные системы обработки на основе объединения результатов одноканального когерентного накопления произведений комплексно-сопряженных отсчетов в каждом частотном канале позволяют при оптимальном числе каналов получить энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами и многочастотными системами на основе некогерентного накопления, а также повысить точность однозначного измерения радиальной скорости цели. Установлены, в частности, выигрыши в пороговом отношении сигнал/шум системы обнаружения многочастотного сигнала, инвариантной в каждом частотном канале к доплеровским сдвигам фаз, по сравнению с многоканальной по доплеровской частоте системой.

ствия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной

компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работах [6, 7] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режективирования рассмотрены в работе [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [10]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [11]. Повышение эффективности нерекурсивных режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

При измерении координат движущихся целей актуальной задачей является измерение радиальной скорости (частоты), основанное на измерении доплеровского сдвига частоты сигнала [13-16]. Для исключения отсчетов по шумам измерение должно быть совместным с обнаружением. Совместное обнаружение-измерение пачки когерентных радиоимпульсов при неизвестной доплеровской частоте основано на многоканальной фильтрации, позволяющей измерять частоту по номеру канала с максимальной величиной выходного сигнала [13, 14].

При совместном измерении времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости) возникают известные противоречия между условиями однозначного измерения данных координат. В плане преодоления данных противоречий заслуживают внимания многочастотные сигналы, применение которых позволяет повысить эффективность обнаружения отраженных сигналов и дальность действия радиолокатора.

В работе [17] синтезированы алгоритмы обработки и соответствующие им многоканальные и одноканальные по доплеровской частоте системы обнаружения-измерения многочастотных сигналов. Анализ многоканальных систем проведен в работе [18]. Ниже проводится сравнительный анализ характеристик обнаружения одноканальных систем межпериодной обработки многочастотных сигналов, а также анализ точности измерения радиальной скорости цели.

Анализ характеристик обнаружения

Используем аналогичное работам [17, 18] статистическое описание многочастотных сигналов, представляющих в каждом из L частотных каналов когерентную последовательность N отсчетов $U_j^{(l)}$, следующих через период повторения T и образующих совокупность

векторов $\{U_l\} = \{U_1, \dots, U_L\}$, где вектор-столбец $U_l = \{U_j^{(l)}\}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$. Распределение статистически независимых между частотными каналами гауссовских сигналов и шумов описывается в каждом частотном канале корреляционной матрицей $R_l^{\text{см}} = q_l R_l^c + R_l^{\text{ш}}$ для сигнала и шума и диагональной матрицей $R_l^{\text{ш}} = R^{\text{ш}} = I$ для одного шума, элементы которых соответственно имеют вид: $R_{jk}^{\text{см}(l)} = q_l R_{jk}^{\text{с}(l)} + R_{jk}^{\text{ш}} = q_l \rho_l(j, k) e^{i(l)\varphi_l} + \delta_{jk}$, $R_{jk}^{\text{ш}} = \delta_{jk}$, где q_l – отношение сигнал/шум для l -го частотного канала; $\rho_l(j, k)$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала; φ_l – доплеровский сдвиг фазы сигнала за период повторения T в l -м частотном канале, причем $\varphi_l = r_l \varphi_1$, где $r_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -го и 1-го частотных каналов; δ_{jk} – символ Кронекера.

Адаптивная к доплеровским сдвигам фаз многочастотного сигнала система осуществляет в каждом частотном канале одноканальное когерентное накопление произведений комплексно-сопряженных соседних отсчетов $U_j^{(l)}$ с последующим использованием состоятельных оценок $\hat{\varphi}_l$, в частности, оценок максимального правдоподобия. Структурная схема данной системы описывается алгоритмом обработки [17], который имеет вид

$$u(\{\hat{\varphi}_l\}) = \sum_{l=1}^L u(\hat{\varphi}_l) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L (e^{-i\hat{\varphi}_l} X_l + e^{i\hat{\varphi}_l} X_l^*) = \sum_{l=1}^L U_l^T \hat{Q}_l U_l \geq u_0, \quad (1)$$

где $X_l = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)}$, $X_l^* = \sum_{j=2}^N U_j^{(l)*} U_{j-1}^{(l)}$, \hat{Q}_l – матрица обработки l -го частотного канала, элементы которой $\hat{Q}_{j-1, j}^{(l)} = 0,5e^{-i\hat{\varphi}_l}$, $\hat{Q}_{j, j-1}^{(l)} = 0,5e^{i\hat{\varphi}_l}$, в остальных случаях $\hat{Q}_{j, k}^{(l)} = 0$.

Для последующего анализа необходимо перейти от текущих значений оценок $\hat{\varphi}_l$ в алгоритме (1) к параметрам их распределений путем выполнения соответствующих усреднений с использованием асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия. Учитывая статистическую независимость и асимптотическую нормальность распределений оценок $\hat{\varphi}_l$ со средними значениями φ_l и дисперсиями $\sigma_{\varphi_l}^2$ для усредненной выходной величины адаптивной системы, получим

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \overline{u_l(\hat{\varphi}_l)} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} e^{-\sigma_{\varphi_l}^2/2} X_l + e^{i\varphi_l} e^{-\sigma_{\varphi_l}^2/2} X_l^* \right) = U_l^T Q_l U_l,$$

где элементы матриц обработки Q_l имеют вид $Q_{j-1, j}^{(l)} = 0,5e^{-i\varphi_l} e^{-\sigma_{\varphi_l}^2/2}$, $Q_{j, j-1}^{(l)} = e^{i\varphi_l} e^{-\sigma_{\varphi_l}^2/2}$, иначе $Q_{j, k}^{(l)} = 0$.

Учитывая асимптотическую эффективность оценок максимального правдоподобия, для нахождения диспер-

сией $\sigma_{\varphi_l}^2$ применяем выражение Крамера-Рао, в соответствии с которым $\sigma_{\varphi_l}^2 = -\left[\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l / \varphi_l) / \partial \varphi_l^2\right]^{-1}$, где функция правдоподобия

$$P_{\text{сш}} = (U_l / \varphi_l) = (2\pi)^{-N} \det \mathbf{W}_l \exp \left\{ -\frac{1}{2} \mathbf{U}_l^T \mathbf{W}_l \mathbf{U}_l \right\}, \quad (2)$$

причем элементы матрицы \mathbf{W}_l , обратной матрице \mathbf{R}_l , имеют вид $W_{jk}^{(l)} = (1 / q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\varphi_l}$.

В общем случае после соответствующих вычислений получаем

$$\sigma_{\varphi_l}^2 = -\left[\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l / \varphi_l) / \partial \varphi_l^2\right]^{-1} = \det \mathbf{R}_l / \text{sp}(\mathbf{B}_l \mathbf{R}_l^*),$$

где элементы матрицы \mathbf{B}_l определяются как $B_{jk}^{(l)} = -(j-k)^2 A_{jk}^{(l)}$, $A_{jk}^{(l)}$ – алгебраическое дополнение элемента $R_{jk}^{(l)}$, символом «sp» обозначается след матрицы.

Далее для расчета характеристик обнаружения используем метод характеристических функций. Учитывая, что собственные значения $\lambda_j^{(l)}$, $j = \overline{1, N}$, матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$, не кратны, выражение (5) в работе [18] для вероятности превышения порога u_0 величиной u запишем как

$$P(u \geq u_0) = \sum_{j=1}^K \exp \left(-\frac{u_0}{\lambda_j} \right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^{NL} \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_j} \right)^{-1}, \quad (3)$$

где K – число положительных собственных значений λ_j вектора $\boldsymbol{\lambda} = \{\lambda_1, \dots, \lambda_L\}$, $\lambda_l = \{\lambda_j^{(l)}\}$.

Использование в выражении (3) собственных значений матриц $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$, приводит к вычислению вероятности правильного обнаружения D . При определении вероятности ложной тревоги F необходимо учитывать инвариантность алгоритма обработки при отсутствии сигнала относительно параметров оценивания [17], что приводит к вычислению F аналогично рассматриваемому ниже анализу систем обработки, инвариантных к доплеровским сдвигам фаз многочастотного сигнала.

Инвариантная к доплеровским сдвигам фаз многочастотного сигнала система суммирует модули результатов одноканальной когерентной обработки в каждом частотном канале в соответствии с алгоритмом [17]

$$u = \sum_{l=1}^L |X_l| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} \right|. \quad (4)$$

Для анализа характеристик обнаружения рассматриваемой системы обработки необходимо представить алгоритм (4) в виде квадратичной формы

$$\begin{aligned} u &= \sum_{l=1}^L (\cos \varphi_l \operatorname{Re} X_l + \sin \varphi_l \operatorname{Im} X_l) = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L (e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^*) = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l, \end{aligned}$$

где \mathbf{Q}_l – матрица обработки многочастотного сигнала в

l -м частотном канале, элементы которой определяются соотношениями $Q_{j-1, j}^{(l)} = 0,5e^{-i\varphi_l}$, $Q_{j, j-1}^{(l)} = 0,5e^{i\varphi_l}$, иначе $Q_{j, k}^{(l)} = 0$.

Теперь можно использовать универсальную методику анализа на основе метода характеристических функций. Учитывая, что собственные значения $\lambda_j^{(l)} = \lambda_j$ ($j = \overline{1, N}$) матриц $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$ ($l = \overline{1, L}$) кратны, причем кратность числа λ_j равна L , вероятность превышения порога u_0 величиной u определяется выражением (5) в работе [18]. Тогда для вычисления вероятности ложной тревоги F рассматриваемых систем в этом выражении используются собственные значения матриц $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$. При определении вероятности правильного обнаружения D для инвариантной системы обработки используются собственные значения матриц $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l$.

На рис. 1 приведены характеристики обнаружения систем обработки по алгоритму (1) (штриховые кривые), рассчитанные в соответствии с выражением (3), и на основе алгоритма (4) (сплошные линии), рассчитанные в соответствии с выражением (5) работы [18]. Расчеты соответствуют $F = 10^{-6}$, $N = 20$, отношению несущих частот $r_2 = f_2 / f_1 = 0,95$ и равномерному распределению излучаемой мощности между частотными каналами, при котором $q_l = q / L$, где q – отношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму. Кроме того, при расчете использовались совместные флуктуации сигнала ($\rho_l(j, k) = 1$), которые являются предельным случаем рассмотренных в [17] медленных флуктуаций, описываемых экспоненциальной функцией корреляции $\rho_l(j, k) = \exp(-\pi \Delta f_l T |j - k|)$. Отличия в величине пороговых отношений сигнал/шум для обеих моделей флуктуаций при нормированной ширине спектра $\Delta f_l T \leq 0,01$, $D = 0,9$ и $L > 1$ не превосходит долей децибела. Теоретические результаты подтверждаются отмеченными символами (*) данными имитационного моделирования, соответствующими системе обработки на основе алгоритма (4).

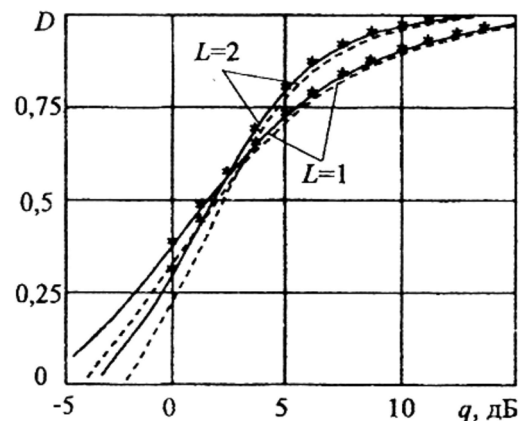


Рис. 1. Характеристики обнаружения систем обработки многочастотного сигнала

Из сравнения сплошных и штриховых кривых на рис. 1 следует, что адаптация к априорно неизвестным величинам φ_l в алгоритме (1) приводит к незначительным (не более 0,1 дБ при $D = 0,9$ и не более 1 дБ при $D = 0,5$) проигрышам в величине порогового отношения сигнал/шум. Аналогичная ситуация имеет место и при $L > 2$. Уменьшение потерь в пороговом отношении сигнал/шум с ростом q_l связано с тем, что величина дисперсии $\sigma_{\varphi_l}^2$ в каждом частотном канале, которая характеризует точность измерения, обратно пропорциональна отношению сигнал/шум q . Кроме того, применение многочастотного сигнала позволяет уменьшить известные потери при больших вероятностях обнаружения, присущие медленным флюктуациям одночастотного сигнала, поскольку вероятность замирания сигнала на двух и более частотах оказывается ниже, чем на одной.

Для сравнения определим характеристики обнаружения системы с некогерентным накоплением в каждом частотном канале. Алгоритм обработки в этом случае имеет вид

$$u = \sum_{l=1}^L \sum_{j=2}^N |U_j^{(l)}|^2 = \sum_{l=1}^L U_l^{T*} \mathbf{Q} U_l, \quad (5)$$

где \mathbf{Q} – матрица обработки, при равновесном накоплении равная единичной, т. е. $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$.

Используя метод собственных значений в случае отсутствия сигнала получаем: $\lambda_j^{(l)} = 1, j = \overline{1, N}, l = \overline{1, L}$, при наличии сигнала $\lambda_2^{(l)} = \lambda_3^{(l)} = \dots = \lambda_N^{(l)} = 1, \lambda_1^{(l)} = \lambda_1 = 1 + Nq_l$. Воспользовавшись соотношением (5) в работе [18] для данного случая, находим выражения для вероятностей ложной тревоги F и правильного обнаружения D

$$F = \exp(-u_0) \sum_{m=0}^{LN-1} \frac{u_0^m}{m!},$$

$$D = F + C^{LN-1} \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_1}\right) \left[1 - \exp\left(\frac{u_0}{C}\right) \sum_{m=0}^{LN-1} \frac{(u_0/C)^m}{m!}\right],$$

где $C = \lambda_1 / (\lambda_1 - 1)$.

На рис. 2 приведены зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов для $D = 0,9$ и $D = 0,5$, рассчитанные при $r_l = 1 - 0,05(l - 1)$

и тех же значениях N и F . Кривые 1 соответствуют алгоритму (4) на основе одноканального когерентного накопления, а кривые 2 – алгоритму (5) на основе некогерентного накопления. Штриховые кривые соответствуют адаптивной системе обработки многочастотных сигналов. Из представленных на рис. 2 графиков видно, что применение многочастотных сигналов при больших вероятностях ($D \geq 0,9$) позволяет получить энергетический выигрыш до 3 дБ (кривая 1 при $L = 3$) по сравнению с одночастотным сигналом, при этом существует оптимальное число частотных каналов $L = 2 \dots 4$. При $D \leq 0,5$ применение многочастотных сигналов не при-

водит к энергетическим выигрышам. Кроме того, по сравнению с известным алгоритмом обработки многочастотного сигнала (кривая 2 при $D = 0,9$), рассматриваемая многочастотная система обработки имеет выигрыш равный 2,5 дБ при $L = 2 \dots 4$.

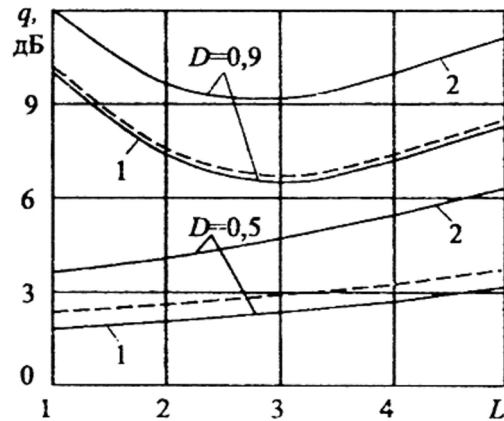


Рис. 2. Зависимости порогового отношения сигнал/шум от числа частотных каналов

Анализ точности измерения

Применение совместной обработки частотных составляющих, соответствующих различным несущим частотам многочастотного сигнала, позволяет определять разности доплеровских фаз соседних частотных каналов, что приводит к расширению интервала однозначного измерения радиальной скорости цели в случае когерентно-импульсных сигналов высокой скважности. Полученный в работе [17] на основе метода максимального правдоподобия алгоритм оценивания разности доплеровских сдвигов фаз соседних частотных каналов имеет вид

$$\Delta \hat{\varphi} = \arg \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* = \arctg \left(\frac{\text{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*}{\text{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*} \right), \quad (6)$$

Алгоритм (6) позволяет получать оценку максимального правдоподобия среднего значения доплеровского сдвига фазы, соответствующего разностной частоте, которая также асимптотически эффективна и распределена асимптотически нормально. Для определения дисперсии оценки используем выражение Крамера-Рао

$$\sigma_{\Delta \varphi}^2 = - \left[\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\{U_l\} / \Delta \varphi) / \partial \Delta \varphi^2 \right]^{-1}, \quad (7)$$

где функция правдоподобия $P_{\text{сш}}(\{U_l\} / \Delta \varphi)$ при статистической независимости частотных составляющих многочастотного сигнала определяется в виде произведения функций правдоподобия (2), т.е.

$$P_{\text{сш}}(\{U_l\} / \Delta \varphi) = \prod_{l=1}^L P_{\text{сш}}(U_l / \Delta \varphi_l).$$

В общем случае после соответствующих вычислений в выражении (7) с учетом того, что $\varphi_1 = \varphi_2 + \Delta \varphi$ и $\varphi_l = \varphi_{l-1} - \Delta \varphi$ при $l \geq 2$ получим

$$\sigma_{\Delta \varphi}^2 = - \left[\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\{U_l\} / \Delta \varphi) / \partial \Delta \varphi^2 \right]^{-1} =$$

$$= \left[\sum_{l=1}^L \text{sp}(\mathbf{B}_l \mathbf{R}_l^*) / \det \mathbf{R}_l \right]^{-1} \quad (8)$$

На рис. 3 сплошными кривыми приведены зависимости среднеквадратичных величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ от отношения сигнал/шум, которые рассчитаны в соответствии с выражением (8) и характеризуют точность измерения радиальной скорости цели, связанной с оценкой $\Delta\hat{\varphi}$ выражением (11) работы [17]. Зависимости рассчитаны при значениях параметров, аналогичных предыдущему анализу.

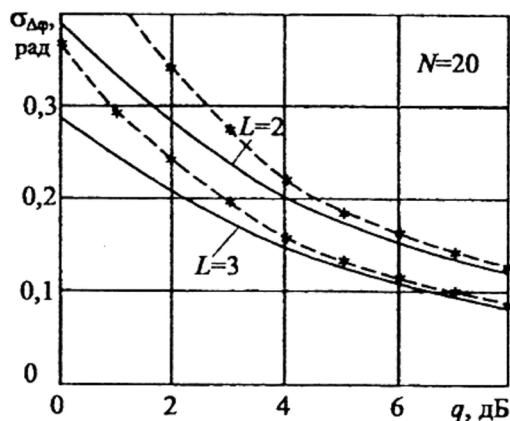


Рис. 3. Зависимости среднеквадратичных величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ от отношения сигнал/шум

Теоретические результаты с ростом q совпадают с данными имитационного моделирования (штриховые кривые), что подтверждает асимптотический характер оценок максимального правдоподобия. Применение многочастотного сигнала, состоящего из статистически независимых частотных составляющих, позволяет не только однозначно измерять радиальную скорость цели во всем диапазоне скоростей, но и позволяет по сравнению с двухчастотным сигналом, как видно из сравнения приведенных зависимостей, повысить точность измерения даже при сравнительно низком отношении сигнал/шум $q < 0$ дБ.

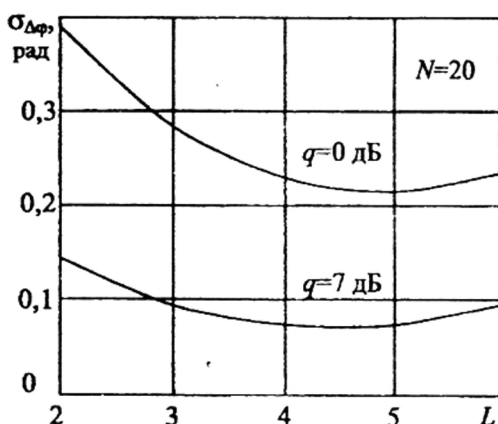


Рис. 4. Зависимости среднеквадратичных величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ от числа частотных каналов

На рис. 4 приведены зависимости среднеквадратичных величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ от числа несущих частот (частотных каналов). Приведенные зависимости показывают, что с точки зрения точности измерения существует опти-

мальное число частотных каналов, которое для рассматриваемого случая соответствует $L = 4...5$ и повышению точности измерения по сравнению с двухчастотным сигналом в 1,8...2 раза. Дальнейшее увеличение количества несущих частот L , в алгоритме (6) приводит к существенному дроблению излучаемой мощности между частотными составляющими. При этом снижается точность измерения доплеровского сдвига фазы в каждом частотном канале, что подтверждается проведенным анализом. С учетом зависимостей для порогового отношения сигнал/шум (рис. 2) следует, что оптимальное число частотных каналов при совместном обнаружении-измерении составляет $L = 3...4$.

Заключение

Таким образом, проведенный анализ эффективности обнаружения-измерения многочастотных сигналов показывает, что предложенные системы обработки на основе объединения результатов одноканального когерентного накопления произведений комплексно-сопряженных отсчетов в каждом частотном канале позволяют при оптимальном числе каналов получить энергетические выигрыши по сравнению с одночастотными системами и многочастотными системами на основе некогерентного накопления, а так же повысить точность однозначного измерения радиальной скорости цели.

Литература

- Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
- 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.
- Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
- Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
- Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.
- Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
- Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.
- Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
- Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
- Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
- Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.

12. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.

13. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: КВиЦ, 2000. 428 с.

14. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокациях. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. 376 с.

15. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник

Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.

16. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маломощных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12-23.

17. Попов Д.И., Белокрылов А.Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 11. С. 33-40.

18. Попов Д.И. Анализ многоканальных обнаружителей многочастотных сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 49-53.

НОВЫЕ КНИГИ



Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники: Учебное пособие для вузов М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2022 г. 316 с.: ил.

Рассмотрены вопросы теории и практики использования цифровых сигнальных процессоров. Описаны основные операции цифровой обработки сигналов, структура, архитектура, классификация и характеристики современных процессоров. Представлен обзор процессоров ведущих фирм-производителей: Analog Devices, Ceva, Feccsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанном с программируемыми логическими микросхемами и системами на кристалле показаны возможности их использования в качестве сигнальных процессоров. Даны примеры реализации цифровых устройств с помощью САПР на языке программирования VHDL, рассмотрены его элементы. В приложениях даны примеры реализации формирователей двоичных последовательностей, генераторов сигналов и медианных фильтров.

Для студентов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна аспирантам и специалистам.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 1 март 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2024 г. Тематический выпуск по материалам 26-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».
- № 3 сентябрь 2024 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru