

DOI 10.24412/2221-2574-2023-4-32-40

УДК 621.396: 528.85

ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ ЛЧМ СИГНАЛОВ РСА МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Бабочкин Михаил Иванович

доктор технических наук, ведущий научный сотрудник АО «АЭРОКОН»¹.

E-mail: m.baboki57@mail.ru

Савостьянов Владимир Юрьевич

кандидат технических наук, доцент, ведущий инженер АО «АЭРОКОН»¹.

E-mail: v-savostyanov@yandex.ru

Степин Виталий Григорьевич

старший инженер АО «Научно-исследовательский институт приборостроения имени В.В. Тихомирова»².

E-mail: vitalii.stepin@mail.ru

¹Адрес: 140180, Российская Федерация, Московская обл., г. Жуковский, ул. Гагарина, д. 1.

²Адрес: 140180, Российская Федерация, Московская обл., г. Жуковский, ул. Гагарина, д. 3.

Аннотация: Рассмотрены особенности построения и основные характеристики радиолокатора детального мониторинга земной поверхности с синтезированием апертуры антенны малых космических аппаратов и возможности подавления «неоднозначных» отражений, снижения уровня боковых лепестков, повышения разрешающей способности по дальности за счёт дополнительной фазовой и частотной модуляции когерентных широкополосных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). По результатам моделирования произведена количественная оценка основных параметров комплекса детального радиолокационного наблюдения.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны (РСА), земная поверхность, отражённый сигнал, неоднозначность, фазовая и частотная модуляция, ширина спектра.

Введение

Радиолокационные космические системы детального наблюдения с синтезированием апертуры антенны (РСА) представляют собой незаменимый сегмент получения данных о земной поверхности. Особого внимания заслуживают малые космические аппараты с РСА [1, 2]: экономия средств, веса, возможность формирования пространственной группировки за один запуск и т.д. Стоит также учесть, что высокий технологический уровень позволяет получать характеристики РСА малого космического аппарата (КА) не многим ниже характеристик «обычных» локаторов.

Однако существуют проблемы, которые не позволяют в полной мере воспользоваться достоинствами малых КА. Так, существуют определённые требования к размерам реальной апертуры антенны. Периодическая структура излучаемого сигнала приводит к неоднознач-

ности по дальности, вызванной тем, что в строб приёма могут приходиться отражённые сигналы от «своего» зондирующего импульса и от «неоднозначных»: предыдущих или последующих зондирований, а для передачи широкого спектра доплеровских частот приходится выбирать период повторения много меньше времени запаздывания сигнала. Ограниченный интервал неоднозначности пересчитывается в «рекуррентную» дальность, равную половине расстояния распространения радиоволн за длительность периода повторения.

Считалось [1, 2], что единственным путём подавления «неоднозначных» сигналов по дальности является пространственная селекция, т.е. применение узкой диаграммы антенны в вертикальной плоскости, ослабляющей отражённые сигналы от соседних зон, удалённых на рекуррентную дальность. Ширина луча по углу места должна удовлетворять двум проти-

воречивым требованиям: обеспечению полосы захвата и подавлению «неоднозначных» сигналов. Как раз в этом малые КА с РСА имели серьёзный недостаток [3–7], поскольку размеры их антенн значительно меньше размеров антенн обычных локаторов. Таким образом, подавление «неоднозначных» сигналов для малых КА не может быть обеспечено за счёт пространственной селекции, и востребованы новые методы подавления «неоднозначных» отражений.

Целью работы является разработка методов подавления «неоднозначных» отражённых сигналов, а также снижения уровня боковых лепестков и повышения разрешающей способности по дальности за счёт фазовой и частотной модуляции когерентных широкополосных ЛЧМ сигналов РСА малых космических аппаратов.

Свойства широкополосных импульсных ЛЧМ сигналов

В качестве зондирующих сигналов широко используются когерентные пачки сигналов с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1, 2, 8, 9]. Во-первых, они имеют компактное частотное распределение, что обеспечивает качественную дискретизацию и обработку современными алгоритмами детального картографирования с компенсацией миграций по дальности, во-вторых, обладают высокой помехоустойчивостью.

Для пачки ЛЧМ сигналов, длительность которой значительно превышает период повторения зондирующего сигнала T_p , импульсный отклик РСА, определяющий реакцию системы на точечную цель, имеет вид двумерной «игольчатой» структуры в координатах «время задержки» (определяет наклонную дальность) и «траекторное время» – вдоль трассы полёта (азимута). Интервал между лепестками импульсного отклика РСА по задержке равен периоду повторения зондирующего сигнала T_p , а по азимуту — времени, для которого изменение доплеровской частоты сигнала равно ча-

стоте повторения зондирующего сигнала $F_p = 1/T_p$.

Основными параметрами зондирующего ЛЧМ сигнала является длительность импульса τ_u и девиация частоты ΔF_c . Первый определяет энергетические характеристики режима, второй — разрешающую способность по дальности. Существенное значение имеет также выбор частоты дискретизации сигнала $F_{\text{АЦП}}$. По теореме Котельникова для комплексного сигнала $\Delta F_c \leq F_{\text{АЦП}}$, причём для получения максимальной разрешающей способности желательно выбрать $\Delta F_c = F_{\text{АЦП}}$, но при этом становятся заметными шумы дискретизации.

Функция неопределённости является предельным случаем импульсного отклика, когда амплитудная характеристика фильтра обработки совпадает с сигнальной характеристикой, а фазовая характеристика комплексно сопряжена с сигнальной.

Для обоснования указанных выше утверждений рассмотрим свойство функции неопределённости ЛЧМ сигнала. Запишем сигнал $S(t)$ в следующем виде:

$$S(t) = A_c e^{j\varphi(t)}, \quad \varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(u) du,$$

где $\tau_u / 2 > t > -\tau_u / 2$; A_c — амплитуда сигнала ($A_c = 1$); $f(u)$ — закон изменения частоты.

Изменение частоты $f(t)$ осуществляется по линейному закону

$$f(t) = f_0 + bt,$$

где b — крутизна изменения частоты во времени. Величина b может быть определена, если известна девиация частоты

$$b = \Delta F_c / \tau_u.$$

На рис. 1 представлена зависимость от времени мнимой части ЛЧМ сигнала с симметричным внутриимпульсным изменением фазы.

В случае прямоугольной огибающей ЛЧМ сигнала, его функцию неопределённости можно определить следующим образом:

$$\psi_S(\tau) = \int_{-\tau_u/2+\tau}^{\tau_u/2} S(t) \times S^*(t+\tau) dt =$$

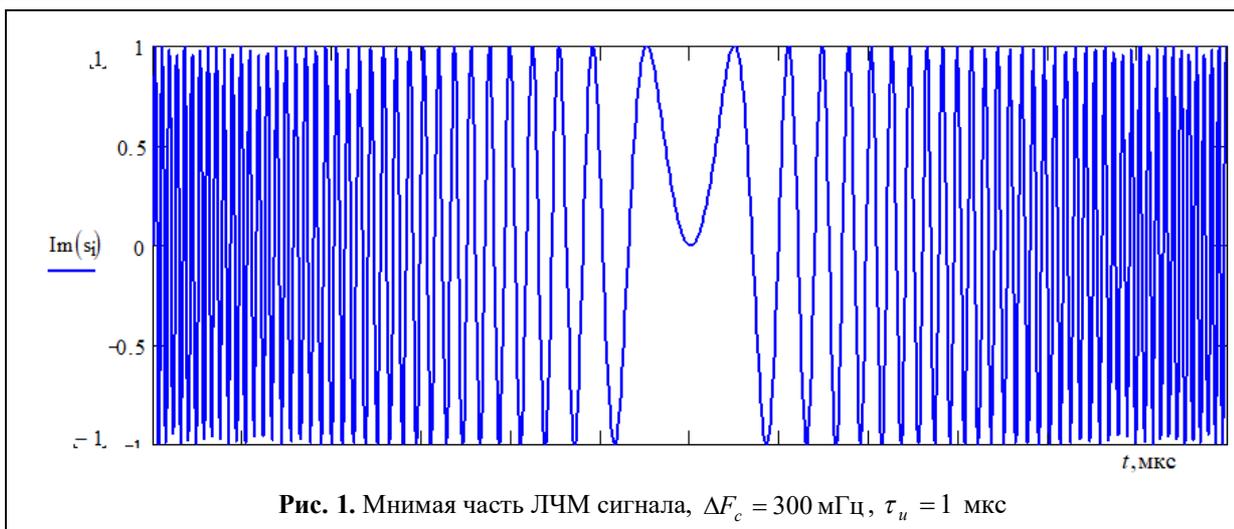


Рис. 1. Мнимая часть ЛЧМ сигнала, $\Delta F_c = 300$ МГц, $\tau_u = 1$ мкс

$$= e^{j4\pi b\tau^2} \times \tau_u \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}\right) \frac{\sin\left(2\pi b\tau\tau_u \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}\right)\right)}{\left(2\pi b\tau\tau_u \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}\right)\right)}$$

где $-\tau_u > \tau > \tau_u$; * — знак комплексного сопряжения.

На рис. 2 представлена зависимость от времени модуля функции неопределённости одиночного ЛЧМ сигнала с симметричным изменением фазы.

Моделирование проводилось для следующих значений: $\Delta F_c = 300$ МГц, $\tau_u = 1$ мкс и $F_{\text{АЦП}} = 4 \times \Delta F_c$ (четыре выборки сигнала на элемент разрешения), при полном совпадении по времени сигнала и опорной функции.

Частотная модуляция ЛЧМ сигнала

Рассмотрим случай, когда изменение частоты $f(t)$ выполняется по линейному закону, с той же девиацией частоты, но со смещением фазового центра ЛЧМ сигнала:

$$f(t) = f_0 + b(t + \nu), \quad -\tau_u / 2 > \nu > \tau_u / 2.$$

В этом случае ширина спектра ЛЧМ сигнала остаётся неизменной, но средняя частота меняется $-\Delta F_c / 2 \leq f_c \leq \Delta F_c / 2$ в зависимости от значения ν .

На рис. 3 представлена зависимость от времени мнимой части сигнала с внутриимпульсной линейно-частотной модуляцией при сдвиге $\nu = \tau_u / 4$ $\left(f_c = \frac{\Delta F_c}{2}\right)$.

В этом случае функцию неопределённости

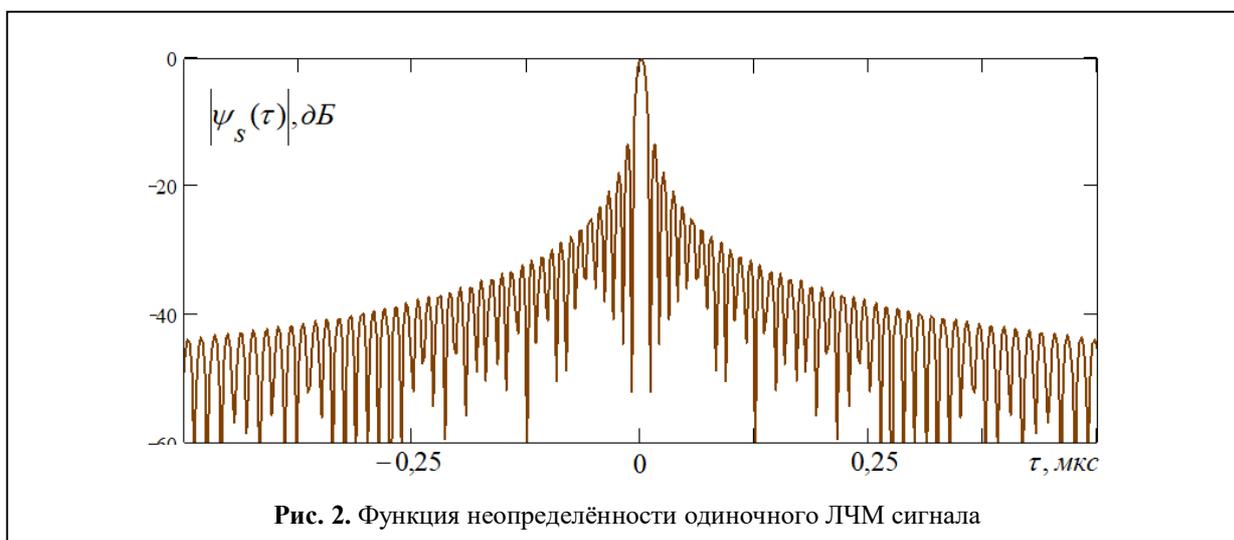


Рис. 2. Функция неопределённости одиночного ЛЧМ сигнала

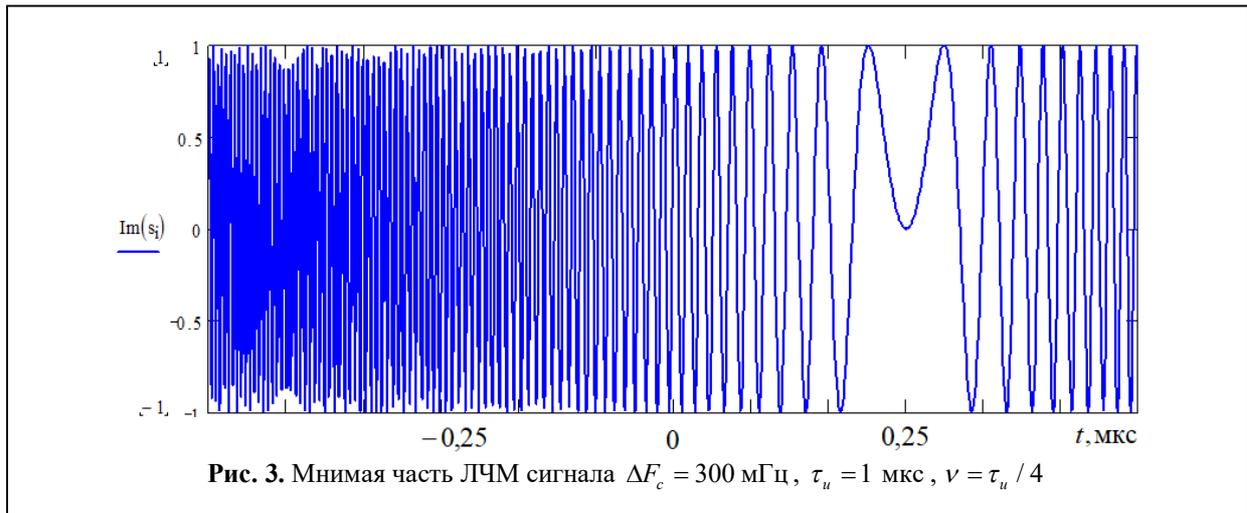


Рис. 3. Мнимая часть ЛЧМ сигнала $\Delta F_c = 300$ мГц, $\tau_u = 1$ мкс, $\nu = \tau_u / 4$

«смещённого» ЛЧМ сигнала можно записать следующим образом:

$$\psi_s(\tau, \nu) = \psi_s(\tau) e^{j4\pi b \tau \nu} . \quad (1)$$

То есть, модуль функции неопределённости одиночного ЛЧМ сигнала не изменится, но существенно изменится фазовое распределение вдоль оси τ . Чем больше отклонение от центра главного лепестка $\tau = 0$, тем значительнее фазовое отклонение.

Вспомним [1, 2], что техника синтеза антенны предполагает когерентное суммирование большого количества N_c принятых на интервале синтеза сигналов после дискретизации и предварительного фазового приведения. И если каждый из $n = 0 \dots N_c$ зондирующих импульсов будет сопровождаться своим сдвигом во времени ν_n или сдвигом по частоте $f_{c_n} = b \nu_n$, то результирующую функцию неопределённости в соответствии с (1) можно записать в виде:

$$\psi_{\Sigma}(\tau) = \psi_s(\tau) \sum_{n=0}^{N_c} e^{j4\pi b \tau \nu_n} . \quad (2)$$

Рассмотрим пример с линейной зависимостью смещения внутри импульса от периода к периоду $\nu_n = n \delta \nu$, $\delta \nu = \tau_u / N_c$ тогда:

$$\psi_{\Sigma}(\tau) = 2\psi_s(\tau) e^{j4\pi b \tau \nu_{N_c/2}} \sum_{n=0}^{N_c/2} \cos(4\pi b \tau \nu_n) . \quad (3)$$

На рис. 4 представлена зависимость от времени модуля результирующей функции не-

определённости одиночного ЛЧМ сигнала (район главного лепестка и ближайших боковых лепестков) без смещений $\nu_n = 0$ и с линейным изменением смещения вдоль интервала синтеза $\nu_n = n \delta \nu$, $\delta \nu = \tau_u / N_c$, $N_c = 4096$.

Видим, что главный луч функции неопределённости ЛЧМ сигнала в соответствии с (3) заметно обузился (до 30%) относительно варианта с $\nu_n = 0$, а также на 25...30 дБ опустились её боковые лепестки.

Хотя полоса спектра отдельного ЛЧМ сигнала неизменна при каждом зондировании на интервале синтеза, но в результате суммирования (синтеза) за счёт «качания» средней частоты сигнала произошло искусственное расширение спектра результирующего сигнала (повышение разрешения по дальности) и снижение уровня боковых лепестков.

Следует отметить, что для реализации этого метода с «качанием» средней частоты сигнала необходимо использовать цифровой формирователь зондирующих сигналов и на приёмной стороне сопровождать соответствующее изменение формы ЛЧМ импульса в каждом периоде, а дискретизацию сигнала производить с учётом возможного частотного отклонения, то есть $F_{\text{АЦП}} \geq 2\Delta F_c$.

Однако на подавление «неоднозначных»

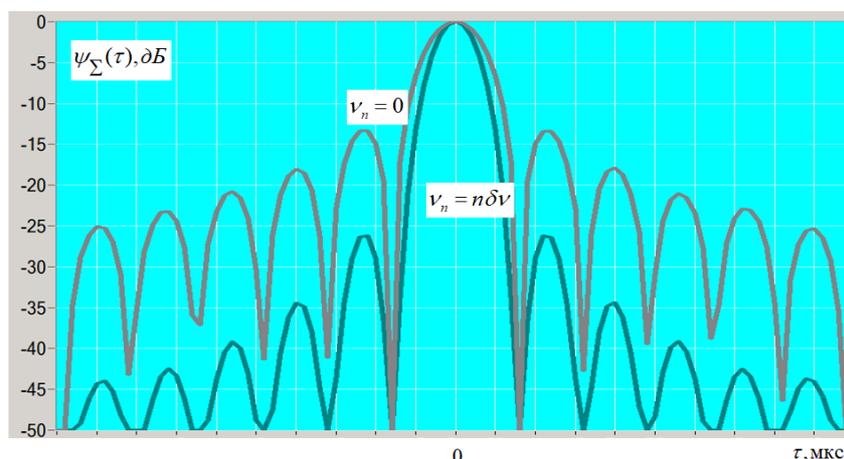


Рис. 4. Главный луч функции неопределённости ЛЧМ сигнала: $v_n = 0$ и $v_n = n\delta v$, $\delta v = \tau_u / N_c$

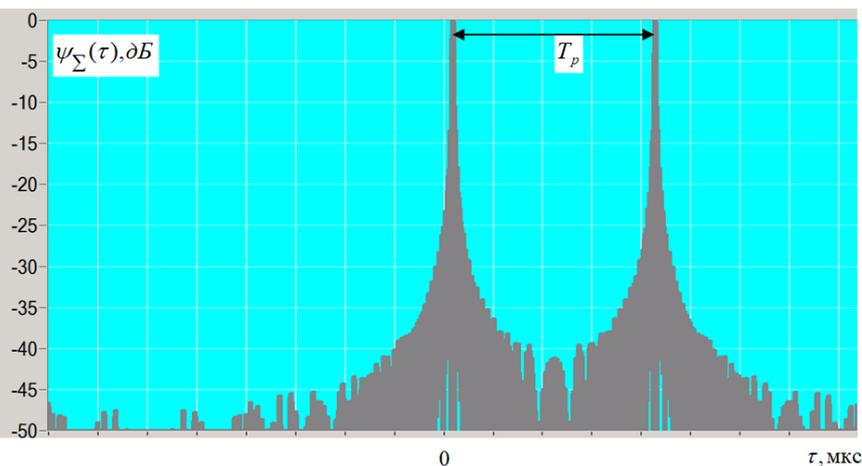


Рис. 5. Отклик PCA на «прямой» и «неоднозначный» ЛЧМ сигналы без дополнительной обработки

сигналов подобное линейное отклонение v_n оказывает незначительное влияние (до 10 дБ), поэтому для борьбы с этим явлением зависимость изменения смещения вдоль интервала синтеза должна быть более высокого порядка. К тому же, при более крутом смещении происходят циклические скачки через неоднозначность (результатирующее значение не должно быть более $v_n = 0 \dots \tau_u$). То самое смещение v_n приобретает шумоподобный характер и чем выше порядок отклонения, тем больше случайных скачков через неоднозначность.

главного. К тому же, при расчётах не учитывался эффект расфокусировки от несогласованной дальности и снижению уровня сигнала при отклонении от оси ДНА.

В [4] рассмотрен метод фазовой модуляции ЛЧМ сигналов на интервале синтеза.

На рис. 7 представлен отклик PCA на «прямой» и остатки «неоднозначного» ЛЧМ сигналов, где в качестве фазовой модуляции (сигнал каждого зондирования менял знак) использовалась М-последовательность длительностью 2047 (одна из реализаций). При этом подавление «неоднозначного» сигнала происходит до 37 дБ, а вот уровень боковых лепестков и ши-

Рассмотрим влияние на характеристики PCA парных сигналов: «прямого» и «неоднозначного». На рис. 5 представлена зависимость от времени модуля сигнальной функции PCA парных ЛЧМ сигналов без смещений $v_n = 0$. В реальности «неоднозначный» сигнал суммируется с «прямым» со всеми вытекающими последствиями, поэтому удобнее представлять в таком виде.

На рис. 6 представлен отклик PCA на «прямой» и остатки «неоднозначного» ЛЧМ сигналов с «шумоподобным» смещением на интервале $v_n = 0 \dots \tau_u$. Подавление «неоднозначного» отраженного сигнала происходит на 45...50 дБ при тех же цифрах по уровню подавления боковых лепестков и обужению

рина главного лепестка остаются неизменными. Конечно же, для подавления боковых лепестков можно использовать весовую обработку [1, 2] при соответствующем ухудшении разрешения по дальности.

На рис. 8 представлен отклик РСА на «прямой» и остатки «неоднозначного» ЛЧМ сигналов при одновременной частотной и фазовой модуляции. И вот в этом случае подавление «неоднозначного» сигнала повысится до 50...55 дБ, а боковые лепестки снизятся на 20...25 дБ с обужением на 30% главного лепестка.

Для малых КА проблема усложняется ещё тем, что подавлять необходимо не только первый «неоднозначный», но и последующие (и предыдущие) сигналы.

На рис. 9 представлен отклик РСА на «прямой» и два «неоднозначных» ЛЧМ сигналов без дополнительной модуляции. На рис. 10 представлен отклик РСА при одновременной частотной и фазовой модуляции.

Отметим, что и в этом случае произошло устойчивое подавление

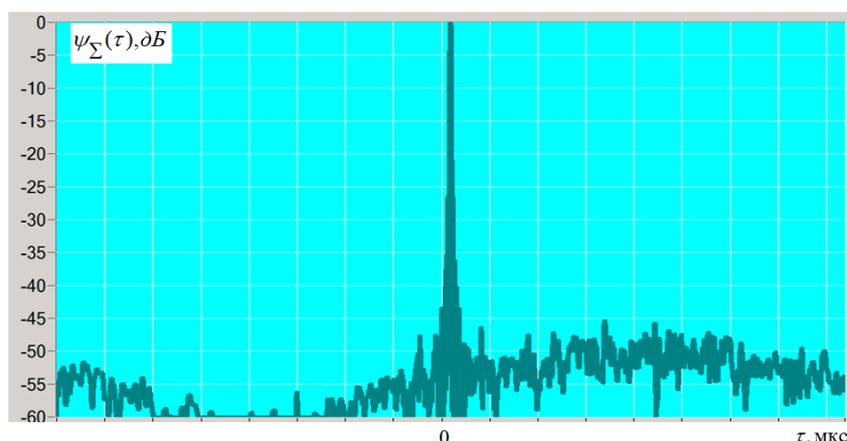


Рис. 6. Отклик РСА на «прямой» и «неоднозначный» ЛЧМ сигналы с «шумоподобным качанием» средней частоты сигнала

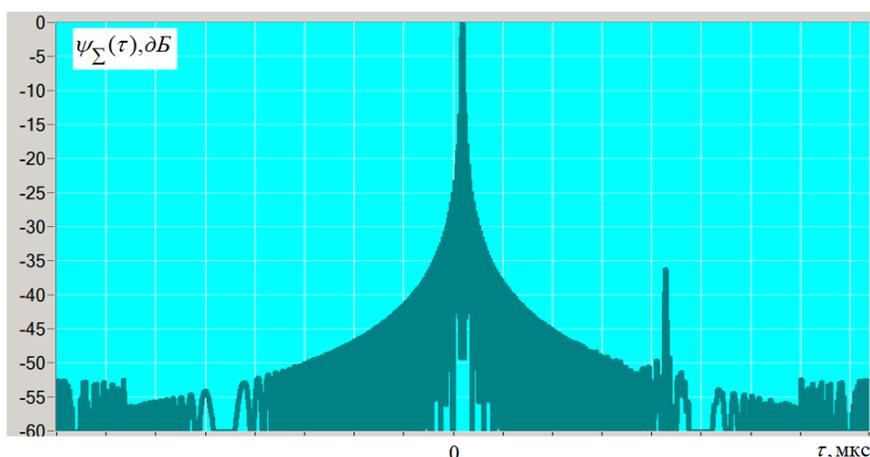


Рис. 7. Отклик РСА на «прямой» и «неоднозначный» ЛЧМ сигналы с фазовой модуляцией на интервале синтезирования

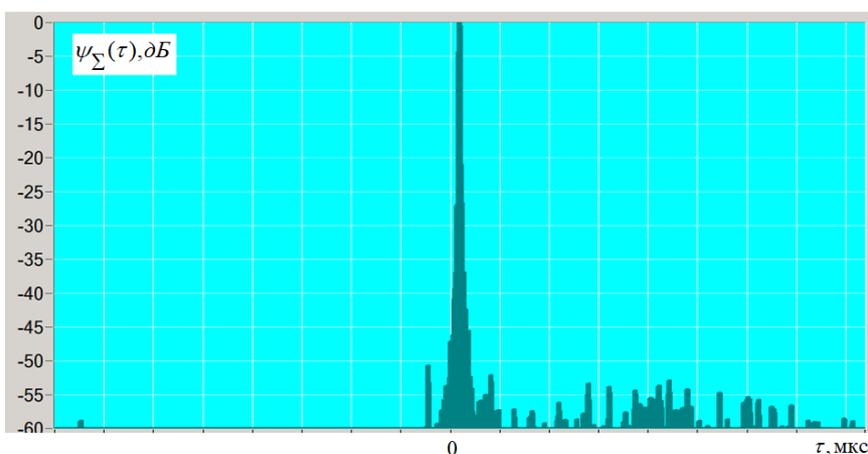


Рис. 8. Отклик РСА на «прямой» и «неоднозначный» ЛЧМ сигналы с «шумоподобным качанием» средней частоты сигнала и фазовой модуляцией на интервале синтезирования

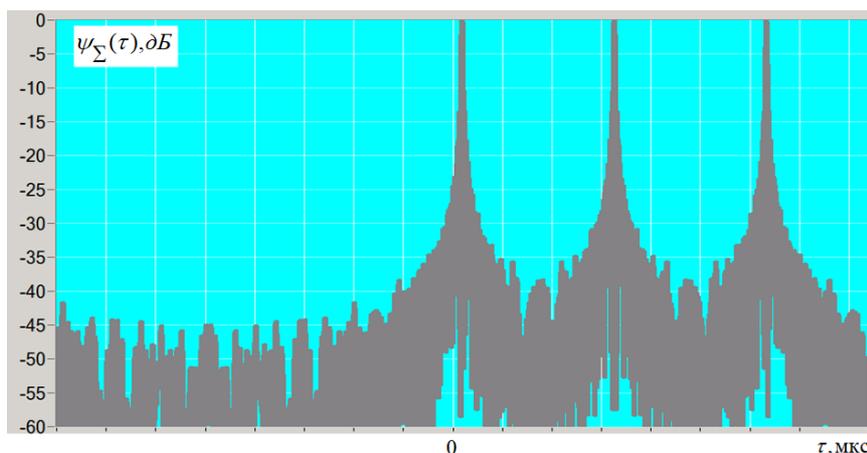


Рис. 9. Отклик РСА на «прямой» и два «неоднозначных» ЛЧМ сигнала без дополнительной обработки

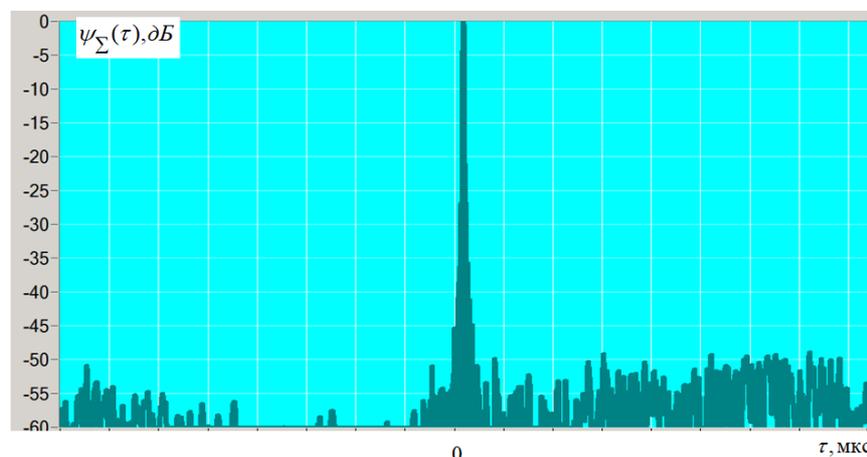


Рис. 10. Отклик РСА на «прямой» и два «неоднозначных» ЛЧМ сигнала с «шумоподобным качанием» средней частоты сигнала и фазовой модуляцией на интервале синтезирования

«неоднозначных» сигналов при незначительном повышении уровня остаточного сигнала.

Заключение

1. Частотная и фазовая модуляция на интервале синтезирования РСА эффективно решает задачу подавления «неоднозначных» отражённых ЛЧМ сигналов: как отдельно, так и в комплексе.
2. Частотная модуляция позволяет кроме подавления помеховых сигналов понизить уровень боковых лепестков и увеличить разрешающую способность по дальности, что значи-

тельно повышает возможности детального наблюдения с помощью РСА.

3. Для достижения максимальных характеристик эффективности комплекса малых КА с РСА целесообразно комплексное использование частотной и фазовой модуляции ЛЧМ сигналов.

Литература

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Под общей ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010. 680 с.
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений: учебник для курсантов ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского. / Под ред. Л. А. Школьного. М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.
3. Paek S., Balasubramanian S., Kim S., Weck O. Small-Satellite Synthetic Aperture Radar for Continuous Global Biospheric Monitoring: A Review // Remote Sens. 2020. Vol. 12. No. 2546.
4. Jeon S.-Y., Glatz F., Villano M. A Waveform-Encoded SAR Implementation Using a Limited Number of Cyclically Shifted Chirps // Remote Sens. 2021. Vol. 13. No. 3038.
5. Цифровая обработка сигналов в РСА / Под ред. Е.Ф. Толстова. Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2005. 232 с.
6. Saito H., Akbar P.R., Watanabe H., Ravindra V., Hirokawa J., Ura K., Budhaditya P. Compact X-Band Synthetic Aperture Radar for 100 kg Class Satellite // IEICE Trans. Commun. 2017. Vol. E100-B. No. 9. Pp. 1653–1660.
7. Бабокин М.И., Ефимов А.В., Зайцев С.Э., Карпов О.А., Савосин Г.В., Титов М.П., Толстов Е.Ф., Турук В.Э., Цветков О.Е. Космический аппа-

рат «Кондор-Э» и его возможности // Исследование Земли из космоса. 2017. №3. С. 85–95.

8. Wen Y., Zhang Z., Chen Z., Qiu J., Ren M. Meng X. A Novel Time-Domain Frequency Diverse Array HRWS Imaging Scheme for Spotlight SAR // Remote Sens. 2022. Vol. 14. No. 1085.

9. Xue S., Geng X., Meng L., Xie T., Huang L., Yan X.-H. HISEA-1: The First C-Band SAR Miniaturized Satellite for Ocean and Coastal Observation // Remote Sens. 2021. Vol. 13. No. 2076.

Поступила 22 августа 2023 г.

English

FREQUENCY AND PHASE MODULATION OF LFM SIGNALS IN A SMALL-SIZE SPACECRAFT-BASED SAR

Mikhail Ivanovich Babokin — Grand Dr. in Engineering, Leading Researcher, JSC “AEROCON”.
E-mail: m.baboki57@mail.ru

Vladimir Yuryevich Savostyanov — PhD, Associate Professor, Leading Engineer, JSC “AEROCON”¹.

E-mail: v-savostyanov@yandex.ru

Vitaly Georgievich Stepin — Senior Engineer, JSC “RIIE named after V.V. Tikhomirov”¹.

E-mail: vitalii.stepin@mail.ru

¹Address: 140180, Russian Federation, Moscow region, Zhukovsky, Gagarin st., 1.

²Address: 140180, Russian Federation, Moscow region, Zhukovsky, Gagarin st., 3.

Abstract: The article examines the problem of using LFM (linear frequency modulation) signals in SAR (synthetic aperture radar). The focus is made on a small-size spacecraft-based SAR. The major issue of radar imaging in such systems is the ambiguity occurrence in range and azimuth coordinate. The properties of broadband LFM signals are examined. There was analyzed the uncertainty function of a single signal and sequence as well if there is frequency modulation and phase center displacement of frequency modulation. Temporary position of the phase center or frequency modulation are proposed to be changed while preserving LFM for side-lobe suppression. It is demonstrated that displacement linear variation enables to reduce the side-lobe level by 10...15 dB. Phase modulation as per pseudo-random M-sequence is proposed to use to further reduce side-lobe level. Quantitative evaluation of the key parameters of the integrated in-depth radar surveillance was made following the simulation results. The simulation revealed that the side-lobe level can be reduced to a level of minus 37 dB with M-sequence volume of 2047 due to this. The simultaneous use of pseudo-random phase and frequency modulation reduces the side-lobe level to minus 50...55 dB, while the main response duration to a point target is reduced by 30%. Thus, the article demonstrates that frequency modulation enables besides suppressing interference signals, to reduce the side-lobe level and increase range resolution, which significantly enhances capabilities of in-depth SAR surveillance. Comprehensive use of frequency and phase modulation of LFM signals is reasonable to achieve maximum efficiency of the integrated small-size spacecraft-based SAR.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), Earth's surface, reflected signal, ambiguity, phase and frequency modulation, spectrum width.

References

1. Space-borne Earth surveillance radar systems / Edited by Prof. V.S. Verba. Moscow: Radiotekhnika, 2010. 680 p.
2. Radar systems of aerial reconnaissance, decoding of radar images: a textbook for cadets of the VVIA named after Professor N.E. Zhukovsky / Ed. L.A. Shkolny. Moscow: VVIA named after Prof. N.E. Zhukovsky, 2008. 531 p.
3. Paek S., Balasubramanian S., Kim S., Weck O. Small-Satellite Synthetic Aperture Radar for Continuous Global Biospheric Monitoring: A Review. Remote Sens. 2020. Vol. 12. No. 2546.
4. Jeon S.-Y., Glatz F., Villano M. A Waveform-Encoded SAR Implementation Using a Limited Number of Cyclically Shifted Chirps. Remote Sens. 2021. Vol. 13. No. 3038.
5. Digital Signal Processing in SAR. Ed. E.F. Tolstov. Smolensk: VA VPVO RF Armed Forces, 2005. 232 p.
6. Saito H., Akbar P.R., Watanabe H., Ravindra V., Hirokawa J., Ura K., Budhaditya P. Compact X-Band Synthetic Aperture Radar for 100 kg Class Satellite. IEICE Trans. Commun. 2017. Vol. E100–B. No. 9. 1653–1660.

7. Babokin M.I., et all. Spacecraft "Kondor-E" and its capabilities. Earth exploration from space. 2017. No. 3. Pp. 85–95.
8. Wen Y., Zhang Z., Chen Z., Qiu J., Ren M. Meng X. A Novel Time-Domain Frequency Diverse Array HRWS Imaging Scheme for Spotlight SAR // Remote Sens. 2022. Vol. 14. No. 1085.
9. Xue S., Geng X, Meng L., Xie T., Huang L., Yan X.-H. HISEA-1: The First C-Band SAR Miniaturized Satellite for Ocean and Coastal Observation. Remote Sens. 2021. Vol. 13. No. 2076.