



УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев
АО "Российский институт радионавигации и времени"
пр. Обуховской Обороны, д.120, лит. ЕЦ, Санкт-Петербург, 192012, Россия
В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Выбор модуляционного формата и параметров сигнала спутникового высотомера

Аннотация. Спутниковым радиовысотомерам отводится ключевая роль в программах дистанционного зондирования Земли. Для достижения сантиметровой точности в рамках ограниченного энергоресурса зондирующий сигнал высотомера должен иметь частотно-временное произведение порядка десятков тысяч. В этих условиях два варианта угловой модуляции (линейная частотная и бинарная фазовая) равноценны по тактическим показателям. Предпочтение, отданное в современных зарубежных образцах линейной частотной модуляции, отражает стремление снизить требования к быстродействию цифрового процессора за счет возложения широкополосной обработки на аналоговую часть приемника. Вместе с тем возможности новейшей элементной базы позволяют реализовать цифровую обработку сигналов с полосой в сотни мегагерц и тем самым перейти на фазоманипулированные (ФМ) сигналы, свободные от таких недостатков, как чувствительность к уходам и дрейфам, жесткие требования к линейности закона модуляции и пр. В статье сопоставлены указанные варианты сигнальных форматов и даны рекомендации по выбору структуры и параметров ФМ-сигнала.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, зондирующий сигнал, сигнал с линейной частотной модуляцией, фазоманипулированный сигнал, структура приемника

Для цитирования: Выбор модуляционного формата и параметров сигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018, № 3. С. 5–14.

D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev
JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time"
120, Obukhovskoy Oborony Pr., bld. EC, 192012, St. Petersburg, Russia
V. P. Ipatov, R. M. Mamchur
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Choice of Modulation Mode and Satellite-Based Radar Altimeter Parameters

Abstract. Satellite altimeters play a key role in Earth remote sensing programs. To attain a centimeter accuracy level within the limited energy budget the altimeter probing signal should have a processing gain of the order of tens of thousands. Under such circumstances both of the angle modulation modes (LFM, BPSK) are equivalent as for their tactical performance. Preference of LFM in modern foreign devices is based on the tendency to reduce demands to digital processing operation speed by transferring wide-band processing to the analog receiver part. However, modern circuitry capabilities allow to implement digital processing of the signals with the bandwidth of hundreds MHz, giving thereby the way to involving BPSK signals which are not that susceptible to various drifts and external disturbances, do not require frequency modulation super-linearity, etc. In the paper both modulation formats are compared and recommendations are given on how to choose the structure and parameters of BPSK signal.

Key words: satellite altimeter, probing signal, LFM signal, PSK signal, receiver structure

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Choice of Modulation Mode and Satellite-Based Radar Altimeter Parameters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 5–14. (In Russian)

Введение. Высотомеры (альтиметры) космического базирования, входящие в качестве неотъемлемого элемента в любые миссии дистанционного зондирования Земли, предназначены для точных измерений текущей высоты космического носителя, степени взволнованности исследуемой акватории, отражающих свойств облучаемой поверхности и пр. При проектировании подобных приборов встает естественный вопрос о рациональном выборе формата модуляции и структуры зондирующего сигнала. Накопленный опыт построения спутниковых альтиметров свидетельствует, что достижение требуемых точностных показателей в рамках жестких лимитов на пиковую мощность (5...10 Вт) возможно лишь с применением широкополосных сигналов, имеющих частотно-временное произведение порядка десятков тысяч [1]–[5]. Так, при полосе сигнала $W = 200$ МГц и его длительности $T = 100$ мкс упомянутое произведение составит $WT = 2 \cdot 10^4$, а для высотомера Altika ($W = 500$ МГц, $T = 110$ мкс) $WT = 5.5 \cdot 10^4$ [5]. При подобном порядке частотно-временного произведения любые модуляционные форматы в принципиальном отношении примерно равноценны, так что предпочтение, отданное частотной модуляции относительно фазовой, характерное для спутниковых альтиметров всех состоявшихся миссий, обусловлено исключительно соображениями технологического характера [1]–[5]. Речь идет о том, что при полосах порядка сотен мегагерц стандартный цифровой приемник фазоманипулированного (ФМ) сигнала должен работать с быстродействием в сотни миллионов операций в секунду, что для современной микроэлементной базы является требованием весьма жестким, особенно с учетом условий космоса. При использовании же линейной частотной модуляции (ЛЧМ) проблемы, связанные с широкополосностью сигнала, переносятся на аналоговую часть приемника, осуществляющую сжатие спектра сигнала в обычном смесителе.

Начнем более детальное сопоставление указанных альтернатив с последнего варианта.

Зондирующий ЛЧМ-сигнал. Сжатие сигнала по спектру. Как уже отмечено, широкополосный ЛЧМ-сигнал может быть сжат по спектру в линейном тракте приемника. Соответствующая процедура, фигурирующая в зарубежных источниках под наименованием "deramping", сводится

к время-частотной конверсии, т. е. к преобразованию временного сдвига принимаемого сигнала относительно местной ЛЧМ-опоры в разностную частоту биений. Подобный принцип издавна применялся в частотных дальномерных системах, например в авиационных радиовысотомерах с частотной модуляцией [6], [7]. Покажем, что подобное преобразование реализует оптимальный оператор обработки сигнала в гауссовском канале.

Комплексная огибающая ЛЧМ-импульса задается выражением

$$\dot{S}(t) = \begin{cases} S(t) \exp\left(-j \frac{\pi W t^2}{T}\right), & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T], \end{cases}$$

где $S(t)$ – действительная огибающая импульса.

Заметим, что при больших значениях индекса модуляции WT ширина спектра ЛЧМ-сигнала совпадает с девиацией [8], [9], что делает ненужным использование для последней индивидуального символа.

Для измерения запаздывания сигнала τ необходимо сформировать огибающую $Z(\tau)$ взаимной корреляции наблюдения с местными репликами сигнала, имеющими различные временные сдвиги τ . Если $\dot{Y}(t)$ – комплексная огибающая наблюдения, то

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) S(t - \tau) \exp\left[j \frac{\pi W (t - \tau)^2}{T}\right] dt \right|.$$

Раскрытие скобок в показателе экспоненты приводит это выражение к виду

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) S(t - \tau) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T}\right) dt \right|.$$

Если зона неопределенности запаздывания τ мала в сравнении с длительностью сигнала T , а импульс имеет прямоугольную форму, можно записать:

$$Z(\tau) \approx \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T}\right) dt \right| = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp(-j 2\pi f t) dt \right|, \quad (1)$$

где $f = W\tau/T$. Как следует из (1), обработка наблюдения может осуществляться в два этапа: на первом осуществляется компенсация частотной модуляции (сжатие спектра) умножением наблюдаемой комплексной огибающей на опору $\exp(j\pi Wt^2/T)$, на втором полученное колебание подвергается преобразованию Фурье. В итоге в частотной области формируется амплитудный спектр искомой действительной огибающей $Z(\tau)$, аргумент которого f линейно связан с переменной τ :

$$Z(\tau) = |\tilde{Y}_1(W\tau/T)|,$$

где $\tilde{Y}_1(f) = \int_0^T \dot{Y}_1(t) \exp(-j2\pi ft) dt$ – спектр колебания $\dot{Y}_1(t) = \dot{Y}(t) \exp(j\pi Wt^2/T)$.

В реальности сжатие по спектру осуществляется в смесителе с последующим выделением колебания разностной частоты. Поскольку такое колебание инвариантно к знаку разности частот входного и местного колебаний, в нем не содержится информации о знаке переменной τ . Поэтому на этапе сжатия спектра опорный сигнал следует выбрать так, чтобы его мгновенная частота была заведомо выше (или, наоборот, ниже) мгновенной частоты полезного сигнала при любых $\tau > \tau_{\min}$, где τ_{\min} – минимально возможное запаздывание сигнала. Этому условию удовлетворяет опора вида $\exp[j\pi W(t - \tau_{\min})^2/T]$. Вычислив амплитудный спектр полученного подобным сжатием колебания

$$\dot{Y}_2(t) = \dot{Y}(t) \exp\left[j\frac{\pi W(t - \tau_{\min})^2}{T}\right],$$

имеем:

$$|\tilde{Y}_2(f)| = \left| \int_0^T \left\{ \dot{Y}(t) \exp\left(j\frac{\pi Wt^2}{T}\right) \times \exp\left[-j2\pi\left(f + \frac{W\tau_{\min}}{T}\right)t\right] dt \right\} \right|. \quad (2)$$

Сравнив (2) с (1), можно видеть, что $|\tilde{Y}_2(f)| = |\tilde{Y}_1(f + W\tau_{\min}/T)|$, так что

$$Z(\tau) = \left| \tilde{Y}_2\left(W\frac{\tau - \tau_{\min}}{T}\right) \right|. \quad (3)$$

При определении времени прихода импульса, отраженного точечной целью, оптимальный при-

емник представляет собой соединение согласованного фильтра и амплитудного детектора с фиксацией момента максимума колебания на выходе последнего. Соотношение (3) показывает, что эквивалентной структурой является последовательность смесителя, осуществляющего сжатие наблюдаемого колебания по спектру, и спектроанализатора. Зафиксировав частоту \hat{f} максимума спектра, вычисленного последним, можно затем пересчитать ее в оценку запаздывания принятого сигнала:

$$\hat{\tau} = \tau_{\min} + \hat{f}(T/W).$$

Согласно (3) запаздывание сигнала τ пересчитывается в частоту сжатого спектра как

$$f = W(\tau - \tau_{\min})/T,$$

поэтому полный частотный диапазон F_a , охватываемый анализатором спектра, должен быть не меньше

$$F_a \geq W(\tau_{\max} - \tau_{\min})/T, \quad (4)$$

где τ_{\max} – максимально возможное время прихода сигнала. Пусть $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс – типичные значения для современных высотометров, а максимальная априорная неопределенность высоты космического аппарата (КА) составляет ± 100 м, что соответствует разности $\tau_{\max} - \tau_{\min} = 4/3$ мкс. Предусматривая страховочный запас, увеличим это значение до 1.5 мкс и получим ширину частотного окна анализатора:

$$F_a = \frac{320 \cdot 10^6 \cdot 1.5 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}} = 4.8 \text{ МГц.}$$

При реализации средствами цифровой вычислительной техники спектроанализатор определяет лишь отсчеты спектра на дискретной сетке частот. Поэтому возникает вопрос о надлежащем выборе шага дискретизации по частоте. При ширине спектра сигнала W дискретизация $Z(\tau)$ (огибающей на выходе согласованного фильтра) согласно принципу Котельникова–Найквиста должна осуществляться с шагом $\delta\tau \leq 1/W$. Учитывая связь запаздывания с частотой сжатого спектра, приходим к шагу дискретизации по частоте:

$$\delta f = (W/T)\delta\tau = 1/T,$$

что для принятого значения длительности импульса составляет $\delta f = 10$ кГц. Таким образом, для полного охвата анализируемого спектрального окна достаточен банк из $n_c = 480$ частотных

каналов (gates в англоязычной терминологии [2], [4]). Это число, однако, может быть кратно уменьшено за счет последовательного исполнения процедур поиска и слежения за запаздыванием сигнала. В самом деле, в импульсно-ограниченном спутниковом высотомере измеряется время прихода не отдельного отраженного сигнала, а суперпозиции сигналов, отраженных всеми точками пятна, освещаемого зондирующим импульсом. Эта суперпозиция, регистрируемая приемником как профиль принимаемой мощности, имеет протяженность во времени, многократно превышающую длительность сжатого импульса. Так, из результатов [10] следует, что при ширине диаграммы направленности антенны (ДНА) 0.6° длительность профиля по половинному уровню не меньше 25 нс независимо от ширины спектра зондирующего сигнала. Поэтому для надежной фиксации принимаемого профиля достаточно разместить частотные каналы анализатора с шагом $25 \cdot 10^{-9} W/T$ Гц. При $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс этот шаг составит 80 кГц, что требует для поиска лишь $n_c = 60$ каналов. Прием удобную для реализации быстрого преобразования Фурье цифру $n_c = 64$. По завершении же поиска интервал неопределенности по запаздыванию сократится в n_c раз, в результате чего при принятых значениях параметров ширина анализируемого частотного окна сузится до 80 кГц. Для перекрытия этого диапазона с шагом 10 кГц достаточно лишь восьми частотных каналов. Однако к реальной аппаратно-программной экономии опора на этот факт не приведет, поскольку число каналов зафиксировано нуждами поиска.

Структура и параметры приемника ЛЧМ-сигнала. Упрощенная структурная схема приемного устройства высотомера с ЛЧМ зондирующим сигналом для режима поиска приведена на рис. 1. На схеме отражены лишь блоки, выполняющие ключевые операции. Присутствующие в реальном приемнике дополнительные звенья – усилители, преобразователи частоты, полосовые и низкочастотные фильтры, буферная память и пр. – на рисунке опущены.

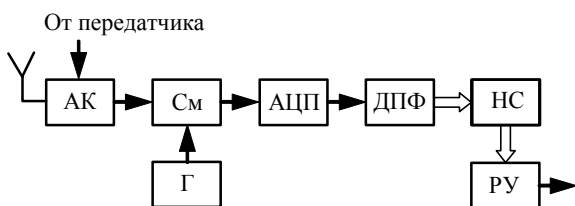


Рис. 1

Принятое антенной колебание через антенный коммутатор (АК) поступает на смеситель (См), на второй вход которого подается опорное колебание с гетеродина (Г), представляющее собой точную реплику зондирующего ЛЧМ-импульса, запаздывающую на время τ_{\min} .

Сжатый по спектру сигнал длительности T со См поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), где преобразуется в цифровой поток с частотой следования отсчетов $f_s \geq 2F_a$. Далее массив из $n_s = f_s T$ отсчетов в пределах отрезка длительности T подается в банк из n_c частотных каналов, реализующих вычисление компонентов энергетического спектра посредством дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с разрешением

$$\delta f_s = f_s / (2n_c). \quad (5)$$

Полученный в текущем зондировании n_c -мерный вектор отсчетов энергетического спектра передается в накапливающий сумматор (НС), где покомпонентно суммируется с аналогичными векторами предыдущих зондирований для сглаживания флуктуаций, обусловленных как присутствием шума, так и случайностью самого принятого профиля. По истечении заданного числа зондирований N сглаженные компоненты спектра с выхода НС вводятся в решающее устройство (РУ).

Определим значения параметров схемы (рис. 1) для ранее принятых значений параметров сигнала $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс. Для режима поиска минимальное время запаздывания определяется из соотношения

$$\tau_{\min} \leq 2h/c - T_a/2, \quad (6)$$

где c – скорость света; $T_a = \tau_{\max} - \tau_{\min}$ – априорная зона неопределенности по запаздыванию. При номинальной высоте орбиты $h = 1000$ км и значении $T_a = 1.5$ мкс правая часть (6) равна 6666.91(8) мкс, так что можно принять $\tau_{\min} = 6666.9$ мкс.

При указанных значениях W , T и T_a для ширины спектрального окна по (4) получено $F_a = 4.8$ МГц, так что можно положить $f_s = 9.6$ МГц.

При использовании $n_c = 64$ частотных каналов из (5) получим $\delta f_s = 75$ кГц, что меньше оцененного ранее максимального разнеса компонентов спектра (80 кГц), необходимого для надежного поиска.

Логика работы РУ может быть различной, однако, как показано в [10], уже для самого простого правила, обнаруживающего передний фронт принимаемого профиля по первому слева превышению предустановленного порога в n_c частотных каналах, достигается весьма высокая достоверность поиска при временных затратах порядка десятков миллисекунд.

В режиме слежения в роли РУ выступает временной дискриминатор (ВД), вырабатывающий сигнал рассогласования между временным положением принимаемого профиля и серединой следящего окна (рис. 2). В частотной области следящее окно имеет протяженность, сокращенную по сравнению с окном режима поиска в n_c раз, что соответствует уменьшению во столько же раз зоны неопределенности по времени после завершения поиска. Так, при прежних параметрах зондирующего сигнала и $n_c = 64$ каналов ДПФ ширина окна в режиме слежения составит 75 кГц, что отвечает зоне неопределенности во временной области около 23.4 нс. Алгоритм работы ВД опять же допускает большую вариативность, однако согласно [11] весьма простой дискриминатор, вырабатывающий сигнал ошибки, пропорциональный рассогласованию между серединой следящего окна и точкой прохождения нарастающим профилем уровня половинной мощности, вполне удовлетворителен в плане точности и динамических характеристик следящей петли.

Сигнал ошибки с ВД после сглаживания петлевым фильтром (ПФ) поступает на блок управления задержкой (УЗ) Г, замыкая обратную связь петли системы слежения за запаздыванием (ССЗ) (рис. 2). В результате в ССЗ с указанным простейшим ВД запаздывание опоры будет постоянно корректироваться с целью удержания частоты, соответствующей половинной мощности сформированного спектроанализатором рельефа, в середине частотного окна между ДПФ-каналами с номерами $n_c/2$ и $n_c/2+1$. В частности, при $n_c = 64$ ССЗ будет управлять задержкой сигнала Г так, чтобы точка половинной мощности приходилась на частоту, близкую к 37.5 кГц.

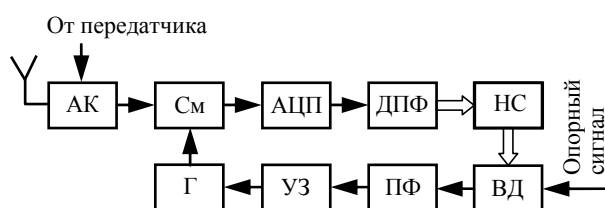


Рис. 2

Зондирующий ФМ-сигнал. Как уже отмечалось, при большом частотно-временном произведении WT любые модуляционные форматы практически равноценны с точки зрения достижения требуемых тактических характеристик, так что предпочтения какого-либо из них во многом связаны с соображениями технологического порядка. Современная цифровая микросхемотехника предоставляет достаточный арсенал средств для реализации операций корреляционного типа на скоростях потока данных до сотен миллионов отсчетов в секунду. Опираясь на этот факт, можно считать реалистичным построение спутникового альтиметра на базе ФМ-сигнала с полосой, по крайней мере, 250...300 МГц.

ФМ-сигнал можно трактовать как последовательность элементарных импульсов (чипов), следующих с постоянным интервалом повторения и манипулированных по фазе в соответствии с некоторым законом [8], [9]. Таким образом, комплексная огибающая импульсного ФМ-сигнала может быть представлена в форме

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i s_0(t - i\Delta), \quad (7)$$

где L – длина ФМ-сигнала, т. е. число чипов в нем; $\{a_i\}$, $|a_i| = 1$, $i = 0, L-1$ – последовательность комплексных амплитуд чипов, называемая кодовой (или просто кодом); $s_0(t)$ – функция, задающая форму чипа; Δ – интервал повторения чипов. Ограничимся простейшим алфавитом этого вида модуляции $a_i = \pm 1$, $i = 0, L-1$, т. е. бинарной ФМ.

С учетом связи ширины спектра сигнала (7) с длительностью чипа $W \approx 1/\Delta$, для частотно-временного произведения ФМ-импульса получится $WT \approx T/\Delta = L$. Тем самым ФМ-сигнал длительностью $T = 100$ мкс, составленный из чипов длительностью $\Delta = 3.125$ нс, будет иметь длину $L = 32\,000$ при полосе $W \approx 320$ МГц. Иными словами, ФМ-сигнал по своим тактическим характеристикам (например, точности измерения запаздывания) сопоставим с ЛЧМ-сигналом той же длительности, если девиация частоты последнего выбрана как $W \approx 1/\Delta$.

Значение частотно-временного произведения порядка десятков тысяч фактически снимает вопрос о синтезе кодовой последовательности ФМ-сиг-

нала в традиционном направлении минимизации уровня боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ), так как практически любая из популярных псевдослучайных последовательностей окажется в этом смысле удовлетворительной. Так, сгенерированная датчиком случайных чисел последовательность длины $L = 32\,000$ имеет максимальный боковой лепесток АКФ -33.8 дБ, а среднеквадратический -48.0 дБ.

В реальном высотомере целесообразнее использовать какую-либо регулярную псевдослучайную последовательность с простым алгоритмом генерации. К числу таковых, в частности, относится m -последовательность, при необходимости укороченная до необходимой длины. Остановимся, например, на длительности чипа $\Delta = 4$ нс, что при длительности зондирующего импульса $T = 100$ мкс отвечает длине $L = 25\,000$ и ширине спектра $W \approx 250$ МГц. Возьмем любую m -последовательность с порождающим полиномом 15-й степени, к примеру, порождаемую простейшим примитивным полиномом

$$f(x) = x^{15} + x + 1. \quad (8)$$

Регистр с линейной обратной связью, описываемой (8), генерирует m -последовательность длины $L_0 = 2^{15} - 1 = 32\,767$, однако принудительный сброс его в начальное состояние после 25 000 тактов позволит сформировать последовательность нужной длины $L = 25\,000$. Уровень максимального бокового лепестка АКФ полученной последовательности составляет -40.4 дБ, а среднеквадратический уровень боковых лепестков составляет -50.1 дБ.

Структура приемника для зондирующего ФМ-сигнала. Ключевой операцией, выполняемой приемником высотомера, является вычисление корреляции $Z(\tau)$ принятой комплексной огибающей $\dot{Y}(t)$ с задержанной на τ репликой комплексной огибающей полезного сигнала (7):

$$Z(\tau) = \left| \int_{\tau}^T \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt \right|. \quad (9)$$

Наличие в приемнике n_c квадратурных корреляторов позволит вычислить значение (9) параллельно для n_c значений запаздывания τ . Схема приемного устройства, основанного на прямой реализации операции (9), достаточно очевидна. Для режима поиска она поясняется рис. 3. Принятое

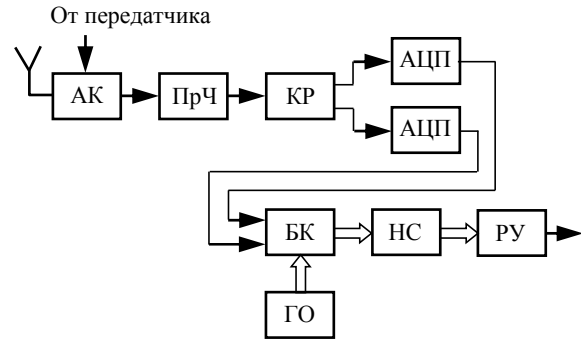


Рис. 3

колебание преобразователем частоты (ПрЧ) переносится на удобную промежуточную частоту, после чего подвергается стандартному квадратурному расщеплению (КР) на два квадратурных видеочастотных компонента. Односторонняя ширина спектра последних равна $W/2$, так что минимальная частота дискретизации f_s квадратур в последующих АЦП должна быть выбрана как $f_s = W$. Потоки данных с выходов АЦП поступают в блок корреляторов (БК), содержащий n_c корреляторов. В БК вычисляются n_c статистик (9) для значений τ , равномерно распределенных по априорной зоне запаздываний с шагом T_a/n_c . С этой целью на опорный вход каждого из корреляторов от генератора опор (ГО) подается местная реплика ФМ-сигнала с соответствующим временным сдвигом. Как указывалось ранее, протяженность зоны неопределенности запаздывания $T_a = 1.5$ мкс. При использовании $n_c = 64$ корреляторов шаг по запаздыванию $T_a/n_c \approx 23.4$ нс, тогда как (см. ранее) протяженность принимаемого профиля на уровне половинной мощности не меньше 25 нс. Тем самым, как и в случае ЛЧМ-зондирования, выбор $n_c = 64$ вполне адекватен для режима поиска. Дальнейшие операции в приемнике ФМ-сигнала не отличаются от ранее описанных: n_c -мерные векторы корреляций в отдельных зондированиях сглаживаются НС за N зондирований, формируя статистику, на основании которой РУ выносит решение о временном положении нарастающего фронта принятого отраженного сигнала.

Как и в случае ЛЧМ-приемника, при переходе к режиму слежения РУ преобразуется в ВД, вырабатывающий сигнал рассогласования между временным положением принимаемого профиля и серединой следящего окна протяженности T_a/n_c . Если в режиме слежения задействовать

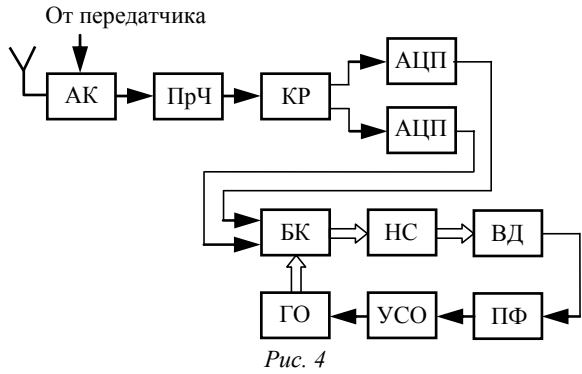


Рис. 4

все имеющиеся n_c корреляторов, относительный сдвиг соседних опор по времени составит T_a/n_c^2 , т. е. при прежних значениях параметров примерно 0.37 нс. Столь частая сетка значений задержки опор, очевидно, избыточна, и ее огрубление за счет уменьшения n_c до 8...16 представляется целесообразным.

Последующие операции в приемнике (рис. 4), повторяют ранее описанные: сигнал ошибки с ВД, сглаженный ПФ, управляет устройством сдвига опор (УСО) так, чтобы удерживать характерную точку принятого профиля (например, точку половинной мощности) в окрестности центра окна сопровождения, т. е. между запаздываниями опор с номерами $n_c/2$ и $n_c/2 + 1$.

Выбор периода зондирования. Какой бы модуляционный формат не был окончательно предпочтен, сигнал будет полностью определен лишь после конкретизации периода повторения зондирующих импульсов T_s . Подчеркнем, что оптимизация этого параметра отражает стремление к максимальной энергоэффективности системы в рамках ее заданной геометрии и не имеет отношения к способу модуляции.

С точки зрения сближения средней мощности передатчика с пиковой желательно при фиксированной длительности зондирующего импульса T минимизировать длительность паузы T_p между импульсами. С другой стороны, значение T_p должно быть достаточным для размещения в паузе отражений от всего освещаемого пятна. Пусть τ_{\min} и τ_{\max} – минимально и максимально возможные запаздывания отраженного сигнала относительно зондирующего соответственно. Если $\pm \delta h$ – априорная неопределенность высоты h спутника над зондируемой поверхностью, то

$$\tau_{\min} = 2(h - \delta h)/c.$$

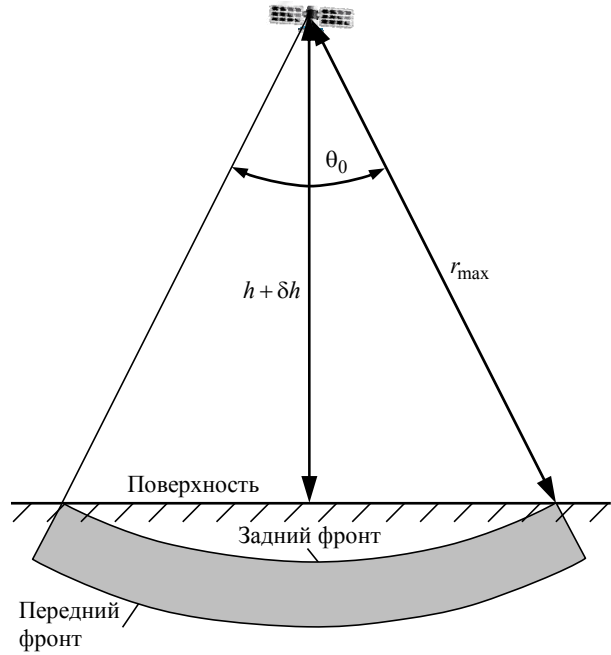


Рис. 5

Для нахождения τ_{\max} воспользуемся рис. 5, на котором θ_0 – ширина луча антенны, а r_{\max} – максимальное расстояние, с которого на вход приемника высотомера поступает отражение от поверхности. Очевидно, что

$$\tau_{\max} = 2 \frac{h + \delta h}{c \cos(\theta_0/2)}.$$

Для того чтобы уложить повторяющиеся с каждым зондированием отражения с учетом разброса их запаздываний в паузы между зондирующими импульсами, необходимо выполнить следующие условия:

1. Передний фронт отражения с задержкой τ_{\min} должен располагаться правее заднего фронта предшествующего зондирующего импульса (рис. 6, а, б), иначе часть отраженного импульса будет потеряна из-за блокировки приемника на время передачи.

2. Задний фронт отражения с задержкой τ_{\max} не должен попадать на следующий зондирующий импульс во избежание тех же последствий (рис. 6, а, в).

Формализуя эти требования, имеем:

$$\tau_{\min} \geq nT_s + T; \quad \tau_{\max} + T \leq (n+1)T_s, \quad (10)$$

где n – неотрицательное целое; $T_s = T + T_p$ – период повторения зондирующих импульсов.

Перепишем (10) как систему неравенств относительно T_s :

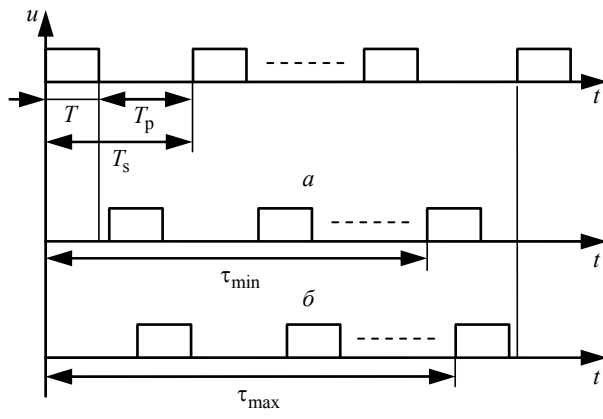


Рис. 6

$$T_s \leq \frac{\tau_{\min} - T}{n}; \quad T_s \geq \frac{\tau_{\max} + T}{n + 1}.$$

Данная система совместна только при соблюдении неравенства

$$\frac{\tau_{\max} + T}{n + 1} \leq \frac{\tau_{\min} - T}{n},$$

т. е. при n , удовлетворяющем условию

$$n \leq \frac{\tau_{\min} - T}{2T + \tau_{\max} - \tau_{\min}}.$$

Имея в виду желательность сокращения периода зондирования, следует предпочесть наибольшее из таких чисел:

$$n = \left\lfloor \frac{\tau_{\min} - T}{2T + \tau_{\max} - \tau_{\min}} \right\rfloor,$$

где символ $\lfloor \cdot \rfloor$ отвечает округлению в сторону нуля.

При знании номинальной высоты орбиты КА с точностью $h = 990 \pm 50$ км, максимальной априорной неопределенности высоты КА ± 100 м и

ширине ДНА 0.6° T_s может быть выбрано в пределах $879.25 \dots 880.86$ мкс. В частности, можно положить $T_s = 880$ мкс, что соответствует частоте повторения импульсов $F_s = 1/T_s \approx 1.136$ кГц. Частоту повторения, однако, можно существенно повысить, если устанавливать ее значение, исходя из фактической высоты КА с учетом диапазона априорной неопределенности. Скажем, для номинальной высоты $h = 1000$ км и $\delta h = 100$ м период повторения T_s окажется в промежутке $251.48 \dots 251.54$ мкс.

Закключение. Для компромисса между высокой требуемой точностью измерения высоты (в пределах сантиметров) и приемлемой пиковой мощностью передатчика (единицы ватт) необходимы сигналы с частотно-временным произведением порядка десятков тысяч. При подобном частотно-временном произведении любые способы модуляции принципиально равноценны, поэтому в выборе формата сигнала преобладают предпочтения технологического характера. В качестве возможных альтернатив рассмотрены ЛЧМ- и ФМ-сигналы, для каждого из которых даны общие рекомендации, касающиеся архитектуры и параметрического синтеза приемного устройства. В сопоставлении ЛЧМ- и ФМ-сигналов преимущество первых состоит в возможности сжатия по спектру (deramping) в аналоговом тракте приемника, что радикально ослабляет требования к быстродействию последующего цифрового процессора. С другой стороны, при наличии цифровой элементной базы с быстродействием в сотни миллионов операций в секунду ФМ-сигналы вполне конкурентоспособны и позволяют в известной мере избавиться от таких недостатков аналогового сжатия по спектру, как чувствительность к внешним условиям, реализационным допускам и пр.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комплексный спутниковый мониторинг морей России / О. Ю. Лаврова, А. Г. Костяной, С. А. Лебедев, М. И. Митягина, А. И. Гинзбург, Н. А. Шеремет. М.: ИКИ РАН, 2011. 480 с.
2. Coastal Altimetry / ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin: Springer, 2011. 565 p.
3. Martin S. An Introduction to Ocean Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2014. 496 p.
4. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications / ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001. 463 p.
5. AltiKa: a Ka-Band Altimetry Payload and System for Operational Altimetry During the GMES Period / P. Vin-

- cent, N. Steunou, E. Caubet, L. Phalippou, L. Rey, E. Thouvenot, J. Verron // Sensors. 2006. Vol. 6. P. 208-234.
6. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
7. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
8. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 376 с.
9. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 364 с.
10. Поиск эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мам-

чур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 27–32.

11. Синтез временного дискриминатора следящего контура измерения запаздывания спутникового вы-

Статья поступила в редакцию 28 июня 2017 г.

томера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 2. С. 5–11.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 21 научной публикации. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов.

E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи.

E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов; техническая электродинамика.

E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

REFERENCES

1. Lavrova O. Yu., Kostianoy A. G., Lebedev S. A., Mitjagina M. I., Ginzburg A. I., Sheremet N. A. *Kompleksny sputnikoviy monitoring morey Rossii* [Complex Satellite Monitoring of the Russian Seas]. Moscow, ICI RAS, 2011, 480 p. (In Russian)

2. Coastal Altimetry; ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin, Springer, 2011, 565 p.

3. Martin S. An Introduction to Ocean Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge, Cambridge University Press, 2014, 496 p.

4. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications; ed. by L.-L. Fu and A. Cazenave. San Diego, Academic Press, 2001, 463 p.

5. Vincent P., Steunou N., Caubet E., Phalippou L., Rey L., Thouvenot E., Verron J. AltiKa: a Ka-band altimetry payload and system for operational altimetry during the GMES period. *Sensors*. 2006, vol. 6, pp. 208–234.

6. Kazarinov Yu. M. *Radiotekhnicheskie sistemy: uchebnyk dlja vuzov* [Radio Electronic Systems: Textbook for High School]. Moscow, Vysshaya Shkola, 1990, 496 p. (In Russian)

Received June, 28, 2017

7. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radiolocation Systems]. Moscow, Radiotekhnika, 2004, 320 p. (In Russian)

8. Varakin L. E. *Teoriya slozhnykh signalov* [Theory of Wideband Signals]. Moscow, Sov. Radio, 1970, 376 p. (In Russian)

9. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications, John Wiley & Sons, 2005.

10. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Search of Echo-Signal of Satellite Altimeter. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 27–32. (In Russian)

11. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Time Discriminator for Satellite Radar Altimeter Tracker System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 2, pp. 5–11. (In Russian)

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 21 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signal theory.

E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory.

E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – D.Sc. in Engineering (1983), Professor (1985) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.
E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), post-graduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.
E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru
