

Васильев Г.С., Суржик Д.И., Кузичкин О.Р., Курилов И.А.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Динамические характеристики гибридного синтезатора частот с ЦВС и регулированием по отклонению

Высокая эффективность гибридных синтезаторов частот на основе цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) и системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) обуславливает их широкое использование в радиотехнических системах и устройствах различного назначения. В работе проводится анализ переходных процессов гибридного синтезатора частот на основе ЦВС, системы ФАПЧ и системы автокомпенсации фазовых помех выходного сигнала гибридного синтезатора.

В качестве базового подхода, для анализа используется модель обобщенного амплитудно-фазового преобразователя и аппарат непрерывных кусочно-линейных функций. На их основе получены выражения динамических характеристик системы при произвольного вида нелинейных характеристик составляющих звеньев.

В качестве воздействия принято скачкообразное отклонение дестабилизирующего фактора, воздействующего на цифроаналоговый преобразователь цифрового вычислительного синтезатора и генератор, управляемый напряжением в составе гибридного синтезатора частот. Они обозначены соответственно  $\varepsilon_{ц}$  и  $\varepsilon_{г}$ .

Получены выражения для динамических характеристик гибридного синтезатора при данных дестабилизирующих воздействиях.

Так в частности, при малых воздействиях на ЦВС и на генератор, управляемый напряжением выражения для фазы выходного сигнала принимают следующий вид

$$\varphi_{ц}(p) = \frac{K_{\varepsilon_{ц}} K_{c2} \frac{M(p)}{p^2 \tau K_2 K_{c1}}}{1 + N M_y(p) + \frac{K_{c1} M(p)}{p \tau}}, \quad (1)$$

$$\varphi_{г}(p) = \frac{K_{\varepsilon_{г}} (N M_y(p) + 1)}{(1 + N M_y(p)) p + K_{c1} M(p)}. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: -оператор Лапласа;  $K_2$  – коэффициент передачи делителя частоты;  $M_y(j\Omega)$  и  $M(j\Omega)$  – передаточные функции тракта управления и ФАПЧ;  $K_{c1}$  и  $K_{c2}$  – коэффициенты передачи преобразователя частоты;  $K_{\varepsilon_{ц}}$ ,  $K_{\varepsilon_{г}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС и управляемый генератор;  $N$  – коэффициент регулирования;  $\tau$  – постоянная времени системы ФАПЧ.

Построены графики переходных характеристик и проведено исследование динамических характеристик системы для трех типов фильтров управляющего тракта автокомпенсатора и двух типов фильтров системы ФАПЧ.

Полученные выражения и графические зависимости позволяют выбрать и оптимизировать параметры составляющих гибридный синтезатор блоков, для обеспечения требуемого подавления помехи.

### Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.

Жиганов С.Н., Михеев К.В., Ракитин А.В.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: s\_zh\_72@mail.ru

### Многочлены Лежандра в задачах аппроксимации функциональных зависимостей

При реализации операций вычисления различных функциональных зависимостей в современных вычислительных устройствах, при формировании гармонических сигналов в цифровых синтезаторах частот, при формировании тестовых воздействий в современных информационно-измерительных системах широко применяют методы аппроксимации. Существует огромное количество методов аппроксимации функциональных зависимостей. В работе [1] показано, что для ортогональных многочленов  $f_k(x)$  на отрезке  $[a; b]$  с весовой функцией  $\omega(x)$  при  $m \neq n$  должно выполняться следующее условие

$$\int_a^b f_m(x)f_n(x) \omega(x)dx = 0. \quad (1)$$

При  $\omega(x) = 1$  получаем многочлены Лежандра. Для этих многочленов при  $n \geq 1$  справедлива рекуррентная формула вида

$$P_{n+1}(x) = \frac{2n+1}{n+1}xP_n(x) - \frac{n}{n+1}P_{n-1}(x), \quad (2)$$

при этом первые две функции равны  $P_0(x) = 1, P_1(x) = x$ .

На рис. 1 приведены графики первых десяти полиномов Лежандра при  $x \in [-1; 1]$ .

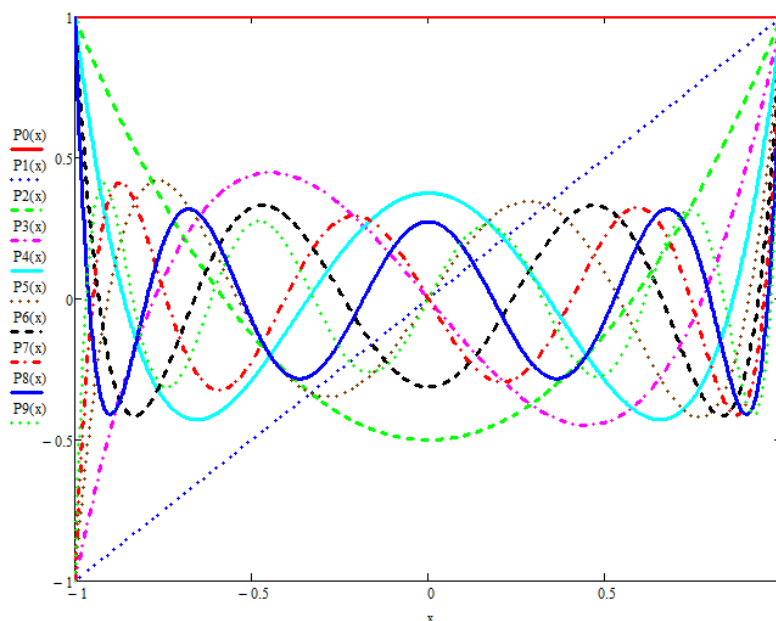


Рис. 1. - Полиномы Лежандра

Аппроксимирующая функции  $\psi(x)$  получается из соотношения

$$\psi(x) = c_0 + c_1P_1(x) + c_2P_2(x) + \dots \quad (3)$$

коэффициенты которого рассчитываются по формуле

$$c_n = \frac{2n+1}{2} \int_{-1}^1 f(x)P_n(x)dx, n = 0,1,2, \dots \quad (4)$$

В работе рассмотрено разложение функции корня  $f(x) = \sqrt{x}$  на интервале значений  $[0, 1]$  с использованием многочленов Лежандра до 9 порядка. В таблице 1 приведены значения

максимальных отклонений от эталонной функции и значения полученной площади ошибки для разных полиномов. На рис. 2 приведен график ошибок аппроксимации при использовании многочлена Лежандра 9 степени. Из рис. 2 видно, что на интервале аппроксимации функции максимальные отклонения ошибки аппроксимации принимают разные значения, причем максимальное отклонение соответствует левой границе интервала  $x = 0$ .

Таблица 1

Порядок полинома	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\delta_+$	0,333	0,046	0,029	0,017	0,013	0,01	$9,1 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$6,9 \cdot 10^{-3}$	$6,3 \cdot 10^{-3}$
$\delta_-$	0,637	0,267	0,171	0,127	0,097	0,062	0,043	0,063	0,056	0,05
$S_{\text{ош}}$	0,198	0,037	0,015	$7,7 \cdot 10^{-3}$	$4,6 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$9,1 \cdot 10^{-4}$

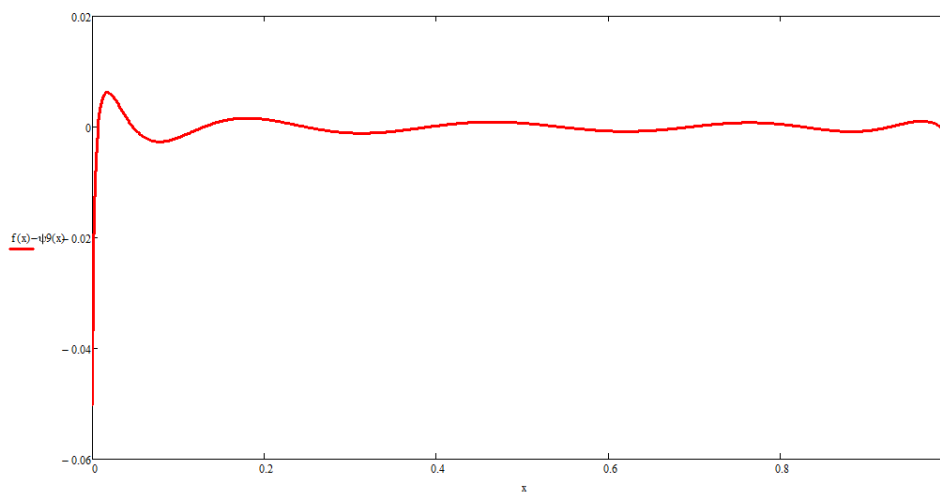


Рис.2. - - График ошибок аппроксимации функции  $f(x) = \sqrt{x}$  при использовании полиномов Лежандра девятого порядка

Из таблицы 1 видно, что с увеличением порядка полинома точность аппроксимации повышается – уменьшаются значения максимальных отклонений от истинного значения и уменьшается площадь ошибки. Работа продолжает исследования начатые в [2-4].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-37-00077 и конкурса инновационных проектов Владимирской области «УМНИК-2018».

### Литература

1. Прасолов В.В. Многочлены. – 4-е изд., исправленное. – М.: МЦНМО, 2014. – 336 с.
2. Chekushkin V.V., Pantelev I.V., Mikheev K.V. Improving Polynomial Methods of Reconstruction of Functional Dependences in Information-Measuring Systems. Measurement Techniques July 2015, Volume 58, Issue 4, PP 385-392. ISSN 0543-1972.
3. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)
4. Chekushkin V.V., Zhiganov S.N. Computational methods in optimization of engineering problems // Raleigh, North Carolina, USA: Open Science Publishing, 2018. 202 p.

Жиганов С.Н., Михеев К.В., Ракитин А.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: s\_zh\_72@mail.ru

### Применение многочленов Гегенбауэра при аппроксимации функциональных зависимостей

Одной из основных задач, решаемых в системах обработки информации и реализации полученных алгоритмов на различных вычислительных устройствах является замена одной функции  $f(x)$  другой максимально близко похожей на нее, которую проще использовать в расчетах, либо реализовать в вычислителях, т.е. необходимо сделать замену вида

$$f(x) \approx \varphi(x). \quad (1)$$

При воспроизведении функциональных зависимостей широкое применение нашел полиномиальный метод аппроксимации, который используется во многих научных и прикладных технических задачах: от приближения стандартных математических функций в современных специализированных микропроцессорах до реализации градуировочных характеристик при воспроизведении рабочих эталонов, калибровке датчиков и измерительных систем. Повсеместное распространение полиномиального метода обусловлено его простотой, наглядной геометрической интерпретацией, а главное – низкими вычислительными затратами при расчете значений функции  $f(x)$  с помощью полинома

$$\varphi(x) = a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n = \sum_{k=0}^n a_kx^k. \quad (2)$$

В работе [1] показано, что для ортогональных многочленов  $f_k(x)$  на отрезке  $[a; b]$  с весовой функцией  $\omega(x)$  при  $m \neq n$  должно выполняться следующее условие

$$\int_a^b f_m(x)f_n(x)\omega(x)dx = 0. \quad (3)$$

Многочлены Гегенбауэра получаются при весовой функции  $\omega(x) = (1-x^2)^{\lambda-1/2}$ . Для этих многочленов при  $n \geq 2$  справедлива следующая рекуррентная формула

$$C_n^{(\lambda)}(x) = \frac{1}{n} \left[ 2x(n+\lambda-1)C_{n-1}^{(\lambda)}(x) - (n-2\lambda-2)C_{n-2}^{(\lambda)}(x) \right], \quad (4)$$

при этом первые две функции равны  $C_0^{(\lambda)}(x) = 1, C_1^{(\lambda)}(x) = 2\lambda x$ .

Полиномы Гегенбауэра зависят от параметра  $\lambda < -1$  и переходят в полиномы Чебышева первого рода, при  $\lambda = 1$  – второго рода, а при  $\lambda = 1/2$  в полиномы Лежандра.

Аппроксимирующая функции  $\psi(x)$  получается из соотношения

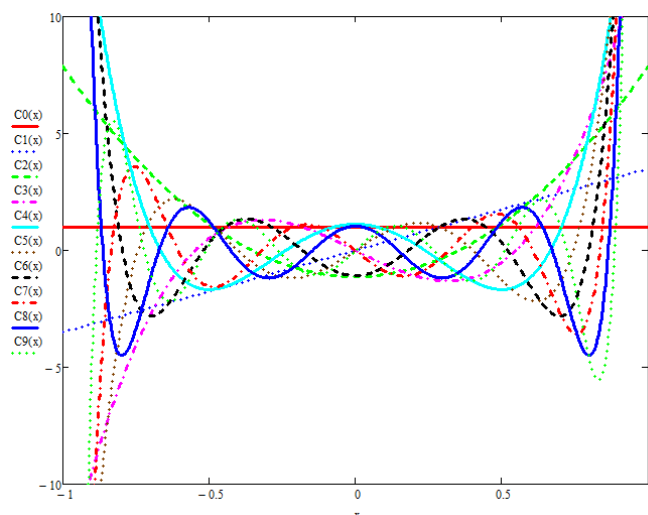
$$\psi(x) = c_0 + c_1P_1(x) + c_2P_2(x) + \dots \quad (5)$$

коэффициенты которого рассчитываются по формуле

$$c_n = \frac{2^{1-2\lambda}\pi\Gamma(n+2\lambda)}{n!(n+\lambda)[\Gamma(\lambda)]^2} \int_{-1}^1 f(x)C_n^{(\lambda)}(x)(1-x^2)^{\lambda-1/2} dx, n = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

где  $\Gamma(\lambda)$  – гамма функция. В выражении (1.31) множитель  $\frac{2^{1-2\lambda}\pi\Gamma(n+2\lambda)}{n!(n+\lambda)[\Gamma(\lambda)]^2}$  служит для нормировки.

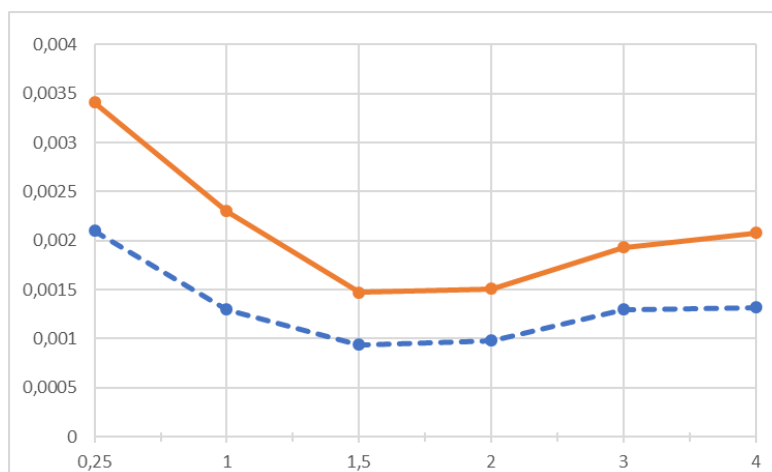
Графики первых десяти многочленов Гегенбауэра при  $\lambda = 3$  приведены на рис. 1.

Рис.1. - Полиномы Гегенбауэра при  $\lambda = 3$ 

В работе рассмотрено разложение функции корня  $f(x) = \sqrt{x}$  на интервале значений  $[0, 1]$  с использованием многочленов Гегенбауэра до 9 порядка. В таблице 1 приведены значения максимальных отклонений от эталонной функции и значения полученной площади ошибки для разных полиномов. На рис.2 приведены графики изменения площади ошибок при использовании полиномов 7 (сплошная кривая) и 9 (штриховая кривая) степени в зависимости от изменения  $\lambda$  для функции корня.

Таблица 1

Порядок полинома	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\delta_+$	0,305	0,013	0,03	$2,9 \cdot 10^{-3}$	0,012	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$
$\delta_-$	0,695	0,324	0,229	0,181	0,151	0,13	0,114	0,102	0,092	0,084
$S_{\text{ош}}$	0,195	0,034	0,013	$6,5 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$9,3 \cdot 10^{-8}$	$7,3 \cdot 10^{-4}$	$5,3 \cdot 10^{-4}$

Рис.2. - Графики изменения  $S_{\text{ош}}$  от  $\lambda$  для функции корня при использовании полиномов 7-й (сплошная кривая) и 9-й (штриховая кривая) степени

Из рис. 1.18 видно, что оптимальное значение коэффициента  $\lambda$ , обеспечивающее наименьшее значение ошибок аппроксимации находится в диапазоне между 1,5 и 2.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-37-00077 и конкурса инновационных проектов Владимирской области «УМНИК-2018».

Костров В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: vvk@mit.ru*

### **Особенности символьной синхронизации при приеме сигналов в гидроакустических комплексах**

Современные системы связи, в том числе гидроакустические, используют цифровую обработку сигналов (ЦОС), которая занимает ведущее место в современных радиотехнических устройствах [1]. Обработка сигналов с выхода аналоговой части приемника гидроакустических сигналов, заключается в демодуляции принимаемого сигнала, в декодировании (если исходное сообщение подвергалось кодированию), и выделении информационного содержания. Общая характеристика задачи вхождения в связь, оптимальные цифровые системы вхождения в связь, а также частные случаи вхождения в связь по частоте и задержке рассматривались, например в [2-4]. В данном докладе исследуются принципы формирования окон для анализа информационных символов по результатам обработки преамбулы.

Целью данной работы является анализ особенностей внутренней синхронизации сигналов в низкоскоростных асинхронных гидроакустических каналах связи.

Одной из первых задач цифрового приемника гидроакустического сигнала является формирование строб-импульсов, синхронных по частоте с тактовой частотой передачи информационных символов источника информации. Для облегчения решения этой задачи в состав сигнала вводится преамбула, которая служит в качестве реперного знака. Для передачи преамбулы, как правило, используется сложный сигнал, кодированный отличающимся от ансамбля информационных символов кодом. В результате обработки преамбулы формируются оценки ее временного положения (абсолютное время прихода) и доплеровского смещения частоты с использованием внутренней (процессорной) шкалы времени. Эти оценки обеспечивают устойчивую и достаточно надежную символьную синхронизацию, а также дают возможность оперировать в процессе обработки сигналов с различными шкалами времени.

С помощью математического моделирования проведены исследования данного метода коррекции моментов синхронизации, влияния точности оценивания временного положения преамбулы на точность определения времени прихода информационных символов. Получены зависимости СКО оценивания частоты от ширины спектра сигнала, от числа используемых доплеровских каналов.

В результате выполненных исследований разработаны рекомендации по выбору числа доплеровских каналов при обработке преамбулы, а также методика выбора структуры и параметров устройства оценивания временного положения сложного сигнала в условиях многолучевого распространения. Предложено для повышения устойчивости синхронизации сигналов использовать цифровой экстраполирующий фильтр.

### **Литература**

1. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012. – 236 с.
2. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / М.И. Жодзишский, Р.Б. Мазепа, Е.П. Овсянников и др. / Под ред. М.И. Жодзишского. – М.: Радио и связь, 1990. – 208 с.
3. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / Под ред. В.И. Коржика. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.
4. Mengali U., D'Andrea A.N. Synchronization Techniques for Digital Receivers. – N.Y. Plenum Press, 1997. – 530 p.

Костров<sup>†</sup> В.В., Кострова<sup>††</sup> Т.Г., Парамонов В.Ю.

<sup>†</sup>*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23

<sup>††</sup>*Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения*  
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55  
E-mail: vvk@mit.ru

### **Определение времени прихода сигналов при многолучевом распространении**

Одной из проблем современных систем передачи данных является присутствие многолучевого распространения, возникающего из-за наличия множественных отражателей. Такие сигналы вызывают интерференцию (ближние отражения) и реверберацию (дальнее эхо), приводят к снижению дальности действия при ограниченных энергетических ресурсах, качество обнаружения падает, а вероятность приема ошибочных символов увеличивается. Особенно остро эта проблема стоит в гидроакустических каналах связи, которые практически всегда работают в условиях многолучевого распространения сигналов и частотной дисперсии сигналов. Для эффективной демодуляции и декодирования при обработке сигналов необходимо постоянно отслеживать временное положение преамбулы и информационных импульсов. Хорошо разработанные методы оценивания времени задержки в условиях многолучевого распространения работают плохо. Один из путей повышения качества работы заключается в применении обработки, согласованной с каналом распространения [1,2].

Целью данной работы является анализ методов частотно-временной обработки сложного сигнала в условиях многолучевого распространения, направленных на улучшение качества оценивания времени прихода.

Дана классификация искажений сигналов при различной степени многолучевости: слабые искажения, средние искажения и сильные искажения. Рассмотрена наиболее вероятная ситуация, когда уровень сигналов лучей меньше уровня сигнала основного луча. В качестве основного блока обработки использован дискриминатор с двумя временными stroбами, временная функция которых определяется принятой моделью многолучевого распространения. Проведен анализ алгоритмов приема преамбулы в виде сложного сигнала с учетом статистических характеристик канала многолучевого распространения. Показано, что в подобных условиях сигнала в зависимости от степени искажений потери в пороговой мощности сигнала могут составлять до 2-х дБ при слабых искажениях; до 3-х дБ – при средних и до 4,5...5,5 дБ – при сильных.

Проведено статистическое моделирование задачи приема сложного сигнала и оценки времени его прихода, которое позволило дать оценку вероятностных характеристик при различной степени многолучевости и различных вариантах обработки. Анализ результатов моделирования выявил смещенность оценки времени прихода, зависящую от гидрологической обстановки. Рассмотрена обработка сигналов в условиях, когда сигналы дополнительных (второстепенных) лучей приходят после сигнала главного луча подводного звукового канала, а также случай прихода сигнала главного луча после прихода сигналов других лучей. Разработаны рекомендации по повышению точности оценивания за счет согласованной с каналом обработки, однако полностью устранить последствия многолучевого распространения сигнала не удастся.

### **Литература**

1. Кловский Д.Д. Теория электрической связи. – М.: Радиотехника, 2009. – 646 с.
2. Маркович И.И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов в многолучевых эхолотах и локаторах препятствий // *Фундаментальная и прикладная гидрофизика*. 2014. Т. 7. № 2. С.58-71.

Кострова<sup>†</sup> Т.Г., Костров<sup>††</sup> В.В.

<sup>†</sup>Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения  
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55

<sup>††</sup>Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: kostrovatg@yandex.ru

### **Обнаружение и подавление синусоидальных помех при поиске сложного сигнала**

При разработке и проектировании радиотехнических устройств (РТУ), работающих со сложными сигналами, необходимо учитывать вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими устройствами, работающими, в том числе и с узкополосными сигналами [1]. При решении задач ЭМС рассматриваются технические характеристики РТУ, определяющие уровень взаимных помех, с учетом организационных мер по снижению степени воздействия вредных помех на приемные устройства. Типичные примеры воздействия сосредоточенных по спектру помех рассматривались в [2], при этом согласованная фильтрация сложного сигнала позволяет существенно ослабить воздействие вредных помех. Вместе с тем, при поиске и синхронизации такие помехи снижают вероятность правильного приема, т.е. заметно сказываются на качестве связи [3].

Целью данной работы является разработка методики обработки сигналов для снижения вероятности ложного срабатывания из-за наличия помех синусоидального типа при обнаружении и синхронизации сложных сигналов.

В качестве базовой модели использовалась система связи со сложным сигналом, манипулированным по фазе с использованием M-последовательности. Для определения целесообразности принимаемых решений использовался метод статистических испытаний. Для моделирования и анализа использовались упрощения в модели и параметрах сигналов. На первом этапе исследований проводился анализ воздействия узкополосной помехи на устройство быстрой свертки сложного сигнала. При этом порог системы стабилизации вероятности ложного срабатывания корректировался таким образом, чтобы для уровня помех, на 40 дБ превышающих уровень сигнала, отсутствовали ложные обнаружения. Далее на основе спектрального анализа синтезировался алгоритм автоматического расчета коэффициента увеличения порога, обеспечивающего корректный поиск и обнаружение преамбулы в потоке данных. При экспериментах данный коэффициент принимал значения из диапазона от 1,01 (отсутствие помех) до 20 (присутствует мощная узкополосная помеха). Моделирование показало высокую эффективность принятых технических решений.

Таким образом, рассмотренная методика подавления помех синусоидального типа не затрагивает основной канал обработки, а сводится к корректировке порога при принятии решения об обнаружении полезного сигнала. Требуемый дополнительный спектральный анализ может быть реализован с помощью тех же технических средств, которые использованы при обнаружении сложного сигнала. К другим достоинствам предложенной методики можно отнести полную автоматизацию процессов наблюдения, не требующую вмешательства оператора.

### **Литература**

1. Справочник по радиоэлектронным системам: В 2-х томах. Т. 2. / Под ред. Б.Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 368 с.
2. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В.Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.
3. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / Под ред. В.И. Коржика. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.



Смирнов М.С., Костров В.В., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: micas\_2001@mail.ru

### **Разработка программного комплекса формирования радиоголограммы и РЛИ для РСА**

В процессе разработки алгоритмов обработки и анализа радиолокационных изображений важную роль играет наличие исходных комплексных отсчетов сигнала, получаемого в процессе радиолокационного наблюдения объектов (радиоголограммы) полученных с датчика РСА. Отсутствие большого количества реальных спутниковых РСА сильно усложняет задачу получения радиоголограмм с различной подстилающей поверхностью и подвижными объектами.

Авторами была поставлена задача создания программного комплекса, позволяющего получить как программно сформированные радиоголограммы, так и радиолокационные изображения на основе данных радиоголограмм.

Программный комплекс предназначен для формирования радиоголограмм на основе сцены поверхности с заданными входными параметрами космического аппарата, подстилающей поверхности, а также неподвижных и движущихся объектов.

Для построения радиоголограммы используются модели РСА датчиков со следующими режимами работы: маршрутный, прожекторный, сканирующий.

Все варианты построения радиоголограммы могут проходить в следующих сценариях подстилающей поверхности:

- штилевая морская поверхность;
- морская поверхность с волнением;
- береговая линия; лесной массив;
- зимняя степь, снег;
- летняя степь, трава;
- железнодорожное полотно;
- взлетно-посадочная полоса;
- пустыня, камни, песок.

Для построения голограммы в процессе моделирования определяются и выбираются следующие классы объектов:

- колесный легковой транспорт;
- колесный грузовой транспорт;
- гусеничная тяжелая техника;
- железнодорожный транспорт;
- малые морские суда;
- средние морские суда;
- крупные морские суда.

Программный комплекс предназначен для решения следующих задач:

- расчет геометрических и временных параметров;
- формирования опорных функций по дальностной и азимутальной координате;
- формирования координат подвижного объекта с учетом ракурса и скорости;
- первичная обработка данных;
- синтез РЛИ в различных режимах съемки;
- отображение и сжатие информации.

В качестве выходных данных программный комплекс формирует следующие массивы, структуры и файлы: структура основных характеристик; массив комплексных отсчетов РЛИ; массив сжатых данных; BMP-файл действительной части радиоголограммы, BMP-файл сжатых данных для радиолокационного изображения.

Суржик Д.И., Кузичкин О.Р., Курилов И.А., Харчук С.М.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Переходные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в выходном тракте

Формирователи сигналов позволяют получить сетку высокостабильных частот с высокой скоростью перестройки и малым шагом перестройки [1]. Применение в формирователях устройств автоматической компенсации фазовых помех позволяет повысить чистоту спектра и качественные показатели их выходных сигналов.

Представленный в докладе формирователь реализует метод гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Особенностью исследуемой схемы является введение сигнала вычислительного синтезатора при помощи преобразования частоты в выходной тракт системы ФАПЧ. Для компенсации фазовых помех производится инверсное управление фазой обрабатываемого сигнала.

При скачкообразном дестабилизирующем воздействии на опорный генератор и фазовый детектор системы ФАПЧ выражения для фазы выходного сигнала исследуемого формирователя принимают вид

$$\varphi_{\varepsilon_0}(p) = K_{\varepsilon_0} \left( \frac{K_3 K_{\Pi} K_{C2}}{p} + \frac{K_1 \left( \frac{M(p) K_{C1}}{\tau p K_2} - N M_y(p) \right)}{p + \frac{M(p)}{\tau}} \right), \quad (1)$$

$$\varphi_{\varepsilon_d}(p) = \frac{K_{\varepsilon_d}}{K_d} \cdot \frac{1}{p + \frac{M(p)}{\tau}} \left( \frac{M(p) K_{C1}}{\tau p K_2} - N M_y(p) \right), \quad (2)$$

где:  $p$ -оператор Лапласа;  $K_1$  и  $K_2$ ,  $K_3$ -коэффициенты передачи первого умножителя частоты и первого и второго делителей частоты соответственно;  $K_{\Pi}$ -коэффициент передачи ЦВС;  $K_{C1}$ ,  $K_{C2}$ -коэффициенты передачи смесителя;  $K_{\varepsilon_0}$  и  $K_{\varepsilon_d}$ -коэффициент передачи помех опорного генератора и фазового детектора;  $M(p)$  и  $M_y(p)$  - передаточные функции фильтров системы ФАПЧ и тракта компенсации воздействия;  $N$  - коэффициент регулирования тракта компенсации воздействия,  $\tau$  - постоянная времени системы ФАПЧ.

По полученным выражениям построены графики переходных характеристик формирователя для широкополосных трактов, трактов с фильтрами нижних частот первого и второго порядков. Проводится исследование характера переходных процессов и времени установления фазы выходного сигнала в зависимости от типов примененных инерционностей и значения коэффициента регулирования тракта компенсации воздействия.

Анализ переходных характеристик позволяет оптимизировать параметры составляющих формирователь звеньев для обеспечения эффективного подавления динамических фазовых помех.

### Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. - № 4(20). - С. 13-19.

Федосеева Е.В., Кольцов И.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru*

### **Анализ влияния фоновых шумов на параметры калибровки СВЧ РМС по излучению безоблачной атмосферы**

Информационным параметром микроволнового дистанционного зондирования атмосферы является радиояркая температура, представляющая собой функциональную зависимость от ее метеопараметров, поэтому для решения обратных задач оценки состояния атмосферы по данным микроволновых радиометрических измерений обязательна процедура калибровки, определяющая однозначное соответствие величины выходного сигнала СВЧ РМС и радиояркой температуры атмосферы в направлении зондирования [1].

В основе калибровки СВЧ РМС принятое линейное соответствие

$$U_{\text{вых}} = ST_{\text{яэп}} + U_0, \quad (1)$$

где  $S$  и  $U_0$  - параметры, определяемые в процессе калибровки: крутизна шкалы приемника СВЧ радиометрической системы и начало отсчета его шкалы.

При проведении внешней калибровки СВЧ РМС источником калиброванных уровней радиояркой температуры  $T_{\text{эп1}}$  и  $T_{\text{эп2}}$  может служить радиотепловое излучение безоблачной атмосферы при зондировании по двум углам высоты  $\theta$ . Выполнение такой калибровки по угловым разрезам безоблачной атмосферы [2] основано на угловой зависимости ее радиояркой температуры

$$T_{\text{ярк}}(\theta) = T(90^\circ) / \sin(\theta), \quad (2)$$

где  $T(90^\circ)$  – радиояркая температура атмосферы в зените.

Выходной сигнал СВЧ РМС пропорционален антенной температуре, которая в соответствии с уравнением антенного сглаживания равна

$$T_a = T_{\text{яэп}}(1 - \beta)\eta + T_\phi\beta\eta + T_0(1 - \eta), \quad (3)$$

$$\beta = 1 - \frac{\iint_{\theta_{\text{эл}}, \varphi_{\text{эл}}} F(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\iint_{4\pi} F(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (4)$$

где  $T_{\text{яэп}}$  - усредненная по области главного лепестка ДН антенны радиояркая температура зондируемой области пространства;  $\beta$  - коэффициент рассеяния антенны;  $\theta_{\text{эл}}, \varphi_{\text{эл}}$  - угловая область главного лепестка ДН антенны;  $T_0$  - термодинамическая температура антенны;  $T_\phi$  - радиояркая температура окружающего антенну пространства, усредненная по области рассеяния ДН антенны.

Сигнал на выходе приемника СВЧ РМС при условии квадратичного режима работы детектора задается линейным соотношением между выходным сигналом и антенной температурой на входе радиометра и собственной шумовой температурой радиометра  $T_{\text{шпр}}$

$$U_{\text{вых}} = kT_{\text{ант}} + T_{\text{шпр}}. \quad (5)$$

Тогда выходной сигнал с выделением составляющей, обусловленной приемом радиотеплового излучения из области зондирования - области главного лепестка ДН антенны [3], и учетом потерь в фидере принимает вид

$$U_{\text{вых}} = k(1 - \beta)(1 - \gamma)\eta T_{\text{яэп}} + k\beta\eta(1 - \gamma)T_\phi + kT_0(1 - \eta) + kT_{0\phi}\gamma + T_{\text{шпр}}. \quad (6)$$

где  $\gamma$  - коэффициент потерь в антенно-фидерном тракте

Сравнение (1) и (6) выявляет наличие в  $U_0$  составляющей, обусловленной приемом фоновых шумов. Ее величина зависит от излучательных свойств окружающего систему пространства и от относительного их вклада в антенную температуру, который изменяется в зависимости от взаимного расположения неоднородного окружающего пространства и антенны. При значительном изменении угла высоты антенны может существенно измениться вклад фоновых шумов от подстилающей поверхности.

Для выполнения калибровки СВЧ радиометрической системы по радиотепловому излучению атмосферы должны быть выполнены следующие условия:

- возможность выполнения приема с двух существенно различных угловых направлений для получения двух калиброванных уровней входного сигнала, соответствующих двум значениям радиояркостной температуры;

- обеспечение неизменности условий измерения с точки зрения создания фоновых шумов (характера и состояния подстилающей поверхности) или возможность выполнения разностных измерений с компенсацией влияния фоновых шумов в разностном сигнале системы, например, реализация измерений радиояркостного контраста области зондирования.

### Литература

1. Радиотеплолокация в метеорологии / В.Д. Степаненко, Г.Г.Щукин, Л.П. Бобылев, С.Ю. Матросов. – Л.: Гидрометеиздат, 1987 – 283 с.
2. Han, Y., et al., "Analysis and improvement of tipping calibration for ground-based microwave radiometers," IEEE Trans. on Geosci. Remote Sens., Vol. 38, No. 3, 1260-1276, May 2000.
3. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Кольцо И.А. Влияние направленных свойств антенны СВЧ радиометрической системы на точность калибровки по излучению атмосферы // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2019. – №3. – С.65 – 70.

Храмов К.К., Костров В.В., Смирнов М.С.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: hramovkk@gmail.com

### Алгоритм селекции движущихся целей с остановленным фазовым центром для программного комплекса формирования РЛИ РСА космического базирования

Как известно [1-2], одним из эффективных методов селекции движущихся целей (СДЦ) в радиолокаторах с синтезированием апертуры антенны (РСА) космического базирования является метод, использующий алгоритм с остановленным фазовым центром. В системе СДЦ с остановленным фазовым центром используется интерферометр с разнесенными антеннами либо приемная антенна с фазовыми центрами, которые разнесены вдоль линии пути носителя РСА.

Для подавления сигналов от неподвижных объектов и фона при использовании метода СДО с остановленным фазовым центром необходимы [3]: компенсация радиального движения КА РСА, задержка сигнала первого по ходу движения приемного канала для обеспечения синфазности сигналов, отраженных от неподвижных объектов, и вычитание выходных сигналов приемных каналов с последующим когерентным накоплением сигнала объекта на фоне шума приемника.

Рассмотрим алгоритм формирования радиолокационного изображения с системой селекции движущихся целей с остановленным фазовым центром (рис.1).

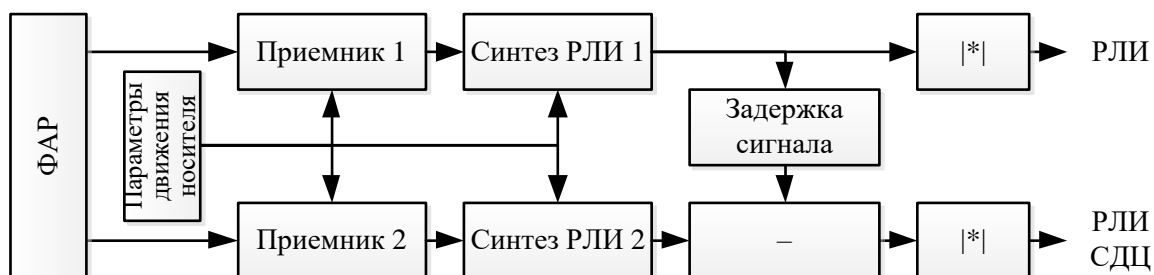


Рис.1. Модель формирования РЛИ с системой СДЦ с остановленным фазовым центром

Структура содержит два канала приема, соответствующих антенной системе с разнесенными фазовыми центрами. В каждом канале производится обработка траекторных сигналов РСА (синтез комплексных радиолокационных изображений) методом быстрой свертки. Задержка сигнала осуществляется в первом канале. Затем сформированные в каналах векторы комплексных отсчетов сигналов вычитаются. Таким образом, на выходе системы СДЦ получаем оценку доплеровского смещения частоты в каждом канале дальности. Эти данные позволяют вычислить и оценить скорость движения объекта.

При использовании метода быстрой свертки для синтеза комплексных радиолокационных изображений необходимо формирование:

- комплексного спектра Фурье радиоголограммы по дальности и по азимуту;
- функции компенсации миграции дальности (для РСА с высокой разрешающей способностью);
- опорной функции по дальности и ее комплексного спектра;
- опорной функции по азимуту и ее комплексного спектра.

В качестве иллюстрации на рис.2 показаны результаты работы рассмотренного алгоритма СДЦ с остановленным фазовым центром, где приведен фрагмент исходной радиоголограммы (рис.2,а), а также результат синтеза РЛИ в одном канале приема (рис.2,б) и его последующей обработки системой СДЦ (рис.2,в). Эти результаты были получены для сцены, содержащей две смещенные по азимуту точечные цели (неподвижную и движущуюся с радиальной скоростью

$V_{п2} = 20$  м/с), при следующих параметрах РСА: высота орбиты носителя  $H = 510$  км; путевая скорость носителя  $V_0 = 7,61$  км/с; угол визирования  $\beta = 45^\circ$ , длина волны  $\lambda = 9,4$  см, разрешение по дальности  $\delta_y = 2,6$  м; азимутальное разрешение  $\delta_x = 2,7$  м.

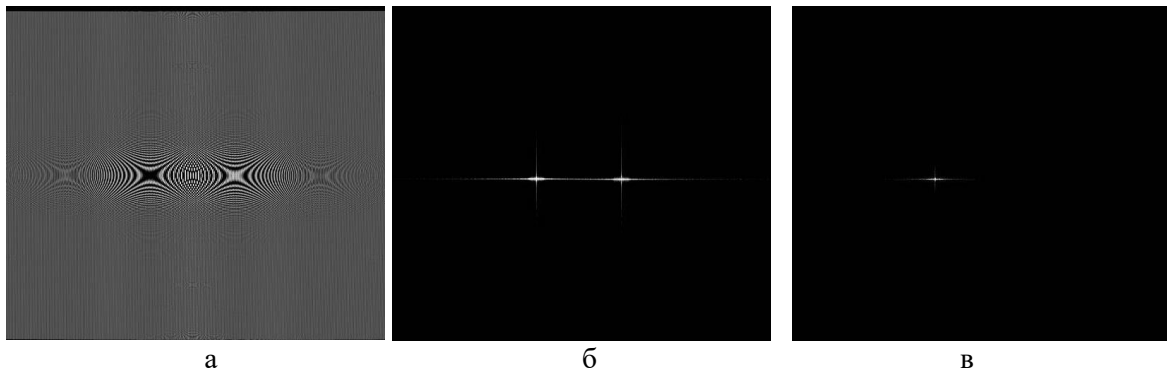


Рис.2. Результаты работы алгоритма СДЦ: фрагменты исходной радиоголограммы (а), яркостного РЛИ (б) и выходного изображения системы СДЦ (в) при наличии неподвижной (справа) и движущейся с радиальной скоростью (слева) точечных целей

В докладе подробно рассматриваются реализованные алгоритмы обработки сигналов, приводятся результаты их работы и характеристики системы при различных параметрах РСА, в том числе при наличии шума.

Полученные результаты были использованы при разработке программного комплекса формирования РЛИ РСА космического базирования.

#### Литература

1. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М: Радиотехника, 2015. – 648 с.: ил.
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
3. K.K. Khramov, and V.V. Kostrov, “Statistical Characteristics of the Moving Target Indication in Space-borne Interferometry Synthetic Aperture Radar,” 2019 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). Proceedings. Omsk, Russia, Nov. 5-7, 2019. DOI: 10.1109/Dynamics47113.2019.8944594

Храмов К.К., Костров В.В., Смирнов М.С.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: hramovkk@gmail.com

### Расчет геометрических параметров радиолокационной съемки с помощью РСА космического базирования для программного комплекса формирования радиоголограммы

Рассмотрим геометрию космического обзора при движении платформы носителя РСА по круговой орбите (рис.1). На этом рисунке:  $T_1$  и  $T_2$  – две цели, смещенные по азимуту;  $R_{КА}$  – радиус орбиты носителя;  $R_3$  – локальный радиус Земли;  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$  – текущие дальности целей  $T_1$ ,  $T_2$ ;  $\beta$  – угол визирования;  $X_{T2}$  – смещение по азимуту. Пусть в момент  $t=0$  ось  $z$  проходит через фазовый центр антенны РСА и направлена в зенит. Ось  $x$  параллельна вектору путевой скорости носителя  $V_0$  относительно поверхности Земли.

Временная зависимость положения платформы при круговой орбите движения носителя РСА определится выражением [1-3]

$$p(t) = \{R_{КА} \sin(v_{КА}t), 0, R_{КА} \cos(v_{КА}t)\}; \quad (1)$$

$$v_{КА} = v_0 - v_e \cos(\phi_0),$$

где  $v_{КА}$  – угловая путевая скорость носителя;  $v_0$  – угловая орбитальная скорость;  $v_e$  – угловая скорость вращения Земли;  $\phi_0$  – угол наклона орбиты носителя.

Из рис. 1 получаем выражение для дальности до точки  $T_1$  (наклонной дальности):

$$R_{T1} = R_n = \sqrt{(R_3 \sin \alpha)^2 + (R_{КА} - R_3 \cos \alpha)^2} = \sqrt{R_{КА}^2 + R_3^2 - 2R_{КА}R_3 \cos \alpha}. \quad (2)$$

При этом для цели  $T_2$  временную зависимость наклонной дальности  $R_{T2}(t)$  в результате тригонометрических преобразований можно окончательно представить в виде:

$$R_{T2} = R_n + \frac{R_{КА} X_{T2}^2}{2R_n R_3 \cos \alpha}, \quad (3)$$

где  $R_n$  определяется выражением (2).

Полученные в работе геометрические построения позволили также рассчитать разрешающую способность по горизонтальной дальности (по поверхности Земли)  $\delta_y$  и пространственную азимутальную разрешающую способность  $\delta_x$  космического РСА.

В качестве примера на рис. 2 приведены графики, иллюстрирующие зависимости разрешающей способности по дальности на Земле  $\delta_y$  от полосы сигнала  $\Delta F$  при различных углах визирования  $\beta$ , а на рис. 3 – зависимости азимутальной разрешающей способности  $\delta_x$  от физической длины апертуры антенны  $l_x$  в азимутальной плоскости. Из графиков следует, что за счет увеличения  $\beta$  можно добиться некоторого уменьшения величины разрешающей способности по дальности. При этом значения  $\delta_y < 1$  м достижимы при полосе сигнала  $\Delta F > 200$  МГц. Кроме того, в космических РСА величина азимутальной разрешающей способности при нормальном боковом обзоре примерно на 10% меньше аналогичной величины для маловысотных РСА ( $\delta_x = l_x/2$ ).

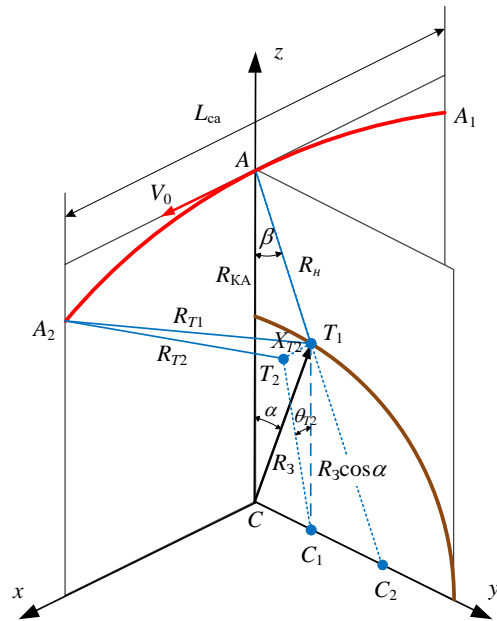


Рис.1. Геометрия космического обзора при движении по круговой орбите

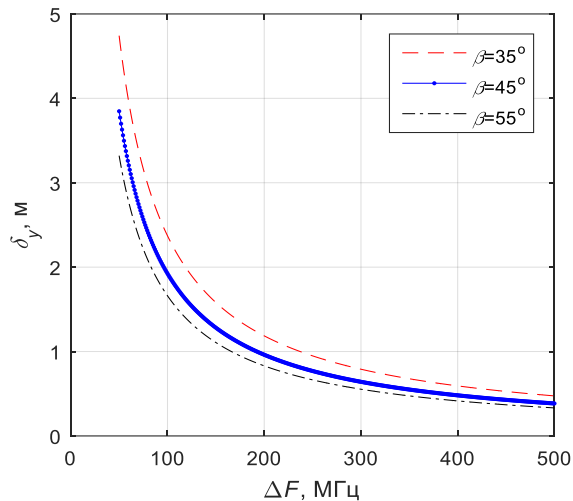


Рис.2. Зависимости разрешающей способности по дальности на Земле  $\delta_y$  от полосы сигнала  $\Delta F$  при различных  $\beta$

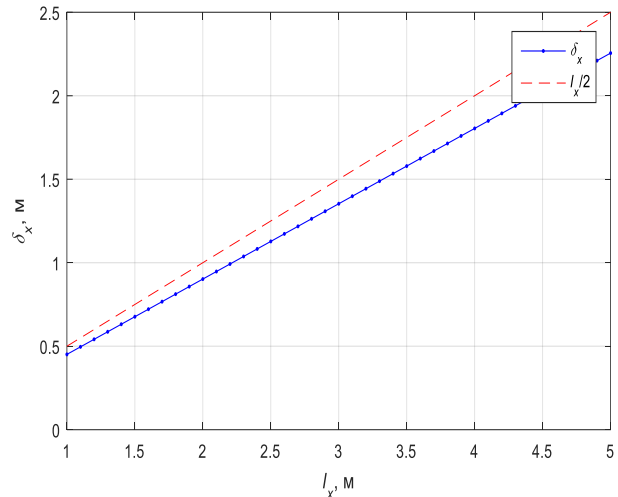


Рис.3. Зависимости азимутальной разрешающей способности  $\delta_x$  от физической длины апертуры антенны  $l_x$  в азимутальной плоскости ( $\beta = 45^\circ$ )

В докладе приводятся полные математические выкладки для расчета геометрических параметров радиолокационной съемки с помощью РСА космического базирования. Приводятся полученные числовые значения для следующих основных параметров РСА [4]: высота орбиты носителя  $H = 510$  км, путевая скорость носителя  $V_0 = 7,61$  км/с, угол визирования  $\beta = 45^\circ$ , длина волны  $\lambda = 9,4$  см.

Полученные результаты были использованы при разработке демонстрационного программного комплекса формирования радиоголограммы.

### Литература

1. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М: Радиотехника, 2015. – 648 с.: ил.
2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
4. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн: Конспекты лекций / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2017. – С.76-113.