

DOI: <u>https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.6.4</u> УДК: 621.396.96

### МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТНОГО СДВИГА СИГНАЛОВ С СОВМЕЩЕНИЕМ НЕСУЩИХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ АПРИОРНЫХ СВЕДЕНИЙ О СИНХРОКОМБИНАЦИИ КАНАЛЬНОГО УРОВНЯ

А.В. Передрий, Р.Р. Саниев, К.В. Семенов, С.С. Семенюк

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского, 197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13

Статья поступила в редакцию 4 мая 2022 г.

Аннотация. Статья посвящена исследованию возможности оценивания частотного смещения компонентных составляющих группового сигнала с совмешением несущих частот с использованием эталонных фазоманипулированных сигналов с известной структурой синхрокомбинации канального уровня. Получены аналитические выражения аддитивной смеси абонентских сигналов с совмещением несущих частот с учетом доплеровского сдвига частоты. Представлены результаты оценивания среднеквадратического отклонения ошибки частотного смещения абонентских сигналов в зависимости от длины синхрокомбинации эталонного фазоманипулированного сигнала при различных отношениях сигнал/шум, полученные на основе имитационного моделирования. Результаты исследований могут быть использованы при решении задач геолокации абонентских терминалов систем спутниковой связи, функционирующих по технологии совмещения несущих частот.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, сигналы с совмещением несущих частот, частотный сдвиг, синхрокомбинация, взаимная функция неопределенности.

Автор для переписки: Саниев Руслан Рифович, srr35@mail.ru

### Введение

Непрерывное совершенствование систем спутниковой связи (ССС), их способности. пропускной развитие, направленное повышение на помехоустойчивости, экономичности, диктует необходимость разработки новых методов и средств приема, демодуляции и обработки сигналов ССС, адаптации старых средств к работе с новыми сигналами [1, 2]. Одним из перспективных направлений эффективного использования частотного ресурса космического ретранслятора является метод, основанный на технологии совмещения несущих частот (Carrier-in-Carrier). Результатом его применения является повышение пропускной способности каналов связи при фиксированной полосе частот [3-5]. Применение функционирования системы связи с технологией совмещения несущих частот проиллюстрировано на рис. 1.



Рис. 1. Иллюстрация функционирования ССС с технологией совмещения несущих частот

Базовая концепция технологии совмещения несущих частот заключается в передаче сигналов  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  от разных абонентов в общей полосе частот на линии «вверх». В тракте космического аппарат-ретранслятора (KA-P) принятых аддитивное происходит сложение сигналов  $u_1(t)$   $\mathbb{M}$   $u_2(t)$ И последующий перенос полученной аддитивной смеси  $u_{\Sigma}(t)$ на частоту ретрансляции  $f^{(\kappa)}$ . В результате каждый отдельный терминал принимает по линии «вниз» аддитивную смесь  $u_{\Sigma}(t)$  собственного сигнала, сигнала от другого терминала и шума  $u^{(\text{ш})}(t)$ .

При определении местоположения абонентских терминалов (AT) ССС с совмещением несущих частот оценивание несущих частот компонентных сигналов аддитивной смеси осложнено тем, что они являются помехами по отношению друг к другу. Эта задача может быть решена при наличии априорных сведений о структуре сигнала на канальном уровне. Например, априорными сведениями о структуре компонентных сигналов могут служить синхрокомбинации, применяемые для устранения фазовой неоднозначности и синхронизации кадровой структуры помехоустойчивых кодов [6-8].

Цель статьи состоит в оценивании возможностей определения частотного смещения компонентных сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот, обусловленного эффектом Доплера, на основе априорных сведений о синхрокомбинации канального уровня в интересах решения задач геолокации АТ, функционирующих по данной технологии, по одному КА-Р [9, 10].

## 1. Аналитическая модель аддитивной смеси группового сигнала с совмещением несущих частот на линии «вниз»

Сигналы АТ  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$  ССС, излучаемые в направлении КА-Р, аналитически могут быть представлены выражением вида:

$$u_{i}(t) = U_{i}(t)\cos(2\pi f_{i}^{(\text{Hec})}t + \theta_{i}^{(\text{MOA})}(t) + \varphi_{i}^{(0)}), \qquad (1)$$

где  $U_i$  – амплитуда компонентного сигнала аддитивной смеси с совмещением несущих частот *i*-го AT,  $i = \{1,2\}; f_i^{(\text{Hec})}$  – несущая частота сигнала *i*-го AT;  $\theta_i^{(\text{Mod})}(t)$  – модулирующая функция сигнала *i*-го AT;  $\varphi_i^{(0)}$  – начальная фаза сигнала *i*-го AT.

Для сигналов с фазовой манипуляцией, наиболее распространенных в спутниковых линиях связи, модулирующая функция, определяющая изменение фазы сигнала АТ, может быть представлена выражением:

$$\theta_i^{(\text{MOД})}(t) = \frac{2\pi}{\Phi} b_{\gamma}, \qquad (2)$$

где  $\Phi$  – кратность фазовой манипуляции *i*-го AT;  $b_{\gamma}$  –  $\gamma$ -й элемент последовательности манипуляционных символов *i*-го AT,  $b_{\gamma} \in \{0(1)\Phi - 1\}$ ,

$$b_{\gamma} = b_{\lfloor \frac{t}{\tau_{\gamma}} \rfloor},$$

 $\tau_{3}$  – длительность модуляционного символа *i* -го AT;  $\lfloor x \rfloor$  – целая часть x.

Сигналы с совмещением несущих частот, как правило, ретранслируются через КА-Р, функционирующие на квазигеостационарных орбитах с ненулевым наклонением. Поэтому радиальная скорость КА-Р относительно источника и приемника излучения меняется в течение суток, что ведет к доплеровскому смещению частоты (ДСЧ) ретранслируемых сигналов [11]. Доплеровское смещение частоты сигнала *i*-го AT (1) по линии «вверх» определяется выражением вида:

$$f_{\rm g}^{\rm (BBepx)} \approx -f_i^{\rm (Hec)} \frac{V_{r_i}^{\rm (BBepx)}}{c}, \qquad (3)$$

где  $V_{r_i}^{(\text{вверх})}$  – радиальная составляющая скорости КА-Р относительно *i* -го АТ в момент приема абонентского сигнала,  $V_{r_i}^{(\text{вверх})} = v \cos \Theta_i$ ;

- с скорость распространения электромагнитных колебаний в вакууме;
- *v* абсолютная величина скорости КА-Р;

 $\Theta_i$  – угол между вектором скорости КА-Р и направлением на *i*-й АТ.

Мгновенная частота сигнала *i*-го AT в момент приема KA-P может быть представлена в виде:

$$f_i^{(\text{KA})} \approx f_i^{(\text{Hec})} - \left( f_i^{(\text{Hec})} \frac{V_{r_i}^{(\text{BBEPX})}}{c} \right).$$
(4)

Тогда, аналитическое выражение для сигнала *i*-го AT, принятого KA-P, примет вид:

$$u_{i}'(t) = U_{i}(t)\cos\left(2\pi f_{i}^{(\text{Hec})}t - 2\pi \int_{0}^{t} f_{i}^{(\text{Hec})} \frac{V_{r_{i}}^{(\text{BBEPX})}(t')}{c} dt' + \theta_{i}^{(\text{MOZ})}(t) + \varphi_{i}^{(0)}\right) + \hat{u}_{i}^{(u)}(t), \quad (5)$$

где  $\hat{u}_{i}^{(uu)}(t)$  – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) при излучении сигнала *i*-го AT по линии «вверх»;  $2\pi \int_{0}^{t} f_{i}^{(\text{нес})} \frac{V_{r_{i}}^{(\text{вверх})}(t')}{c} dt'$  – приращение полной фазы

сигнала і-го АТ, обусловленное эффектом Доплера.

На входе антенной системы КА-Р сигналы АТ  $u'_i(t)$  образуют групповой сигнал с совмещением несущих частот в виде аддитивной смеси  $u_{\Sigma}(t)$  [3, 4]. Как правило на КА-Р осуществляется перенос частоты ретранслируемого сигнала на величину  $f^{(\kappa)}$ . Таким образом, ретранслированный групповой сигнал с совмещением несущих частот может быть описан выражением вида:

$$u_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{2} U_{i}(t) \cos\left(2\pi \left(f_{i}^{(\text{Hec})} - f^{(\text{K})}\right)t - 2\pi \int_{0}^{t} f_{i}^{(\text{Hec})} \frac{V_{i}^{(\text{BBEPX})}(t')}{c} dt' + \theta_{i}^{(\text{MOR})}(t) + \varphi_{i}^{(0)}\right) + \hat{u}_{i}^{(\text{III})}(t) . (6)$$

На линии «вниз» частоты группового сигнала  $u_{\Sigma}(t)$  также меняется на величину доплеровского смещения, которое может быть задано выражением:

$$f_{\mathrm{d}}^{(\mathrm{BHM3})} \approx \left(f_{i}^{(\mathrm{KA})} - f^{(\mathrm{K})}\right) - \frac{V_{r_{\Sigma}}^{(\mathrm{BHM3})}}{c}, \qquad (7)$$

где  $V_{r_{\Sigma}}^{(\text{вниз})}$  – радиальная составляющая скорости КА-Р относительно *i*-го АТ в момент приема группового сигнала с совмещением несущих частот,  $V_{r_{\Sigma}}^{(\text{вниз})} = v \cos \Theta_{\Sigma}$ ;  $\Theta_{\Sigma}$  – угол между вектором скорости КА-Р и направлением на *i*-й АТ на приемной стороне.

Групповой сигнала с совмещением несущих частот  $u_{\Sigma}(t)$ , ретранслированный КА-Р и принятый на обратной стороне, может быть задан выражением вида:

$$u_{\Sigma}^{(\text{прм})}(t) = \sum_{i=1}^{2} U_{i}(t) \cos\left(2\pi \left(f_{i}^{(\text{Hec})} - f^{(\kappa)}\right)t + 2\pi \int_{0}^{t} f_{\pi}^{(\Sigma)}(t')dt' + \theta_{i}^{(\text{MOD})}(t) + \varphi_{i}^{(0)}\right) + \hat{u}^{(\text{III})}(t), \quad (8)$$

где  $f_{a}^{(\Sigma)}$  – суммарное доплеровское смещение несущий частоты на линии «вверх» и «вниз»,

$$f_{\rm g}^{(\Sigma)}(t) \approx f_{\rm g}^{({\rm BHH3})}(t) - f_{\rm g}^{({\rm BBepx})}(t),$$

 $\hat{u}^{(\text{III})}(t)$  – АБГШ на приемной стороне,

$$\hat{u}^{(\text{III})}(t) = \hat{u}^{(\text{III})}_i(t) + \hat{u}^{(\text{III})}_{\text{вниз}}(t),$$

 $\hat{u}_{_{\mathrm{BHH3}}}^{(\mathrm{III})}(t)$  – АБГШ по линии «вниз».

Таким образом, частная задача геолокации АТ, функционирующих по технологии совмещения несущих частот, состоит в оценивании мгновенной частоты абонентских сигналов на входе радиоприемных устройств:

$$f_i(t) \approx f_i^{(\text{Hec})} - f^{(\kappa)} + f_{\pi}^{(\Sigma)}(t).$$
(9)

Так как каждой точке земной поверхности в области радиовидимости КА соответствует свой закон изменения частоты в течение суток (рис. 2), величина  $f_i(t)$  выступает в качестве КИП и позволяет осуществить пространственное разделение абонентов на основе методов геолокации АТ.



Рис. 2. Иллюстрация девиации частоты сигнала с совмещением несущих частот, где  $A_i^{(\text{ДСЧ})}$  – амплитуда доплеровского смещения частоты (ДСЧ) *i* -го AT,  $\Delta f$  – разность несущих частот сигналов AT

Так как компонентные сигналы являются помехами по отношению друг к другу, оценивание доплеровского смещения частоты каждого компонентного сигнала аддитивной смеси с совмещением несущих частот является сложной задачей. Для ее решения могут быть использованы априорные сведения о структуре канального уровня. Так, для повышения устойчивости работы спутниковой связи, применяются методы канального кодирования [6]. С целью устранения фазовой неоднозначности, определения начальной установки

### ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №6, 2022

аддитивного скремблера, а также размеров блока перемежения в помехоустойчивых кодах (ПУ-кодах) применяются синхрокомбинации. Структура кадра сигнала с ПУ-кодом, содержащим синхрокомбинацию представлена на рис. 3.







Фрагмент радиосигнала, содержащий синхрокомбинацию, на физическом уровне можно представить выражением:

$$u_{i}^{(\Im)}(t) = U_{i}^{(\Im)}(t) \cos(2\pi f_{i}^{(\Im)}t + \theta_{i}^{(MOD)}(t)), \qquad (10)$$

где  $u_i^{(3T)}(t)$  – эталонный фазоманипулированный сигнал *i* -го AT,  $t = \{0...T_{3T}\};$ 

$$T_{_{\mathrm{ЭT}}}$$
 – длительность эталонного сигнала,  $T_{_{\mathrm{ЭT}}} = \left(\frac{F_{\partial}}{v_{_{\mathrm{MO}\mathcal{A}}}}\right) \cdot \left(\frac{N_{_{\mathrm{ЭT}}}}{\Phi}\right);$ 

 $F_{\partial}$  – частота дискретизации эталонного сигнала;

*v*<sub>мод</sub> – модуляционная скорость эталонного сигнала;

 $N_{_{\rm 9T}}$  – значение длины смнхрокомбинации эталонного сигнала;

 $\Phi$  – кратность фазовой манипуляции,  $\Phi = \{2, 4, 8\}$ ;

$$U_{i}^{(3T)}$$
 – амплитуда эталонного сигнала *i* -го AT;

 $f_{0,i}^{({}^{({}^{\mathrm{T}})})}$  – несущая частота эталонного сигнала *i* -го AT;

 $\theta_i^{(MOD)}(t)$  – модулирующая функция эталонного сигнала *i* -го AT,

$$\theta_i^{(MOQ)}(t) = f\left(\left\langle a_1, a_2, ..., a_n \right\rangle_{N_{sr}}\right), \ n = 1(1)N_{sr}.$$

 $\langle a_1, a_2, ..., a_n \rangle_{N_{3r}}$  – последовательность элементов синхрокомбинации эталонного сигнала *i* -го AT.

Указанный фрагмент сигнала  $u_i^{(3T)}(t)$  можно использовать в качестве эталона для оценки частотного смещения абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот. Очевидно, что при использовании корреляционного метода качество оценки частотного смещения *i*-го AT зависит от длительности фрагмента  $N_{3T}$  эталонного сигнала  $u_i^{(3T)}(t)$ .

В ССС применяются различные помехоустойчивые коды (ПУ-коды) и соответствующие им синхрокомбинации (табл. 1).

Наименование группы ПУ-кода	Количество ПУ-кодов	Вид МСД	Вид модуляции	Период кадра (мин., сред., макс.), бит	Длина синхрокомбинации (мин., сред., макс.), бит
TPC	56	МДЧР	ФМ2, ФМ4, ФМ8, КАМ8, КАМ16	512507698 8388608	632192
LDPC	32	МДЧР	ФМ2, ФМ4, ФМ8, КАМ16,	209216848 66744	17180450

Таблица 1. Основные характеристики помехоустойчивых кодов

Гистограмма распределения длин синхрокомбинаций в соответствии с данными, приведенными в табл. 1, представлена на рис.4.

Как видно на рис. 4 для 50% ПУ-кодов значения длин синхрокомбинации варьируется от 6 до 50 бит, для 30% от 50 до 230 бит и лишь для 20% ПУ-кодов значение длины синхрокомбинации превышает 250 бит.

#### ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, ISSN 1684-1719, №6, 2022



Рис. 4. Гистограмма распределения длин синхрокомбинаций в каналах современных ССС

# 2. Методика оценивания частотного смещения группового сигнала систем спутниковой связи с совмещением несущих частот на основе априорных сведений о синхрокомбинации канального уровня

Для оценивания частотного смещения абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот относительно эталонного сигнала с известной структурой синхрокомбинации канального уровня разработана методика на основе расчета взаимной функции неопределённости (ВНФ) принятой аддитивной смеси и эталонного фрагмента сигнала.

Методика состоит из следующих этапов:

Этап 1. Групповой сигнал с совмещением несущих частот (8) поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), где происходит его дискретизация, перенос на нулевую частоту и фильтрация:

$$\dot{u}_{k}^{(\Phi)} = \sum_{l=1}^{L} u_{k}^{(\Sigma)} \exp\left(-j2\pi \frac{\tilde{f}^{(II4)}}{F_{\partial}}k\right) h_{l}, \qquad (12)$$

где  $\dot{u}_{k}^{(\phi)} - k$ -й отсчет результата фильтрации цифровых отсчетов аддитивной смеси;

 $u_k^{(\Sigma)} - k$ -й отсчет цифровой записи аддитивной смеси сигналов с совмещением несущих частот,

$$u_k^{(\Sigma)} = u^{(\Sigma)} \left( \frac{k-1}{F_{\partial}} \right), \ k = \{1(1)K\},\$$

 $F_{\partial}$  – частота дискретизации АЦП;

*k* – номер отчета цифровой записи аддитивной смеси;

 $\tilde{f}^{(\mathrm{LL}^{\mathrm{Y})}}$  – оценка центральной частоты группового сигнала;

 $h_l - l$ -й отсчет импульсной характеристики цифрового фильтра длины L.

Этап 2. Поиск по времени первой последовательности модуляционных символов, соответствующих эталонной.

Так как имеет место доплеровское смещение частоты абонентского сигнала относительно эталонного, поиск необходимо осуществлять одновременно и по времени, и по частоте. Для этого осуществляется поотсчетное смещение  $\dot{u}^{(\Sigma)}$  и расчет спектра произведения текущего фрагмента  $\dot{u}_k^{(\Sigma)}$  на комплексно-сопряженный эталон:

$$\dot{S}_{k\langle N_{\rm EHO}\rangle} = FFT^{(N_{\rm EHO})} \left( \dot{R}_{k\langle N_{\rm sr}\rangle} \right), \quad k = 1(1)(k - N_{\rm sr}), \quad (13)$$

где:  $\dot{S}_{k\langle N_{\rm БПФ}\rangle}$  – спектр произведения фрагмента  $\dot{u}_k^{(\Phi)}$  и комплексно-сопряженного эталона  $\dot{u}_i^{(3T)}$ ;

 $N_{\rm bfl}$  – размер быстрого преобразования Фурье,  $N_{\rm bfl} = 2^n$ , *n* – целое число; *k* – номер смещения по времени;

*FFT* – дискретное преобразование Фурье;

 $\dot{R}_{k\langle N_{\pi}\rangle}$  – вектор результата произведения фрагмента  $\dot{u}_{k}^{(\phi)}$  и комплексносопряженного эталона  $\dot{u}_{i}^{(\mathrm{эт})}$ ,

$$\dot{R}_{k\langle N_{\text{st}}\rangle} = \left\langle \dot{r}_{k,1}, \dot{r}_{k,2}, \dots, \dot{r}_{k,n}, \dots, \dot{r}_{k,N_{\text{st}}} \right\rangle, \quad k = 1(1)(k - N_{\text{st}}),$$
$$\dot{r}_{k,n} = \dot{u}_{i}^{(\Phi)} \left[ k + n \right] \operatorname{conj} \left( \dot{u}_{i}^{(\text{st})} \left[ n \right] \right), \quad k = 1(1)(k - N_{\text{st}}), \quad n = 1(1)N_{\text{st}}$$

Таким образом, спектр  $\dot{S}_{k\langle N_{\rm EFF} \phi \rangle}$  представляет собой вектор спектральных коэффициентов:

$$\dot{S}_{k\langle N_{\rm BH\Phi}\rangle} = \left\langle \dot{s}_{k,1}, \dot{s}_{k,2}, \dots, \dot{s}_{k,m}, \dots, \dot{s}_{k,N_{\rm BH\Phi}} \right\rangle, \ k = 1(1)(k - N_{\rm yr}), \ m = 1(1)N_{\rm BH\Phi}.$$
(14)

Спектр  $\dot{S}_{k\langle N_{\text{БПФ}} \rangle}$  представляет собой срез дискретной ВФН сигнала и эталона вдоль оси частот при фиксированной задержке по времени, определяемой индексом k.

Далее производится расчет амплитудного спектра:

$$\left| \dot{S}_{k\langle N_{\text{БП}\Phi} \rangle} \right| = \left\langle \left| \dot{s}_{k,1} \right|, \left| \dot{s}_{k,2} \right|, \dots, \left| \dot{s}_{k,m} \right|, \dots, \left| \dot{s}_{k,N_{\text{БП}\Phi}} \right| \right\rangle, \ k = 1(1)(k - N_{_{3T}}), \ m = 1(1)N_{_{\text{БП}\Phi}},$$
(15)  
ГДе  $\left| \dot{s}_{k,m} \right| = \sqrt{\left( \text{Re}\left( \dot{s}_{k}(\mathbf{m}) \right) \right)^{2} + \left( \text{Im}\left( \dot{s}_{k}(\mathbf{m}) \right) \right)^{2}}.$ 

Для каждого *k*-го амплитудного спектра  $|\dot{S}_{k\langle N_{\text{БПФ}}}|$  определяется максимальное значение, совокупность которых формирует индикаторный вектор (рис. 5, а):

$$i_{k} = \max\left(\left|\dot{S}_{k\langle N_{\text{БПФ}}\rangle}\right|\right), \ k = 1(1)(k - N_{\text{эт}}),$$

$$I_{\langle k - N_{\text{эт}}\rangle} = \langle i_{1}, i_{2}, ..., i_{k}, ..., i_{k - N_{\text{эт}}} \rangle, \ k = 1(1)(k - N_{\text{эт}}).$$
(16)

Так как синхрокомбинаций несколько на всем протяжении сигнала, нужно собрать множество таких индексов.

Номер максимального значения вектора  $I_{\langle k-N_{n}\rangle}$  соответствует позиции синхрокомбинации в групповом сигнале  $\dot{u}^{(\Sigma)}$ :



Рис. 5. Иллюстрация а) индикаторной вектора и б) амплитудного спектра

$$\left\{k_{_{\mathrm{9T}}}^{(g)}\right\}: i_{k_{_{\mathrm{9T}}}} = \max\left(I_{\langle k-N_{_{\mathrm{9T}}}\rangle}\right), \quad k = 1(1)(k-N_{_{\mathrm{9T}}}).$$
 (17)

где  $k_{_{3T}}$  – индекс отсчета группового сигнала, соответствующего позиции искомой эталонной последовательности символов.

g – номер синхрокомбинации в записи группового сигнала с совмещением несущих частот,  $g = \{1(1)G\}$ , G – число синхрокомбинаций в записи.

Этап 3. Позиция синхрокомбинации в групповом сигнале обеспечивает возможность определения порядкового номера максимального спектрального коэффициента в амплитудном спектре  $|\dot{S}_{k_{xx},m_{x}}|$  (рис. 5, б):

$$\{m_s\}: \left|\dot{S}_{k_{sr},m_s}\right| = \max\left(\left|\dot{S}_{k_{sr}\langle N_{\text{БПФ}}\rangle}\right|\right).$$
(18)

Следовательно, смещение частоты сигнала *i*-го AT относительно эталонного может быть определено по формуле вида:

$$\Delta f_i^{(g)} = \frac{m_s \cdot F_{\partial}}{N_{\text{БПФ}}}.$$
(19)

Таким образом, в результате измерений доплеровских смещений частот на всей длительности записи группового сигнала формируется вектор оценок частотных сдвигов:

$$\Delta F_{i_{\langle G \rangle}} = \left\langle \Delta f_i^{(1)}, \Delta f_i^{(2)}, \dots, \Delta f_i^{(g)}, \dots, \Delta f_i^{(G)} \right\rangle, g = \left\{ 1(1)G \right\},$$
(20)

на основе которого могут быть построены графики зависимости, представленные на рис. 2.

### 3. Результаты имитационного моделирования

Для оценивания работоспособности представленного подхода оценивания частотного смещения абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот разработана имитационная модель на ЭВМ, реализующая представленную методику вычислений в условиях неопределенности относительно частотного смещения.

Оценка частотного смещения, как правило, имеет нулевое математическое ожидание и нормальный закон распределения, поэтому для оценивания ее качества необходимо оценить КА-Р среднеквадратическое отклонение (СКО)

ошибки измерения частоты  $\sigma_{out}^{(f)}$ . Цель эксперимента состоит в исследовании качества оценок доплеровского смещения частоты абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот при различных длинах синхрокомбинации  $N_{3T}$  эталонного сигнала и значениях отношения сигнал / шум  $q_{RX}$  (ОСШ) на приемной стороне.

Моделирование проведено в соответствии с исходными данными, представленными в табл. 2. С целью увеличения производительности расчетов вычисления ВФН осуществляются на графическом процессоре [12].

Вид модуляции					
абонентских сигналов	ФМ2, ФМ4	ФМ4, ФМ4	ФМ4, ФМ8	ФМ8, ФМ8	
аддитивной смеси					
Частотное смещение, Гц	400/600	400/600	400/600	400/600	
Размер БПФ, 2 <sup><i>n</i></sup>	<i>n</i> =18	<i>n</i> =18	<i>n</i> =20	<i>n</i> =20	
ОСШ, дБ	-10; 5; 15	-10; 8; 18	-10; 12; 20	-10; 15; 20	
Число эталонных символов синнхрокомбинации, <i>N</i> эт	$[N_{\rm c} = 10(10)100]$				

Таблица 2. Исходные данные для имитационного моделирования

На рис. 6 и 7 представлены результаты имитационного моделирования зависимости СКО ошибки измерения частоты  $\sigma_{out}^{(f)}$  от длины синхрокомбинации эталонных сигналов  $N_{_{\rm эт}}$  при различных ОСШ  $q_{_{\rm BX}}$  на входе приемного устройства.



Рис. 6. График зависимости СКО ошибки оценивания частотного сдвига  $\sigma_{out}^{(f)}$  от длины синхрокомбинации  $N_{sr}$  при различных ОСШ  $q_{sx}$ : а) виды модуляции абонентских сигналов ФМ2 и ФМ4; б) виды модуляции абонентских сигналов ФМ4 и ФМ4



Рис. 7. График зависимости СКО ошибки оценивания частотного сдвига  $\sigma_{om}^{(f)}$  от длины синхрокомбинации  $N_{_{3T}}$  при различных ОСШ  $q_{_{BX}}$ : а) виды модуляции абонентских сигналов ФМ4 и ФМ8; б) виды модуляции абонентских сигналов ФМ8 и ФМ4

Из полученных графиков видно, что СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{out}^{(f)}$  уменьшается с увеличением длинны синхрокомбинации  $N_{sr}$ . Причем, резкое уменьшение значения СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{out}^{(f)}$  наблюдается на значении длинны синхрокомбинации  $N_{sr}$ , равной 40 бит.

Вместе с тем результаты, полученные при моделировании, показывают, что с увеличением значения входного ОСШ  $q_{\text{вх}}$  уменьшается и СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{\text{ош}}^{(f)}$ , однако, как видно из графиков на рис. 6 и 7, при увеличении значений входного ОСШ  $q_{\text{вх}}$  от минимального необходимого для обнаружения фазоманипулированных сигналов (среднее значение ОСШ при моделировании), существенного выигрыша не наблюдается.

На основе имитационной модели произведена оценка ДСЧ (результат представлен на рис. 8 - красная линия), из которого видно, что существует возможность аппроксимации полученных оценок ДСЧ.

Рассчитаны СКО ошибки аппроксимации  $\sigma_{om}^{(anp)}$  значений частотного смещения (рис. 8) абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением

несущих частот. Для имитационного моделирования были выбраны несколько КА-Р на квазигеостационарной орбите с различными наклонениями [13].



Рис. 8. Иллюстрация аппроксимации измерений доплеровского смещения частоты

Результаты СКО ошибки аппроксимации частотного смещения  $\sigma_{out}^{(anp)}$  в зависимости от величины амплитуды ДСЧ  $A_{AT}^{(DC4)}$  представлены в табл. 3.

СКО ошибки измерения	Амплитуда доплеровского смещения частоты, Гц								
частоты, Гц	100	300	500	700	1000	1300	1500	2000	
1	0,0073	0,0157	0,0236	0,0302	0,0444	0,0551	0,0635	0,0842	
10	0,0958	0,0833	0,0956	0,0928	0,1103	0,1115	0,1102	0,1141	
50	0,2347	0,3744	0,4649	0,4703	0,5225	0,5827	0,6131	0,6235	
100	1,0328	1,0323	1,2084	1,2692	1,2993	1,1329	1,1312	1,0573	
150	1,9236	1,8974	1,5108	1,8209	1,4089	1,1128	1,3144	1,1627	
200	3,0161	2,2666	2,3955	2,6663	2,0934	2,1892	2,0707	2,0851	
250	3,8387	3,2047	2,9698	2,9794	2,8641	2,5193	2,4594	2,3755	
350	4,5202	4,1885	3,2843	3,2179	3,1031	3,0061	3,0039	2,9281	
400	5,2428	4,9376	4,5748	4,6625	3,6067	3,2411	3,0373	2,9879	
500	5,3098	5,0261	4,9967	4,3615	4,5812	3,5849	3,165	2,9543	

Таблица 3. СКО ошибки аппроксимации частотного смещения

Из табл. З видно, что при значениях СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{out}^{(f)}$  от 1 до 200 Гц, значения СКО ошибки аппроксимации  $\sigma_{out}^{(anp)}$  не превышают значения З Гц. При дальнейшем увеличении СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{out}^{(f)}$ , увеличивается и СКО ошибки

аппроксимации  $\sigma_{om}^{(anp)}$ , но при больших значениях амплитуды доплеровского смещения частоты данная ошибка не превышает значения 3,1 Гц.

Анализ результатов, приведенных в табл. З показал, что минимальное значение длины синхрокомбинации  $N_{_{3T}}$ , при котором СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{_{0III}}^{(f)}$  позволяет решать задачи геолокации, равен 70 битам. Дальнейшее увеличение длины синхрокомбинации  $N_{_{3T}}$ , уменьшает СКО ошибки оценивания частотного смещения  $\sigma_{_{0III}}^{(f)}$ , что в свою очередь увеличивает точность оценивания координатно-информативного параметра – частотного сдвига абонентского сигнала и, как следствие, позволит повысить точность определения координат АТ.

### Заключение

В статье представлена методика оценивания доплеровского сдвига групповых сигналов с совмещением несущих частот, в условиях наличия априорных сведений о синхрокомбинации канального уровня. Представленные результаты имитационного моделирования свидетельствуют, что разработанный алгоритм позволяет оценивать ДСЧ абонентских сигналов аддитивной смеси с совмещением несущих частот на основе априорных сведений 0 синхрокомбинации канального уровня. Полученные результаты могут быть использованы в системах геолокации АТ ССС с повторным использованием частотного ресурса космического ретранслятора по технологии совмещения несущих частот.

### Литература

 Гордеев С.В., Зорин Э.Ф., Половников А.Ю. Использование системы спутниковой связи и радиосистем нового поколения для создания глобальной телекоммуникационной сети управления войсковыми подразделениями США. Стратегическая стабильность. 2012. №2 (59). С.47-54. https://elibrary.ru/item.asp?id=17732844

- 2. Кукк К.И. *Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее*. Москва, Горячая линия Телеком. 2015. 258 с.
- 3. Dankenberg M. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for Satellite Communications. *Proceeding of Pacific Telecommunications Conference*. 1998.
- 4. Волков С.А. Применение способа совместного оценивания при ведении радиомониторинга сигналов с совмещением несущих в системах спутниковой связи. *Телекоммуникации*. 2010. №7. С.24-31.
- Сизов А.С., Топалов С.А. Метод демодуляции сигналов систем спутниковой связи с совмещением несущих частот в условиях априорной неопределенности. Часть 1. Оценка параметров положения точек созвездия сигналов с совмещением несущих частот. *Телекоммуникации*. 2015. №9. С.19-26. <u>https://www.elibrary.ru/item.asp?id=24236348</u>
- 6. Скляр. Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.* Пер. с англ. Москва. Издательский дом «Вильямс». 2016. 1099с.
- Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission. *IEEE Transactions on Communications*. 1997. V.45. №1. P.23-25. <u>https://doi.org/10.1109/26.554282</u>
- 8. Дворников С.В., Якушенко С.А., Сатдинов А.И., Журавлёв Д.А. Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки. Труды учебных заведений связи. 2021. Т.7. №3. С.8-14. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46633570
- 9. Семенюк С.С., Абакумов А.Н. Исследование влияния геометрической конфигурации разностно-дальномерной системы на точность определения местоположения абонентских терминалов спутниковых систем связи. *Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского.* 2014. №644. С.40-50. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=22968993

- 10. Севидов В.В. Варианты реализации разностно-дальномерного метода определения координат земных станций по сигналам спутниковретрансляторов. Сборник докладов III Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь». Омск, Издательский дом «Наука». 2015. С.303-308.
- Маринин В.М., Саниев Р.Р., Семенов К.В., Семенюк С.С. Модель оценивания вектора скорости спутника-ретранслятора по сигналам трех реперных станций. *Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского*. 2021. №677. С.98-106. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=46635758
- 12. Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов. Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №3(27). С.62-74. https://www.elibrary.ru/item.asp?id=21469331
- 13. UCS Satellite Database [электронный pecypc]. Union Concerned Scientists. Дата обращения: 22.03.2022. URL: <u>https://www.ucsusa.org/resources/satellite-database</u>

### Для цитирования:

Передрий А.В., Саниев Р.Р., Семенов К.В., Семенюк С.С. Методика оценивания частотного сдвига сигналов с совмещением несущих частот на основе априорных сведений о синхрокомбинации канального уровня. *Журнал радиоэлектроники* [электронный ресурс]. 2022. №6. <u>https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.6.4</u>