

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕТРАНСЛИРОВАННОГО НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА НАНОСПУТНИКОМ- РЕТРАНСЛЯТОРОМ ФОРМАТА SUBSAT

Каплярчук Е.А., аспирант  
Пряничников В.В., студент группы 841301

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
г. Минск, Республика Беларусь*

*Козлов С.В. – доктор технических наук*

**Аннотация.** В интересах обоснования способов обработки сигналов при определении полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере с использованием наноспутника-ретранслятора разработана математическая модель ретранслированных с переносом несущей частоты сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS, принимаемых на наземной станции приема данных дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Особенностью модели является учет радиальных скоростей, ускорений и производных ускорений на трассах «навигационный спутник – спутник ретранслятор» и «спутник-ретранслятор – станция приема данных» на интервале времени до 3-х секунд, что необходимо для обоснования способов длительного когерентного накопления принимаемого сигнала и измерения его суммарного времени задержки и сдвига частоты на несущих частотах L1 и L2, а также разности фаз принимаемых сигналов на этих частотах. Показано, что на основе обработки принимаемого сигнала с реализацией методов радиовидения потенциально возможно высокоточное определение координат спутника-ретранслятора без влияния ионосферы с использованием разностно-доплеровского метода и определение ПЭС фазоразностным методом с устранением неоднозначности на основе оценивания ионосферной составляющей ошибки дальности при измерении суммарного времени задержки по огибающей принимаемого сигнала.

**Ключевые слова.** Глобальные навигационные спутниковые системы, спутник-ретранслятор формата SubSat, навигационный сигнал, многопозиционная радиолокационная система, радиотомография, полное электронное содержание.

### Введение

В [1] предложен способ получения данных для радиотомографии ионосферы на основе ретрансляции сигналов ГНСС спутником-ретранслятором (СР) формата SubSat на станцию приема данных (СПД) Д33. Показано, что для достижения высокой точности оценки ПЭС необходимы способы обработки, обеспечивающие реализацию когерентного накопления (КН) принимаемого сигнала в течении времени порядка единиц секунд. Ввиду высокой скорости движения наноспутника-ретранслятора как относительно навигационного спутника (НС), так и относительно СПД при большом времени накопления необходимо учитывать явления миграции дальности (МД), когда полезный сигнал за время наблюдения перемещается между элементами разрешения по дальности и аналогичное явление миграции частоты, когда доплеровский сдвиг частоты в процессе наблюдения изменяется в пределах ряда элементов разрешения по частоте. Это требует разработки кинематической модели взаимного перемещения элементов пассивной радиолокационной системы.

Кроме того, такие параметры как время задержки и фаза сигнала на каждой из несущих частот являются функцией ПЭС на трассах распространения. Указанные факторы определяют необходимость математической модели принимаемого на СПД сигнала, полученного ретрансляцией навигационного сигнала с его переносом по частоте. Это и является целью статьи.

### Кинематическая модель взаимного перемещения навигационного спутника, наноспутника-ретранслятора и станции приема данных

При обосновании способов обработки длительного накопления принимаемых сигналов наиболее важным является вопрос аппроксимации суммарной дальности  $r(t) = r_1(t) + r_2(t)$  между НС и СР ( $r_1$ ) и между СР и СПД ( $r_2$ ) и каждой из ее составляющих. Для относительно коротких (единицы секунд) временных интервалов для аппроксимации составляющих дальности может быть принята модель вида

$$r_{1(2)}(t) = r_{01(2)} + V_{0r1(2)}(t - t_0) + \frac{1}{2} a_{r1(2)}(t - t_0)^2 + \frac{1}{6} a'_{r1(2)}(t - t_0)^3 + \frac{1}{24} a''_{r1(2)}(t - t_0)^4 + \dots, \quad (1)$$

где  $r_{01(2)} = R_{1(2)}(t_0)$  - начальная дальность;  $V_{0r1(2)} = \left. \frac{d}{dr} R_{1(2)}(t) \right|_{t=t_0}$  - начальная

радиальная скорость;  $a_{r1(2)} = \left. \frac{d^2}{dr^2} R_{1(2)}(t) \right|_{t=t_0}$  - начальное радиальное ускорение;

$a_{r1(2)}^{(n)} = \left. \frac{d^{n-2}}{dr^{n-2}} R_{1(2)}(t) \right|_{t=t_0}$  -  $n$ -я производная радиального ускорения;  $R_{1(2)}(t)$  - закон

изменения дальности между соответствующими точками.

При построении законов  $R_{1(2)}(t)$  рассматривалось движение НС, СР и СПД в неподвижной геоцентрической системе координат. СР имел круговую орбиту с углом наклона  $30^\circ$ , высотой 200 км при орбитальной скорости 7785 м/с и периодом вращения 5303 с. СПД располагалась на уровне моря в точке географической широтой  $53,9^\circ$  с.ш. и двигалась в соответствии с вращением Земли. Характеристики одного из НС соответствовали ГНСС GPS. Координаты НС, СР и СПД рассчитывались с использованием типовых алгоритмов [2,3].

На рисунке 1 приведен типовой закона изменения дальности между СР и СПД и угла между радиусом-вектором на центр Земли и направлением на СР при наблюдении со СПД. СР будет видимым, если этот угол превышает  $90^\circ$  (пунктирная линия на рисунке 1б). Расчеты проводились при угле наклона плоскости орбиты СР  $60^\circ$ , при которой суммарное время наблюдения близко к максимальному.

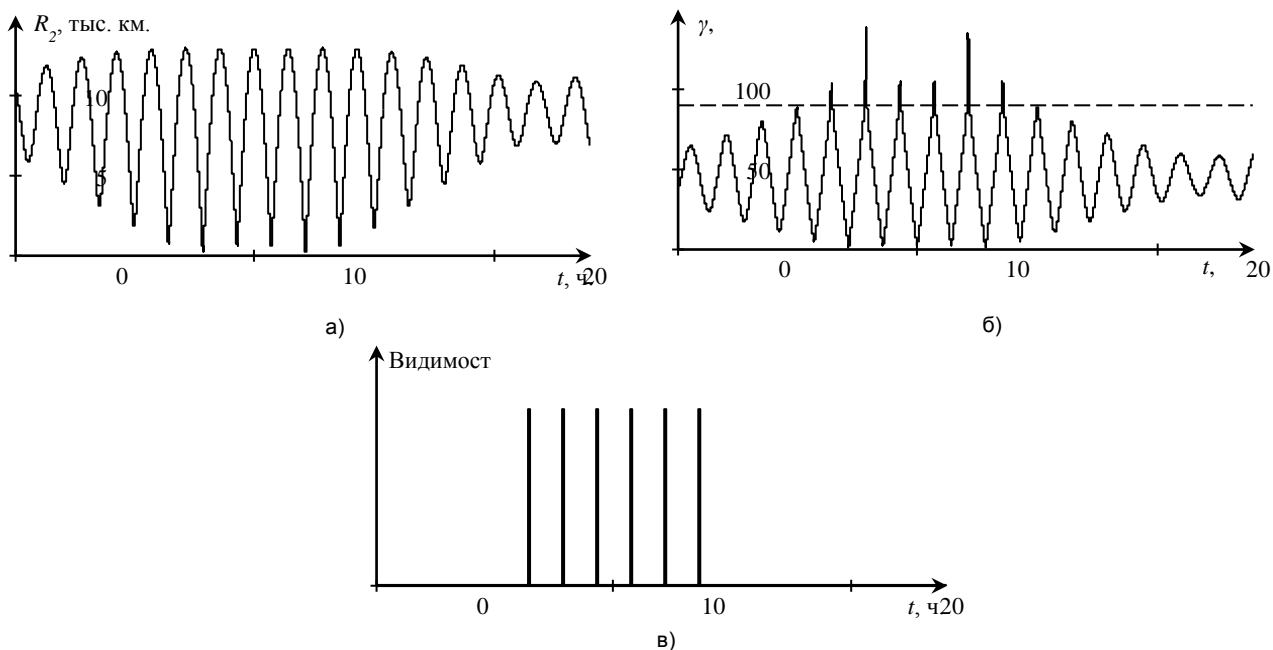


Рисунок 1 – Закон изменения дальности между СР и СПД (а), угол между направлением на центр Земли и направлением на СР при наблюдении с СПД (б) и интервалы видимости СР с СПД (в)

Как следует из рисунка 1, прямая видимость между СР и СПД будет иметь место 5-6 раз за сутки при средней длительности каждого интервала времени наблюдения 300...500 с.

На рисунке 2 для одного из интервалов видимости ( $t_0=7,754$  часа, графики на интервале времени 500 с приведены для времени  $t-t_0$ ) приведены значения начальной радиальной скорости, радиального ускорения и производной радиального ускорения между одним из видимых НС и СР, а также между СР и СПД.

Как следует из приведенных на рисунке 2 зависимостей, модули радиальных скоростей могут составлять единицы км/с, модуль радиального ускорения при взаимном перемещении НС и СР может составлять до  $10 \text{ м/с}^2$ , а для взаимного перемещения СР и СПД – до  $250 \text{ м/с}^2$ . Модули производной радиального ускорения существенно меньше и близки к нулю для взаимного перемещения Нс и СР и единицы  $\text{м/с}^3$  для взаимного перемещения СР и СПД.

Отметим, что при указанных модулях радиальной скорости и радиального ускорения очень велики и явления миграции дальности и частоты весьма существенны для обработки.

На рисунке 3 приведены зависимости ошибки  $\delta r_2(t) = R_2(t) - r_2(t)$  аппроксимации дальности от текущего времени при значении  $t_0$ , когда скорость изменения производной радиального ускорения максимальна. Для нахождения коэффициентов полинома (1) использовался метод наименьших квадратов. Как следует из зависимости на рисунке 3, максимальная ошибка при времени наблюдения 1 с не превышает 2 мм. Полученное значение менее 10% от длины волны ретранслированного сигнала и, следовательно, ошибка аппроксимации дальности не окажет влияние на процесс когерентного накопления ретранслированного сигнала. При дальнейшем увеличении времени накопления ошибка будет возрастать. Отметим, что результаты аппроксимации на рисунке 3 относятся к случаю максимальной скорости изменения третьей производной дальности между СР и СПД. Для других значений времени ошибка аппроксимации окажется меньше, а допустимое время наблюдения - большею. Ошибка аппроксимации дальности между НС и СР полиномом третьей степени не превышает долей мм.

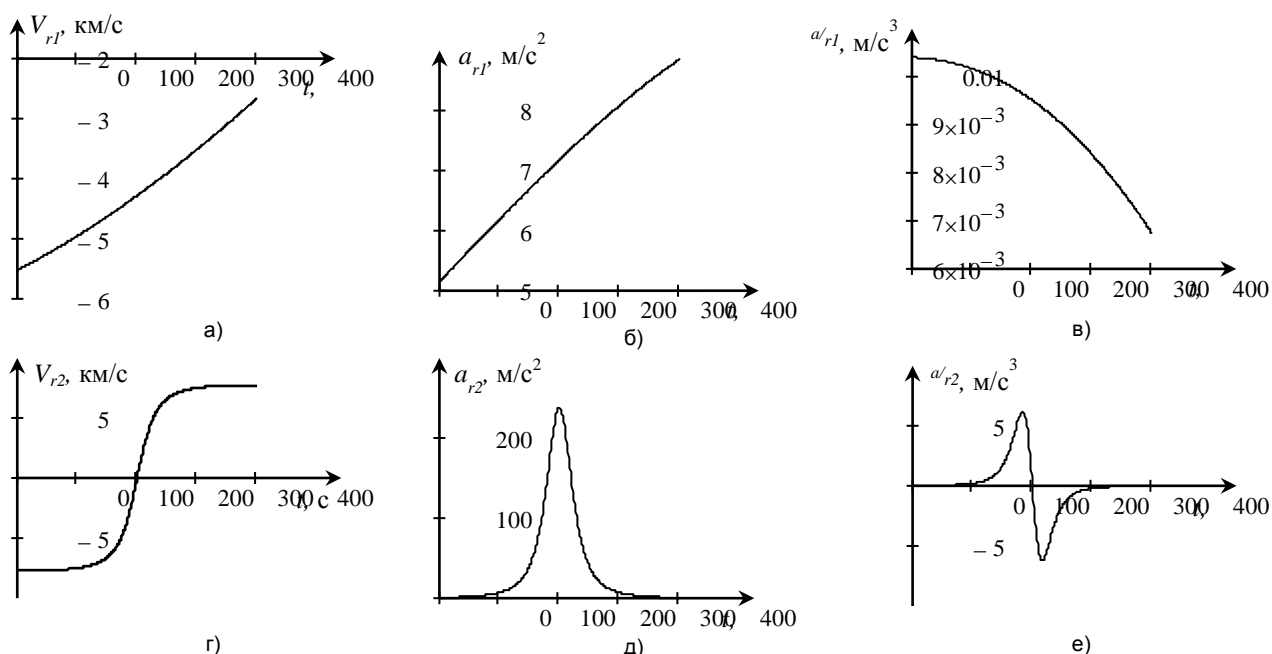


Рисунок 2 – Законы изменения радиальных скорости (а, г), ускорения (б, д) и производной ускорения (в, е)

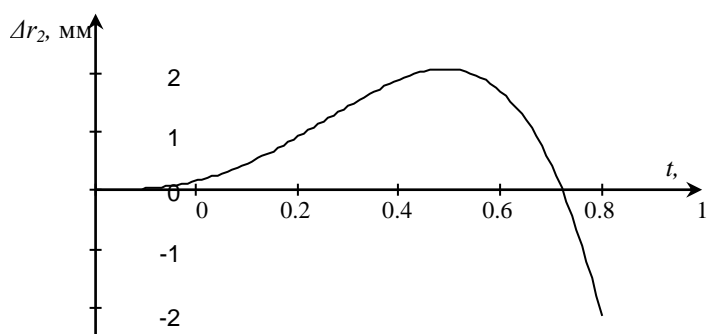


Рисунок 3 – Ошибка аппроксимации дальности между Ср и СПД полиномом третьей степени

Таким образом, разработанная кинематическая модель показывает, что для аппроксимации дальности в рассматриваемой бистатической радиолокационной системе при времени наблюдения (накопления) до 1...3 с необходимо использовать полиномы третьей степени. Параметры указанных полиномов представляют собой радиальные скорости, ускорения и производные ускорений и используются для компенсации миграций дальности и частоты в процессе когерентной обработки принимаемого сигнала.

### Формализация математической модели принимаемого сигнала

Запишем модель ретранслированного аппаратурой СР навигационного сигнала, принимаемого на СПД. Для сокращения записи выражений опустим индекс НС и другие особенности, связанные с типом ГНСС, к которой относится НС. Полагаем, что НС излучает когерентные сигналы на двух частотах  $f_1$  и  $f_2$ . При записи будем учитывать только модуляцию, обусловленную открытым дальномерным кодом. Влияние модуляции, обусловленной закрытым дальномерным кодом, учтем в энергетических характеристиках сигнала.

Для излучаемого навигационного сигнала запишем [4,5]

$$\dot{U}_{1(2)}(t) = \dot{A}_{1(2)} M(t) W(t) D(t) e^{j2\pi f_{1(2)} t}, \quad (2)$$

где  $\dot{A}_{1(2)}$  - амплитуда излучаемого сигнала, учитывающая мощность излучения, коэффициент усиления антенны навигационного спутника на соответствующих частотах, нормированную диаграмму направленности антенны НС по напряжению в заданном направлении;

$W(t) = (-1; 1)$ ,  $D(t) = (-1; 1)$  - навигационное сообщение и дальномерный;  $M(t)$  - вспомогательное колебание типа меандр.

Для всех навигационных систем  $D(t - \ell T_r) = D(t)$ , где  $T_r = T_0$  - длительность одного периода навигационного сигнала.

Сигнал от НС, принимаемый на СР, испытывает следующие изменения:

- ослабление по амплитуде в соответствии с дальностью между НС и СР с множителем ослабления

$$B_{1(2)} = \frac{c}{4\pi f_{1(2)} r_1(0)} \sqrt{G_r} \dot{F}_r(\alpha, f_{1(2)}), \quad (3)$$

где  $G_r$  - коэффициент усиления приемной антенны СР;  $\dot{F}_r(\alpha, f_{1(2)})$  - нормированная диаграмма направленности приемной антенны СР в направлении  $\alpha$  на НС на частотах  $f_{1(2)}$ ; - комплексная огибающая сигнала приобретает дополнительную задержку

$$\tau_{z1(2)}(t) = \frac{r_1(t)}{c} + 40,3 \frac{TEC}{f_{1(2)}^2}, \quad (4)$$

где  $TEC = \int_0^{r_{ион}} N_e(r) dr$  - ПЭС на трассе распространения от НС до НР;  $r_{ион}$  - толщина слоя

ионосферы на трассе распространения между НС и НР;  $N_e(r)$  - зависимость электронной концентрации в ионосфере от пути на трассе распространения между НС и НР;

- сдвиг фазы принимаемого сигнала относительно излученного будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \varphi_{1(2)}(t) &= 2\pi \left( \frac{r_1(t) - r_{ион}}{c} f_{1(2)} + \int_0^{r_{ион}} \frac{f_{1(2)}}{c} \left( 1 - 40,3 \frac{N_e(r)}{f_{1(2)}^2} \right) dr \right) = \\ &= 2\pi \left( \frac{f_{1(2)}}{c} r_1(t) - 40,3 \frac{TEC}{f_{1(2)}^2} \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Сигнал на выходе приемной антенны СР запишется в виде

$$\dot{Y}_{1(2)}(t) = B_{1(2)} \dot{U}_{1(2)}(t - \tau_{z1(2)}(t)) e^{j\varphi_{1(2)}(t)}. \quad (6)$$

Как следует из (5), принимаемый сигнал будет иметь переменную на интервале наблюдения временную задержку  $\tau_{z1(2)}(t)$  и нелинейное изменение фазы  $\varphi_{1(2)}(t)$ . При этом непостоянство указанных параметров определяется исключительно динамикой взаимного перемещения НС и СР.

Разность фаз принимаемых сигналов на частотах  $f_1$  и  $f_2$  будет изменяться по закону

$$\Delta\varphi(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t) = 2\pi \left( r_1(t) \frac{f_2 - f_1}{c} - 40,3 \cdot TEC \cdot \left( \frac{1}{f_2^2} - \frac{1}{f_1^2} \right) \right). \quad (7)$$

При записи ретранслированного сигнала примем следующие допущения [1]:

- аппаратные задержки в ретрансляторе на частотах  $f_{1(2)}$  известны и составляют

$\tau_{a1(2)}$ ;

- частота гетеродина составляет  $f_r$  и выбирается исходя из попадания всех ретранслируемых сигналов в полосу 8025...8400 МГц; исходя из приведенных в [1] данных при ретрансляции сигналов только ГНСС «Глонасс» возможные значения  $f_r = 6783...6794$  МГц;

- при одновременной ретрансляции сигналов различных ГНСС («Глонасс» + GPS; «Глонасс» + GPS + «Галилео»), когда частоты ретранслированных сигналов не попадают в заданный диапазон 8025...8400 МГц перенос сигналов с выходов полосно-пропускающих фильтров аппаратуры ретрансляции [1] будет производиться сигналами когерентных гетеродинов с разными частотами  $f_{r1}, f_{r2}$  с их последующим суммированием; этот же метод

может использоваться для сокращения общей полосы частот ретранслированного сигнала как для одной, так и для нескольких ГНСС, что приводит к упрощению приемной аппаратуры и обработки принимаемых сигналов в целом.

Пусть для ретрансляции сигналов ГНСС «Глонасс» и GPS на частотах L1 и L2 используются частоты гетеродинов  $f_{Г1}$  и  $f_{Г2}$ . Исходя из [1] возможные значения  $f_{Г1} = 6451...6794$  МГц и  $f_{Г2} = 6798...7150$  МГц. Сигнал от всех НС в сочетании с аддитивным гауссовским внутренним шумом приемника аппаратуры ретрансляции на выходе может быть записан в виде

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\Sigma}(t) &= G_{tr} K_p \left( \dot{Y}_{шп}(t) + e^{j2\pi f_{Г1} t} \sum_k \dot{Y}_{1k}(t - \tau_{a1}) + e^{j2\pi f_{Г2} t} \sum_k \dot{Y}_{2k}(t - \tau_{a2}) \right) = \\ &= G_{tr} K_p \left( \dot{Y}_{шп}(t) + e^{j2\pi f_{Г1} t} \sum_k B_{1k} \dot{U}_{1k}(t - \tau_{z1}(t) - \tau_{a1}) e^{j\varphi_{1k}(t)} + \right. \\ &\quad \left. + e^{j2\pi f_{Г2} t} \sum_k B_{2k} \dot{U}_{2k}(t - \tau_{z2}(t) - \tau_{a2}) e^{j\varphi_{2k}(t)} \right), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\dot{N}_{ш}(t)$  - внутренний шум приемника ретранслятора с равномерной односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$  и суммарной мощностью на выходе системы полосовых фильтров  $P_{ш} = N_0 \Delta f_p$ ;  $G_{tr}$  - коэффициент усиления передающей антенны аппаратуры ретрансляции; суммирование в (8) ведется по всем номерам  $k$  видимых со спутника-ретранслятора навигационных спутников.

Отметим, что частоты гетеродинов  $f_{Г1(2)}$  следует выбирать таким образом, чтобы спектры ретранслируемых сигналов не перекрывались, но имели при этом небольшой, 30...40 МГц, частотный разнос при средней частоте ретранслированного сигнала  $f_p$ .

На рисунке 4 приведена частотная диаграмма навигационных («Глонасс» + GPS) и ретранслированных сигналов при  $f_{Г1} = 6480$  МГц и  $f_{Г2} = 6798...7150$  МГц.

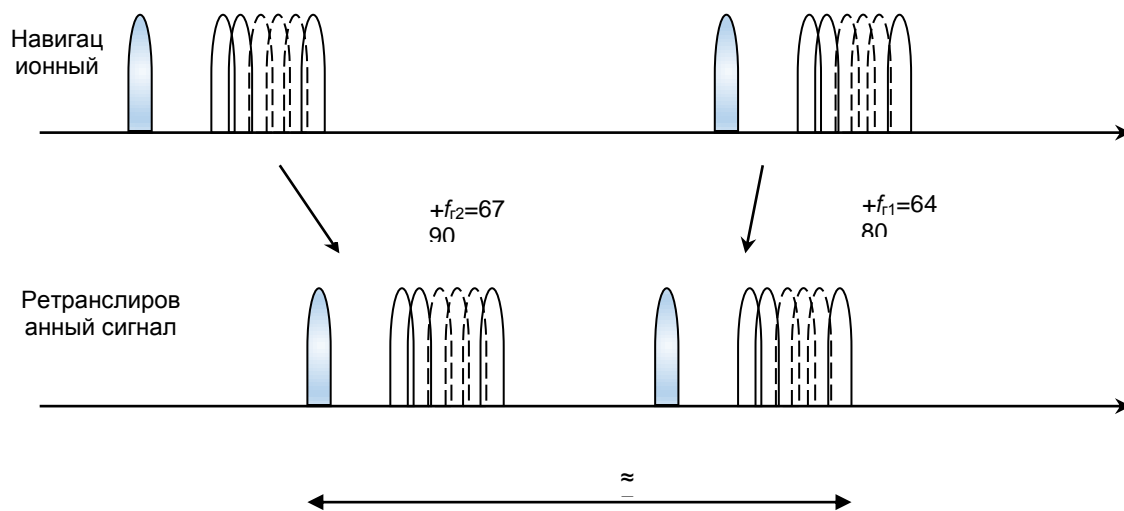


Рисунок 4 – Частотные диаграммы навигационных и ретранслированных сигналов

При формировании выражения для принимаемого на СПД сигнала примем следующие допущения:

- орбита СР находится на высотах 180...220 км (как правило, ниже слоя E) и на более низких высотах электронная концентрация незначительна и не оказывает заметного влияния на распространение электромагнитных волн;
- доплеровский сдвиг частоты много меньше несущих частот ретранслированного навигационного сигнала и его можно не учитывать;
- параметры антенны и приемной аппаратуры СПД одинаковы для частот ретранслированных сигналов.

Принимаемый на СПД сигнал испытывает в сравнении с ретранслированным следующие изменения:

- ослабление по амплитуде в соответствии с дальностью между СР и СПД с множителем ослабления

$$C = \frac{c}{4\pi f_p r_2(0)} \sqrt{G_{\text{СПД}}}, \quad (9)$$

где  $G_{\text{СПД}}$  - коэффициент усиления приемной антенны СПД;

- комплексная огибающая сигнала приобретает зависящую от времени  $t$  задержку

$$\zeta_{1(2)}(t) = \frac{r_2(t - \tau_0)}{c}, \quad (10)$$

где  $\tau_0 \approx \frac{r_1(0)}{c}$  - временной сдвиг между моментами излучения навигационного сигнала и его ретрансляцией;

- сдвиг фазы принимаемого сигнала относительно ретранслированного будет определяться выражением

$$\theta_{1(2)k}(t) = \frac{2\pi f_{p1(2)k}}{c} r_2(t - \tau_0). \quad (11)$$

где  $f_{p1(2)k} = f_{\Gamma 1(2)} + f_{1(2)k}$  - несущая частота ретранслированного сигнала для  $k$ -го НС.

Принимаемый сигнал

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Sigma}(t) = C \cdot G_{tr} \cdot K_p \left( e^{j2\pi f_{\Gamma 1}} \sum_k B_{1k} \dot{U}_{1k}(t - \tau_{z1}(t) - \tau_{a1} - \zeta(t - \tau_0)) e^{j(\varphi_{1k}(t) + \theta_{1k}(t))} + \right. \\ \left. + e^{j2\pi f_{\Gamma 2}} \sum_k B_{2k} \dot{U}_{2k}(t - \tau_{z2}(t) - \tau_{a2} - \zeta(t - \tau_0)) e^{j(\varphi_{2k}(t) + \theta_{2k}(t))} \right) + \\ + \dot{Y}_{\text{шСПД}}(t) + C \cdot G_{tr} \cdot K_p \cdot \dot{Y}_{\text{шр}}(t), \end{aligned} \quad (12)$$

где  $\dot{Y}_{\text{шСПД}}(t)$  - внутренний шум приемника СПД.

#### Оценка возможности по оцениванию требуемых информационных параметров

Выражение (12) совместно с входящими в него величинами (2)-(6), (9), (10), (11) определяет модель ретранслированного навигационного сигнала, принимаемого СПД.

Возможности по извлечению необходимой информации из принимаемого сигнала заключаются в следующем.

Информация о ПЭС для каждого  $k$ -го НС заключена в задержках комплексной огибающей  $\tau_{z1(2)}(t) + \tau_{a1(2)} + \zeta(t - \tau_0)$  и разности фаз

$\Delta\varphi_k(t) = \varphi_{2k}(t) + \theta_{2k}(t) - (\varphi_{1k}(t) + \theta_{1k}(t))$  сигналов на частотах  $f_{1(2)}$ , которая составит

$$\Delta\varphi_k(t) = \frac{2\pi}{c} \left( r_1(t)(f_{2k} - f_{1k}) - r_2(t - \tau_0)(f_{\Gamma 2} - f_{\Gamma 1} + f_{2k} - f_{1k}) - 40,3 \cdot \text{TEC} \cdot \left( \frac{1}{f_{2k}^2} - \frac{1}{f_{1k}^2} \right) \right). \quad (13)$$

Законы изменения доплеровского сдвига частот принимаемого сигнала найдем дифференцированием фаз  $\varphi_{1k}(t) + \theta_{1k}(t)$  и  $\varphi_{2k}(t) + \theta_{2k}(t)$  принимаемого от  $k$ -го НС сигнала на двух частотах

$$\begin{aligned} F_{д1(2)k}(t) = \frac{2\pi}{c} f_{1(2)k} \left( V_{0r1} + a_{r1}(t - t_0) + \frac{1}{2} a'_{r1}(t - t_0)^2 \right) - \\ - \frac{2\pi(f_{\Gamma 1(2)} + f)}{c} \left( V_{0r2} + a_{r2}(t - t_0 - \tau_0) + \frac{1}{2} a'_{r2}(t - t_0 - \tau_0)^2 \right), \end{aligned} \quad (14)$$

причем модельные параметры  $V_{0r1(2)}, a_{r1(2)}, a'_{r1(2)}, \tau_0$  определяются известными координатами и параметрами движения НС и СПД и неизвестными координатами и параметрами движения СР. Минимальное число параметров, которыми описывается орбитальное движение СР (без учета возмущающих воздействий), составляет 6 [2-4]. По одному НС можно получить два измерения закона изменения доплеровской скорости (на двух частотах). Следовательно, чтобы измерить координаты СР необходимо принять сигналы минимум с трех НС. Примечательно, что координаты СР доплеровским методом будут определены без влияния ПЭС.

Имея координаты СР, получим  $r_{01(2)}$  и, соответственно, аппроксимации  $r_{1(2)}(t)$ . Поэтому из (13) получим

$$TEC = \frac{1}{40,3c} \left( \frac{1}{f_2^2} - \frac{1}{f_1^2} \right)^{-1} \left( r_1(t)(f_{2k} - f_{1k}) + r_2(t - \tau_0)(f_{r2} - f_{r1} + f_{2k} - f_{1k}) - \frac{\Delta\varphi_k(t)}{2\pi} \right) \quad (15)$$

Выражение (15) определяет ПЭС, при этом само значение ПЭС от времени не зависит, а оценка разности фаз  $\Delta\varphi_k(t)$  является функцией времени. Поэтому оценка ПЭС может быть определена простым усреднением. Однако более удобно выполнить когерентное накопление сигнала на интервале наблюдения порядка 1 с компенсацией миграции дальности и частоты [7], оценить  $\Delta\varphi_k(t_0)$  и найти ПЭС. При этом, ввиду неоднозначности  $\Delta\varphi_k$  необходимо использовать известные методы устранения неоднозначности с использованием оценки ПЭС импульсным методом.

### Заключение

Разработанная математическая модель адекватно отображает особенности принимаемого на СПД ретранслированного сигнала с учетом миграций дальности, частоты, переноса сигналов по частоте и влияния ПЭС в верхних слоях ионосферы. Модель может быть использована для обоснования способов обработки сигнала на СПД и исследования эффективности оценивания ПЭС для радиотомографии ионосферы.

#### Список использованных источников:

1. Каплярчук, Е. А. Способ получения данных для радиотомографии ионосферы на основе ретрансляции сигналов глобальных навигационных спутниковых систем наноспутником-ретранслятором формата CubSat. В настоящем сборнике.
2. Леонов, А.И. Моделирование в радиолокации / А.И. Леонов, В.А. Васенев, Ю.И. Гайдуков и др. Под ред. А.И. Леонова. – М.: Сов. Радио, 1979, – 264 с.
3. Саврасов, Ю. С. Алгоритмы и программы в радиолокации / Ю. С. Саврасов. Радио и связь, 1985. – 216 с.
4. Глонасс. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, М.: Радиотехника, 2010, 801 с.
5. Прикладной потребительский центр «Глонасс, справочная информация по ГНСС. Режим доступа: <https://glonass-ias.ru>.
3. Козлов С.В., Ле В.К. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области. Доклады БГУИР. 2021;19(5):35-44.

UDC 621.396

## MATHEMATICAL MODEL OF A RELAYED NAVIGATION SIGNAL BY A CUBESAT FORMAT NANOSATELLITE REPEATER

Kapliarchuk E.A.<sup>1</sup> Prynichnikov V.V.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics<sup>1</sup>, Minsk, Republic of Belarus

Kozlov S.V. - Doctor of Technical Sciences

**Annotation.** In the interests of substantiating signal processing methods for determining the total electronic content (TEC) in the ionosphere using a nanosatellite repeater, a mathematical model of global navigation satellite systems (GNSS) signals relayed with carrier frequency transfer has been developed. GLONASS and GPS received at a ground station receiving Earth remote sensing (remote sensing) data. A feature of the model is the consideration of radial velocities, accelerations and derivatives of accelerations on the routes "navigation satellite – repeater satellite" and "satellite-repeater – data receiving station" at a time interval of up to 3 seconds, which is necessary to justify the methods of long-term coherent accumulation of the received signal and measurement of its total delay time and frequency shift on the carriers frequencies L1 and L2, as well as the phase difference of the received signals at these frequencies. It is shown that based on the processing of the received signal with the implementation of radio vision methods, it is potentially possible to determine the coordinates of the repeater satellite without the influence of the ionosphere using the difference-Doppler method and the determination of the TEC by the phase-difference method with the elimination of ambiguity based on the estimation of the ionospheric component of the range error when measuring the total delay time along the envelope of the received signal.



*57-я Научная Конференция Аспирантов, Магистрантов и Студентов БГУИР, 2021 г.*

**Keywords.** Global navigation satellite systems, Cubesat format repeater satellite, navigation signal, multi-position radar system, radiotomography, full electronic content.