

УДК 621.396.98 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.2.11.19

## Вариант технической реализации устройства нелинейного уплотнения частотных и кодовых навигационных сигналов ГЛОНАСС

А. А. Бирюков, *rovalyaev\_aa@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** В связи с модернизацией системы ГЛОНАСС представляет интерес задача нелинейного цифрового уплотнения (мультиплексирования) частотных и кодовых сигналов ГЛОНАСС (навигационных сигналов ГЛОНАСС с частотным и кодовым разделением) с целью излучения их через одну антенну навигационного космического аппарата (НКА). Создание аппаратуры формирования составных (групповых) сигналов в диапазонах L1 и L2, образованных нелинейным цифровым уплотнением частотных и кодовых сигналов ГЛОНАСС, позволило бы уменьшить массу и габариты космического аппарата. Однако сложность такого уплотнения заключается в том, что, в отличие от известных методов нелинейного уплотнения навигационных сигналов, таких как AltBOC-модуляция, тактовые частоты модулирующих последовательностей уплотняемых сигналов ГЛОНАСС и центральные частоты их спектров имеют неприемлемо большое наименьшее общее кратное.

В настоящей статье предлагается алгоритм вычисления модельных значений составного сигнала. Этот алгоритм существенно упрощает техническую реализацию устройства нелинейного уплотнения (УНУ) для формирования сигналов ГЛОНАСС.

Предложен метод вычисления энергетических потерь. Проведена оценка спектра составного сигнала в радиоастрономическом диапазоне.

**Ключевые слова:** глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС), ГЛОНАСС, нелинейное цифровое уплотнение (нелинейное цифровое мультиплексирование), энергетические потери, AltBOC

## Variant of Technical Realization of Non-Linear Multiplexing GLONASS FDMA and CDMA Navigation Signals

А. А. Biryukov, *rovalyaev\_aa@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

**Abstract.** Due to modernization of the GLONASS system, a problem of non-linear multiplexing of GLONASS FDMA and CDMA navigation signals has become of interest. The multiplexing allows transmitting these signals through a common space vehicle (SV) antenna. Development of an apparatus for generating composite (group) L1 and L2 signals each formed by non-linear multiplexing of GLONASS FDMA and CDMA navigation signals may reduce mass-dimensional characteristics of SV. However, the difficulty of such multiplexing is that clock frequencies and central frequencies of the multiplexed GLONASS navigation signals have an unacceptably great value of lowest common multiple, as opposed to the value for known methods of non-linear multiplexing, such as AltBOC modulation.

The article proposes an algorithm for computing model values of a composite signal. The algorithm considerably simplifies technical realization of the non-linear multiplexer (NMUX) to form GLONASS signals.

A method of computing energy loss is proposed. Spectrum of a composite signal in radio astronomy band is estimated.

**Keywords:** global navigation satellite system (GNSS), GLONASS, non-linear multiplexing, energy loss, AltBOC

## Введение

В процессе модернизации системы ГЛОНАСС, в дополнение к частотным сигналам (сигналам с частотным разделением) вводятся кодовые сигналы (сигналы с кодовым разделением). Спектры частотных и кодовых сигналов перекрываются в радиочастотных диапазонах L1 и L2 ГЛОНАСС. В этой связи представляет интерес задача уплотнения (мультиплексирования) этих сигналов для их излучения через общую антенну.

Структура упомянутых сигналов ГЛОНАСС такова, что задача их уплотнения в каждом из диапазонов L1 и L2 сводится к уплотнению двух квадратурных пар сигналов. В мировой практике для решения подобной задачи применяется AltBOC-модуляция [1], которая относится к нелинейным методам уплотнения. Однако AltBOC-модуляция разработана при условии, что тактовые частоты модулирующих последовательностей уплотняемых сигналов и центральные частоты их спектров кратны частоте 1,023 МГц. В случае сигналов ГЛОНАСС это условие не выполняется, что приводит к тому, что тактовая частота устройства нелинейного уплотнения (УНУ) в рамках этих методов должна быть недопустимо высокой. Например, если в диапазоне L1 уплотняются кодовые сигналы ГЛОНАСС (центральная частота спектра 1600,995 МГц) и частотные сигналы ГЛОНАСС на частоте с номером  $k = 6$ , то есть на частоте  $(1600,995 + 4,38)$  МГц, то в случае применения AltBOC-подобной модуляции тактовая частота УНУ будет равна 41820,24 МГц. Это значение равно наименьшему общему кратному следующих частот (в мегагерцах): 1,023; 2,046; 10,23; 0,511; 5,11;  $4,38 \times 4$ .

В [2] и [3] показано, что в математической модели составного сигнала AltBOC используется метод линейного суммирования компонент (уплотняемых сигналов) с последующим ограничением амплитуды и что этот метод является оптимальным по критерию минимума энергетических потерь от выравнивания. Также показано, что модулирующая последовательность составного сигнала AltBOC формируется путем вычисления модельных значений этой последовательности в дискретные моменты времени.

В настоящей статье предлагается алгоритм вычисления модельных значений составного сигнала

ГЛОНАСС в диапазоне L1. Этот алгоритм позволяет упростить техническую реализацию формирователя этих сигналов. Этот же алгоритм применим для уплотнения двух произвольных квадратурных пар произвольных сигналов.

## Структура уплотняемых сигналов ГЛОНАСС

Изначально в системе ГЛОНАСС использовались частотные навигационные сигналы. Каждому НКА системы ГЛОНАСС были выделены по две уникальные в рамках системы ГЛОНАСС несущие частоты, одна — в радиочастотном диапазоне L1, другая — в диапазоне L2. Эти несущие частоты определяются по формулам

$$\begin{aligned} f_{k1} &= f_{01} + k \cdot \Delta f_1, \\ f_{k2} &= f_{02} + k \cdot \Delta f_2, \end{aligned}$$

где  $k$  — номер несущей частоты, принимает значения от  $-7$  до  $+6$ ;

$f_{01} = 1602$  МГц,  $\Delta f_1 = 562,5$  МГц — параметры для диапазона L1;

$f_{02} = 1246$  МГц,  $\Delta f_2 = 437,5$  МГц — параметры для диапазона L2.

На каждой из несущих частот  $f_{k1}$  и  $f_{k2}$  НКА излучал по два сигнала равной мощности, названные СТ и ВТ. И, таким образом, каждый НКА излучал четыре навигационных сигнала: L1 СТ, L1 ВТ, L2 СТ, L2 ВТ, также известных под названиями соответственно L1OF, L1SF, L2OF, L2SF. Эти сигналы сначала уплотнялись квадратурным методом в каждом из диапазонов L1 и L2, а затем полученные квадратурные пары уплотнялись с помощью диплексера. Дальномерные коды для сигналов СТ и ВТ имеют тактовые частоты 0,511 и 5,11 МГц соответственно.

В процессе модернизации системы ГЛОНАСС в нее стали вводиться кодовые навигационные сигналы. Каждому НКА системы ГЛОНАСС было выделено по три несущие частоты в радиочастотных диапазонах L1, L2, L3:

$$\begin{aligned} f_{L1} &= 1565 \cdot 1,023 = 1600,995 \text{ МГц}, \\ f_{L2} &= 1220 \cdot 1,023 = 1248,06 \text{ МГц}, \\ f_{L3} &= 1175 \cdot 1,023 = 1202,025 \text{ МГц}. \end{aligned}$$

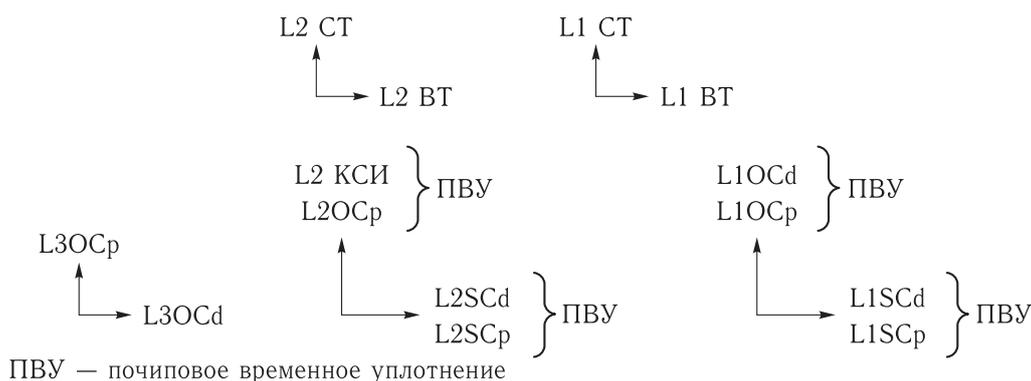


Рис. 1. Векторные диаграммы навигационных сигналов ГЛОНАСС

На этих несущих частотах планируется излучать кодовые сигналы L1OC, L1SC, L2OCp, L2 КСИ, L2SC, L3OC.

Векторные диаграммы указанных навигационных сигналов ГЛОНАСС приведены на рис. 1 (сигнал BT отстает по фазе от сигнала CT на 90°). Мощности квадратурных пар сигналов в диапазонах L1 и L2 для кодовых сигналов ГЛОНАСС в два раза выше, чем для частотных сигналов ГЛОНАСС.

### Предлагаемая схема построения УНУ сигналов L1 ГЛОНАСС

С точки зрения УНУ сигналы L1 и L2 ГЛОНАСС отличаются только несущими частотами, поэтому далее будет рассматриваться уплотнение только в диапазоне L1. В качестве математической модели составного сигнала предлагается следующая комплексная функция:

$$s(t) = \text{sign} [s_{L1SC}(t) + s_{L1OC}(t) + s_{BT}(t) + s_{CT}(t)] \cdot \exp(j2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где  $f_0$  — несущая частота составного сигнала, выбранная равной 1600,995 МГц для упрощения УНУ;

$\text{sign}(z)$  — операция амплитудного ограничения, приравнивает модуль комплексного числа  $z$  к единице, а аргумент оставляет неизменным, в соответствии с формулой  $\text{sign}(z) = z/|z| = [\text{Re}(z) + j \cdot \text{Im}(z)] / \sqrt{\text{Re}(z)^2 + \text{Im}(z)^2}$ ;

$s_{L1SC}(t), s_{L1OC}(t), s_{BT}(t), s_{CT}(t)$  — комплексные сигналы, определяемые по формулам:

$$\begin{aligned} s_{L1SC}(t) &= \text{ПСП}_{L1SC}(t), \\ s_{L1OC}(t) &= j \cdot \text{ПСП}_{L1OC}(t), \\ s_{BT}(t) &= \text{ПСП}_{BT}(t) \cdot a \cdot \exp[j2\pi f_1 t] = \\ &= \text{ПСП}_{BT}(t) \cdot a \cdot [\cos(2\pi f_1 t) + j \cdot \sin(2\pi f_1 t)], \\ s_{CT}(t) &= \text{ПСП}_{CT}(t) \cdot a \cdot \exp[j(2\pi f_1 t + \pi/2)] = \\ &= \text{ПСП}_{CT}(t) \cdot a \cdot [\cos(2\pi f_1 t + \pi/2) + \\ &+ j \cdot \sin(2\pi f_1 t + \pi/2)] = \text{ПСП}_{CT}(t) \times \\ &\times a \cdot [-\sin(2\pi f_1 t) + j \cdot \cos(2\pi f_1 t)], \end{aligned}$$

где  $\text{ПСП}_{L1SC}(t), \text{ПСП}_{L1OC}(t), \text{ПСП}_{BT}(t), \text{ПСП}_{CT}(t)$  — модулирующие последовательности навигационных сигналов L1SC, L1OC, L1 BT, L1 CT, принимающие значения  $\{1; -1\}$ ;

$a$  — амплитудный коэффициент, выбранный равным 0,903585, чтобы в составном сигнале мощность сигналов BT и CT была в два раза меньше мощности сигналов L1SC и L1OC, согласно методике расчета, приведенной в разделе «Расчет характеристик нелинейного уплотнения»;

$f_1 = (1,005 + k \cdot 0,5625)$  — разница (в мегагерцах) между несущей частотой сигналов BT и CT и несущей частотой сигналов L1SC и L1OC.

Формула (1) служит основой для построения УНУ. Выровненный сигнал  $\text{sign}[s_{L1SC}(t) + s_{L1OC}(t) + s_{BT}(t) + s_{CT}(t)]$  является модулирующим сигналом. Его действительная часть подается на синфазный (I) вход квадратурного модулятора, а мнимая часть — на квадратурный (Q) вход (в настоящей статье принято, что квадратурная компонента

несущей опережает по фазе синфазную компоненту на  $90^\circ$ ). Множитель  $\exp(j2\pi f_0 t)$  описывает перенос модулирующего сигнала на несущую частоту  $f_0$ .

В суммарном сигнале  $[s_{\text{LISC}}(t) + s_{\text{LIOС}}(t) + s_{\text{BT}}(t) + s_{\text{CT}}(t)]$  можно выделить реальную  $x(t)$  и мнимую  $y(t)$  части:

$$\begin{aligned} x(t) &= \text{ПСП}_{\text{LISC}}(t) + \text{ПСП}_{\text{BT}}(t) \cdot a \cdot \cos(2\pi f_1 t) - \\ &\quad - \text{ПСП}_{\text{CT}}(t) \cdot a \cdot \sin(2\pi f_1 t), \\ y(t) &= \text{ПСП}_{\text{LIOС}}(t) + \text{ПСП}_{\text{BT}}(t) \cdot a \cdot \sin(2\pi f_1 t) + \\ &\quad + \text{ПСП}_{\text{CT}}(t) \cdot a \cdot \cos(2\pi f_1 t). \end{aligned} \quad (2)$$

Отсюда получаем формулу, определяющую входные сигналы квадратурного модулятора:

$$\begin{aligned} I(t) &= x(t)/\sqrt{x^2(t) + y^2(t)}, \\ Q(t) &= y(t)/\sqrt{x^2(t) + y^2(t)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Составной сигнал, сформированный по формулам (1)–(3), имеет энергетические потери 17,17% согласно методике расчета, которая будет приведена позднее.

Сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  вычисляются с использованием функций  $\sin$ ,  $\cos$  и  $f(x, y) = 1/\sqrt{x^2 + y^2}$ . Эти три функции в реальном формирователе сигналов могут быть реализованы только табличным способом. Для упрощения УНУ предлагается вместо использования таблиц для вышеуказанных функций  $\sin$ ,  $\cos$  и  $f(x, y)$  вычислять  $I(t)$  и  $Q(t)$  напрямую как табличную функцию фаз компонент. Далее описаны основные принципы реализации этой табличной функции.

Рассмотрим формулу (1). Созвездие (фазовая диаграмма) сигнала  $[s_{\text{LISC}}(t) + s_{\text{LIOС}}(t)]$  состоит из четырех фаз, равномерно распределенных по окружности и пронумерованных от 0 до 3 (рис. 2, а). Созвездие сигнала  $[s_{\text{BT}}(t) + s_{\text{CT}}(t)]$  образуется из бесконечного множества фаз этого сигнала путем выбора конечного количества фазовых значений  $n$ , равномерно распределенных по окружности (рис. 2, б). При этом важно, чтобы фазы с номером 0 в этих двух созвездиях отличались на  $(\pi/n)$  рад. Это исключает возможность нулевого значения функции  $\text{sign}(z)$  в формуле (1), а также минимизирует энергетические потери для заданного  $n$ .

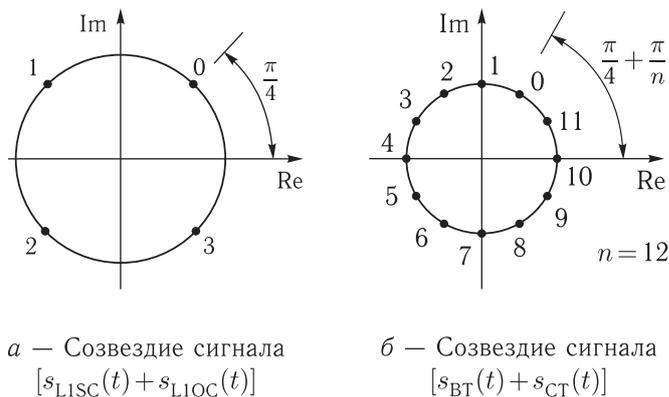


Рис. 2. Фазовые диаграммы уплотняемых сигналов ГЛОНАСС

Очевидно, что каждой комбинации номеров фаз двух созвездий (рис. 2) можно поставить в соответствие значение сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ . Эти значения можно заранее рассчитать и сохранить в памяти. При этом параметр  $n$ , а также тактовая частота УНУ  $f_s$  и разрядность  $C$  представления каждого из сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  определяются исходя из требований к точностным характеристикам формируемых сигналов.

Таким образом, схему построения УНУ предлагается реализовывать в виде программы, которая в дискретные моменты времени вычисляет номера фаз для двух созвездий (рис. 2) и далее, в зависимости от этих номеров, извлекает из памяти значения  $I(t)$  и  $Q(t)$ , которые далее подаются на входы квадратурного модулятора. Ниже описаны основные соотношения, на основе которых можно построить эту программу.

Значение фазы в созвездии сигнала  $[s_{\text{LISC}}(t) + s_{\text{LIOС}}(t)]$  (рис. 2, а) вычисляется по формуле

$$p_1 = \pi/4 + n_1 \cdot \pi/4, \quad (4)$$

где  $n_1 = \overline{0, 3}$  — номер фазы, который определяется в зависимости от значений  $\text{ПСП}_{\text{LISC}}(t)$  и  $\text{ПСП}_{\text{LIOС}}(t)$  в соответствии с табл. 1.

Значение фазы в созвездии сигнала  $[s_{\text{BT}}(t) + s_{\text{CT}}(t)]$  (рис. 2, б) вычисляется по формуле

$$p_2 = \pi/4 + \pi/n + n_2 \cdot 2\pi/n, \quad (5)$$

где  $n_2 = \overline{0, n-1}$  — номер фазы, который определяется по формуле  $n_2 = \text{modn}[\text{phase2num}(p) + n_0 \times n/4]$ ;

Таблица 1. Правило вычисления номера фазы  $n_1$  в созвездии  $[s_{LISC}(t) + s_{LIOС}(t)]$

| ПСП <sub>LISC</sub> ( $t$ ) | ПСП <sub>LIOС</sub> ( $t$ ) | $n_1$ | $p_1$ , рад |
|-----------------------------|-----------------------------|-------|-------------|
| 1                           | 1                           | 0     | $\pi/4$     |
| -1                          | 1                           | 1     | $3\pi/4$    |
| -1                          | -1                          | 2     | $-3\pi/4$   |
| 1                           | -1                          | 3     | $-\pi/4$    |

$p$  — фаза (в циклах) комплексной гармоники  $\exp(j2\pi f_1 t)$ ;

$\text{phase2num}(p)$  — операция, которая осуществляет выбор одного из номеров фаз, приведенных на рис. 2, б, такого, чтобы соответствующее ему значение фазы минимально отличалось от  $p$ ;

$n_0 = \overline{0, 3}$  — определяется в зависимости от значений ПСП<sub>ВТ</sub>( $t$ ) и ПСП<sub>СТ</sub>( $t$ ) в соответствии с табл. 2,

$$\text{modn}(x) = \begin{cases} x, & 0 \leq x \leq n - 1, \\ x - n, & x \geq n, \\ x + n, & x < 0. \end{cases}$$

Таблица 2. Правило вычисления  $n_0$

| ПСП <sub>ВТ</sub> ( $t$ ) | ПСП <sub>СТ</sub> ( $t$ ) | $n_0$ |
|---------------------------|---------------------------|-------|
| 1                         | 1                         | 0     |
| -1                        | 1                         | 1     |
| -1                        | -1                        | 2     |
| 1                         | -1                        | 3     |

Вычисление  $p$  реализуется рекуррентно по формуле

$$p = \text{mod1}(p + \Delta p),$$

где  $\Delta p = f_1/f_s$  — приращение  $p$  за один такт УНУ,

$$\text{mod1}(x) = \begin{cases} x, & 0 \leq x < 1, \\ x - 1, & x \geq 1, \\ x + 1, & x < 0. \end{cases}$$

Используя формулы (4) и (5), для каждой пары номеров  $n_1$  и  $n_2$  возможно вычислить значения  $I(t)$  и  $Q(t)$  и записать их в массивы. Однако если  $n$  кратно четырем, то, используя формулы

приведения из тригонометрии, можно хранить данные только для  $n_1 = 0$ . Если записать значения  $I(t)$  и  $Q(t)$  для  $n_1 = 0$  в одномерные массивы  $A$  и  $B$ , индексруемые от 0 до  $(n - 1)$ , то эти массивы можно использовать для получения значений  $I(t)$  и  $Q(t)$  для всех  $n_1$  и  $n_2$  с помощью следующего алгоритма.

Случай  $n_1 = 0$ , тогда

$$I(t) = A(n_2), \quad Q(t) = B(n_2).$$

Случай  $n_1 = 1$ , тогда

$$I(t) = -B(\text{modn}(n_2 - n/4)), \\ Q(t) = A(\text{modn}(n_2 - n/4)).$$

Случай  $n_1 = 2$ , тогда

$$I(t) = -A(\text{modn}(n_2 - 2 \cdot n/4)), \\ Q(t) = -B(\text{modn}(n_2 - 2 \cdot n/4)).$$

Случай  $n_1 = 3$ , тогда

$$I(t) = B(\text{modn}(n_2 - 3 \cdot n/4)), \\ Q(t) = -A(\text{modn}(n_2 - 3 \cdot n/4)).$$

Очевидно, что в данном алгоритме индекс элемента массивов  $A$  и  $B$  для каждого из указанных четырех случаев можно вычислить по формуле

$$\text{index} = \text{modn}(n_2 - n_1 \cdot m),$$

где  $m = n/4$ .

Приведенным математическим соотношениям соответствует схема построения УНУ, показанная на рис. 3, где в качестве примера были заданы параметры  $f_s = 102,3$  МГц и  $n = 2^{12} = 4096$ .

## Расчет характеристик нелинейного уплотнения

Основными характеристиками нелинейного уплотнения являются энергетические потери и распределение мощностей компонент. Аналитических выражений для вычисления этих характеристик в общем случае не существует, поэтому необходимо использовать численные методы. Для составного

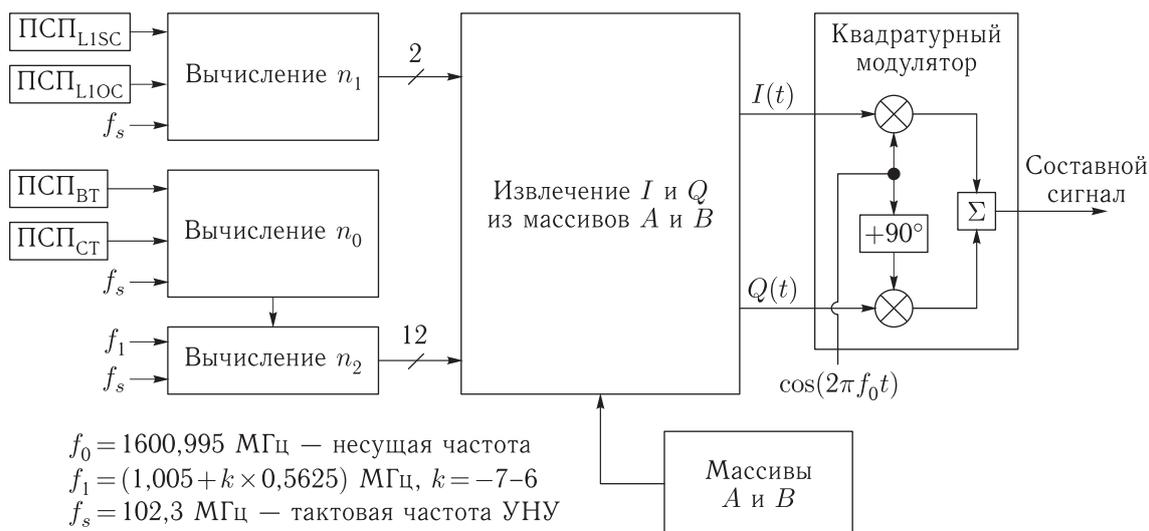


Рис. 3. Предлагаемая схема построения УНУ сигналов L1 ГЛОНАСС

сигнала ГЛОНАСС в диапазоне L1 необходимо также вычислить спектральную плотность потока мощности (СППМ) в радиоастрономическом диапазоне (РАД) (1610,6–1613,8) МГц.

В настоящей статье энергетическими потерями называется доля мощности составного сигнала, которая не может быть использована в навигационной аппаратуре потребителя (НАП). Наиболее простой и наглядный, но не всегда точный, способ вычисления энергетических потерь заключается в следующем. Формируются суммарный сигнал (линейная сумма компонент) и составной сигнал (та же линейная сумма компонент, но с последующим амплитудным ограничением) в комплексной форме. Эти сигналы нормируются так, чтобы их энергии были равны. Далее вычисляются два скалярных произведения:

- $a_{\text{sign}}$  — скалярное произведение опорного сигнала и составного,
- $a_{\Sigma}$  — скалярное произведение опорного сигнала и суммарного.

Эти скалярные произведения моделируют отклик коррелятора соответственно на составной сигнал и на суммарный сигнал. Квадрат отношения этих скалярных произведений равен отношению мощностей сигнала для случаев наличия амплитудного ограничения и отсутствия такового (возведение в квадрат требуется потому, что отклик коррелятора пропорционален не мощности прини-

маемого сигнала, а амплитуде). Энергетические потери вычисляются по формуле

$$L = \overline{1 - (a_{\text{sign}}/a_{\Sigma})^2}, \quad (6)$$

где горизонтальная черта означает статистическое усреднение.

В качестве опорного сигнала может быть выбрана как отдельная компонента, так и сумма нескольких или всех компонент, то есть энергетические потери можно вычислять как для отдельных компонент, так и для суммы компонент. Моделирование показало, что в случае если амплитуды сигналов  $s_{\text{LISC}}(t)$ ,  $s_{\text{LIOC}}(t)$ ,  $s_{\text{BT}}(t)$ ,  $s_{\text{CT}}(t)$  в формуле (1) различаются, то потери для отдельных компонент, вычисленные по формуле (6), оказываются различными. Это означает, что при амплитудном ограничении происходит перераспределение мощностей компонент. При этом компоненты с большей амплитудой усиливаются, а компоненты с меньшей амплитудой ослабляются.

Если обозначить амплитуды сигналов  $s_{\text{LISC}}(t)$ ,  $s_{\text{LIOC}}(t)$ ,  $s_{\text{BT}}(t)$ ,  $s_{\text{CT}}(t)$  через  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $a_4$ , а соответствующие им потери мощности, вычисленные по формуле (6), через  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $L_4$ , то мощности отдельных компонент составного сигнала определяются по формулам:

$$\begin{aligned} P_1 &= a_1^2 \cdot (1 - L_1), & P_2 &= a_2^2 \cdot (1 - L_2), \\ P_3 &= a_3^2 \cdot (1 - L_3), & P_4 &= a_4^2 \cdot (1 - L_4), \end{aligned} \quad (7)$$

Таблица 3. Расчет нелинейного уплотнения двух квадратурных пар сигналов

| $P_3/P_1$ | $L_{\Sigma}, \%$ | $a$      |
|-----------|------------------|----------|-----------|------------------|----------|-----------|------------------|----------|-----------|------------------|----------|
| 0,01      | 0,97             | 0,197073 | 0,26      | 13,36            | 0,769662 | 0,51      | 17,26            | 0,907173 | 0,76      | 18,64            | 0,970622 |
| 0,02      | 1,87             | 0,274757 | 0,27      | 13,61            | 0,777985 | 0,52      | 17,35            | 0,910657 | 0,77      | 18,66            | 0,972364 |
| 0,03      | 2,71             | 0,331894 | 0,28      | 13,84            | 0,785960 | 0,53      | 17,44            | 0,914040 | 0,78      | 18,69            | 0,974058 |
| 0,04      | 3,51             | 0,378142 | 0,29      | 14,07            | 0,793608 | 0,54      | 17,52            | 0,917326 | 0,79      | 18,71            | 0,975705 |
| 0,05      | 4,25             | 0,417317 | 0,30      | 14,28            | 0,800949 | 0,55      | 17,60            | 0,920518 | 0,80      | 18,74            | 0,977306 |
| 0,06      | 4,95             | 0,451412 | 0,31      | 14,49            | 0,808002 | 0,56      | 17,67            | 0,923621 | 0,81      | 18,76            | 0,978862 |
| 0,07      | 5,61             | 0,481629 | 0,32      | 14,69            | 0,814785 | 0,57      | 17,74            | 0,926636 | 0,82      | 18,78            | 0,980373 |
| 0,08      | 6,24             | 0,508763 | 0,33      | 14,88            | 0,821311 | 0,58      | 17,81            | 0,929568 | 0,83      | 18,80            | 0,981841 |
| 0,09      | 6,83             | 0,533374 | 0,34      | 15,06            | 0,827596 | 0,59      | 17,88            | 0,932419 | 0,84      | 18,82            | 0,983265 |
| 0,10      | 7,39             | 0,555873 | 0,35      | 15,24            | 0,833652 | 0,60      | 17,94            | 0,935191 | 0,85      | 18,83            | 0,984647 |
| 0,11      | 7,91             | 0,576574 | 0,36      | 15,41            | 0,839492 | 0,61      | 18,00            | 0,937887 | 0,86      | 18,85            | 0,985986 |
| 0,12      | 8,41             | 0,595724 | 0,37      | 15,57            | 0,845127 | 0,62      | 18,06            | 0,940510 | 0,87      | 18,86            | 0,987283 |
| 0,13      | 8,89             | 0,613519 | 0,38      | 15,73            | 0,850567 | 0,63      | 18,11            | 0,943062 | 0,88      | 18,87            | 0,988539 |
| 0,14      | 9,34             | 0,630121 | 0,39      | 15,87            | 0,855822 | 0,64      | 18,16            | 0,945545 | 0,89      | 18,89            | 0,989753 |
| 0,15      | 9,77             | 0,645662 | 0,40      | 16,02            | 0,860900 | 0,65      | 18,22            | 0,947961 | 0,90      | 18,90            | 0,990925 |
| 0,16      | 10,18            | 0,660254 | 0,41      | 16,16            | 0,865811 | 0,66      | 18,26            | 0,950312 | 0,91      | 18,90            | 0,992056 |
| 0,17      | 10,57            | 0,673992 | 0,42      | 16,29            | 0,870561 | 0,67      | 18,31            | 0,952600 | 0,92      | 18,91            | 0,993144 |
| 0,18      | 10,94            | 0,686957 | 0,43      | 16,41            | 0,875159 | 0,68      | 18,35            | 0,954827 | 0,93      | 18,92            | 0,994188 |
| 0,19      | 11,29            | 0,699218 | 0,44      | 16,54            | 0,879611 | 0,69      | 18,40            | 0,956994 | 0,94      | 18,93            | 0,995188 |
| 0,20      | 11,63            | 0,710837 | 0,45      | 16,65            | 0,883923 | 0,70      | 18,44            | 0,959104 | 0,95      | 18,93            | 0,996143 |
| 0,21      | 11,95            | 0,721868 | 0,46      | 16,77            | 0,888101 | 0,71      | 18,47            | 0,961156 | 0,96      | 18,94            | 0,997048 |
| 0,22      | 12,26            | 0,732356 | 0,47      | 16,87            | 0,892151 | 0,72      | 18,51            | 0,963154 | 0,97      | 18,94            | 0,997900 |
| 0,23      | 12,55            | 0,742345 | 0,48      | 16,98            | 0,896079 | 0,73      | 18,54            | 0,965099 | 0,98      | 18,94            | 0,998693 |
| 0,24      | 12,83            | 0,751870 | 0,49      | 17,08            | 0,899889 | 0,74      | 18,58            | 0,966990 | 0,99      | 18,94            | 0,999422 |
| 0,25      | 13,10            | 0,760966 | 0,50      | 17,17            | 0,903585 | 0,75      | 18,61            | 0,968831 | 1,00      | 18,94            | 1,000000 |

а мощность составного сигнала (которая, согласно условию выше, приравнена к мощности суммарного сигнала) определяется по формуле

$$P_{\Sigma} = a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + a_4^2. \quad (8)$$

Из формул (7) и (8) можно определить доли мощности компонент в составном сигнале (они

равны  $P_1/P_{\Sigma}$ ,  $P_2/P_{\Sigma}$  и т. д.) и соотношение мощностей компонент ( $P_1/P_2$ ,  $P_1/P_3$  и т. д.).

Поскольку энергетические потери можно определить как долю мощности составного сигнала, которая не приходится на полезные компоненты, то получаем еще одну формулу для определения энергетических потерь:

$$L_{\Sigma} = 1 - (P_1 + P_2 + P_3 + P_4)/P_{\Sigma}. \quad (9)$$

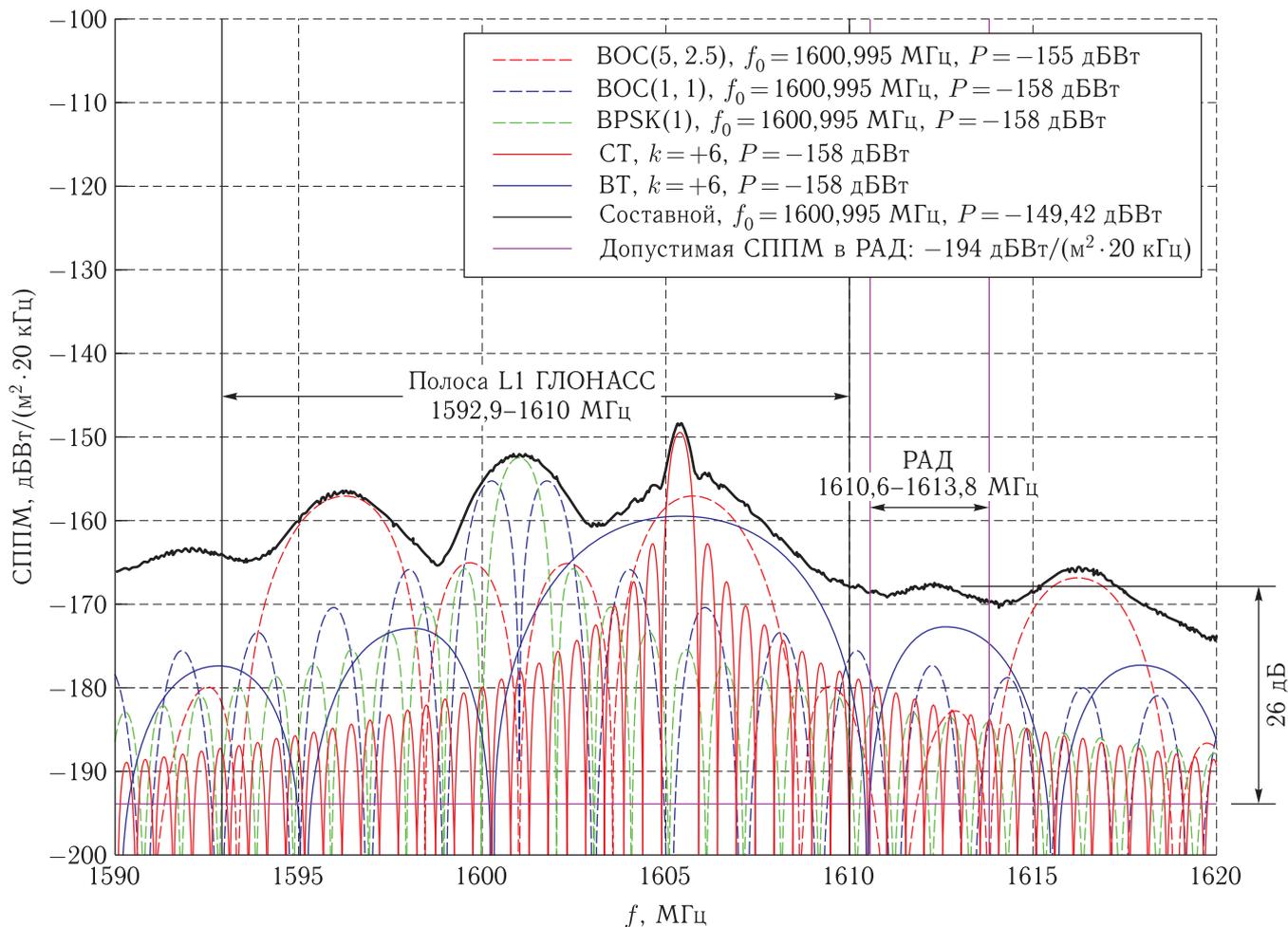


Рис. 4. СППМ составного сигнала L1 ГЛОНАСС для номера частоты сигналов СТ и ВТ  $k = 6$

Отличие формул (6) и (9) заключается в следующем. Формула (9) определяет потери, когда все компоненты принимаются независимо, то есть для приема каждой компоненты используется один из опорных сигналов  $s_{LISC}(t)$ ,  $s_{LIOС}(t)$ ,  $s_{BT}(t)$ ,  $s_{CT}(t)$ . А формула (6) определяет потери, когда опорный сигнал равен линейной сумме двух или более компонент.

Моделирование показало, что в общем случае формулы (6) и (9) дают разный результат. Например, в случае если сигналы ГЛОНАСС уплотняются по формуле (1), то  $L = 0,1835$ , а  $L_{\Sigma} = 0,1717$ . Получается, что при приеме компонент по отдельности суммарная накопленная энергия оказывается больше, чем при совместном приеме компонент. Отсюда можно сделать вывод, что суммарный сигнал не является оптимальным опорным

сигналом, и поэтому формула (6) дает завышенное значение энергетических потерь. Поэтому в настоящей статье энергетические потери определяются по формуле (9).

В табл. 3 приведены результаты расчета энергетических потерь  $L_{\Sigma}$  и амплитудного коэффициента  $a$  для различных значений отношения  $P_3/P_1$  выходной мощности одной квадратурной пары равномоощных сигналов к другой. Расчет проведен для случая использования параметра  $n = 4096$ .

Что касается спектра мощности составного сигнала, то его форма сильно зависит от номера частоты  $k$ . На рис. 4 приведен случай  $k = 6$ , для которого превышение допустимого уровня излучения в РАД максимально и равно 26 дБ (это примерно на 3 дБ больше, чем для случая линейного суммирования сигналов). Однако для других  $k$

ситуация иная. Например, для  $k = -3$  и  $k = 0$  допустимый уровень излучения в РАД превышает незначительно, а для  $k = -1$  и  $k = -2$  вообще не превышает.

## Заключение

В настоящей статье на примере частотных и кодовых навигационных сигналов ГЛОНАСС предложен алгоритм вычисления модельных значений составного сигнала, образованного нелинейным уплотнением двух квадратурных пар сигналов, имеющих произвольные центральные частоты спектров и произвольные тактовые частоты модулирующих последовательностей. Этот алгоритм

позволяет существенно упростить техническую реализацию УНУ.

## Список литературы

1. *Lestarquit L., Artaud G., Issler L.-L.* AltBOC for Dummies or Everything You Always Wanted to Know About AltBOC // ION GNSS 21-st. International Technical Meeting of the Satellite Division, 16–19, September 2008. Savannah, GA.
2. *Харисов В. Н., Поваляев А. А.* Оптимальное выравнивание суммы навигационных сигналов в ГНСС // Радиотехника, 2011, № 7. С. 65–75.
3. *Kharisov V., Povalyaev A.* Optimal aligning of the sums of GNSS navigation signals // Inside GNSS, 2012, v. 7, № 1. P. 56–67.