

УДК 621.396.677 DOI 10.30894/issn2409-0239.2022.9.3.36.47

## Синхронное сложение сигналов антенн в комплексе телеметрических средств

**С. И. Ватутин**, к. т. н., с. н. с., [vatutin.si@spacecorp.ru](mailto:vatutin.si@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**П. А. Козин**, [kozin.pa@spacecorp.ru](mailto:kozin.pa@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрен подход к решению актуальной задачи создания на наземных измерительных пунктах цифровых антенных полей, позволяющих наземным приемно-регистрирующим станциям (НПРС) работать с КА ближнего космоса отдельными малыми антеннами, с КА среднего космоса — цифровыми антенными полями малых антенн, а с КА дальнего космоса — цифровыми антенными полями средних по размеру антенн. Поскольку стоимость антенн растет пропорционально кубу диаметра антенны, то подобный подход должен дать существенный экономический выигрыш по сравнению с использованием в НПРС антенн большого диаметра в расчете на наибольшую дальность до КА. Проведен сравнительный анализ двух известных методов сложения цифровых сигналов антенн: известного метода сложения сигналов, используемого в радиоинтерферометрах со сверхдлинными базами (РСДБ), и метода сдвига импульсов дискретизации. Показано, что метод сложения в РСДБ имеет простую схемную реализацию, но требует высоких частот дискретизации складываемых сигналов антенн, тогда как метод сдвига импульсов дискретизации при той же точности успешно работает на существенно более низких частотах полосовой дискретизации по Котельникову–Найквисту, но сложен в схемной реализации. Предложен метод сложения сигналов антенн с «доворотом» фаз, совмещающий аппаратную простоту метода РСДБ и малую трудоемкость метода сдвига импульсов дискретизации при эквивалентной погрешности сложения сигналов. Оценки проведены для вырожденного случая цифрового антенного поля из двух антенн. Предложенный экономичный и эффективный метод синхронного сложения сигналов антенн с «доворотом» фаз позволяет строить цифровые антенные поля на замену больших или гигантских антенн.

**Ключевые слова:** метод, сложение сигналов антенн, РСДБ, сдвиг импульсов дискретизации, «доворот» фаз

## Synchronous Addition of Antenna Signals in a Complex of Telemetry Facilities

**S. I. Vatutin**, *Cand. Sci. (Engineering)*, senior researcher, [vatutin.si@spacecorp.ru](mailto:vatutin.si@spacecorp.ru)

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

**P. A. Kozin**, [kozin.pa@spacecorp.ru](mailto:kozin.pa@spacecorp.ru)

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** This article studies an approach to solving the urgent problem of creating digital antenna fields at ground-based measuring points that allow ground-based receiving and recording stations (GRRS) to work with near-space spacecraft with separate small antennas, with medium-space spacecraft with digital antenna fields of small antennas, and with far-space spacecraft with digital antenna fields of medium-sized antennas. Since the cost of antennas increases proportionally to the cube of the antenna diameter, such an approach should give a significant economic gain compared to the use of large-diameter antennas in the GRRS for the longest range to the spacecraft. A comparative analysis of two well-known methods of adding digital antenna signals is carried out: the well-known method of adding signals used in radio very long baseline interferometers (RVLBI), and the method of shifting sampling pulses. It is shown that the addition method in the RVLBI has a simple circuit implementation, but requires high sampling rates of the folded antenna signals, whereas the sampling pulse shift method, with the same accuracy, successfully works at significantly lower frequencies of Kotelnikov–Nyquist band sampling, but is complex in circuit implementation. A method of adding antenna signals with a phase reversal is proposed, combining the hardware simplicity of the RVLBI method and the low complexity of the sampling pulse shift method with an equivalent signal addition error. The estimates are carried out for the degenerate case of a digital antenna field of two antennas. The proposed cost-effective and efficient method of synchronous addition of antenna signals with a phase reversal enables building digital antenna fields to replace large or giant antennas.

**Keywords:** method, addition of antenna signals, radio very long baseline interferometers (RVLBI), shift of sampling pulses, phase reversal

## Введение

Большой диапазон изменения наклонных дальностей от КА до наземных приемно-регистрирующих станций (НПРС) для группировок ближнего (300–2000 км), среднего (10 000–50 000 км) и дальнего космоса (свыше 100 000 км) накладывает противоречивые требования к антенным комплексам НПРС: для работы с КА ближнего космоса в традиционных диапазонах Д2, Д4, S достаточно малых антенн диаметром 2–3–5 м, при работе с КА среднего космоса требуются большие антенны диаметром 7–9–12 м, тогда как для работы с КА дальнего космоса нужны гигантские антенны диаметром 30–60–70 и более метров. С другой стороны, известно, что стоимость антенны растет примерно пропорционально кубу диаметра. Поэтому актуальной остается задача построения унифицированного ряда антенн и создания на их основе цифровых антенных полей, наличие которых позволяет наземным измерительным пунктам (НИП) работать с КА ближнего космоса отдельными малыми антеннами, с КА среднего космоса — цифровыми антенными полями малых антенн, а с КА дальнего космоса — цифровыми антенными полями средних антенн. Подобный подход позволит радикально снизить стоимость антенных систем путем применения цифровой обработки телеметрических сигналов.

## Выбор частоты дискретизации при цифровой обработке ТМИ

В основе цифровой обработки ТМИ лежит процесс дискретизации принимаемых радиосигналов. Как правило, в современных радиотелеметрических линиях используются сигналы с фазовой манипуляцией несущей (ФМн), чаще всего двоичной ФМн-2 или BPSK. Пусть для наглядности аналитический спектр модулирующего сигнала с верхней частотой  $F_B$  имеет вид, представленный на рис. 1. Ширина спектра представленного аналитического сигнала равна

$$B = 2F_B. \quad (1)$$

На рис. 2, а представлен спектр аналитического полосового сигнала, полученного путем фазовой

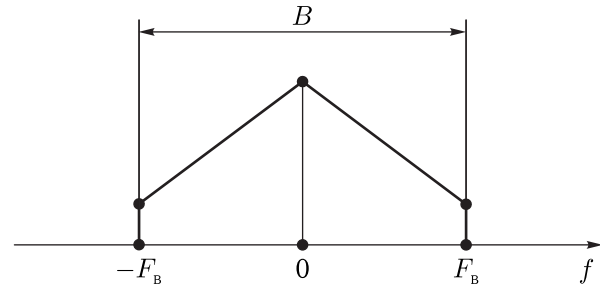


Рис. 1. Аналитический спектр модулирующего сигнала

модуляции несущей частоты  $f_H$  сигналом с аналитическим спектром на рис. 1.

Здесь несущая частота сигнала  $f_H$  расположена ровно посередине полосы частот радиосигнала  $B$ . Между положительной  $f_H$  и отрицательной  $-f_H$  несущей частотой помещается  $m$  частот дискретизации  $f_d$ . В литературе [1,2] параметр  $m$  называют порядком дискретизации. Напомним, что на дискретный сигнал влияют все частоты, отличающиеся от частот собственного аналитического спектра на кратное число частот дискретизации. Поэтому для отсутствия искажения дискретного сигнала частотами собственного спектра должно совместно выполняться условие:

$$\begin{aligned} m \cdot f_d &< 2 \cdot f_H - B, \\ (m + 1) \cdot f_d &> 2 \cdot f_H + B. \end{aligned}$$

Отсюда следует основное требование при выборе частоты дискретизации:

$$\frac{2 \cdot f_H + B}{(m + 1)} < f_d < \frac{2 \cdot f_H - B}{m}. \quad (2)$$

В соответствии с рис. 2, з, как подмечено в [2], максимальная помехоустойчивость при дискретизации достигается, если несущая частота  $f_H$  располагается ровно посередине между частотами  $(-f_H + m \cdot f_d)$  и  $(-f_H + (m + 1) \cdot f_d)$ , то есть выполняется условие:

$$f_H = \frac{(-f_H + m \cdot f_d) + (-f_H + (m + 1) \cdot f_d)}{2}.$$

Отсюда получаем выражение для выбора оптимальной частоты дискретизации при  $m > 0$ :

$$f_d = \frac{4 \cdot f_H}{2 \cdot m + 1}. \quad (3)$$

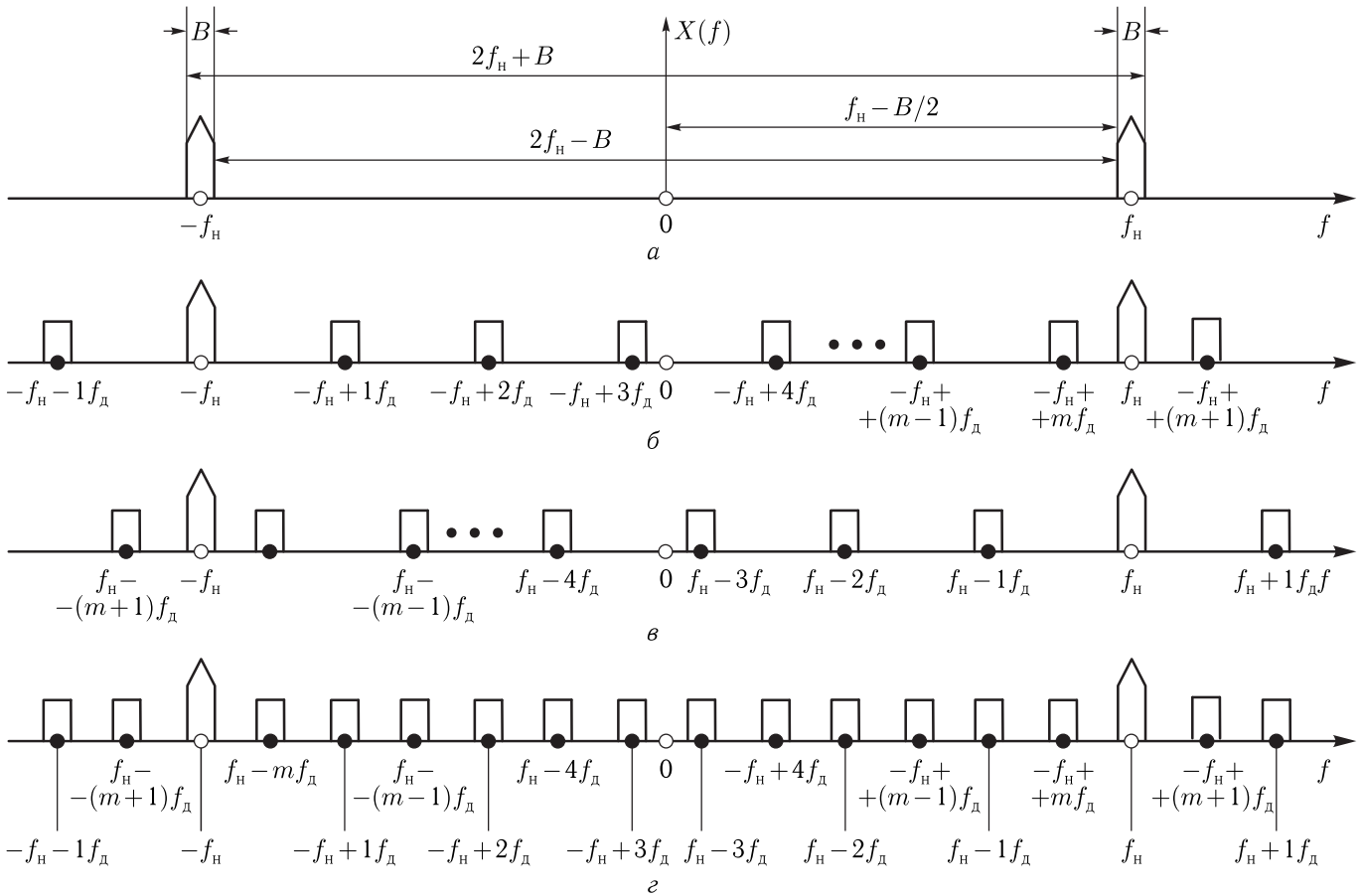


Рис. 2. Спектр аналитического полосового радиосигнала

Из (2) вытекает, что дискретизация без искажений собственным спектром возможна, если

$$\frac{2 \cdot f_n + B}{(m + 1)} < \frac{2 \cdot f_n - B}{m}$$

Отсюда получаем требование к  $m$ :

$$m < \frac{f_n}{B} - \frac{1}{2}$$

Или с учетом (1)

$$m < \frac{f_n}{2 \cdot F_B} - \frac{1}{2} \tag{4}$$

Условие узкополосности радиосигнала, независимо от частоты и порядка дискретизации, требует, чтобы выполнялось неравенство:

$$\frac{2 \cdot F_B}{f_n} \ll 1$$

Если  $\ll 1$  это 0,1, то

$$\frac{f_n}{2 \cdot F_B} = 10 \tag{5}$$

и из (4) имеем

$$m < 9,5,$$

то есть порядок дискретизации  $m$  может принимать значения 0, 1, ..., 9.

В соответствии с (2) и (3) наибольшая частота дискретизации будет при  $m = 0$ . В этом случае условие выбора частоты дискретизации (2) приобретает вид:

$$2 \cdot f_n + B < f_d < \infty$$

Наименьшая частота дискретизации будет при  $m = \text{floor}(f_n/2F_B - 1/2)$ , где  $\text{floor}(X)$  — наибольшее целое, меньшее  $X$ , то есть в рассматриваемом

случае при  $m = 9$ . Отсюда два принципиально разных подхода к синхронному сложению цифровых сигналов антенн.

При повышенной частоте дискретизации ( $m = 0$ ), которая используется в методах радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) [3, 4], определяют целое число интервалов дискретизации в задержке сигнала ведомой антенны относительно сигнала опорной антенны, после чего складывают значения зарегистрированных ранее квадратурных цифровых сигналов с одинаковой задержкой, определенной с точностью до интервала повышенной частоты дискретизации (микротакта). При этом должно выполняться условие когерентности складываемых радиосигналов, определяемое выражением

$$\Delta T_c \cdot \Delta f \ll 1, \quad (6)$$

где  $\Delta T_c$  — остаточный сдвиг по времени между радиосигналами,  $\Delta f$  — полоса частот принимаемого радиосигнала. В системах РСДБ остаточный сдвиг  $\Delta T_c$  равен  $\Delta T_d = 1/f_d$  — периоду дискретизации. Сложение дискретных сигналов происходит на ПЧ2, которая много больше полосы радиосигнала  $B = 2F_B$ . Поэтому в условие когерентности для ВПСК (ФМн-2) (6) следует подставить:

$$\Delta f = f_n + B/2 = f_n + F_B.$$

Тогда для ВПСК с учетом условия узкополосности радиосигнала (5):

$$\begin{aligned} f_{\text{дРСДБ}} = f_{\text{мт}} = 1/\Delta T_c = \Delta f/0,05 = 20 \cdot (f_n + F_B) = \\ = 20 \cdot (f_n + f_n/20) = 20,05 \cdot f_n. \end{aligned} \quad (7)$$

При минимально допустимой частоте дискретизации ( $m = 9$ ), выбираемой в соответствии с (3), сравнительно длительные интервалы дискретизации разбиваем на получаемые из (7) микротакты  $\Delta T_c$ , определяем задержку сигнала ведомой антенны относительно сигнала опорной антенны в микротактах, задерживаем импульсы дискретизации ведомой антенны на необходимое количество микротактов, после чего складываем значения соответствующих квадратурных цифровых сигналов.

Таким образом, оба подхода обеспечивают совмещение складываемых сигналов с точностью

до микротакта, равного остаточному сдвигу сигналов  $\Delta T_c$ , и имеют одинаковую погрешность сложения сигналов, однако метод полосовой дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова–Найквиста (метод сдвига импульсов дискретизации) требует гораздо меньшей частоты дискретизации, чем метод РСДБ. Из (7) и (3) с учетом (5) и (1) при  $m = 9$  имеем соотношение частот дискретизации этих методов:

$$\begin{aligned} \frac{f_{\text{дРСДБ}}}{f_{\text{дп}}} &= \frac{20,05 f_n}{\frac{2 \cdot f_n + B}{(m+1)}} = \frac{20,05 f_n}{\frac{2 \cdot f_n + 0,1 \cdot f_n}{10}} = \\ &= \frac{401}{20} \cdot \frac{100}{21} = \frac{2005}{21} = 95,47. \end{aligned} \quad (8)$$

Метод РСДБ приводит к наиболее простой аппаратной реализации цифрового антенного поля или устройства синхронного сложения сигналов, приведенной на рис. 3. Аппаратная реализация метода сдвига импульсов дискретизации [5, 6] и ее усовершенствованная версия, приведенная на рис. 4–6, гораздо сложнее, но в соответствии с (8) имеет в 95 раз меньшую трудоемкость вычислений.

Возможен компромиссный способ синхронного сложения сигналов антенн цифрового антенного поля с «доворотом» фаз, позволяющий использовать простое схемное решение РСДБ на рис. 3 на низких частотах полосовой дискретизации при приемлемом алгоритмическом усложнении обработки дискретных сигналов антенн (метод «доворота» фаз). Однако прежде чем рассматривать метод «доворота» фаз, отметим что основными причинами расфазировки принимаемых антеннами сигналов является разность хода лучей от КА до антенн в свободном пространстве и в фидерах. Для этого кратко рассмотрим процесс формирования сигнала на ПЧ2 в схеме на рис. 3.

## Преобразование частоты

Процессам сложения сигналов в устройстве синхронного сложения сигналов (УССС) предшествуют процессы понижения частоты на смесителях СМ1 и СМ2, которые привносят определенные сдвиги по фазе в радианах в складываемые сигналы антенн А1 и А2 на нелинейных элементах

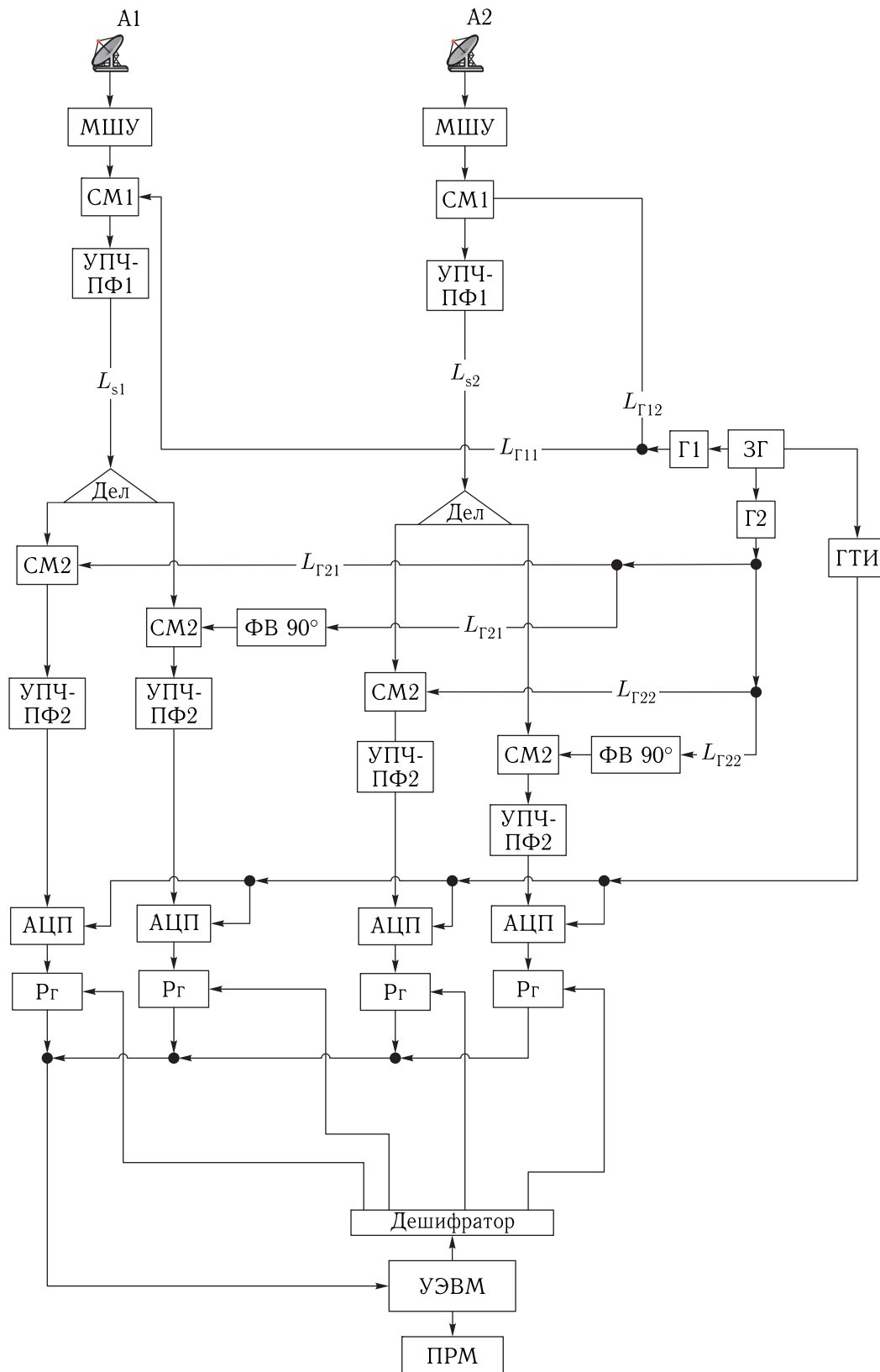


Рис. 3. Схема устройства синхронного сложения сигналов антенн с повышенной частотой дискретизации

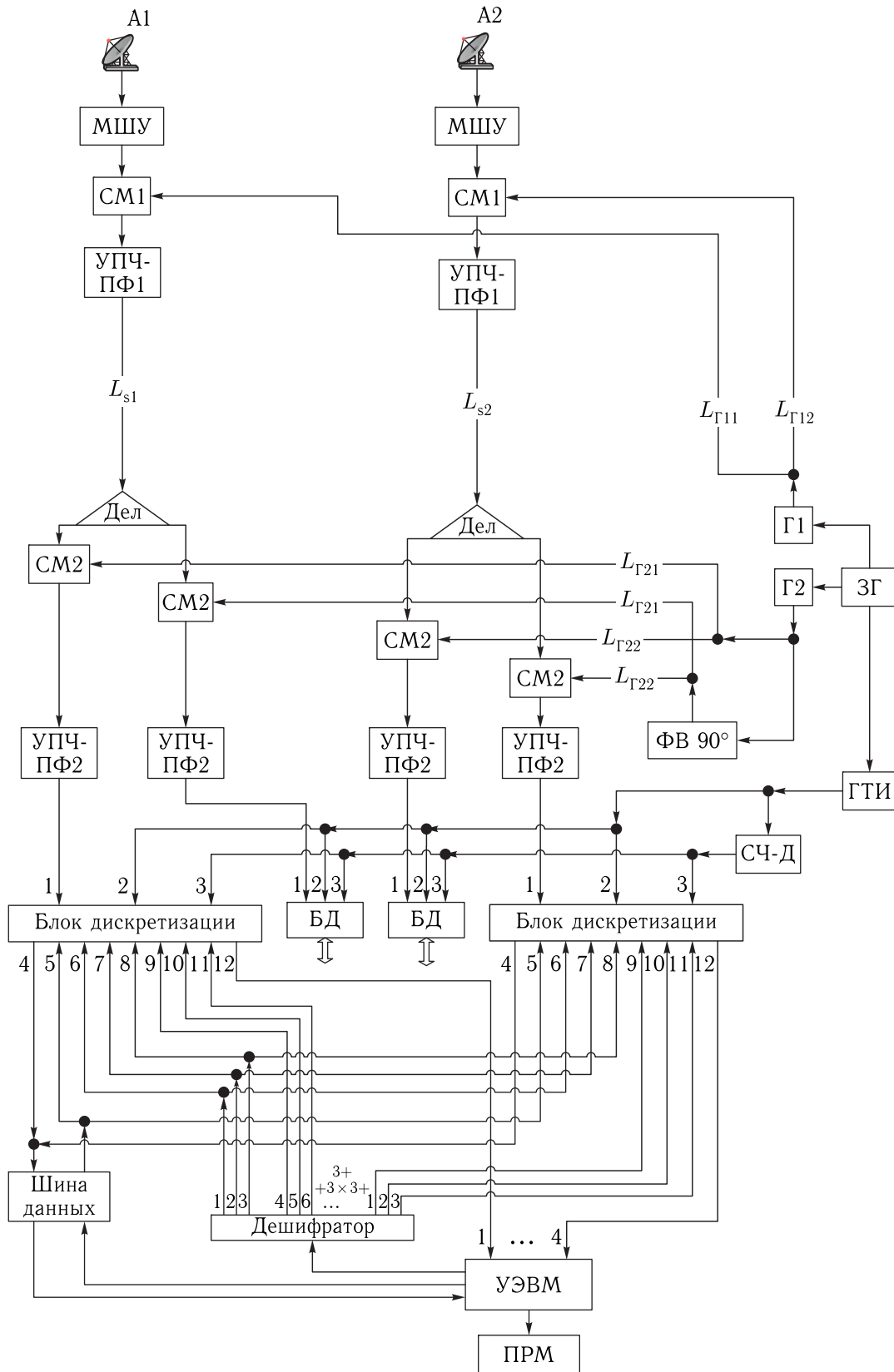


Рис. 4. Схема устройства синхронного сложения сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации

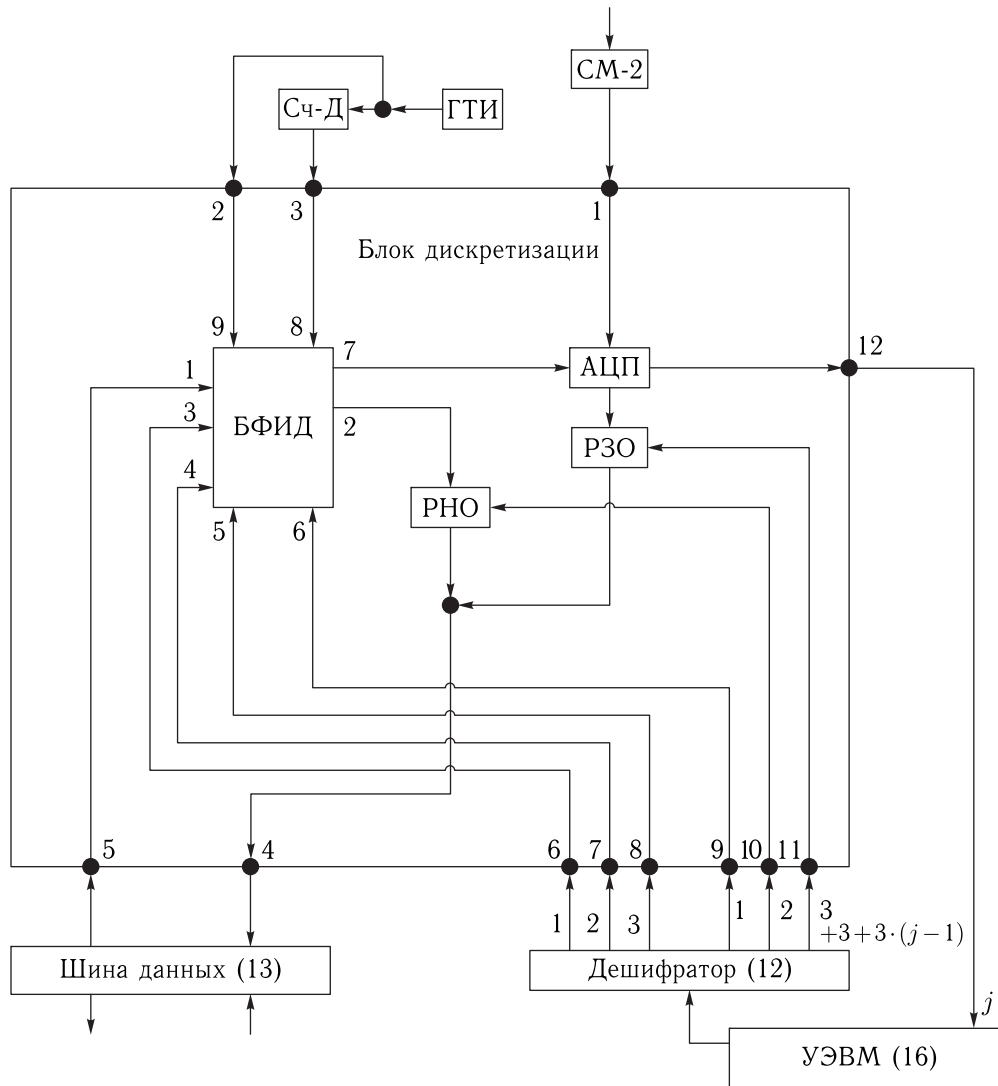


Рис. 5. Схема блока дискретизации

смесителей в соответствии с формулой, выведенной на основе методики из [7]:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_s = & -\omega_{\text{ПЧ2}} \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - \frac{\omega_{\text{ПЧ2}}}{C_s} (L_{s2} - L_{s1}) + \\ & + \left[ \theta_s \left( t - \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - \frac{L_{s2}}{C_s} \right) - \theta_s \left( t - \frac{L_{s1}}{C_s} \right) \right] + \\ & + \text{mod} \left( \omega_{\Gamma1} \cdot \frac{L_{\Gamma12}}{C_\Gamma}, 2\pi \right) - \text{mod} \left( \omega_{\Gamma1} \cdot \frac{L_{\Gamma11}}{C_\Gamma}, 2\pi \right) + \\ & + \text{mod} \left( \omega_{\Gamma2} \cdot \frac{L_{\Gamma22}}{C_\Gamma}, 2\pi \right) - \text{mod} \left( \omega_{\Gamma2} \cdot \frac{L_{\Gamma21}}{C_\Gamma}, 2\pi \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь  $\omega_{\text{ПЧ2}}$  — вторая круговая промежуточная частота;  $\Delta L_{\text{хл}}$  — разность хода лучей от источ-

ника до фазовых центров 2-й и 1-й антенн;  $L_{s1}$  и  $L_{s2}$  — длина сигнального кабеля от смесителя СМ1 первой промежуточной частоты антенны А1 и А2 до УССС, где расположены смесители СМ2 второй промежуточной частоты;  $\theta_s(t)$  — медленная функция времени фазы сигнала;  $C$ ,  $C_s$ ,  $C_\Gamma$  — скорость света в воздухе, в сигнальном кабеле и в кабеле гетеродина соответственно;  $\omega_{\Gamma1}$  и  $\omega_{\Gamma2}$  — круговые частоты 1-го и 2-го гетеродина соответственно;  $L_{\Gamma11}$  и  $L_{\Gamma12}$  — длина кабеля гетеродина от смесителя СМ1 антенны А1 и А2 до гетеродина Г1;  $L_{\Gamma21}$  и  $L_{\Gamma22}$  — длина кабеля гетеродина от смесителя СМ2 антенны А1 и А2 до гетеродина Г2.

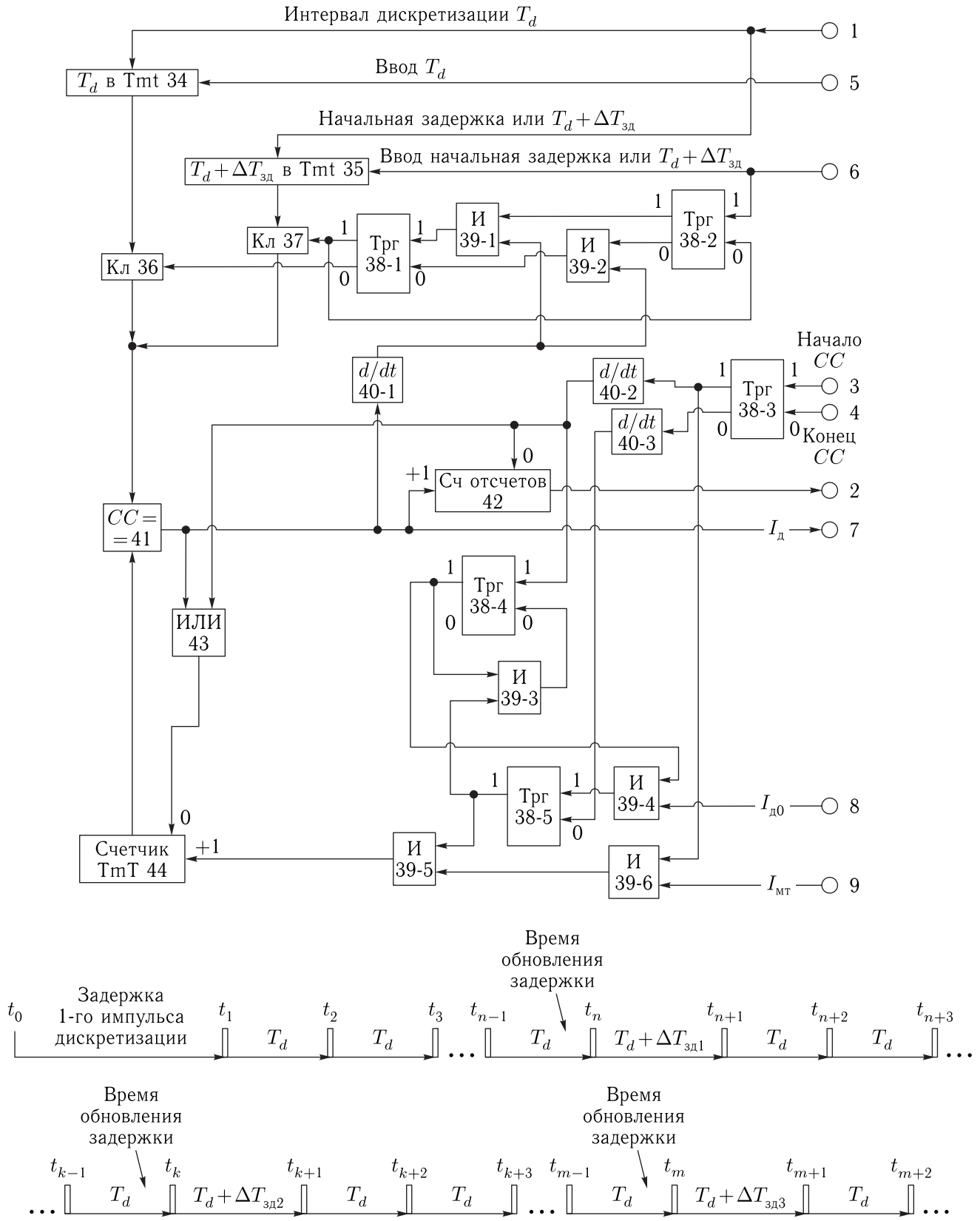


Рис. 6. Схема блока сдвига импульсов дискретизации



Из выражения (9) следует простой практический вывод: для устранения или, по крайней мере, минимизации влияния времени распространения сигналов в кабелях (фидерах) следует выровнять их длины, то есть обеспечить:

$$L_{s2} = L_{s1}; \quad L_{\Gamma12} = L_{\Gamma11}; \quad L_{\Gamma22} = L_{\Gamma21}.$$

Тогда выражение (9) для разности фаз примет вид:

$$\Delta\theta_s = -\omega_{\text{ПЧ2}} \cdot \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} + \left[ \theta_s \left( t - \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - \frac{L_{s1}}{C_s} \right) - \theta_s \left( t - \frac{L_{s1}}{C_s} \right) \right]. \quad (10)$$

Очевидно, при полной компенсации разности хода лучей ( $\Delta L_{\text{хл}} = 0$ ) имеем  $\Delta\theta_s = 0$  и оба принимаемых сигнала будут совершенно одинаковы. В силу того, что фаза информационного сигнала  $\theta_s$  при фазовой манипуляции ВРСК между сменой битов является медленно меняющейся функцией, основной вклад в сдвиг по фазе между сигналами антенн  $A_1$  и  $A_2$  вносит первое слагаемое (10), определяемое ПЧ2 и разностью хода лучей:

$$\Delta\theta_s \approx -\omega_{\text{ПЧ2}} \cdot \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C}.$$

## Разность хода лучей до фазовых центров антенн

В соответствии с рис. 7 разность хода лучей с направления диаграммы направленности антенн между антеннами №  $i$  ( $A_i$ ) и опорной антенной № 0 ( $A_0$ ) на  $j$ -м шаге сопровождения рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} \Delta R_{i0j} &= L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \text{ДН}_j) = \\ &= L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\text{ДН}j}) + \\ &\quad + \cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\text{ДН}j}) + \cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\text{ДН}j})]. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь  $L_{i0}$  — расстояние между фазовыми центрами антенн  $A_i$  и  $A_0$ ,  $\cos(\alpha_{i0})$ ,  $\cos(\beta_{i0})$ ,  $\cos(\gamma_{\text{ДН}j})$  — направляющие косинусы векторов от опорной

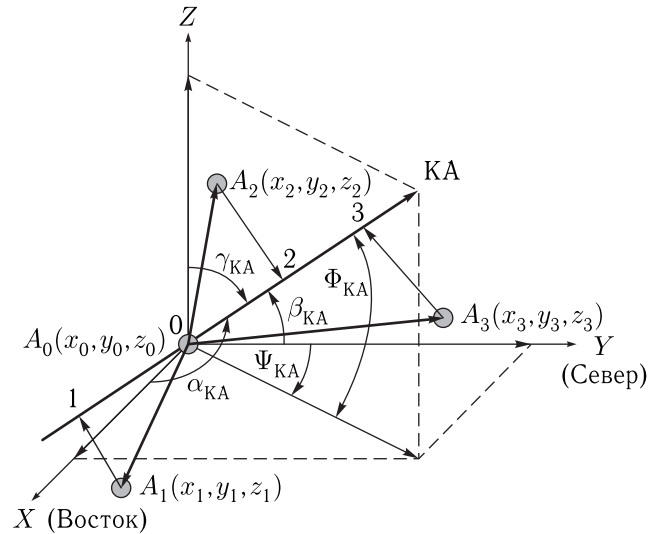


Рис. 7. Отсчет направлений в антенной решетке относительно фазового центра опорной антенны  $A_0$

антенны  $A_0$  к антенне  $A_i$ , рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} L_{i0} &= \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}, \\ \cos(\alpha_{i0}) &= (x_i - x_0)/L_{i0}; \\ \cos(\beta_{i0}) &= (y_i - y_0)/L_{i0}; \\ \cos(\gamma_{i0}) &= (z_i - z_0)/L_{i0}, \end{aligned}$$

где  $(x_i, y_i, z_i)$  и  $(x_0, y_0, z_0)$  — координаты фазовых центров антенн  $A_i$  и  $A_0$  в местной системе координат (см. рис. 7).

Направляющие косинусы диаграмм направленности антенн антенной решетки на  $j$ -м шаге сопровождения в местной системе координат, представленной на рис. 7, рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_{\text{ДН}j}) &= \cos(\Phi_{\text{ДН}j}) \cdot \sin(\Psi_{\text{ДН}j}); \\ \cos(\beta_{\text{ДН}j}) &= \cos(\Phi_{\text{ДН}j}) \cdot \cos(\Psi_{\text{ДН}j}); \\ \cos(\gamma_{\text{ДН}j}) &= \sin(\Phi_{\text{ДН}j}). \end{aligned}$$

Здесь  $\Phi_{\text{ДН}j}$  — угол места,  $\Psi_{\text{ДН}j}$  — азимут диаграммы направленности антенн на  $j$ -м шаге сопровождения.

Оценка сдвига по времени прихода радиосигнала между антеннами  $A_i$  и  $A_0$   $\Delta t_{ci0j}$  определяется по формуле

$$\Delta t_{ci0j} = \Delta R_{i0j}/C,$$

где  $C$  — скорость света в свободном пространстве.

## Компенсация разности хода лучей

Итак, для синхронного сложения сигналов с разных антенн необходимо скомпенсировать разность хода лучей от передатчика между фазовыми центрами этих приемных антенн. В методе РСДБ, реализуемом схемой 3, это достигается применением повышенной частоты дискретизации с последующим совмещением цифровых сигналов с точностью до микроскопического интервала дискретизации, удовлетворяющего условию когерентности принимаемых радиосигналов (6). В методе полосовой дискретизации по Котельникову–Найквисту, реализуемой схемами на рис. 4–6, совмещение цифровых сигналов достигается сдвигом импульсов дискретизации с точностью до микротакта, равного интервалу дискретизации в методе РСДБ. Наконец, в предлагаемом методе «доворота» фаз совмещение цифровых сигналов предлагается осуществить путем пересчета квадратурных сигналов ведомой антенны на фазу опорной антенны на основе априорно известной разности хода лучей от КА до опорной и ведомой антенн.

Допустим, в задержке отсчетов антенны А2 относительно отсчетов антенны А1 на разность хода лучей  $\Delta L_{\text{хл}}/C$  содержится  $k$  целых периодов полосовой дискретизации  $T_{\text{дп}} = 1/f_{\text{дп}}$ , то есть:

$$k = \text{mod}\left(\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C}, T_{\text{дп}}\right).$$

Тогда  $i$ -й отсчет антенны А2 будет отставать от  $(i-k)$ -го отсчета антенны А1 на остаточное время, меньшее периода полосовой дискретизации  $T_{\text{дп}}$ :

$$\begin{aligned} \Delta T_k &= \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - \text{mod}\left(\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C}, T_{\text{дп}}\right) \cdot T_{\text{дп}} = \\ &= \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - k \cdot T_{\text{дп}} < T_{\text{дп}}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} = k \cdot T_{\text{дп}} + \Delta T_k.$$

Вместо функции  $A$  по модулю  $B$   $\text{mod}(A, B)$  предпочтительнее использовать функцию  $\text{round}$  округления до ближайшего целого:

$$k = \text{round}\left(\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} / T_{\text{дп}}\right) = \text{round}\left(\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} \cdot f_{\text{дп}}\right).$$

Тогда  $i$ -й отсчет антенны А2 будет отстоять от  $(i-k)$ -го отсчета антенны А1 на остаточное

время, по модулю меньшее половины периода полосовой дискретизации  $T_{\text{дп}}$ :

$$\begin{aligned} \Delta T_k &= \left| \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - \text{round}\left(\frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} / T_{\text{дп}}\right) \cdot T_{\text{дп}} \right| = \\ &= \left| \frac{\Delta L_{\text{хл}}}{C} - k \cdot T_{\text{дп}} \right| < T_{\text{дп}}/2. \end{aligned} \quad (12)$$

Пусть  $S1_c(t_{i-k})$ ,  $S2_c(t_i)$ ,  $S1_s(t_{i-k})$ ,  $S2_s(t_i)$  — косинусные и синусные квадратуры  $(i-k)$ -го отсчета сигнала  $S1(t)$  антенны А1 и  $i$ -го отсчета сигнала  $S2(t)$  антенны А2 соответственно. Тогда амплитуды и фазы  $(i-k)$ -го отсчета сигнала антенны А1 и  $i$ -го отсчета сигнала антенны А2:

$$\begin{aligned} A1(t_{i-k}) &= \sqrt{S1_c(t_{i-k})^2 + S1_s(t_{i-k})^2}, \\ \varphi1(t_{i-k}) &= \text{sign}(S1_s(t_{i-k})) \cdot \text{acos}\left(\frac{S1_c(t_{i-k})}{A1(t_{i-k})}\right), \\ A2(t_i) &= \sqrt{S2_c(t_i)^2 + S2_s(t_i)^2}, \\ \varphi2(t_i) &= \text{sign}(S2_s(t_i)) \cdot \text{acos}\left(\frac{S2_c(t_i)}{A2(t_i)}\right). \end{aligned}$$

В пределах бита информации при фазовой манипуляции ФМн-2 сигналы  $S1(t)$  и  $S2(t)$  являются гармоническими функциями, поэтому значения квадратурных отсчетов сигнала  $S2(t)$  антенны А2, «довернутые» на фазу  $\omega_{\text{ПЧ2}} \cdot \Delta T_k$  до  $(i-k)$ -го отсчета сигнала  $S1(t)$  антенны А1, будут равны:

$$\begin{aligned} S2_c(t_i - \Delta T_k) &= A2(t_i) \cdot \cos(\varphi2(t_i) - \omega_{\text{ПЧ2}} \cdot \Delta T_k), \\ S2_s(t_i - \Delta T_k) &= A2(t_i) \cdot \sin(\varphi2(t_i) - \omega_{\text{ПЧ2}} \cdot \Delta T_k). \end{aligned}$$

При этом квадратурные составляющие суммарного сигнала двух антенн будут равны:

$$\begin{aligned} S\Sigma_c(t_i) &= S1_c(t_{i-k}) + S2_c(t_i - \Delta T_k), \\ S\Sigma_s(t_i) &= S1_s(t_{i-k}) + S2_s(t_i - \Delta T_k). \end{aligned}$$

Амплитуда суммарного сигнала:

$$A\Sigma(t_i) = \sqrt{S\Sigma_c(t_i)^2 + S\Sigma_s(t_i)^2}.$$

Фаза суммарного сигнала:

$$\varphi\Sigma(t_i) = \text{sign}(S\Sigma_s(t_i)) \cdot \text{acos}\left(\frac{S\Sigma_c(t_i)}{A\Sigma(t_i)}\right).$$

В частном случае при  $\Delta L_{\text{хл}} = 0$  и абсолютно одинаковых характеристиках аппаратуры в трактах сигналов обеих антенн имеем  $k = 0$ ;  $\Delta T_k = 0$ ;

$S1_c(t) = S2_c(t)$ ;  $S1_s(t) = S2_s(t)$ . Тогда  $S\Sigma_c(t_i) = 2 \cdot S1_c(t_i)$ ;  $S\Sigma_s(t_i) = 2 \cdot S1_s(t_i)$  и  $A\Sigma(t_i) = 2 \cdot A1$ ;  $\varphi\Sigma(t_i) = \varphi1(t_i)$ , что подтверждает корректность описанного метода синхронного сложения сигналов с «доворотом» фазы отсчета ведомой антенны до фазы отсчета опорной антенны.

## Оценка погрешности методов сложения сигналов антенн

Основную погрешность метода РСДБ вносит остаточный сдвиг складываемых сигналов  $\Delta T_c$ , равный периоду повышенной частоты дискретизации, определяемой (7). В методе полосовой дискретизации по Котельникову–Найквисту со сдвигом импульсов дискретизации основную погрешность вносит тот же остаточный сдвиг, равный микротакту сдвига и периоду дискретизации при сложении сигналов по методу РСДБ. Поэтому можно считать, что погрешность этих методов одинакова. Погрешность метода синхронного сложения сигналов антенн с «доворотом» фазы определяется точностью расчета времени от отсчета ведомой антенны до ближайшего отсчета опорной антенны  $\Delta T_k$ , определяемого формулой (12).

Для  $f_{ПЧ2} = 70$  МГц в соответствии с (7) имеем остаточный сдвиг  $\Delta T_c = 1/f_{РСДБ} = 1/(20,05 \times f_{ПЧ2}) = 1/(20,05 \cdot 70 \cdot 10^6) = 7,125 \cdot 10^{-10}$  с  $\approx 0,7$  нс.

В соответствии с (11) разность хода лучей между антеннами определяется длиной базы между антеннами  $L$  и углом  $\beta$  между базой и направлением на КА:  $\Delta L_{хл} = L \cdot \cos \beta$ . При этом максимум дифференциала хода лучей  $\max(d\Delta L_{хл}) = \max(d(L \cdot \cos \beta)) = \max(L \cdot \sin \beta \cdot d\beta) = L \times d\beta$ , то есть определяется погрешностью определения угла  $\beta$  от базы на КА. Пусть точность определения местоположения КА на высотах орбит КА типа ГЛОНАСС 20 000 км составляет 500 м. Тогда погрешность определения угла  $d\beta = 500/20\,000\,000 = 2,5 \cdot 10^{-5}$ . Пусть  $L = 100$  м, тогда погрешность расчета хода лучей  $\max(d\Delta L_{хл}) = 100 \cdot 2,5 \cdot 10^{-5} = 2,5 \cdot 10^{-3}$ . Отсюда максимальная погрешность расчета задержки сигнала:  $\max(d\Delta T_c) = \max(d\Delta L_{хл})/C = 2,5 \cdot 10^{-3}/3 \times$

$\times 10^8 = 0,83 \cdot 10^{-11}$  с  $= 0,83 \cdot 10^{-2}$  нс, что на два порядка меньше остаточного сдвига при РСДБ.

Еще один источник погрешности в задержке сигнала, характерный для всех трех методов, — это неточность выравнивания длин кабеля между гетеродином и смесителями. Пусть погрешность выравнивания кабелей составляет 5 см, а диэлектрическая проницаемость диэлектрика кабеля —  $\varepsilon = 2,5$  (полиэтилен), тогда погрешность времени распространения в кабеле составляет  $d\Delta T_{ск} = 0,05/3 \times 10^8 \cdot \sqrt{2,5} = 0,026 \cdot 10^{-8}$  с  $= 0,26$  нс, что является определяющей погрешностью метода «доворота» фазы, но втрое меньше основной погрешности метода РСДБ.

## Что дает сложение сигналов?

Таким образом, метод «доворота» фазы соединяет достоинства методов РСДБ и метода сдвига импульсов дискретизации при меньшей погрешности. Остается открытым вопрос: зачем складывать сигналы антенн? Ответ простой — для повышения энергетического потенциала радиолинии при ограниченных размерах приемных антенн. Сложение сигналов эквивалентно сложению эффективных площадей антенн. Допустим, комплекс телеметрических средств (КТМС) должен работать с разгонным блоком, выводящим КА на орбиты высотой  $H_1 = 20\,000$  км и  $H_2 = 36\,000$  км. Средний радиус Земли  $R_z = 6371$  км. Скорость передачи информации  $R_i = 512\,000$  бит/с. Модуляция ФМн-2. Количество лепестков в спектре сигнала (коэффициент расширения спектра) для BPSK, например системы спутникового цифрового вещания с интеграцией служб 3-го поколения ISDB-3S, не превышает  $m_{ls} = 1,1$  [8]. Диаметр каждой из двух антенн КТМС опытного образца  $D_{Ao} = 7$  м, штатного образца  $D_{Аш} = 5$  м. Коэффициент эффективности антенны КТМС  $K_e = 0,5$ . Мощность передатчика  $P_t = 10$  Вт, коэффициент усиления передающей антенны  $K_t = 2$ . Коэффициент потерь в тракте  $\eta = 0,3$ . Постоянная Больцмана  $k_0 = 1,38 \cdot 10^{-23}$ . Шумовая температура  $t_0 = 200$  К. Расчет ведем по известной формуле для отношения сигнал/шум по мощности:

$$SRN = \frac{P_t \cdot K_t \cdot \eta \cdot K_e \cdot D_A^2}{32 \cdot d^2 \cdot R_i \cdot m_{ls} \cdot k_0 \cdot t_0},$$

Таблица. Оценка отношения сигнал/шум по мощности

Диаметр антенны, м	7				5			
	20 000		36 000		20 000		36 000	
Высота орбиты, км	20 000		36 000		20 000		36 000	
Дальность до КА	20 000	25 589	36 000	41 889	20 000	25 589	36 000	41 889
Сигнал/шум, 1 антенна	7,39	4,51	2,28	1,68	3,76	2,3	1,16	0,86
Сигнал/шум, 2 антенны	14,78	9,025	4,56	3,37	7,54	4,6	2,33	1,71

где  $d = H_{1,2}$  — дальность до КА в зените или  $d = \sqrt{(R_z + H_{1,2})^2 - R_z^2}$  — дальность до КА на горизонте. Результаты расчетов приведены в таблице.

Критерий оценки: сигнал/шум по мощности должен быть больше 3 раз. Видим, что при информативности 512 Мбит/с одна 7-метровая антенна справляется с работой на орбитах высотой до 20 000 км, а две могут работать и на геостационарных орбитах высотой 36 000 км, тогда как одна 5-метровая антенна дает слишком низкое отношение сигнал/шум даже на орбитах 20 000 км и требует снижения информативности, а две справляются с работой на орбитах 20 000, но на геостационарной орбите даже две 5-метровые антенны требуют снижения скорости передачи данных вдвое.

Таким образом, сложение сигналов двух антенн позволяет вдвое увеличить отношение сигнал/шум, увеличить допустимую наклонную дальность или допустимую информативность телеметрической системы.

## Итог

Предложен экономичный и эффективный метод синхронного сложения сигналов антенн, позволяющий строить цифровые антенные поля на замену больших или гигантских антенн.

## Список литературы

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: 2-е изд. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
2. Романюк Ю. А. Основы цифровой обработки сигналов. В 3-х ч. Ч. 1. Свойства и преобразования дискретных сигналов: Учеб. пособ. М.: МФТИ, 2005. 332 с. ISBN 5-7417-0144-2 (Ч. 1).
3. Урличич Ю. М., Гусев Л. И., Леонов М. С., Селиванов А. С., Круглов А. В., Молотов Е. П., Вату-

тин В. М., Богуславская Н. Е., Молчанов К. В., Чистов Э. Г., Ржига О. Н., Зайцев А. Л., Ефимов А. И., Молотов И. Е., Дугин Н. А., Каневский Б. З. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под ред. Е. П. Молотова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 232 с.

4. Молотов И. Е. Радиоинтерферометрия со сверхбольшими базами (РСДБ) — история, состояние и аппаратура. [ivn.astronomer.ru/report/0000007/p0000007.htm](http://ivn.astronomer.ru/report/0000007/p0000007.htm). Сайт инициативных астрономических проектов ПулкОН и LFNV.
5. Ватутин С. И., Зайцев О. В. Применение многоканальных цифровых приемных устройств для создания антенных полей НАКУ КА. Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии. 2013. VI Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» 5–7 июня 2013 г. М.: 2014. С. 103–120.
6. Ватутин С. И., Зайцев О. В. Патент на изобретение № 2594385 «Способ обработки широкополосных сигналов и устройство фазирования антенн приема широкополосных сигналов, преимущественно для антенн неэквидистантной решетки». Патентообладатель: ОАО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем» (ОАО «Российские космические системы»). Заявка № 2015119423. Приоритет изобретения 25 мая 2015 г. Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 22 июня 2016 г.
7. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
8. Рекомендация МСЭ-R ВО.2098-0 (12/2016). Система передачи для спутникового радиовещания в формате ТСВЧ. Серия ВО. Спутниковое радиовещание. ITU. Международный союз электросвязи. [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/bo/R-REC-BO.2098-0201612-I!!!MSW-R.doc](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/bo/R-REC-BO.2098-0201612-I!!!MSW-R.doc)