РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2020, том 7, выпуск 4, с. 22–37

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.396.677 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.4.22.37

Синхронное сложение сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации в идеализированном режиме сопровождения космического аппарата по целеуказаниям

С. И. Ватутин, к. т. н., с. н. с., vatutin.si@spacecorp.ru АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Для объединения нескольких сравнительно малых апертурных антенн в единую цифровую антенную решетку (цифровое антенное поле) с суммарной площадью приема телеметрического сигнала от космического аппарата ранее был предложен способ синхронного сложения сигналов отдельных антенн. При этом антенны разнесены на достаточно большое расстояние, чтобы они не затеняли друг друга. В основе метода лежит идея компенсации взаимных задержек принимаемого сигнала между антеннами путем соответствующего сдвига импульсов дискретизации сигналов разных антенн.

В настоящей статье продемонстрирована работоспособность метода в идеализированном режиме сопровождения КА по целеуказаниям на орбитах глобальных навигационных систем. Показано, что на современном уровне развития импульсной техники метод синхронного сложения сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации потенциально способен обеспечить прием телеметрической информации от КА дальнего космоса на скоростях примерно в 6 раз больших, чем с использованием классического метода РСДБ.

Ключевые слова: антенная решетка, синхронное сложение сигналов, промежуточная частота, разность хода лучей, задержка распространения, целеуказания, отношение сигнал/шум, битовая вероятность ошибки

Synchronous Addition of Antenna Signals with a Shift of Sampling Pulses in Idealized Mode of Spacecraft Tracking by Target Designations

S. I. Vatutin, Cand. Sci. (Engineering), Senior Researcher, vatutin.si@spacecorp.ru Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. The method of synchronous addition of signals of separate antennas was proposed previously for the aggregation of relatively small-scale aperture antennas into a single digital antenna array (digital antenna field) with a combined area for receiving telemetry signals from spacecraft. In this case, the antennas are mutually spaced by a big enough distance in order to not shade one another. The method is based on the idea of compensating the mutual delays between the antennas of the received signal by a corresponding shift of the sampling pulses of the signals of different antennas.

This article demonstrates the method's workability in idealized mode of spacecraft tracking by target designations on orbits of global navigation systems. It is shown that with the up-to-date level of impulse technology development the method of synchronous addition of antenna signals with a shift of sampling pulses is potentially capable of ensuring the reception of telemetry information from deep-space spacecraft at rates approximately 6 times higher than those of the classic Delta-DOR method.

Keywords: antenna array, synchronous addition of signals, intermediate frequency, path difference, propagation delay, target designations, signal-to-noise ratio, bit-error probability

Введение

Антенны являются основным фактором сдерживания миниатюризации радиотехнических систем и комплексов. Все в приемнике поддается миниатюризации, кроме антенны, поскольку энергетический потенциал радиолинии в значительной степени определяется ее размерами. Однако всеобщая цифровизация и в этой области предлагает привлекательные технические решения уменьшения размеров используемых антенн путем перехода от антенн большого размера к цифровым антенным решеткам (ЦАР) и цифровым антенным полям. Так, в радиоастрономии наметился переход от гигантских антенн диаметром 60-70 м и больших антенн диаметром 32-34 м к цифровым антенным полям из антенн диаметром порядка 12 м с синхронным сложением сигналов отдельных антенн во временной области [1]. Поскольку в радиоастрономии не требуется особой оперативности обработки сигналов, то в радиоинтерферометрах со сверхдлинной базой (РСДБ) для синхронного сложения радиосигналов широкое применение нашли неспешные методы корреляционной обработки [1,2]. При этом должно выполняться условие когерентности складываемых радиосигналов, определяемое выражением:

$$\Delta T_{\rm c} \cdot \Delta f \ll 1,\tag{1}$$

где $\Delta T_{\rm c}$ — остаточный сдвиг по времени между радиосигналами, Δf — полоса частот принимаемого радиосигнала. В системах РСДБ остаточный сдвиг $\Delta T_{\rm c}$ равен $\Delta T_{\rm d}$ — периоду дискретизации. Обычно считается, что «много меньше единицы» — это величина порядка 0,01. Однако для разных видов модуляции эта величина может варьироваться в широких пределах как в большую, так и в меньшую сторону. Так, для сигналов с фазовой манипуляцией достаточно, чтобы остаточный сдвиг по фазе $\Delta \varphi_{\rm o}$ не превышал 0,1 от величины манипуляции фазы $\Delta \varphi_{\rm m}$:

$$\Delta \varphi_{\rm o} \leqslant 0, 1 \cdot \Delta \varphi_{\rm M}. \tag{2}$$

При периоде дискретизации $\Delta T_{\rm d}$ наибольший остаточный фазовый сдвиг в спектре сигнала будет составлять

$$\Delta \varphi_{0} = 2\pi \cdot \Delta T_{\pi} \cdot \Delta f. \tag{3}$$

Отсюда для BPSK при $\Delta \varphi_{\rm M} = \pi$ получаем условие когерентности $\Delta T_{\rm A} \cdot \Delta f \leqslant 0,05$; для QPSK при $\Delta \varphi_{\rm M} = \pi/2$ получаем $\Delta T_{\rm A} \cdot \Delta f \leqslant 0,025$; для 8PSK при $\Delta \varphi_{\rm M} = \pi/4$ получаем условие когерентности складываемых сигналов $\Delta T_{\rm A} \cdot \Delta f \leqslant$ $\leqslant 0,0125$. Для радиосигналов с фазовой манипуляцией более высоких порядков условие когерентности будет более жестким, чем (1). В любом случае условие когерентности радиосигналов накладывает гораздо более жесткие ограничения на допустимый период дискретизации радиосигнала, чем теорема Котельникова (Найквиста) для радиосигнала, согласно которой должно выполняться условие:

$$\Delta T_{\pi} \cdot \Delta f \leqslant 1. \tag{4}$$

Поэтому в радиосистемах, связанных с передачей информации в спутниковой связи [3], в радиолокации [4–6], в сотовой связи [7,8], в навигации [9,10] наибольшее распространение получили ЦАР с традиционным сложением информационных сигналов в спектральной области, когда элементарные антенны решетки располагаются достаточно близко друг к другу, так что для времени распространения по решетке $\Delta t_{\rm p}$ и полосы полезного сигнала Δf соблюдается условие узкополосности системы, то есть

$$\Delta t_{\rm p} \cdot \Delta f \ll 1. \tag{5}$$

Однако в системах управления космическими аппаратами (КА) при построении антенного поля по условию отсутствия затенения друг друга в пределах семиградусной зоны радиовидимости антенны должны быть разнесены минимум на 8 диаметров антенны, то есть на десятки метров. Например, антенны диаметром 5 м должны быть разнесены на 40 м. Поэтому при передаче телеметрической информации (ТМИ) со скоростью 0,5 Мбит/с гармоники по краям спектра, отстоящие примерно на $\Delta f = 1 M\Gamma$ ц, дадут недопустимо большой набег фаз $\Delta \varphi = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \Delta t = 2\pi \cdot \Delta f \cdot (\Delta L/c) = 2\pi \times$ $\times 10^6 \cdot 40/(3 \cdot 10^8) = 0,27\pi$.

Таким образом, в цифровых полях слежения за КА сложить сигналы антенн ЦАР в спектральной области не представляется возможным. Остается попытка сложить сигналы во временной области, опираясь на большой опыт в работе с систе-

мами РСДБ. Но в этих системах платой за возможность когерентно складывать сигналы далеко разнесенных антенн является существенное снижение $\Delta T_{\pi} \cdot \Delta f$, то есть информативности системы, что крайне нежелательно для систем передачи ТМИ с космических аппаратов. К счастью, здесь антенны не разнесены так далеко, как в системах РСДБ, что позволяет синхронизировать гетеродины высокочастотных каскадов приема радиосигналов различных антенн цифрового антенного поля и сдвигать сетки импульсов дискретизации сигналов разных антенн так, чтобы взятие отсчетов происходило для одного и того же принимаемого радиосигнала от разных антенн в одном и том же фронте. Для этого период дискретизации радиосигнала $\Delta T_{\rm m}$, для которого выполняется условие (4), необходимо разбить на достаточно малые интервалы сдвига импульсов дискретизации $\Delta T_{
m c},$ такие, чтобы для них выполнялось условие когерентности (1) для соответствующего вида модуляции. После этого импульсы дискретизации сигналов различных антенн необходимо сдвинуть на соответствующее количество интервалов сдвига ΔT_{c} так, чтобы отсчеты реализаций одного и того же принимаемого различными антеннами сигнала брались на одном и том же фронте с точностью до $\Delta T_{\rm c}$. Идея метода изложена в работе [11], где предложено устройство синхронного сложения сигналов со сдвигом импульсов дискретизации. Подробно предложенное устройство фазирования антенн описано в патенте [12].

Сущность метода синхронного сложения радиосигналов антенн цифрового антенного поля со сдвигом импульсов дискретизации

На рис. 1 представлена простейшая конфигурация антенного поля из трех антенн A0, A1, A2, соединенных фидерами Ф0, Ф1, Ф2 с устройством синхронного сложения (УСС) сигналов антенн, в состав которого входит генератор импульсов дискретизации сигналов антенн. На рис. 2 представлена временная диаграмма взятия отсчетов для одного и того же фронта сигнала, прини-



Рис. 1. Простейшая конфигурация антенного поля для иллюстрации метода синхронного сложения сигналов антенн

маемого антеннами. Антенна АО является опорной, на антенну А1 фронт волны радиосигнала падает раньше, а на антенну А2 позже, чем на антенну АО.

Для синхронного сложения сигналов антенн очередной k-й импульс дискретизации генератора для информационного сигнала антенны $\mathbb{N}i$, сформированный в момент времени $t_{\Gamma k}$, задерживают на время

$$\Delta t_{zik} = \Delta t_{ci0k} + \Delta t_{\phi i} - \Delta t_{\phi 0} + \Delta t_{\pi}.$$
 (6)

Здесь $\Delta t_{\mathrm{ci}0k}$ — время сдвига момента прихода фронта волны принимаемого сигнала на антенне № *і* относительно опорной антенны № 0. Оно может быть отрицательным, если сигнал приходит на антенну № і раньше, чем на антенну №0, и положительным, если сигнал приходит на антенну №і позже, чем на антенну №0, и изменяется в течение времени зоны радиовидимости КА. Остальные слагаемые времени задержки являются константами. Так, $\Delta t_{\mathrm{d}i}$ — время распространения фронта волны сигнала в фидере от фазового центра антенны № і до УСС. Чтобы гарантировать взятие отсчета нужного фронта после его прихода на УСС со всех антенн поля, введена дополнительная задержка импульса дискретизации на время подставки Δt_{π} , которое выбирается так, чтобы момент времени k-го импульса дискретизации на всех антеннах наступил позже k-го импульса дискретизации генератора, то есть из условия $\Delta t_{zik} > 0$. Это усло-



Рис. 2. Временная диаграмма взятия отсчета на одном и том же фронте сигнала, принимаемого антеннами A0, A1, A2

вие выполняется всегда, если время подставки $\Delta t_{\rm n}$ выбирается из условия

$$\Delta t_{\Pi} > \Delta t_{\phi \max} - \Delta t_{\phi \min} + \Delta t_{p \max} + \Delta t_{A \amalg \Pi}, \quad (7)$$

где $\Delta t_{\phi \max}$ и $\Delta t_{\phi \min}$ — максимальное и минимальное время распространения фронта волны сигнала в фидерах антенной решетки соответственно, $\Delta t_{p\max}$ — максимально возможное время распространения фронта волны сигнала в свободном пространстве по поперечнику антенной решетки, $\Delta t_{A\amalg\Pi}$ — время формирования отсчета на АЦП. По мере движения КА в зоне радиовидимости происходит изменение величины Δt_{ci0k} сдвига момента прихода фронта волны принимаемого сигнала на антенне № *i* относительно опорной антенны № 0, который необходимо отслеживать.

В работе [13] показано, что при работе с КА на опорной орбите высотой 200 км интервал обновления задержек $dT_{\rm o3} = 0,1$ с обеспечивает практически идеальное синхронное сложение сигналов с антенн цифрового антенного поля. Однако эти оценки были проведены без учета динамики системы сопровождения КА.

Настоящая работа посвящена проверке принципиальной возможности синхронного сложения сигналов антенн в режиме сопровождения КА по целеуказаниям. В качестве примера рассмотрено антенное поле из параболических антенн диаметром $D_{\rm A} = 3$ м в виде правильного шестиугольника, вписанного из условия незатенения по семиградусной зоне радиовидимости в круг радиусом $8 \cdot D_{\rm A} =$ = 24 м с опорной антенной в центре, как показано на рис. 3. Координаты семи антенн с номерами от 0 до 6 и длины соответствующих фидеров представлены в таблице.

Рис. 3. Рассматриваемая конфигурация антенного поля

Задержки в фидерах рассчитываются в модели по очевидной формуле

$$\Delta t_{\pm i} = L_{\pm i} \cdot \varepsilon^{1/2} / C, \qquad (8)$$

где C — скорость света в свободном пространстве, $\varepsilon = 2,2$ — диэлектрическая проницаемость полиэтилена, взятого в качестве диэлектрика фидерного кабеля. Остаточная ошибка юстировки задержки в фидере, влияющая на точность сложения сигна-

С.И.ВАТУТИН

№ антенны	X	Y	Z	Длина фидера
0	0	0	0	60
1	$8 \cdot D_{\mathrm{A}} = 24$	0	0	84
2	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \cos(1 \cdot 60^\circ) = 12$	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \sin(1 \cdot 60^\circ) = 20,78$	0	92,78
3	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \cos(2 \cdot 60^\circ) = -12$	$8\cdot D_{\rm A}\cdot \sin(2\cdot 60^\circ)=20{,}78$	0	68,78
4	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \cos(3 \cdot 60^\circ) = -24$	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \sin(3 \cdot 60^\circ) = 0$	0	36
5	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \cos(4 \cdot 60^\circ) = -12$	$8 \cdot D_{\mathrm{A}} \cdot \sin(4 \cdot 60^{\circ}) = -20,78$	0	68,78
6	$8 \cdot D_{\rm A} \cdot \cos(5 \cdot 60^\circ) = 12$	$8 \cdot D_{\mathrm{A}} \cdot \sin(5 \cdot 60^{\circ}) = -20,78$	0	92,78

Таблица. Координаты и длины фидеров антенн рассматриваемого антенного поля

лов антенн, в модели автосопровождения рассчитывается по формуле

$$\Delta T_{\rm ioi} = \Delta T_{\rm io\,max}({\rm rand}(1,1) - 0,5),\tag{9}$$

где rand(1, 1) — функция генератора случайных чисел MATLAB равномерным распределением на интервале (0, 1), $\Delta T_{\rm ю\,max}$ — максимальный разброс в юстировке времени распространения в фидере. В процессе моделирования установлено, что разброс $\Delta T_{\rm ю\,max}$ не должен превышать величины, со-измеримой с допустимым интервалом сдвига импульсов дискретизации $\Delta T_{\rm c}$.

Модель углового движения антенн

Динамика изменения направления на КА определяется конструкцией опорно-поворотного устройства антенны и параметрами орбиты КА. Для азимутально-угломестных опорно-поворотных устройств наиболее динамичными являются околозенитные участки низких орбит КА. Для оценки динамических характеристик сопровождения достаточно использовать простейшую модель кругового движения КА на разных высотах без учета углового движения Земли, описанную в [13]. Согласно этой модели зависимости угла места $\Phi(t)$, азимута $\Psi(t)$ и расстояния до КА $R_{\rm KA}(t)$ от времени с момента прохождения КА восходящего узла определяются выражениями:

$$\begin{split} \Phi(t) &= \\ &= \arcsin\left(\left(\sin(\omega_{\rm ka}t) \cdot \cos i - \frac{R}{R+H}\right) / \left(\left[\cos(\omega_{\rm ka}t)\right]^2 + \right) \right) \end{split}$$

$$+ \left[\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \sin i\right]^{2} + \left[\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \cos i - \frac{R}{R+H}\right]^{2}\right)^{1/2} \bigg), \qquad (10)$$

$$\Psi(t) = \arcsin\frac{\cos(\omega_{\kappa a}t)}{\sqrt{[\cos(\omega_{\kappa a}t)]^2 + [\sin(\omega_{\kappa a}t) \cdot \sin i]^2}}.$$
 (11)

Расстояние до КА:

$$\begin{aligned} R_{\kappa a}(t) &= \left(\left[(R+H) \cos(\omega_{\kappa a} t) \right]^2 + \right. \\ &+ \left[(R+H) \cdot \sin(\omega_{\kappa a} t) \cdot \sin i \right]^2 + \\ &+ \left[(R+H) \cdot \sin(\omega_{\kappa a} t) \cdot \cos i - R \right]^2 \right)^{1/2}, \end{aligned}$$

здесь $\omega_{\rm KA}$ — угловая скорость КА в плоскости орбиты,

$$\omega_{\rm KA} = \frac{R}{R+H} \sqrt{\frac{g}{R+H}} = \frac{v_{\rm 1Ka}}{R+H} \sqrt{\frac{R}{R+H}}, \quad (12)$$

где R = 6371 км — средний радиус Земли, g = 9,8 — ускорение свободного падения на поверхности Земли, $v_{1KA} = 7,93$ км/с — первая космическая скорость, H — высота орбиты КА, i — угол между плоскостью орбиты КА и направлением в зенит наблюдателя, α — угол в плоскости орбиты между направлением на восходящий узел и текущим направлением на КА в момент времени t. Угол α_0 начала ЗРВ определяется выражением

$$\alpha_0 = \arcsin \frac{R}{(R+H)\cos i}.$$
 (13)

Время начала $t_{\rm H3}$, окончания $t_{\rm K3}$ зоны радиовидимости и время на параметре $t_{\rm II}$ в наивысшей

для наблюдателя точке орбиты определяется очевидными выражениями:

$$t_{\rm H3} = \frac{\alpha_0}{\omega_{\rm KA}}, \quad t_{\rm K3} = \frac{\pi - \alpha_0}{\omega_{\rm KA}}, \quad t_{\rm II} = \frac{\pi}{2\omega_{\rm KA}}.$$
 (14)

Из (11) следует, что максимальная по модулю угловая азимутальная скорость КА на параметре определяется простым соотношением

$$\Psi_{\pi}' \approx \frac{-\omega_{\kappa a}}{\sin i}.$$
 (15)

Из (15) видим: чем ближе орбита к зенитной, тем выше азимутальная угловая скорость КА в околозенитной зоне. В настоящее время для работы непосредственно в околозенитной зоне используются трехосные антенны, которые, однако, имеют ограниченный максимальный угол крена от 10° до 14° для разных производителей. Соответственно до угла на параметре в $76^{\circ}-80^{\circ}$ эти трехосные антенны работают в режиме двухосных азимутальноугломестных. Поэтому в данной работе все оценки проведены в расчете на самый неблагоприятный для азимутально-угломестного режима угол на параметре в 80° .

Модель информационного сигнала

Предполагается, что с КА в момент времени *t* на промежуточной частоте *f*_п принимается квадратурный фазоманипулированный сигнал вида

$$U(t) = U_{c}(t) \cdot \left[\cos(2 \cdot \pi \cdot f_{\pi} \cdot t + \varphi + \psi(t)) + j \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{\pi} \cdot t + \varphi + \psi(t))\right],$$
(16)

где $U_{\rm c}(t)$ — амплитуда сигнала в момент времени t, $\varphi = \pi/4$ — неизменная фаза сигнала, $\psi(t)$ — изменяющаяся (манипулируемая) фаза сигнала с частотой манипуляции $F_{\rm M}$. Оценки проведем для сигнала BPSK типа меандр, у которого манипуляция фазы осуществляется по закону

$$\psi(t) = \operatorname{sign}\left(\cos(2\cdot\pi\cdot F_{\scriptscriptstyle M}\cdot t)\right)\cdot(\pi/2). \tag{17}$$

Мощность принимаемого с КА сигнала *S* через диаметр одиночной параболической приемной антенны определяется известной формулой

$$P_{r1}(t) = \frac{P_t \cdot G_t \cdot \eta_{\rm n} \cdot K_{\rm sop} \pi \cdot D_{\rm A}^2}{16 \cdot (R_{\rm \kappa a}(t))^2},$$
(18)

где параметры, используемые в модели, имеют значения: $\eta_{\Pi} = \eta_t \cdot \eta_r \cdot \eta_{\Pi o \pi} \cdot \eta_{H}$ — результирующий коэффициент потерь при передаче сигнала, $P_t = 10$ Вт — мощность передатчика, $G_t = 2$ — коэффициент усиления антенны передатчика, $\eta_t = 0,78$ — коэффициент полезного действия АФУ передатчика, $\eta_r = 0,78$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действия АФУ приемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действиемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициент полезного действиемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициемника, $\eta_{\Pi o \pi} = 0,69$ — коэффициемника

$$U_{S1} = \sqrt{2R_{\rm A}P_{r1}},\tag{19}$$

где $R_{\rm A} = 75~{\rm Om}$ — эквивалентное сопротивление антенны.

Уровень принимаемого с КА сигнала зависит от угла отклонения антенны от направления на КА. Если амплитуда сигнала одиночной антенны при точном направлении ее диаграммы на КА равна U_{S1} , то при отклонении ее диаграммы на угол Θ амплитуда сигнала будет равна

$$U_{S1\Theta} = U_{S1} \cdot F(\Theta), \tag{20}$$

где $F(\Theta)$ — нормированная диаграмма направленности одиночной параболической антенны, которую для оценочных расчетов аппроксимируем известным выражением [16]

$$F(\Theta) = \exp[-a \cdot (\Theta/\Theta_{0,5})^2].$$
(21)

Здесь $\Theta_{0,5}$ — половина ширины диаграммы направленности на уровне 0,5 мощности сигнала и на уровне 0,707 амплитуды сигнала, причем a = 0.346574.

Известно [16], что ширина диаграммы направленности антенны диаметром D на уровне 0,5 мощности сигнала на несущей с длиной волны λ определяется выражениями:

$$\begin{split} \Delta \Theta_{0,5} &= 1,12 \cdot \lambda/D \text{ (рад)}, \\ \Delta \Theta_{0,5} &= 64 \cdot \lambda/D \text{ (град)}. \end{split} \tag{22}$$

Здесь принято, что передача ТМИ с КА ведется в диапазоне Д4 на несущей $f_{\rm H}=2,3$ ГГц, при этом длина волны $\lambda=13$ см, а ширина

диаграммы направленности трехметровой антенны составляет 2,78°. При одновременном отклонении от направления на KA по углу места на $\Delta \Psi$ и по азимуту на угол $\Delta \Phi$ имеем:

$$\Phi_{\mathcal{H}H} = \Phi_{\mathrm{KA}} + \Delta\Phi, \quad \Psi_{\mathcal{H}H} = \Psi_{\mathrm{KA}} + \Delta\Psi, \qquad (23)$$

причем результирующий угол отклонения на j-м шаге сопровождения $\Theta_j = \arccos(\cos \Theta_j)$ получим, исходя из соотношения для угла между вектором диаграммы направленности и вектором направления на КА через соответствующие направляющие косинусы ДН и КА:

$$\cos \Theta_{j} = \cos \alpha_{\mathrm{ZH}_{j-1}} \cdot \cos \alpha_{\mathrm{KA}_{j}} + + \cos \beta_{\mathrm{ZH}_{j-1}} \cdot \cos \beta_{\mathrm{KA}_{j}} + \cos \gamma_{\mathrm{ZH}_{j-1}} \cdot \cos \gamma_{\mathrm{KA}_{j}}.$$
(24)

Здесь принято, что длительность шага сопровождения (моделирования) $dT = (t_j - t_{j-1}) = 0,1$ с. Направляющие косинусы диаграмм направленности антенн антенной решетки и направления на КА на *j*-м шаге сопровождения в местной (топоцентрической) системе координат определяются по известным формулам через азимут и угол места диаграммы направленности и направления на КА соответственно:

$$\begin{aligned}
\cos(\alpha_{\mathrm{ДH}_{j}}) &= \cos(\Phi_{\mathrm{ДH}_{j}}) \cdot \sin(\Psi_{\mathrm{JH}_{j}}), \\
\cos(\alpha_{\mathrm{KA}}) &= \cos(\Phi(t_{i})) \cdot \sin(\Psi(t_{i})),
\end{aligned}$$
(25)

$$\cos(\beta_{\mathrm{ДH}_{j}}) = \cos(\Phi_{\mathrm{ДH}_{j}}) \cdot \cos(\Psi_{\mathrm{ДH}_{j}}),$$

$$\cos(\beta_{\mathrm{KA}_{i}}) = \cos(\Phi(t_{j})) \cdot \cos(\Psi(t_{j})),$$
(26)

$$cos(\gamma_{\text{ДH}_j}) = sin(\Phi_{\text{ДH}_j}),
cos(\gamma_{\text{KA}_j}) = sin(\Phi(t_j)).$$
(27)

Разность хода лучей с направления диаграммы направленности антенн на (j - 1)-м шаге сопровождения между антеннами $\mathbb{N}i$ (A_i) и опорной антенной $\mathbb{N}0$ (A_0) определяем по формуле:

$$\Delta R_{i0\text{ДH}_{j-1}} = L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \mathcal{\Pi}H_{j-1}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathcal{\Pi}H_{j-1}}) +$
+ $\cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta_{\mathcal{\Pi}H_{j-1}}) + \cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma_{\mathcal{\Pi}H_{j-1}})].$
(28)

Здесь L_{i0} — расстояние между фазовыми центрами антенн \mathbf{A}_i и $\mathbf{A}_0,\,\cos(\alpha_{i0}),\,\cos(\beta_{i0}),\,\cos(\gamma_{i0})$ —

направляющие косинусы векторов от опорной антенны \mathbf{A}_0 к антенне $\mathbf{A}_i,$ рассчитываются по формулам:

$$L_{i0} = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2},$$
 (29)

$$\cos(\alpha_{i0}) = (x_i - x_0)/L_{i0},$$

$$\cos(\beta_{i0}) = (y_i - y_0)/L_{i0},$$

$$\cos(\gamma_{i0}) = (z_i - z_0)/L_{i0},$$

(30)

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.

Сдвиг по времени прихода радиосигнала между антеннами ${\rm A}_i$ и ${\rm A}_0$ с направления нацеливания диаграммы направленности $\Delta t_{{\rm ci0}{\rm CH}_{j-1}}$ используется в устройстве синхронного сложения сигналов антенн на протяжении всего j-го шага сопровождения и определяется по формуле

$$\Delta t_{\rm ci0ДH_{j-1}} = \Delta R_{i0ДH_{j-1}}/C, \qquad (31)$$

где С — скорость света в свободном пространстве.

Разность хода лучей с направления на KA на j-м шаге сопровождения между антеннами $\mathbb{N} i$ (A_i) и опорной антенной $\mathbb{N} 0$ (A_0) определяем по формуле

$$\Delta R_{i0\mathrm{KA}_{j}} = L_{i0} \cdot \cos(\angle \mathrm{A}_{i} - 0 - \mathrm{KA}_{j}) =$$

= $L_{i0} \cdot [\cos(\alpha_{i0}) \cdot \cos(\alpha_{\mathrm{KA}_{j}}) +$
+ $\cos(\beta_{i0}) \cdot \cos(\beta \mathrm{KA}_{j}) + \cos(\gamma_{i0}) \cdot \cos(\gamma \mathrm{KA}_{j})].$
(32)

Соответственно получаем сдвиг по времени прихода радиосигнала между антеннами \mathbf{A}_i и \mathbf{A}_0 с направления на КА:

$$\Delta t_{\rm ci0KA_i} = \Delta R_{\rm i0KA_i} / C. \tag{33}$$

С учетом округления в УСС времени на величину единичного интервала сдвига импульсов дискретизации $\Delta T_{\rm c}$ и ошибки юстировки $\Delta T_{\rm boi}$ времени распространения сигнала от антенны A_i по фидерной линии до УСС получаем следующую оценку набега сдвига по времени прихода радиосигнала между антеннами A_i и A_0 за j-й шаг сопровождения T_0 от t_{j-1} до t_j :

$$\Delta t_{ci0j} = \text{round} \left(\Delta t_{ci0\text{ДH}_{j-1}} / \Delta T_{c} \right) \cdot \Delta T_{c} - \Delta t_{ci0\text{KA}_{j}} + \Delta T_{\text{Io}i}.$$
(34)

Синусная составляющая чистого информационного сигнала *i*-й антенны на *j*-м шаге:

$$UI_{Sij} = U_{S1j} \cdot F(\Theta_j) \times \\ \times \sin(2\pi F_{\Pi\Psi} \cdot t_j + \pi/4 - 2\pi F_{\Pi\Psi} \cdot \Delta t_{ci0j} + \\ + \operatorname{sign}(\cos(2\pi F_{\operatorname{MH}} \cdot t_j - 2\pi F_{\operatorname{MH}} \cdot \Delta t_{ci0j})) \cdot \pi/2).$$
(35)

Косинусная составляющая чистого информационного сигнала *i*-й антенны на *j*-м шаге:

$$UI_{Cij} = U_{S1j} \cdot F(\Theta_j) \times \\ \times \cos(2\pi F_{\Pi \Psi} \cdot t_j + \pi/4 - 2\pi F_{\Pi \Psi} \cdot \Delta t_{ci0j} + \\ + \operatorname{sign}(\cos(2\pi F_{\mathrm{MH}} \cdot t_j - 2\pi F_{\mathrm{MH}} \cdot \Delta t_{ci0j})) \cdot \pi/2).$$
(36)

Мощность шума одиночной антенны

$$P_{\rm III1} = 2 \cdot k_0 \cdot t \cdot m_{\rm _{\rm JC}} \cdot R_{\rm _{\rm H}},\tag{37}$$

где $k_0 = 1,38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, t = 200 K — эквивалентная шумовая температура входного каскада приемника, $R_{\rm H}$ — скорость передачи информации, $m_{\rm AC} = 1,25$ — количество лепестков спектра радиосигнала.

Следует отметить, что в разработанной модели сопровождения КА частота дискретизации $F_{\rm д}$ сигнала на промежуточной частоте $F_{\Pi \rm q}$ выбрана исходя из условия минимума искажений из-за наложений размножаемых при дискретизации спектров исходного радиосигнала с оценкой верхней частоты $F_{\rm B} = m_{\rm лc} \cdot R_{\rm u}$ в соответствии с формулой [15,16]

$$F_{\rm g} = \frac{4F_{\rm \Pi \Psi}}{2m_{\rm g} + 1},\tag{38}$$

где порядок дискретизаци
и $m_{\rm д}$ выбран, в свою очередь, по формуле

$$m_{\rm g} = \text{floor}\left(\frac{F_{\rm \Pi\Psi} - F_{\rm B}}{2F_{\rm B}}\right). \tag{39}$$

Мощность шума одиночного канала дискретизации (синусного или косинусного)

$$P_{\rm m1g} = P_{\rm m1}/2. \tag{40}$$

Среднеквадратическое отклонение шума для одиночной антенны

$$\sigma_{\mathfrak{m}1} = \sqrt{2R_{\mathrm{A}}P_{\mathfrak{m}1}}.\tag{41}$$

Среднеквадратическое отклонение шума для одиночного канала дискретизации (синусного или косинусного)

$$\sigma_{\rm m1g} = \sqrt{R_{\rm A} P_{\rm m1}}.$$

Отношение сигнал/шум по мощности для одиночной антенны

$$SNR_1 = \frac{P_{r1}}{P_{m1}}.$$
 (42)

Отношение сигнал/шум по мощности при абсолютно синхронном сложении сигналов всех антенн решетки

$$SNR_{ALL} = \frac{(N_A U_{S1})^2}{(2 \cdot R_A) \cdot (N_A \cdot P_{m1})} = \frac{N_A P_{r1}}{P_{m1}}.$$
 (43)

Значение шума в синусном и косинусном информационном канале дискретизации *i*-й антенны на *j*-м шаге сопровождения вычисляется с помощью разных отсчетов функции рандомизации MATLAB для нормального закона распределения:

$$U_{IS \pm ij} = \sigma_{\pm 1\pi} \cdot \operatorname{randn}(1, 1),$$

$$U_{IC \pm ij} = \sigma_{\pm 1\pi} \cdot \operatorname{randn}(1, 1).$$
(44)

Синусная составляющая зашумленного информационного сигнала *i*-й антенны

$$UI_{c+mSij} = UI_{Sij} + U_{ISmij}.$$
(45)

Косинусная составляющая зашумленного информационного сигнала *i*-й антенны

$$UI_{c+mCij} = UI_{Cij} + U_{ICmij}.$$
(46)

Амплитуда чистого суммарного информационного сигнала всех антенн поля

$$UI_j = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^N UI_{Cij}\right)^2 + \left(\sum_{i=0}^N UI_{Sij}\right)^2}.$$
 (47)

Амплитуда зашумленного суммарного информационного сигнала всех антенн поля

$$UI_{c+mj} = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^{N} UI_{c+m}Cij\right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{N} UI_{c+m}Sij\right)^2}.$$
(48)

Фаза зашумленного суммарного информационного сигнала всех антенн поля:

$$\varphi_{j} = \operatorname{sign}\left(\sum_{i=0}^{N} UI_{\mathsf{c}+\mathsf{III}}Sij\right) \cdot \operatorname{acos}\left(\frac{\sum_{i=0}^{N} UI_{\mathsf{c}+\mathsf{III}}Cij}{UI_{\mathsf{c}+\mathsf{III}}j}\right).$$
(49)

Отношение сигнал/шум на практике определить фактически невозможно, поскольку в соответствии с (49) на приеме мы всегда имеем дело со смесью сигнала и шума, из которой невозможно выделить чистый сигнал [17]. Однако в модели имеются оценки амплитуды как чистого сигнала одиночной антенны (19), так и чистого суммарного сигнала всех антенн поля (47) с учетом ошибок сопровождения. Отсюда сигнал/шум при идеальном сложении сигналов антенн без учета ошибок сопровождения

$$SNR_{Idj} = \frac{(N+1) \cdot U_{S1j}^2}{2 \cdot R_A \cdot (N+1) \cdot P_{III1}} = \frac{U_{S1j}^2}{2 \cdot R_A \cdot P_{III1}}.$$
 (50)

Реальный сигнал/шум с учетом ошибок сопровождения

$$SNR_{\text{Re}\,j} = \frac{UI_j^2}{2 \cdot R_{\text{A}} \cdot (N+1) \cdot P_{\text{IIII}}}.$$
 (51)

Наконец, вероятность ошибки в бите по В. А. Котельникову [19]:

$$P_{\text{OIII6}j} = \frac{1}{2} - \operatorname{erf}\left(\sqrt{SNR_{\operatorname{Re}j} \cdot \frac{1-\rho}{2}}\right) / 2, \quad (52)$$

где $\rho = -1$ — коэффициент корреляции для фазовой манипуляции на π .

Результаты моделирования

T ()

Для расчета задержек необходима интерполяция значений угла места и азимута в промежутках между узловыми моментами целеуказаний (ЦУ). Если $n_{\rm LV}$ — это количество шагов моделирования (сопровождения) dT в периоде целеуказаний $dT_{\rm LV}$, то при линейной интерполяции расчетные углы места $\Phi_{\rm ZH_{j+1}P}$ и азимута $\Psi_{\rm ZH_{j+1}P}$ на (j+1)-м шаге сопровождения будут определяться выражениями:

$$\begin{split} \Phi_{\mathrm{ДH}_{j+1P}} &= \Phi_{\mathrm{KA}}(t_{(\mathrm{floor}(j/n_{\mathrm{LV}})\cdot n_{\mathrm{LV}}+1)}) + \\ &+ \left(\Phi_{\mathrm{KA}}(t_{(\mathrm{ceil}(j/n_{\mathrm{LV}})\cdot n_{\mathrm{LV}}+1)}) - \\ &- \Phi_{\mathrm{KA}}(t_{(\mathrm{floor}(j/n_{\mathrm{LV}})\cdot n_{\mathrm{LV}}+1)}) \right) / n_{\mathrm{LV}} \cdot (j - \mathrm{floor}(j/n_{\mathrm{LV}})), \end{split}$$

$$\Psi_{\text{ДH}_{j+1}\text{P}} = \Psi_{\text{KA}}(t_{(\text{floor}(j/n_{\text{LV}}) \cdot n_{\text{LV}}+1)}) + (\Psi_{\text{KA}}(t_{(\text{ceil}(j/n_{\text{LV}}) \cdot n_{\text{LV}}+1)}) - \Psi_{\text{KA}}(t_{(\text{floor}(j/n_{\text{LV}}) \cdot n_{\text{LV}}+1)}))/n_{\text{LV}} \cdot (j - \text{floor}(j/n_{\text{LV}})).$$
(53)

Моделирование подтвердило результаты работы [13] в том, что на опорной орбите высотой 200 км период обновления задержек $dT_{\rm o3}$ в цифровом антенном поле желательно сохранять на уровне 0,1 с, но в то же время показало, что на низких орбитах целесообразно работать одиночными антеннами диаметром порядка 3 м, а объединять их в единое антенное поле со сложением сигналов для повышения энергетического потенциала радиолинии следует при работе с высокоорбитальным KA.

Как показано на рис. 4, при переходе от низких орбит высотой 200 км (рис. 4, a, δ) к высоким орбитам высотой 20 000 км (рис. 4, a, c) существенно снижается динамика изменения углов места, азимута (рис. 4, a, b) и задержек радиосигнала между антеннами (рис. 4, δ , c), что позволяет безболезненно увеличить периоды целеуказаний и обновления задержек в цифровых антенных полях.

На рис. 5 иллюстрируется идеализированный режим сопровождения КА на орбите высотой 20 000 км, характерной для глобальных навигационных систем. Исходя из параметров системы для опорной орбиты ($dT_{IIV} = 1 \text{ c}; dT_{03} = 0,1 \text{ c}),$ подберем период ЦУ $dT_{\rm IIY}$ и период обновления задержек $dT_{\rm os}$ для высокой орбиты на промежуточной частоте $F_{\rm nu}\,=\,70\;{
m M}\Gamma$ ц при тактовой частоте сдвига импульсов дискретизации $F_{
m c}=1/\Delta T_{
m c}=$ = 2 ГГц. Для исходных параметров график отклонения ДН в сторону КА представлен на рис. 5, а, модуля амплитуды сигнала — на рис. 5, б, отношения сигнал/шум — на рис. 5, в и вероятности ошибки в бите — на рис. 5, г от 10⁻⁴ на краях ЗРВ до 10⁻⁶ для угла места на параметре при скорости передачи ТМИ R = 256 Кбит/с.

Очевидно, что исходные $dT_{\rm LV}$ и $dT_{\rm os}$ чрезмерно малы. Увеличение интервала ЦУ до 10 мин опускает минимум ДН в сторону КА до 0,4, делает заметными скачки углов (рис. 5, d) и скоростей (рис. 5, e).

В узловых точках ЦУ, на динамическом участке траектории КА сигнал проваливается ниже значений на краях ЗРВ (рис. 5, ж), отношение



Рис. 4. Снижение динамики изменения углов места, азимута и задержек при переходе от низких к высоким орбитам КА



Рис. 5. Подбор интервала ЦУ и интервала обновления задержек





Рис. 5. Окончание

сигнал/шум опускается до 1 (рис. 5, 3), а вероятность ошибки в бите возрастает до недопустимого значения 10^{-2} (рис. 5, u).

Снижение интервала ЦУ до 5 мин поднимает минимум ДН в сторону КА до уровня 0,94 (рис. 5, κ) при приемлемых отношении сигнал/шум (рис. 5, n) и вероятности ошибки в бите (рис. 5, m) на динамическом участке.

Увеличение при этом интервала обновления задержек до 1 мин при том же минимуме ДН в сторону КА сохраняет на приемлемом уровне отношение сигнал/шум (рис. 5, μ) и вероятность ошибки в бите (рис. 5, o).

Однако выравнивание интервала обновления задержек до уровня интервала ЦУ в 5 мин опускает минимум отношения сигнал/шум до 1 (рис. 5, n), вероятность ошибки в бите поднимает до неприемлемых 10^{-1} (рис. 5, p).

Компромиссное сочетание длительности интервала ЦУ $dT_{\rm LV}$ 2 мин и интервала обновления задержек $dT_{\rm o3} = 1$ мин представлено на рис. 6, *а* с минимумом ДН в сторону КА 0,9985 и приемлемыми ухудшениями отношения сигнал/шум (рис. 6, *б*) и вероятности ошибки в бите (рис. 6, *в*). В целом рис. 6 демонстрирует снижение качества сопровождения при снижении тактовой частоты сдвига F_c от 2 ГГц (рис. 6, *a*-*в*) до 500 МГц (рис. 6, *e*, *d*) и 125 МГц (рис. 6, *e*, *ж*) при фиксированной промежуточной частоте $F_{\Pi^{q}} = 70$ МГц, что наводит на мысль, что тактовая частота сдвига F_c должна быть привязана к промежуточной частоте $F_{\Pi^{q}}$, на которой, собственно, и осуществляется дискретизация и сложение отсчетов сигналов антенн.

На рис. 7 представлены результаты пропорционального снижения тактовой частоты сдвига F_c и промежуточной частоты F_{nq} при соответствующих оптимальных значениях частоты дискретизации F_{π} и порядка дискретизации m_{π} : $F_{nq} = 70$ МГц, $F_{\pi} = 1,2903$ МГц, $m_{\pi} = 108$, $F_c = 2$ ГГц (рис. 7, *a*, *б*); $F_{nq} = 17,5$ МГц, $F_{\pi} = 1,3208$ МГц, $m_{\pi} = 26$; $F_c = 500$ МГц (рис. 7, *b*, *c*); $F_{nq} = 2,1875$ МГц, $F_{\pi} = 1,75$ МГц; $m_{\pi} = 2$, $F_c = 62,5$ МГц (рис. 7, *d*, *e*). Анализ графиков на рис. 7 показывает, что гипотеза о целесообразности выбора тактовой частоты сдвига F_c пропорциональной: при снижении промежуточной частоты F_{nq}



Рис. 6. Снижение тактовой частоты сдвига $F_{\rm c}$ от 2 ГГц до 125 МГц при фиксированной промежуточной частоте $F_{\rm nu}=70~{\rm M}\Gamma{\rm u}$



Рис. 7. Пропорциональное снижение тактовой частоты сдвига $F_{\rm c}$ и промежуточной частоты $F_{\rm ny}$

до допустимого предела, когда порядок дискретизации $m_{\rm d}$, определяемый (39), остается больше единицы, а частота дискретизации $F_{\rm d}$, определяемая (38), остается меньше промежуточной частоты $F_{\rm nu}$, существенно снижается разброс параметров и графики отношения сигнал/шум и вероятности ошибки в бите ложатся ближе к теоретическому пределу.

Целесообразность пропорциональности тактовой частоты сдвига $F_{\rm c}$ и промежуточной частоты $F_{\rm пч}$ вытекает из требований когерентности (6) складываемых сигналов антенн $\Delta T_{\rm c}\cdot\Delta f\ll 1$ и узкополосности радиосигнала $\Delta f/F_{\rm пч}\ll 1$. Пусть

 $\Delta T_{\rm c} \cdot \Delta f = d_{\rm K} \ll 1$ и $\Delta f/F_{\rm пч} = d_{\rm y} \ll 1$. Тогда $(\Delta f/F_{\rm пч})/(\Delta T_{\rm c} \cdot \Delta f) = F_{\rm c}/F_{\rm пч} = d_{\rm y}/d_{\rm K} = {\rm const},$ что и требовалось доказать. Проведенное моделирование показало, что тактовая частота сдвига $F_{\rm c}$ должна быть больше промежуточной частоты $F_{\rm пч}$ примерно в 2000/70 \approx 30 раз. Во столько же раз требование когерентности строже требования узкополосности.

Анализ графиков на рис. 7 показывает, что чрезмерное повышение промежуточной частоты при сохранении интервала обновления задержек ведет к возрастанию разброса характеристик на наиболее динамичном участке ЗРВ. Это объясня-

ется тем, что за период обновления в задержках накапливается некоторая ошибка $t_{\rm out}$, которая приводит к ошибке фазы соответствующего сигнала $2 \cdot \pi \cdot F_{\rm nu} \cdot t_{\rm out}$. При малых ошибках фазы $\sin(x) = x$, то есть амплитудная ошибка будет прямо пропорциональна $F_{\rm nu}$. Поэтому при сложении сигналов антенн со сдвигом импульсов дискретизации целесообразно выбирать промежуточную частоту как можно ниже, впрочем, так же, как и при использовании методов РСДБ.

Поскольку тактовая частота сдвига $F_{\rm c}$ для предлагаемого метода сложения сигналов антенн эквивалентна частоте дискретизации сигналов F_{π} в методе РСДБ, то предельное быстродействие современных АЦП на уровне 1500 МГц [19] накладывает ограничения по применению методов РСДБ на промежуточных частотах до $F_{\pi}/30 = 1500/30 =$ = 50 МГц. Исходя из того, что порядок дискретизации не может быть меньше $m_{\rm p}=2,$ в соответствии с (39) для метода РСДБ получаем оценку допустимой верхней частоты спектра сигнала $F_{\scriptscriptstyle
m B}~=~F_{\scriptscriptstyle
m \Pi q}/(2m_{\scriptscriptstyle
m J}\,+\,1)~=~50/5~=~10$ МГц и достижимой скорости передачи информации порядка $F_{\rm B}/m_{
m ac} = 10/1,25 = 8$ Мбит/с. Исследуемый же метод сложения радиосигналов со сдвигом импульсов дискретизации реализуется на счетчиках импульсов, состоящих из триггеров, максимально достижимая тактовая частота которых в настоящее время составляет порядка 10000 МГц [20]. Это соответствует максимальной промежуточной частоте $10\,000/30 \approx 300$ МГц, достаточно просто реализуемой частоте дискретизации $F_{\tt g} = 4 F_{\tt n extsf{u}} / (2 m_{\tt g} + 1) =$ $= 300 \cdot 4/5 = 240 \ M\Gamma$ ц, допустимой верхней частоте спектра сигнала $F_{\rm B}=F_{\rm ny}/(2m_{\rm m}+1)=300/5=$ = 60 МГц и достижимой скорости передачи информации порядка $F_{\rm B}/m_{\rm лc} = 60/1, 25 = 48$ Мбит/с.

Таким образом, исследованный метод сложения радиосигналов антенн антенного поля со сдвигом импульсов дискретизации потенциально в состоянии обеспечить в шесть раз большую скорость передачи телеметрической информации с космических аппаратов дальнего космоса по сравнению с классическим методом РСДБ. Следует, однако, принять во внимание, что данное исследование проведено на идеализированной модели процесса сопровождения космического аппарата антенным полем по целеуказаниям. Идеализация состоит в том, что мгновенно изменить угловую скорость движения антенны в силу инерции невозможно, поэтому в узловых точках можно добиться точного совпадения либо углов, либо угловых скоростей движения антенны с движением КА. Поэтому в дальнейшем предполагается продолжить исследования предлагаемого метода с учетом инерционности антенн.

Список литературы

- Урличич Ю. М., Гусев Л. И., Леонов М. С. и др. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под редакцией Е. П. Молотова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 232 с.
- Молотов И. Е. Радиоинтерферометрия со свехбольшими базами (РСДБ) — история, состояние и аппаратура // Сайт инициативных астрономических проектов ПулКОН и LFVN. http://lfvn.astronomer.ru/ report/0000007/p000007.htm (Дата обращения 16.07.2020.)
- Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля, 2008, № 4. С. 10–15.
- 4. Волощук И.В., Королев Н.А., Никитин Н.М. и др. Развитие радиолокационных средств боевых кораблей на основе технологии цифровых антенных решеток // Збірник наукових праць Севастопольського військово-морського ордена Червоної Зірки інституту ім. П.С. Нахімова. Севастополь: СВМІ ім. П.С. Нахімова, 2007, вип. 2 (12). 260 с.
- Skolnik M.I. Radar Handbook. Third Ed. The McGraw-Hill Book Companies, 2008. 1351 p.
- 6. Слюсар В. Цифровые антенные решетки будущее радиолокации // Электроника: наука, технология, бизнес, 2001, № 3. С. 42–46.
- 7. *Слюсар В.* SMART-антенны пошли в серию // Электроника: наука, технология, бизнес, 2004, № 2. С. 62–65.
- 8. The Path to 4G Mobile // Communications Week International, 5 March 2001, Issue 260.
- 9. Слюсар В.Цифровые антенные решетки решения задач GPS // Электроника: наука, технология, бизнес, 2009, № 1. С. 74–78.
- Backen S., Akos D.M. Research Report "GNSS Antenna Arrays. Hardware requirements for algorithm implementation // Lulea University of Technology.

Department of Computer Science and Electrical Engineering, April 4, 2006. http:// epubl.ltu.se/1402-1528/2006/13/LTU-FR-0613-SE.pdf

- 11. Ватутин С.И., Зайцев О.В. Применение многоканальных цифровых приемных устройств для создания антенных полей НАКУКА // Ракетно-космическое приборостроение и информационные технологии. VI Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий» 5–7 июня 2013 г: Сб. трудов. М.: ОАО «Российские космические системы», 2014. С. 103–120.
- Патент № 2594385 Российской Федерации. Способ обработки широкополосных сигналов и устройство фазирования антенн приема широкополосных сигналов, преимущественно для антенн неэквидистантной решетки: № 2015119423: заявл. 05.25.2015: опубл. 08.20.2016 / С. И. Ватутин, О. В. Зайцев; патентообладатель ОАО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем» (ОАО «Российские космические системы»).
- Ватутин С. И. Оценка допустимого интервала времени обновления задержек распространения сигнала между антеннами цифровых антенных полей // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 4. С. 46–55.

- 14. *Фролов О. П.* Антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь, 2000. 376 с.
- Романюк Ю.А. Основы цифровой обработки сигналов. В 3-х ч. Ч. 1. Свойства и преобразования дискретных сигналов: Учебное пособие. М.: МФТИ, 2005. 332 с.
- Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. 2-е изд. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
- Серкин Ф.Б., Важенин Н.А., Вейцель В.В. Сравнительный анализ алгоритмов оценки отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала // Электронный журнал «Труды МАИ», 2015, вып. 83. http://www.mai.ru/upload/iblock/c80/serkin_vazhenin_veitsel_rus.pdf (Дата обращения 16.07.2020).
- 18. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.-Л.: ГЭИ, 1956. 152 с.
- Штраперин Г.Л. Быстродействующие аналогоцифровые преобразователи фирмы National Semiconductor // Компоненты и технологии, 2005, № 6. С. 106–109.
- NBSG53A 2.5V/3.3V SiGe Selectable Differential Clock and Data D Flip-Flop / Clock Divider with Reset and OLS. Текст: электронный // Semiconductor Components Industries, LLC, 2008. September, 2008 — Rev. 13. Publication Order Number: NBSG53A/D. ON Semiconductor. http://onsemi.com