

В последнее десятилетие в антенной технике все большее внимание уделяется цифровым антенным решеткам (ЦАР), в которых вся тяжесть фазирования антенн перекладывается с фазовращателей и линий задержки на цифровую обработку [1]. Цифровые антенные решетки, часто называемые в зарубежной литературе «умными антеннами» (Smart Antenna), находят все большее применение в радиолокации [2–4], в связи, в том числе, и в сотовой [5, 6], и в навигации [7, 8]. Для традиционного сложения информационных сигналов в спектральной области элементарные антенны известных из литературы ЦАР располагаются, как правило, достаточно близко друг к другу так, что для времени распространения по решетке Δt и полосы полезного сигнала Δf соблюдается условие узкополосности системы, то есть $\Delta t \cdot \Delta f \ll 1$. 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 даже при точном фазировании центральных гармоник промежуточной частоты традиционными способами при передаче телеметрической информации (ТМИ) со скоростью 0,5 Мбит/с гармоники по краям спектра, отстоящие примерно на $\Delta f = 1$ МГц, дадут недопустимо большой набег фаз $\Delta \varphi = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \Delta t = 2\pi \cdot \Delta f \cdot (\Delta L/c) = 2\pi \times 10^6 \cdot 40 / (3 \cdot 10^8) = 0,27\pi$. Поскольку при детектировании гармоники симметричных частот спектра радиосигнала складываются, то подобные набеги фаз приведут к сильным искажениям передаваемых широкополосных сигналов. То есть в цифровых полях слежения за КА сложить сигналы антенн ЦАР в спектральной области не представляется возможным. Остается попытка сложить сигналы во временной области.

Реализация простой идеи задержки принимаемых сигналов разных антенн до полного совпадения наталкивается на непреодолимые технические трудности. Однако в настоящее время это уже не тупик. Решение надо искать на путях применения дискретизации с последующей цифровой обработкой дискретных отсчетов сигналов разных антенн.

При этом если нельзя сдвинуть до совпадения принимаемые сигналы, то технически вполне возможно сдвинуть сетки импульсов дискретизации сигналов разных антенн так, чтобы взятие отсчетов происходило для сигнала от разных антенн в одном и том же фронте.

Идея метода изложена в работе [9], где предложено устройство фазирования антенн, а точнее, устройство синхронного сложения сигналов, схема которого представлена на рис. 1 и рис. 2. Подробно предложенное устройство фазирования антенн описано в патенте [10]. В процессе его работы в соответствии с азимутом и углом места цели рассчитывается сдвиг сигналов разных антенн по времени в интервалах дискретизации. Сдвиг при сложении на целое количество интервалов дискретизации осуществляется за счет выборки измерений с соответствующими индексами из массивов своих антенн, а сдвиг на дробную часть интервала дискретизации осуществляется в блоке задержки импульсов дискретизации на рис. 2.

Как показано на рис. 1, в начале зоны радиовидимости (ЗРВ) КА должны складываться дискретные отсчеты 1, в середине ЗРВ складываются отсчеты 2, а в конце ЗРВ — отсчеты 3 из массивов с индексами, соответствующими текущему набегу фаз между антеннами.

В работе [11] синтезирован устойчивый разностно-равносигнальный метод автосопровождения космического аппарата цифровой антенной решеткой, который подробно описан в заявке [12].

В настоящей работе проведена оценка допустимого интервала времени обновления задержек распространения информационного сигнала между антеннами цифрового антенного поля в регистрах блоков задержки импульса дискретизации, представленных на рис. 2. Дело в том, что отсчеты соответствующих квадратурных информационных сигналов с антенн цифрового антенного поля (синусные и косинусные) необходимо суммировать на каждом интервале дискретизации, тогда как процесс изменения направления на КА очень медленный по сравнению с информационным процессом, поэтому замену значений задержек на регистрах блоков задержек можно выполнять достаточно редко. Вопрос — насколько? Вот на этот вопрос и попытаемся ответить в данной работе.

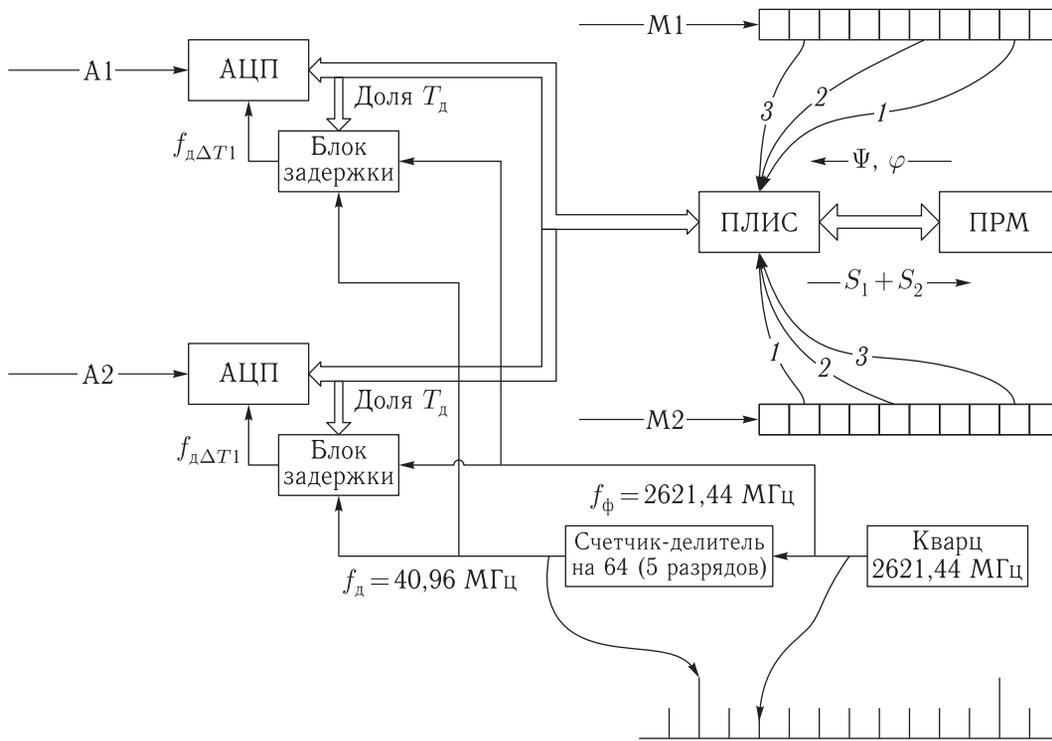


Рис. 1. Устройство фазирования

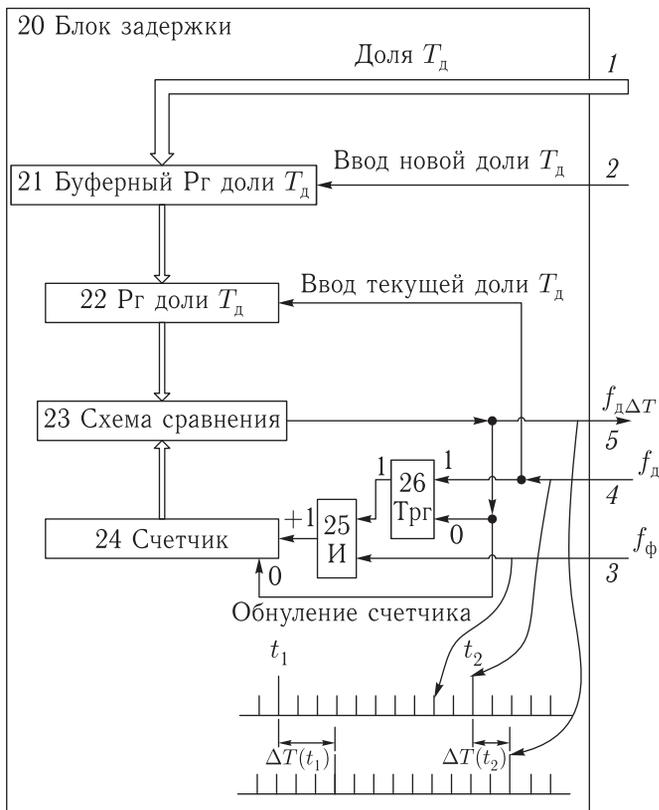


Рис. 2. Блок задержки импульса

Прежде всего, отметим, что 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. Именно в околозенитной области угловое движение КА по углу места меняется от возрастания на убывание, а угловое движение по азимуту резко ускоряется, и азимут направления на КА меняется на противоположный. Поэтому для определения искомых оценок допустимого интервала времени обновления задержек распространения информационного сигнала между антеннами будем использовать простейшую модель движения КА по опорной круговой орбите высотой 200 км. На рис. 3 показан вид в плоскости круговой орбиты КА, проходящей через зенит наблюдателя. На рис. 4 представлен вид в профиль круговой орбиты КА, проходящей с отклонением от зенита наблюдателя.

Исходя из геометрических соотношений на рис. 3 и 4 нетрудно показать, что зависимости угла места $\Phi(t)$ и азимута $\Psi(t)$ от времени с момента

азимутальная скорость КА в зените будет бесконечной, поскольку в зените азимут мгновенно должен измениться на 180° .

Представленной выражениями (1)–(9) простейшей модели движения КА вполне достаточно, чтобы найти искомую оценку допустимого интервала времени обновления задержек распространения информационного сигнала между антеннами цифрового антенного поля.

Схема антенной решетки при отсчете направлений относительно фазового центра опорной антенны A_0 представлена на рис. 5.

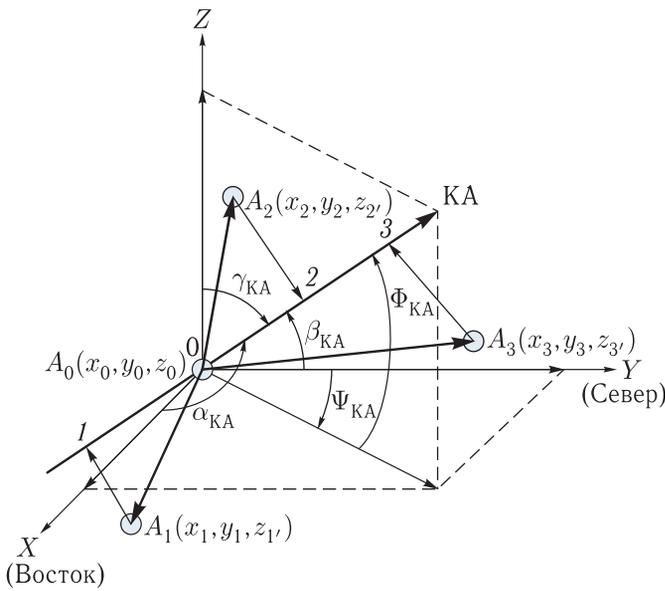


Рис. 5. Схема антенной решетки

Здесь $\Phi_{КА}$ — угол места КА, $\Psi_{КА}$ — угол азимута КА. Элементарная антенна A_i , $i = 0, \dots, N-1$, цифровой антенной решетки (ЦАР) из N антенн имеет координаты (x_i, y_i, z_i) .

Разность хода лучей от КА до A_i и A_0

$$\begin{aligned} \Delta R_{i0} &= L_{i0} \cdot \cos(\angle A_i - 0 - \text{КА}) = \\ &= L_{i0} \cdot [\cos \alpha_{i0} \cdot \cos \alpha_{КА} + \cos \beta_{i0} \cdot \cos \beta_{КА} + \\ &\quad + \cos \gamma_{i0} \cdot \cos \gamma_{КА}]. \end{aligned} \quad (10)$$

Расстояние от антенны A_0 до антенны A_i

$$L_{i0} = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}. \quad (11)$$

Направляющие косинусы КА

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{КА} &= \cos \Phi_{КА} \cdot \sin \Psi_{КА}; \\ \cos \beta_{КА} &= \cos \Phi_{КА} \cdot \cos \Psi_{КА}; \\ \cos \gamma_{КА} &= \sin \Phi_{КА}. \end{aligned} \quad (12)$$

Направляющие косинусы антенн A_i относительно опорной антенны A_0

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{i0} &= (x_i - x_0)/L_{i0}; \\ \cos \beta_{i0} &= (y_i - y_0)/L_{i0}; \\ \cos \gamma_{i0} &= (z_i - z_0)/L_{i0}. \end{aligned} \quad (13)$$

Набег времени до антенны A_i относительно опорной антенны A_0

$$\Delta T_{i0} = \Delta R_{i0}/C, \quad (14)$$

где C — скорость света в свободном пространстве.

Сдвиг по фазе между сигналами антенн A_i и A_0 на промежуточной частоте $f_{п}$

$$\Delta \varphi_{i0} = \omega_{п} \cdot \Delta T_{i0} = 2 \cdot \pi \cdot f_{п} \cdot \Delta T_{i0}. \quad (15)$$

При одновременном отклонении от направления на объект по углу места на $\Delta \Psi$ и по азимуту на угол $\Delta \Phi$ имеем:

$$\Phi_{ДН} = \Phi_{КА} + \Delta \Phi; \quad \Psi_{ДН} = \Psi_{КА} + \Delta \Psi, \quad (16)$$

причем результирующий угол отклонения $\Theta = \arccos(\cos \Theta)$ получим исходя из соотношения для угла между вектором диаграммы направленности и вектором направления на КА:

$$\begin{aligned} \cos \Theta &= \cos \alpha_{ДН} \cdot \cos \alpha_{КА} + \\ &+ \cos \beta_{ДН} \cdot \cos \beta_{КА} + \cos \gamma_{ДН} \cdot \cos \gamma_{КА}, \end{aligned} \quad (17)$$

где в соответствии с (16)

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{ДН} &= \cos \Phi_{ДН} \cdot \sin \Psi_{ДН} = \\ &= \cos(\Phi_{КА} + \Delta \Phi) \cdot \sin(\Psi_{КА} + \Delta \Psi); \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \cos \beta_{ДН} &= \cos \Phi_{ДН} \cdot \cos \Psi_{ДН} = \\ &= \cos(\Phi_{КА} + \Delta \Phi) \cdot \cos(\Psi_{КА} + \Delta \Psi); \end{aligned} \quad (19)$$

$$\cos \gamma_{ДН} = \sin \Phi_{ДН} = \sin(\Phi_{КА} + \Delta \Phi). \quad (20)$$

Если амплитуда сигнала одиночной антенны при точном направлении ее диаграммы на КА равна U_c , то при отклонении ее диаграммы на угол Θ амплитуда сигнала будет равна

$$U_{c\Theta} = U_c \cdot F(\Theta), \quad (21)$$

где $F(\Theta)$ — нормированная диаграмма направленности одиночной параболической антенны, которую для оценочных расчетов аппроксимируем известным выражением [13]

$$F(\Theta) = \exp[-a \cdot (\Theta/\Theta_{0,5})^2]. \quad (22)$$

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

$$\begin{aligned} \Delta\Theta_{0,5} &= 1,12 \cdot \lambda/D \text{ рад;} \\ \Delta\Theta_{0,5} &= 64 \cdot \lambda/D^\circ. \end{aligned} \quad (23)$$

Допустим теперь, что отсчеты сигналов антенн на промежуточной частоте, например $f_{ПЧ} = 75$ МГц, берутся с некоторой тактовой частотой дискретизации, например $f_d = 40,96$ МГц, и длительностью такта дискретизации $dT_d = 1/f_d$. Далее, пусть обновление задержек распространения сигнала между антеннами ΔT_{i0} произведено и зафиксировано вместе с направлением диаграммы направленности антенн в некоторый тактовый момент времени t_{0+} до следующего обновления через n тактов дискретизации, то есть через промежуток времени $n \cdot dT_d$ в момент времени $t_{0-} + n \cdot dT_d$. Тогда при очередном обновлении задержек в момент времени $t_{0-} + n \cdot dT_d$ направление диаграммы направленности каждой антенны будет иметь угол места

$$\Phi_{ДН}(t_{0-} + n \cdot dT_d) = \Phi(t_0) \quad (24)$$

и азимут

$$\Psi_{ДН}(t_{0-} + n \cdot dT_d) = \Psi(t_0), \quad (25)$$

а направление на КА будет иметь угол места

$$\Phi_{КА}(t_0 + n \cdot dT_d) = \Phi(t_0 + n \cdot dT_d) \quad (26)$$

и азимут

$$\Psi_{КА}(t_0 + n \cdot dT_d) = \Psi(t_0 + n \cdot dT_d). \quad (27)$$

Здесь предполагается, что замена старых значений задержек распространения и направления диаграммы направленности антенн на новые значения происходит от момента времени t_{0-} до момента времени t_{0+} , от $t_{0-} + n \cdot dT_d$ — до $t_{0+} + n \cdot dT_d$ и т. д. через интервал времени обновления $n \cdot dT_d$.

Подставив (24) и (25) в (18), (19), (20), получим направляющие косинусы диаграммы направленности антенны в момент времени t_{0+} :

$$\cos \alpha_{ДН}(t_{0+}) = \cos(\Phi(t_0)) \cdot \sin(\Psi(t_0)); \quad (28)$$

$$\cos \beta_{ДН}(t_{0+}) = \cos(\Phi(t_0)) \cdot \cos(\Psi(t_0)); \quad (29)$$

$$\cos \gamma_{ДН}(t_{0+}) = \sin(\Phi(t_0)). \quad (30)$$

Аналогично, подставив (26) и (27) в (12), получим направляющие косинусы КА в момент времени очередного обновления задержек $t_0 + n \cdot dT_d$:

$$\begin{aligned} \cos \alpha_{КА}(t_0) &= \\ &= \cos(\Phi(t_0 + n \cdot dT_d)) \cdot \sin(\Psi(t_0 + n \cdot dT_d)); \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \cos \beta_{КА}(t_0) &= \\ &= \cos(\Phi(t_0 + n \cdot dT_d)) \cdot \cos(\Psi(t_0 + n \cdot dT_d)); \end{aligned} \quad (32)$$

$$\cos \gamma_{КА}(t_0) = \sin(\Phi(t_0 + n \cdot dT_d)). \quad (33)$$

Подставив (28)–(33) в (17), получим $\cos \Theta$, а затем угол отклонения Θ ухода направления на КА от направления диаграммы направленности антенны за интервал обновления значений задержек $n \cdot dT_d$, затем по формулам (22) и (21) получим амплитуду сигнала $U_{с\Theta}(t_{0-} + n \cdot dT_d)$ в момент времени $t_{0-} + n \cdot dT_d$. Очевидно, в момент времени t_{0+} в соответствии с (21) имеем

$$U_{с\Theta}(t_{0+}) = U_c(t_0). \quad (34)$$

Далее, предположим, что с КА в момент времени t на промежуточной частоте $f_{ПЧ}$ принимается квадратурный фазоманипулированный сигнал вида

$$\begin{aligned} \bar{U}(t) &= U_c(t) \cdot [\cos(2 \cdot \pi \cdot f_{ПЧ} \cdot t + \varphi + \psi(t)) + \\ &+ j \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ПЧ} \cdot t + \varphi + \psi(t))], \end{aligned} \quad (35)$$

где $U_c(t)$ — амплитуда сигнала в момент времени t , φ — неизменная фаза сигнала, $\psi(t)$ — изменяющаяся (манипулируемая) фаза сигнала.

В соответствии с (15) с антенны A_i получаем сигнал

$$\begin{aligned} \bar{U}_i(t) &= U \cos_i(t) + j \cdot U \sin_i(t) = U_c(t) \times \\ &\times \cos [2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot (t + \Delta T_{i0}(t)) + \varphi + \psi(t + \Delta T_{i0}(t))] + \\ &+ j \cdot U_c(t) \cdot \sin [2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot (t + \Delta T_{i0}(t)) + \\ &+ \varphi + \psi(t + \Delta T_{i0}(t))]. \end{aligned} \quad (36)$$

В момент времени t_{0+} в регистры устройства синхронного сложения (фазирования) сигналов антенн будут заложены обновленные задержки, и в (36) слагаемые времени $\Delta T_{i0}(t_0)$ будут скомпенсированы. При этом в силу точного совпадения фаз сигналов со всех антенн в этот момент времени амплитуда суммарного сигнала от всех N антенн будет равна

$$U_{\Sigma}(t_{0+}) = N \cdot U_c(t_0). \quad (37)$$

Строго говоря, в момент времени $t_0 + n \cdot dT_d$, даже при точном наведении сигнал с одиночной антенны будет иметь значение $U_c(t_0 + n \cdot dT_d)$, которое будет несколько отличаться от значения $U_c(t_0)$ в силу изменения расстояния до КА за интервал времени $n \cdot dT_d$, но из-за малой длительности интервала $n \cdot dT_d$ изменение расстояния будет незначительным и величина амплитуды сигнала от одиночной антенны в момент времени $t_0 + n \cdot dT_d$ будет практически равна $U_c(t_0)$. Однако амплитуда суммарного сигнала от всех N антенн уменьшится по сравнению со значением $N \cdot U_c(t_0)$ из-за набега фаз между сигналами разных антенн за интервал времени $n \cdot dT_d$.

В момент времени $t_{0-} + n \cdot dT_d$ задержки распространения между антеннами будут равны $\Delta T_{i0}(t_0 + n \cdot dT_d)$, а скомпенсированы будут только задержки на момент времени t_0 , то есть $\Delta T_{i0}(t_0)$. Поэтому в этот момент времени суммарный сигнал от всех антенн будет равен

$$\begin{aligned} \bar{U}_{\Sigma}(t_0 + n \cdot dT_d) &= \sum_{i=0}^{N-1} U \cos_i(t_{0-} + n \cdot dT_d) + \\ &+ j \cdot \sum_{i=0}^{N-1} U \sin_i(t_{0-} + n \cdot dT_d) = \\ &= U_c(t_0) \cdot F(\Theta(t_{0-} + n \cdot dT_d)) \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \sum_{i=0}^{N-1} \cos [2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot (t_0 + n \cdot dT_d + \Delta T_{i0}(t_0 + n \cdot dT_d) - \\ &- \Delta T_{i0}(t_0)) + \varphi + \psi(t_0 + n \cdot dT_d + \\ &+ \Delta T_{i0}(t_0 + n \cdot dT_d) - \Delta T_{i0}(t_0))] + \\ &+ j \cdot U_c(t_0) \cdot F(\Theta(t_{0-} + n \cdot dT_d)) \times \\ &\times \sum_{i=0}^{N-1} \sin [2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot (t_0 + n \cdot dT_d + \\ &+ \Delta T_{i0}(t_0 + n \cdot dT_d) - \Delta T_{i0}(t_0)) + \varphi + \\ &+ \psi(t_0 + n \cdot dT_d + \Delta T_{i0}(t_0 + n \cdot dT_d) - \Delta T_{i0}(t_0))]. \end{aligned} \quad (38)$$

Отсюда нормированная к $N \cdot U_c(t_0)$ амплитуда суммарного сигнала при ненулевом смещении в момент времени $t_{0-} + n \cdot dT_d$ будет определяться выражением

$$\begin{aligned} U_{\Sigma}(t_{0-} + n \cdot dT_d) / (N \cdot U_c(t_0)) &= \\ &= \frac{1}{N \cdot U_c(t_0)} \cdot \left(\left[\sum_{i=0}^{N-1} U \cos_i(t_{0-} + n \cdot dT_d) \right]^2 + \right. \\ &\left. + \left[\sum_{i=0}^{N-1} U \sin_i(t_{0-} + n \cdot dT_d) \right]^2 \right)^{1/2}. \end{aligned} \quad (39)$$

С учетом (38) и (36) нетрудно заметить, что при нулевом смещении ($n = 0$) в момент времени t_{0+} точного фазирования сразу после обновления задержек формула (39) для амплитуды суммарного сигнала при ненулевом смещении ($n > 0$) вырождается в (37), то есть сразу после обновления задержек суммарная нормированная амплитуда равна единице.

Перейдем к числовым оценкам. Пусть имеется антенное поле в виде правильного шестиугольника,

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 40 & 0 & 0 \\ 2 & 40 \cdot \cos\left(\frac{60 \cdot 1\pi}{180}\right) & 40 \cdot \sin\left(\frac{60 \cdot 1\pi}{180}\right) & 0 \\ 3 & 40 \cdot \cos\left(\frac{60 \cdot 2\pi}{180}\right) & 40 \cdot \sin\left(\frac{60 \cdot 2\pi}{180}\right) & 0 \\ 4 & 40 \cdot \cos\left(\frac{60 \cdot 3\pi}{180}\right) & 40 \cdot \sin\left(\frac{60 \cdot 3\pi}{180}\right) & 0 \\ 5 & 40 \cdot \cos\left(\frac{60 \cdot 4\pi}{180}\right) & 40 \cdot \sin\left(\frac{60 \cdot 4\pi}{180}\right) & 0 \\ 6 & 40 \cdot \cos\left(\frac{60 \cdot 5\pi}{180}\right) & 40 \cdot \sin\left(\frac{60 \cdot 5\pi}{180}\right) & 0 \end{pmatrix}$$

Рис. 6. Координаты антенн антенного поля

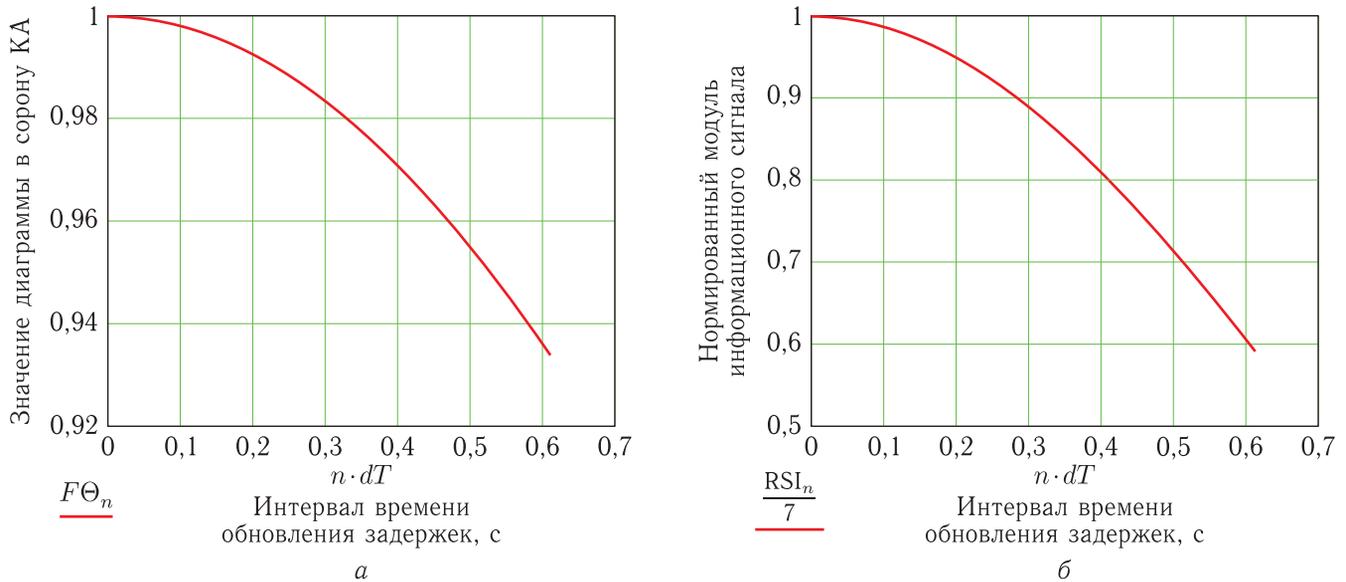


Рис. 7. Зависимости значений диаграммы направленности в сторону КА и нормированного модуля информационного сигнала от интервала времени обновления в околозенитной области: а) значение диаграммы в сторону КА; б) нормированный модуль информационного сигнала

вписанного в круг радиусом 40 м с опорной антенной в центре. Координаты семи антенн с номерами от 0 до 7 представлены на рис. 6.

Расчеты проведены для околозенитной круговой опорной орбиты высотой 200 км с углом места на параметре $83,46^\circ$ (центральный угол орбиты $i = 0,2^\circ$).

На рис. 7 представлены зависимости значений диаграммы направленности в сторону КА (а) и нормированного модуля информационного сигнала (б) от интервала времени обновления в околозенитной области.

На рис. 8 для рассматриваемой опорной орбиты представлена зависимость азимута и угла места КА от времени в пределах зоны радиовидимости. Видим, что наибольшая динамика углов направления на КА имеет место в околозенитной зоне, где азимутальная угловая скорость достигает $19,5^\circ$ в секунду.

На рис. 9 представлены зависимости значений диаграммы направленности в сторону КА (а) и нормированного модуля информационного сигнала (б) от времени в зоне радиовидимости для интервалов обновления задержек 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3 с.

Из рис. 7, б и 9, б видим, что при интервале обновления задержек 0,3 с нормированный модуль

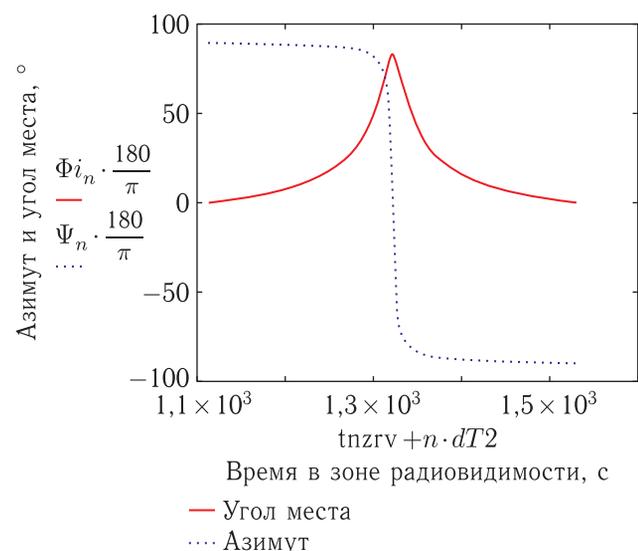


Рис. 8. Зависимость азимута и угла места КА для околозенитной орбиты с углом на параметре $83,46^\circ$

суммарного информационного сигнала опускается в минимуме до вполне допустимого уровня примерно в 0,9. При этом, как видим из рис. 7, а и 9, а, уровень диаграммы направленности не опускается ниже 0,983, то есть при интервале обновления 0,3 с КА остается в центральной области диаграммы направленности антенн.

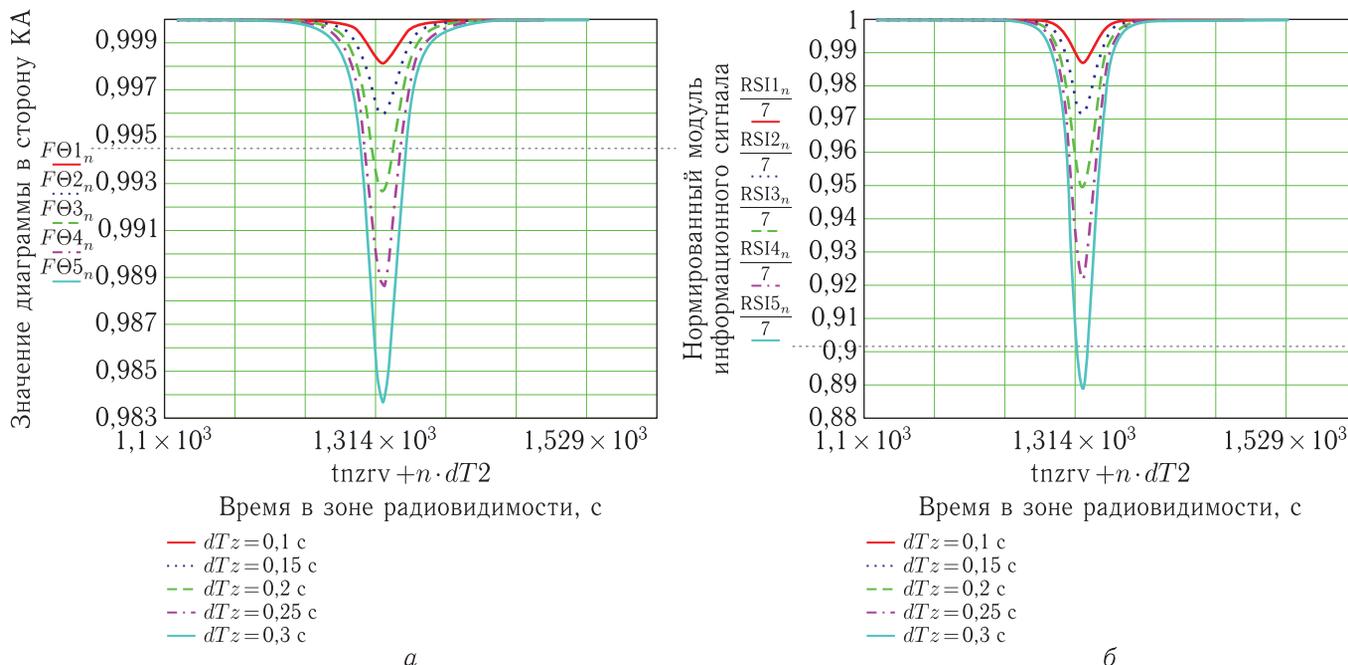


Рис. 9. Зависимости значений диаграммы направленности в сторону КА и нормированного модуля информационного сигнала от времени в зоне радиовидимости для интервалов обновления задержек 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; 0,3 с: а) значение диаграммы в сторону КА; б) нормированный модуль информационного сигнала

При уменьшении интервала обновления характеристики процесса синхронного сложения сигналов существенно улучшаются. Так при длительности интервала обновления в 0,1 с нормированный модуль суммарного информационного сигнала опускается только на 1% до уровня 0,99, а диаграмма на 0,2% — до уровня 0,998. То есть при работе с КА на опорной орбите высотой 200 км интервал обновления задержек в 0,1 с обеспечивает практически идеальное синхронное сложение сигналов с антенн цифрового антенного поля. Остается выяснить, можно ли успеть заново рассчитать задержки сигнала между антеннами решетки за 0,1 с.

Оценки, выполненные на крайне расточительном расчетном средстве Mathcad и компьютере рядовой производительности с тактовой частотой процессора 2,6 ГГц, показали, что отношение времени расчета азимута, угла места, разности хода лучей и задержек распространения сигналов до антенн поля к длительности интервала обновления задержек составляет порядка $2,2 \cdot 10^{-4}$. При использовании более быстродействующего средства MATLAB это отношение составляет порядка $2,5 \cdot 10^{-5}$, то есть

на порядок меньше. Следует ожидать, что на специализированных вычислителях типа сигнального процессора результат будет еще лучше.

Таким образом, даже при работе с наиболее динамичными КА на опорной орбите допустимое время обновления задержек распространения сигнала до антенн цифрового антенного поля не является критичным для осуществления практически идеального синхронного сложения сигналов антенн цифровой антенной решетки.

Список литературы

1. Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи // Первая миля, 2008, №4. С. 10–15.
2. Волощук И.В., Королев Н.А., Никитин Н.М., Солощев О.Н., Шацман Л.Г., Алесин А.М. 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.

3. *Skolnik M.I.* Radar Handbook. Third Ed. McGraw-Hill Book Company, May 11, 2008, ISBN 0071485473.
4. *Слюсар В.* Цифровые антенные решетки: будущее радиолокации // *Электроника: НТБ*, 2001, №3. С. 42–46.
5. *Слюсар В.* SMART-антенны пошли в серию // *Электроника: НТБ*, 2004, №2. С. 62–65.
6. The Path to 4G Mobile. — *Communications Week International*, Issue 260, 5 March 2001.
7. *Слюсар В.* Цифровые антенные решетки решения задач GPS // *Электроника: НТБ*, 2009, №1. С. 74–78.
8. *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> (дата обращения: 18.12.2018).
9. *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.: АО «РКС», 2014. С. 103–120.
10. *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.
11. *Ватутин С.И.* Синтез устойчивого разностно-равносигнального метода автосопровождения космического аппарата цифровой антенной решеткой // *Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы*, 2017, т. 4, вып. 2. С. 43–60.
12. *Ватутин С.И.* Заявка на изобретение № 2017109871 от 24.03.2017 «Способ и устройство фазирования и равносигнально-разностного автосопровождения неэквидистантной цифровой антенной решетки приема широкополосных сигналов». Заявитель: АО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем» (АО «Российские космические системы»).
13. *Фролов О.П.* Антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Радио и связь, 2000. 376 с.