

ОПТИМИЗАЦИЯ АЗИМУТАЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ПО КРИТЕРИЮ ПОДАВЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДИФРАКЦИОННЫХ ВЫБРОСОВ

А. Г. Охонский,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрен метод подавления периодической структуры дифракционных выбросов в азимутальном сечении диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой, в основе которого лежит применение широкополосных сигналов. Теоретические результаты параметрического синтеза оптимизированной диаграммы направленности подкрепляются результатами моделирования, проведенными методами вычислительной математики.

There was considered the suppression method of the diffractive surges periodic structure in the directional diagram azimuth cross-section of the Radar with the synthetic aperture. In the basis of the method, the wideband signals application lies. Theoretical results of optimal pattern parametrical synthesis are confirmed by simulation with using computing mathematics.

Введение

РЛС с синтезированной апертурой (РСА) относят к штатным датчикам изображений информационно-управляющих космических комплексов экологического мониторинга, разведки геологических ресурсов, формирования тематических карт Земли и решения других задач. Высокая разрешающая способность РСА, обеспечивающая получение радиолокационных изображений, сопоставимых по качеству с оптическими, достигается благодаря узконаправленной диаграмме направленности (ДН) РСА, формирование которой осуществляется в процессе взаимного наложения ДН реальной антенны и ДН искусственной апертуры, «разворачиваемой» (в виде ненаправленных элементов антенной решетки) на фрагментах траектории полета ЛА.

Форма ДН антенной решетки с искусственной апертурой определяется множителем решетки и содержит кроме узкого главного лепестка мощные боковые дифракционные выбросы (БДВ), которые могут подавляться ДН реальной антенны при определенном выборе периода повторения зондирующего сигнала РСА. Однако такой выбор периода повторения вступает в противो-

речие с однозначностью измерений по координате дальности, что приводит к сокращению рабочей зоны обзора. Особенно остро это противоречие проявляется при размещении РСА на высотных и высокоскоростных носителях типа космических аппаратов. Однозначность отсчетов по координатам дальность–азимут реализуется с помощью пространственно-селективных свойств главного лепестка ДН реальной антенны по угловым координатам. Повышенные требования к ДН реальной антенны приводят к усложнению антенной системы и устройству ее угловой стабилизации на борту космического аппарата.

В существующих РСА формирование ДН искусственной апертуры не взаимосвязано с формой и угловой ориентацией ДН реальной антенны. Подавление боковых БДВ предполагает угловое согласование максимумов ДН реальной антенны и ДН искусственной апертуры по азимуту, а также высокоточное совмещение нулей ДН реальной антенны с максимумами боковых БДВ. При несоблюдении этих условий наблюдаются многоконтурность представления объектов и понижение контрастности радиолокационного изображения.

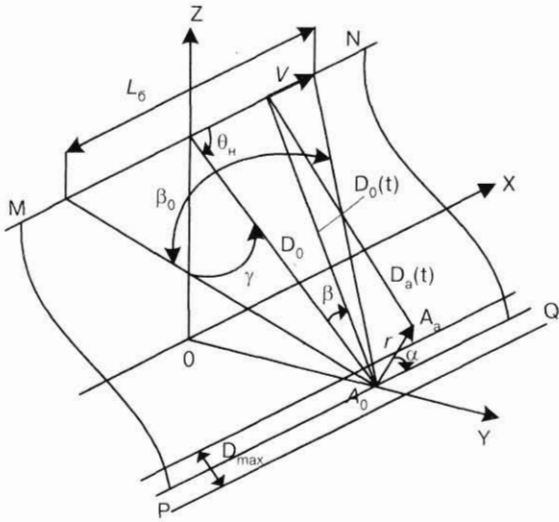


Рис. 1. Геометрия визирования

Исходные соотношения

Механизм возникновения БДВ, близких по интенсивности к главному лепестку синтезированной ДН (СДН), описан в ряде работ [1, 2]. Угловое рассогласование $\Delta\theta$ между максимумом основного лепестка СДН и ближайшими соседними БДВ, а также угловое значение периодического повторения ДБВ по азимуту равно

$$\Delta\theta = \lambda_0 / (2T_n V \sin \theta_n), \tag{1}$$

где V – скорость прямолинейного перемещения носителя РСА (вдоль координатной оси OX , как показано на рис. 1); T_n – период следования сигнальных посылок зондирующего сигнала; λ_0 – длина волны несущего колебания; θ_n – угол наблюдения, равный угловому рассогласованию вектора линии визирования РСА на селектируемый объект $A(x_0, y_0, z_0)$ и вектора скорости V носителя в азимутальной плоскости наблюдения.

Чтобы исключить прием сигналов по боковым дифракционным выбросам СДН, ширина ДН реальной антенны по азимуту θ_0 не должна превышать значения $\Delta\theta$, определяемого по формуле (1). Увеличить угловое расстояние $\Delta\theta$ можно путем уменьшения периода следования T_n импульсных сигнальных посылок. Однако это вступает в противоречие с требованием получения достаточной зоны D_{max} однозначных отсчетов по координате дальности [2], которое реализуется в виде

$$D_{max} \leq 2T_n / (c \cos \gamma), \tag{2}$$

где c – скорость распространения радиоволны; γ – параметр визирования, указанный на рис. 1.

С учетом ограничения $\theta_0 < \Delta\theta$ и выражений (1), (2) для периода T_n получим

$$c D_{max} \cos \gamma / 2 \leq T_n \leq \lambda_0 / (2 \Delta\theta V \sin \theta_n). \tag{3}$$

Ограничение (3) является достаточно жестким для периода повторения T_n и трудно выполнимым для скоростных носителей и традиционно используемых импульсных зондирующих сигналов РСА, особенно в условиях ограниченных

по размерам апертур реальных антенн, устанавливаемых на летательных аппаратах (ЛА).

Для устранения приема сигналов по ДБВ-выбросам СДН при реальной ДН вида $G(\theta) = \sin(\theta)/\theta$ ширину последней выбирают так, чтобы первые нули реальной ДН совпадали с первыми ДБВ СДН, т. е. принимают $\theta_0 = \Delta\theta$ (здесь θ_0 – ширина основного лепестка реальной ДН по нулевым уровням). В этом случае возникают жесткие ограничения на угловое рассогласование линии визирования синтезированной и реальной ДН РСА, а также возрастают требования к стабилизации реальной антенны по азимуту и углу места на подвижном носителе.

Неточность соблюдения указанных выше ограничений снижает контрастность радиолокационного изображения (РЛИ), что приводит к уменьшению динамического диапазона интенсивностей фрагментов изображения и снижению технических показателей качества получаемых РЛИ.

Применение структурно сложных зондирующих сигналов в РСА

Рассмотрим возможность разрешения описанного выше противоречия путем введения широкополосной внутриимпульсной модуляции пачки сигнальных посылок зондирующего сигнала РСА. Для этого представим зондирующий сигнал РСА в виде произведения ряда комплексных компонент:

$$s(x) = s_G(x) s_g(x) s_c(x) s_n(x), \tag{4}$$

где $s_G(x)$, $s_g(x)$, $s_c(x)$, $s_n(x)$ – формирующие сигнал $s(x)$ компоненты: ДН реальной антенны, импульсная стробирующая функция, широкополосная модулирующая функция (секвентная составляющая) и несущее колебание соответственно; $x = t / V$ – текущее значение азимутальной координаты в линейном представлении.

Порождаемый зондирующим сигналом (4) траекторный сигнал (ТС), переотраженный точечными целями $A_i(x_i, y_i, z_i)$, $i \in (0, a)$ (см. рис. 1), имеет такую же структуру компонент:

$$s_{Ti}(x) = s_{TiG}(x) s_{Tig}(x) s_{Tic}(x) s_{Tin}(x). \tag{5}$$

Форма и параметры СДН в полной мере определяются функцией неопределенности (ФН) траекторного сигнала

$$\Psi = \Psi_{\Delta x, \Delta y, \Delta z} = \int_{L_6/2}^{L_6/2} s_{Ti}(x) s_{T0}^*(x) dx, \tag{6}$$

где $s_{T0}(x)$ – опорный сигнал, соответствующий ТС селектируемой цели $A_0(x_0, y_0, 0)$; знак «*» – соответствует комплексному сопряжению; $s_{Ti}(x)$ – ТС цели $A_a(x_a, y_a, z_a)$; $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ – рассогласование координат целей $A_0(x_0, y_0, 0)$ и $A_a(x_a, y_a, z_a)$; L_6 – протяженность искусственной апертуры.

Характеристики пространственной селекции РСА определяются перемножаемыми компонентами выражения (5), скорости изменения которых существенно различаются [1], а их спектры разнесены по частотной координате на значи-

тельные интервалы, препятствующие их взаимному перекрытию. Тогда, используя соотношение, выражающее ФН произведения сигналов через свертку ФН сигналов-сомножителей [3], можно представить функцию неопределенности ТС (5) в виде произведения [4]

$$\Psi = \Psi_G \Psi_g \Psi_c \Psi_n, \quad (7)$$

где все составляющие выражения (7) являются функциями рассогласований Δx , Δy , Δz . Составляющая Ψ_G , учитывающая вклад реальной антенны, несущественно влияет на формирование ФН и СДН.

В рамках рассматриваемой задачи параметрического синтеза ДН РСА наибольший интерес представляют следующие сомножители выражения (7):

сомножитель Ψ_g является ФН стробирующего сигнала

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t \in (nT_n, nT_n + t_n) \\ 0, & t \notin (nT_n, nT_n + t_n), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$

и обуславливает появление периодической структуры ДБВ по азимуту в синтезированной ДН РСА с интервалом, определяемым соотношением (1);

составляющая Ψ_c – функция неопределенности широкополосной модулирующей компоненты траекторного сигнала (ТС), порождаемой секвентной поднесущей [5] зондирующего сигнала; в качестве секвентной поднесущей ниже будем использовать широкополосный непрерывный периодический сигнал, период повторения которого T_c оптимизируется по критерию минимума ДБВ СДН;

компонента Ψ_n – функция неопределенности траекторного сигнала РСА при монохроматическом непрерывном зондирующем сигнале с частотой $f_0 = c / \lambda_0$.

В дальнейшем изложении задачу параметрической оптимизации СДН рассмотрим для пря-

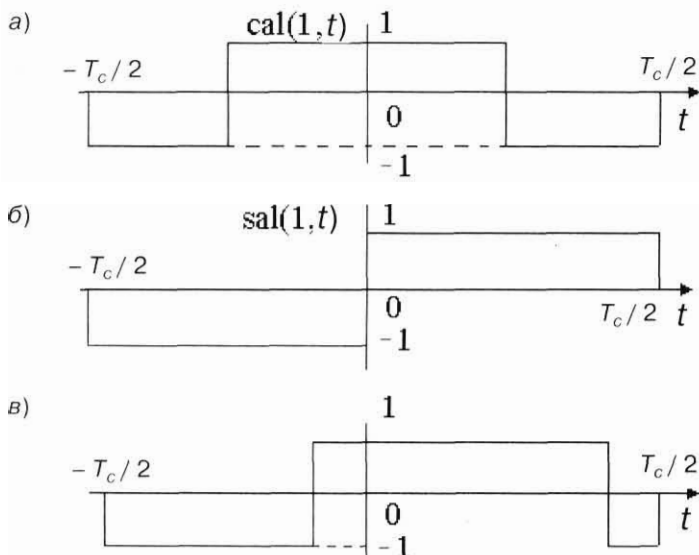
молинейной траектории полета носителя РСА с постоянной скоростью V при строго боковом обзоре ($\theta_n = 0$) в плоскости MNPQ (см. рис. 1), что не снижает корректности и общности проводимого синтеза.

В качестве секвентной поднесущей зондирующего сигнала РСА используем периодически повторяющуюся функцию Уолша $\text{cal}(1, t)$, $\text{sal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$) или, в более общем случае, одну из этих функций с некоторым запаздыванием [5], которые позволяют сохранить наилучшие энергетические показатели передающего устройства. На рис. 2 представлены графики этих функций и приведены аналитические выражения соответствующих им периодических сигналов в форме разложений в ряды Фурье. В выражениях (8)–(10) a_n , b_n , c_n – коэффициенты ряда Фурье.

Будем полагать, что среда распространения электромагнитных волн не искажает структуру электромагнитного поля и начало временных отсчетов $t = 0$ соответствует положению фазового центра ДН реальной антенны в середине синтезированной апертуры L_6 . Тогда отраженную от точечной цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$ и принимаемую РСА секвентную составляющую траекторного сигнала с учетом выражения (10) можно представить в виде

$$s_{co}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{on}(t) \exp\{jk_n 2D_0(t)\}, \quad n \neq 0, \quad (11)$$

где $k_n = 2\pi n / \lambda_c$ – волновое число n -й гармонической составляющей (10), $\lambda_c = c / T_c$ – длина волны первой гармоники ($n = 1$) секвентной составляющей; $2D_0(t) = ct$ – текущее значение удвоенной дальности до точечной цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$; $a_{on}(t)$ – амплитудный множитель, учитывающий различные факторы формирования амплитуды, включая и весовые коэффициенты c_n .



Функция $\text{cal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$)

$$s_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n t / T_c) \quad (8)$$

Функция $\text{sal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$)

$$s_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi n t / T_c) \quad (9)$$

Функция Уолша с запаздыванием

$$s_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j2\pi n t / T_c) \quad (10)$$

Рис. 2. Графики и выражения секвентнообразующих функций

При согласованной обработке секвентной составляющей траекторного сигнала $s_{ca}(t)$ точечного объекта $A_a(x_a, y_a, z_a)$, смещенного по координатам относительно цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$, выходной сигнал определяется выражением:

$$I(\Delta D) = \int_{-T_6/2}^{T_6/2} s_{ca}(t) s_{co}^*(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-T_6/2}^{T_6/2} g_n(t) \times g_m(t) \exp\{j[k_m 2D_a(t) - k_n 2D_0(t)]\} dt, \quad (12)$$

где $\Delta D = |\mathbf{r}|$ – модуль вектора координатных рассогласований объектов A_0, A_a в плоскости наблюдения NMQP; $D_a(t)$ – текущее значение дальности до объекта $A_a(x_a, y_a, z_a)$; T_6 – интервал синхронизации (временная база сигнала).

Полагая $T_6 \gg T_c$, выражение (12) можно упростить, пренебрегая слагаемыми сумм с разными индексами m и n :

$$I(\Delta D) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\Delta D), \quad (13)$$

где

$$I(\Delta D) = \int_{-T_6/2}^{T_6/2} a_{on}(t) a_{an}(t) \exp\{j2k_n [D_a(t) - D_0(t)]\} dt. \quad (14)$$

Как следует из выражений (13) и (14), в формировании СДН РСА задействованы все гармонические составляющие секвентной поднесущей.

Исследуем вклад гармонических составляющих секвентного сигнала в процесс формирования синтезированной диаграммы направленности (СДН), придерживаясь методики, изложенной в работе [1].

В выражении (14) перейдем от интегрирования по времени к интегрированию по углу β (см. рис. 1), производя замену переменных $t = t(\beta)$, где $t(\beta)$ – функция обратная $\beta(t)$. Тогда выражение (14) примет вид:

$$I_n(\Delta D) = \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} a_{on}(\beta) a_{an}(\beta) t'(\beta) \exp\{j2k_n [D_a(\beta) - D_0(\beta)]\} d\beta. \quad (15)$$

Амплитудные множители $a_{on}(\beta), a_{an}(\beta), t'(\beta) = \partial t(\beta)/\partial \beta$ в реальных условиях работы РСА изменяются медленно по сравнению с фазовым множителем в выражении (15) и слабо влияют на разрешающую способность и свойства СДН [6]. Поэтому в дальнейшем изложении будем полагать эти множители постоянными ($a_{on}(\beta) = a_{on}, a_{an}(\beta) = a_{an}, t'(\beta) = t'(\beta_0)$), чтобы выявить влияние на СДН только параметров искусственной апертуры.

Тогда функция неопределенности n -й гармонической составляющей секвентной поднесущей при нормировке выражения (15) относительно углового сектора наблюдения β_0 (см. рис. 1) искусственной апертуры и весового множителя ($a_{on} a_{an} \partial t(\beta)/\partial \beta |_{\beta=\beta_0}$) запишется в виде

$$\Psi_n(\Delta D) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp\{j2k_n [D_a(\beta) - D_0(\beta)]\} d\beta. \quad (16)$$

В реальных условиях работы РСА рассогласование $\Delta D \ll D_0(t) \approx D_0$, а угловой размер искусственной апертуры β_0 не превышает нескольких градусов. При этих условиях выражение (16) с достаточной для практического использования точностью можно представить в виде [1]

$$\Psi_n(\Delta D) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp[-jk_n \Delta \beta \sin(\alpha)] \times \exp[j2k_n \Delta D \beta \cos(\alpha)] d\beta. \quad (17)$$

Соотношение для модуля функции (17), выраженное с помощью интегралов Френеля [7], имеет вид

$$|\Psi_n(\Delta D)| = \frac{[|C(a_1) - C(a_2)|^2 + |S(a_1) - S(a_2)|^2]^{1/2}}{a_1 - a_2},$$

где

$$C(a) = \int_0^a \cos(\pi t^2 / 2) dt, \quad S(a) = \int_0^a \sin(\pi t^2 / 2) dt;$$

$$a_{1,2} = [2k_n \Delta D \cos^2 \alpha / (\pi \sin \alpha)]^{1/2} \pm \beta_0 [k_n \Delta D \sin \alpha / (2\pi)]^{1/2}.$$

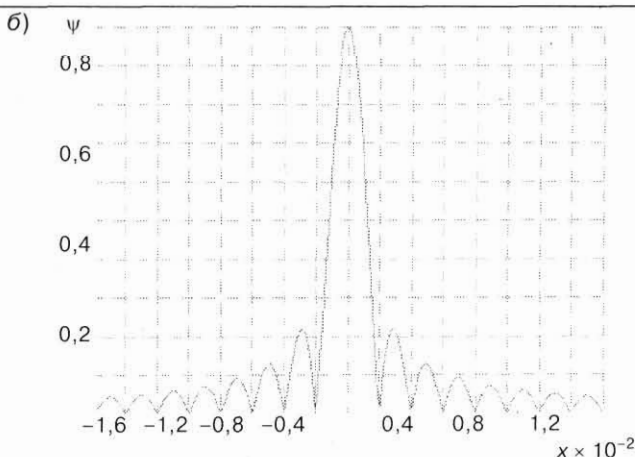
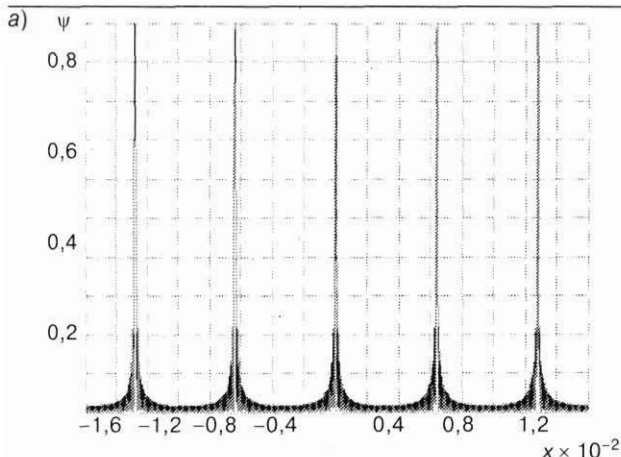
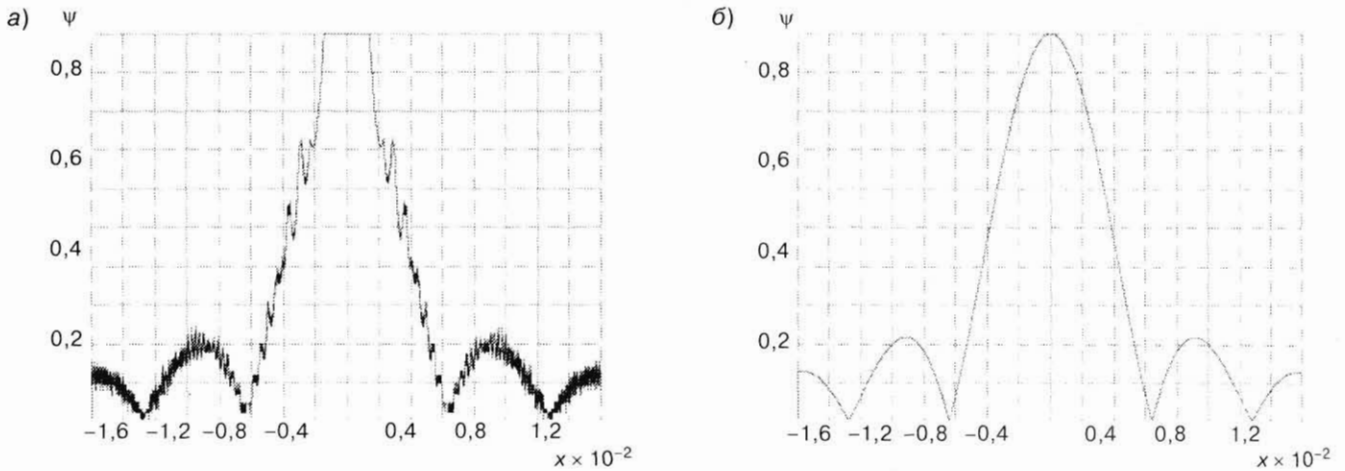


Рис. 3. Азимутальные сечения СДН РСА при отсутствии секвентной поднесущей в зондирующем сигнале



■ Рис. 4. Графики синтезированных ДН на секвентной поднесущей (а) зондирующего сигнала РСА и ее первой гармонике (б)

Сечение функции неопределенности (17) в азимутальной плоскости NMQP получается при $\alpha=0$ (что равносильно $x = \Delta D$):

$$\Psi_n(x) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp[j2k_n x \beta] d\beta = \sin(\beta_0 k_n x) / (\beta_0 k_n x). \quad (18)$$

Как следует из выражения (18), выходной сигнал (13), (14) согласованного устройства обработки секвентной составляющей ТС, а вместе с ним ФН (7) и коэффициент усиления СДН обращаются в нуль в точках $x_{\min} = i\pi / (\beta_0 k_n)$, $i = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Учитывая, что $k_n = 2\pi n / \lambda_c$, представим $x_{\min} = i\lambda_c / (2n\beta_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. И так как для каждого n всегда найдется такое значение i , что $i/n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, окончательно для x_{\min} получим: $x_{\min} = n\lambda_c / (2b_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Перейдем к угловым величинам, полагая $\sin \beta_0 \ll 1$. Тогда $\Delta\theta_{\min} = x_{\min} / D_0 = n\lambda_c / (2\beta_0 D_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, где D_0 – расстояние по траверсу ЛА – цель $A_0(x_0, y_0, z_0)$. Далее, представляя угловой размер искусственной апертуры в виде $\beta_0 \approx VT_6 / D_0$, для $\Delta\theta_{\min}$ окончательно получим:

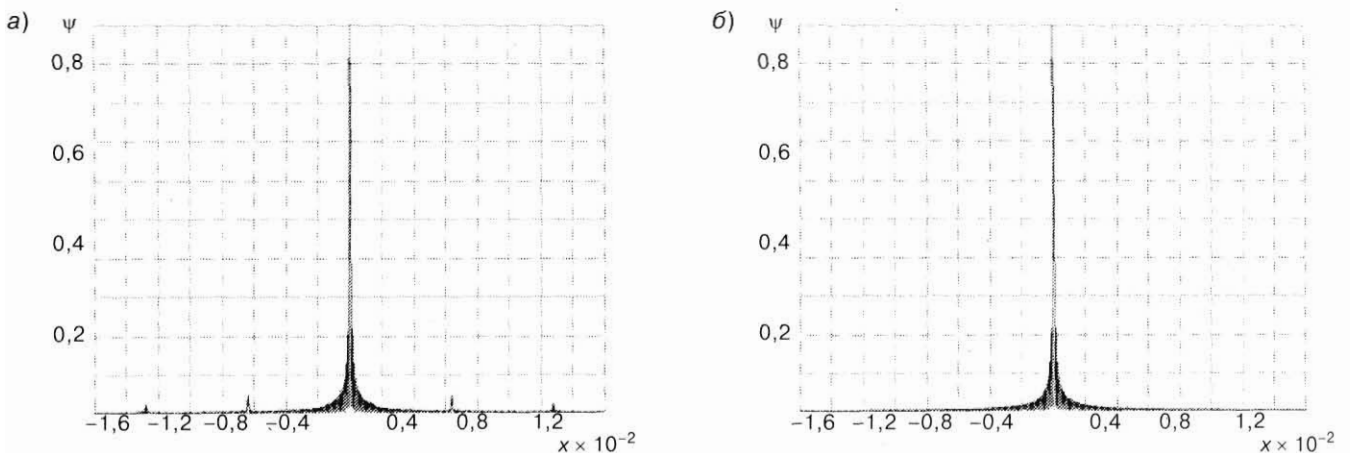
$$\Delta\theta_{\min} = n\lambda_c / (2VT_6), \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (19)$$

Значения $\Delta\theta_{\min}$ характеризует периодичность снижения коэффициента усиления СДН до нуля при введении секвентной поднесущей в зондирующий сигнал РСА.

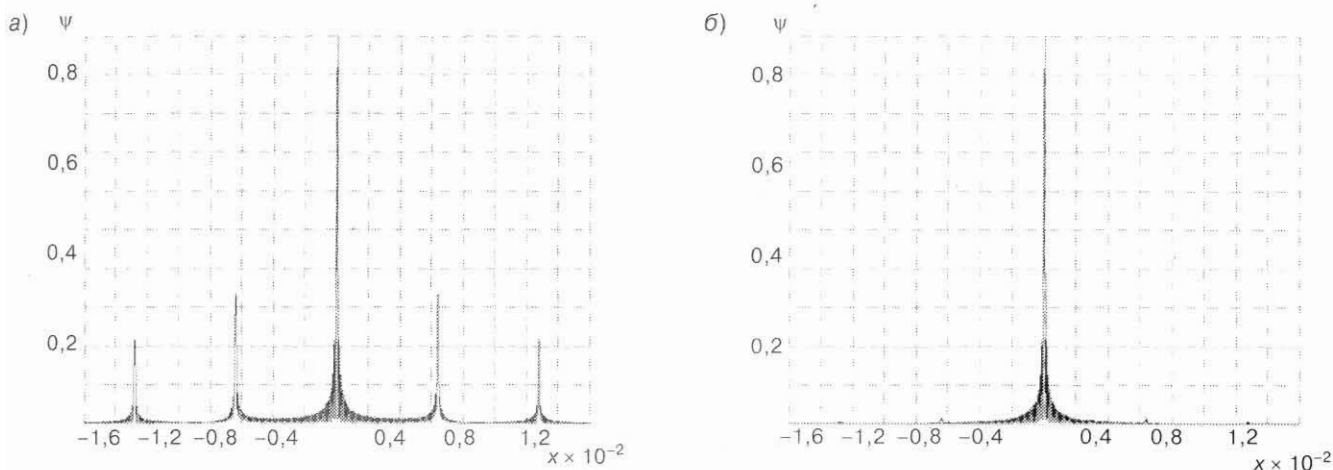
Выражения (17) и (18) справедливы как для спектральных составляющих секвентной поднесущей, так и для описания компоненты СДН, формируемой на несущей частоте f_0 при $k=2\pi/\lambda_0$. Эта компонента в случае импульсного зондирующего сигнала приводит к появлению мощных ДБВ с периодичностью, определяемой соотношением (1). Используя выражение (1), запишем абсциссы ДБВ для случая строго бокового обзора $\theta_n = 0$ (см. рис. 1) в виде

$$\Delta\theta_{\max} = m\lambda_0 / (2T_n V), \quad m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (20)$$

Определим условие, при котором нулевые минимумы ФН секвентной составляющей будут совпадать с максимумами ДБВ и тем самым, в соответствии с выражением (7), полностью их подавлять. Это условие достигается при равенстве $\Delta\theta_{\max} = \Delta\theta_{\min}$ и одинаковых значениях n и m в выражениях (19) и (20). Из последнего равенства и соотношений $\lambda_0 = cT_0$, $\lambda_c = cT_c$ находим оп-



■ Рис. 5. Графики результирующих СДН, соответствующих случаям (а) и (б) на рис. 4, при изотропной ДН реальной антенны РСА



■ Рис. 6. Графики СДН при отсутствии (а) и наличии (б) секвентной поднесущей в зондирующем сигнале РСА и неоптимально заданной ДН реальной антенны

тимальное значение периода повторения секвентной поднесущей:

$$T_c = T_0 T_6 / T_n. \quad (21)$$

В качестве примера на рис. 3 – 6 приведены результаты вычислений нормированных главных сечений ДН $\psi(x)$ в зависимости от азимутальной координаты x (выраженной в метрах) для следующих исходных данных: $D_0 \approx 1,4 \times 10^5$ м, $V = 7000$ м/с, $\lambda_0 = 0,02$ м, $T_B = 0,02$ с и числа импульсов в согласованно обрабатываемой пачке ТС $N = 64$. Для последующего сравнения на рис. 3, а, б приведены разномасштабные изображения азимутальных сечений СДН РСА при отсутствии секвентной поднесущей в зондирующем сигнале.

На рис. 4, а и рис. 4, б приведены графики синтезированных ДН на секвентной поднесущей зондирующего сигнала РСА и ее первой гармонике. На рис. 5, а и рис. 5, б приведены результаты СДН, соответствующие рис. 4, а, б. В обоих случаях ДН реальной антенны РСА задавалась как изотропная.

Сечение СДН при отсутствии секвентной поднесущей и ДН реальной антенны, в главный лепесток которой попадают два ближних дифракционных боковых выброса, обусловленных множителем решетки, приведено на рис. 6, а. После введения секвентной поднесущей результирующая СДН принимает вид, представленный на рис. 6, б.

Выводы

1. В данной работе представлен метод оптимизации СДН РСА, обеспечивающих получение высококачественных радиолокационных изображений при снижении требований к параметрам и угловой стабилизации реальной антенны РСА в условиях работы на борту летательного аппарата.

2. Расширение рабочей зоны однозначных отсчетов РСА по азимуту и подавление мощных боковых дифракционных выбросов СДН, вызванных периодичностью импульсных посылок зондирующего сигнала, достигается введением

в последний широкополосной секвентной составляющей. Показано, что в рамках принятых нежестких допущений оптимизация периода повторения секвентной поднесущей позволяет существенно (теоретически до нуля) подавить указанные выбросы.

3. Для практически используемых отношений $T_6/T_n \approx 100$ и $\theta_n \geq 45^\circ$ несущая частота примерно на два порядка превышает частоту секвентной поднесущей, что допускает реализацию как излучения зондирующего сигнала с такими параметрами, так и обработки принимаемых траекторных сигналов [8].

4. Приведены соотношения для выбора параметров структурно сложного зондирующего сигнала РСА, позволяющего на практике осуществить оптимизацию формы СДН.

Литература

1. Радиолокационные станции обзора Земли / Г. С. Кондратенков, В. А. Потехин, А. П. Реутов, Ю. А. Феоктистов; Под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
2. Радиолокационные станции бокового обзора / А. П. Реутов, Б. А. Михайлов, Г. С. Кондратенков, Б. В. Бойко. – М.: Сов. радио, 1970. – 360 с.
3. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. – М.: Сов. радио, 1970. – 336 с.
4. Охонский А. Г. Подавление боковых выбросов диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой в азимутальной плоскости // Межвуз. сб. науч. тр. «Пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов». – Л.: ЛИАП, 1990. – С. 65 – 69.
5. Хармут Х. Теория секвентного анализа (основы и применение): Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 574 с.
6. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / Под ред. В. С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
7. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 446 с.
8. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.