

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА РАДИОЛОКАТОРА НА ОСНОВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ДВУМЕРНЫМ ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

© 2024 г. С. Е. Банков*, А. А. Комаров, М. С. Михайлов

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

*E-mail: sbankov@yandex.ru

Поступила в редакцию 04.04.2024 г.

После доработки 04.04.2024 г.

Принята к публикации 10.04.2024 г.

Рассмотрена антенная решетка с последовательным возбуждением и ее применение в составе радиолокатора с линейной частотной модуляцией. Представлен анализ решетки, состоящей из N_a параллельных одномерных подрешеток с последовательным возбуждением, образующих двумерную излучающую решетку и волноводов связи, соединяющих через волноводные повороты на 180° выход n -й подрешетки со входом $n+1$ подрешетки. Предложена приближенная модель антенны, позволяющая определить ее основные технические характеристики. С помощью разработанной модели исследованы временные характеристики сигнала на выходе сверхвысокочастотного блока гомодинного радиолокатора с линейной частотной модуляцией. Проанализированы зависимости показателей качества решетки от параметров рассеяния элементарных излучателей и волноводных поворотов на 180° , сформулированы предъявляемые к ним технические требования. Показано, что рассматриваемый радиолокатор обеспечивает сканирование в секторе азимутальных углов $\pm 40^\circ$ и $\pm 10^\circ$ по углу места при девиации частоты в полосе 2 ГГц.

Ключевые слова: решетка с двумерным частотным сканированием, радиолокатор, диаграмма направленности, коэффициент усиления

DOI: 10.31857/S0033849424050012, EDN: ILSOQV

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Антенные решетки с последовательным возбуждением (АРПВ) широко используются в антенной технике с середины XX столетия. Одномерная или линейная АРПВ представляет собой линию передачи (ЛП) или волновод, периодически нагруженную элементарными излучателями [1], в качестве которых чаще всего используются щели. Если при этом роль ЛП выполняет металлический волновод, то имеют в виду волноводно-щелевую решетку (ВЩР) [2].

Для АРПВ характерен эффект частотного сканирования (ЧС), который состоит в изменении положения главного луча (ГЛ) диаграммы направленности (ДН) при изменении частоты излучаемого или принимаемого сигнала [3].

Интерес к АРПВ со стороны разработчиков радиоэлектронной аппаратуры обусловлен двумя факторами: простотой и дешевизной их конструкций и простотой реализации электронного сканирования. Нетрудно заметить, что ЧС не требует применения большого числа дорогостоящих фазовращателей или приемо-передающих модулей, как это имеет место в других типах фазированных антенных решеток (ФАР). Так, для построения

обзорного локатора на основе АРПВ достаточно включить в его состав генератор с перестраиваемой частотой и приемник сигналов с частотной модуляцией.

Следует отметить, что АРПВ с ЧС вряд ли смогут когда-либо обеспечить гибкость и многофункциональность, характерную для ФАР. С их помощью сложно решать задачи формирования ДН с заданным положением нулей, задачи адаптации и помехоподавления. Тем не менее в тех случаях, когда необходимо обеспечить обзор пространства в некотором секторе углов при минимальных затратах, АРПВ могут составить серьезную конкуренцию ФАР.

Одномерные АРПВ формируют ДН веерной формы и характеризуются одномерным ЧС. Для формирования игольчатой ДН и реализации двумерного ЧС используются системы одномерных АРПВ, которые создают двумерную решетку [4]. Одномерные подрешетки возбуждаются через многоканальный делитель мощности (МДМ). При этом между выходами МДМ и входами подрешеток могут быть включены фазовращатели. Таким образом, реализуется функция двумерного частотно-фазового сканирования. В одной плоскости положение ГЛ

ДН определяется частотой, а в другой — фазовым сдвигом между фазовращателями.

Во многих случаях в качестве МДМ используются структуры оптического типа: планарные линзы и зеркала [5–8], что позволяет полностью избавиться от применения фазовращателей, сохранив при этом функцию обзора пространства в двумерном секторе углов. В этом случае антенна является многолучевой антенной, которая формирует несколько лучей, ориентированных под разными азимутальными углами. Изменение угла места происходит за счет ЧС.

Важным фактором, который стимулировал интерес к многолучевым антеннам с ЧС, было развитие технологии многослойных печатных схем СВЧ, в частности, появление технологии substrate

integrated waveguides (SIW), поскольку ее использование позволяет изготавливать многолучевую антенну в виде дешевой и технологичной печатной схемы.

Следует отметить, что антенны, которые мы обсуждали выше, используют одномерное ЧС, однако с середины XX в. предпринимались попытки создания АРПВ с двумерным ЧС [9]. Для этого использовалась комбинация двух видов ЧС с относительно быстрым движением луча по одной координате и медленным по другой. Такая антенна, как и представленные выше, представляла собой систему подрешеток из линейных АРПВ с ЧС. Ее возбуждение осуществлялось при помощи специального устройства — сканера. В простейшем случае сканер — это свернутая в спираль ЛП или

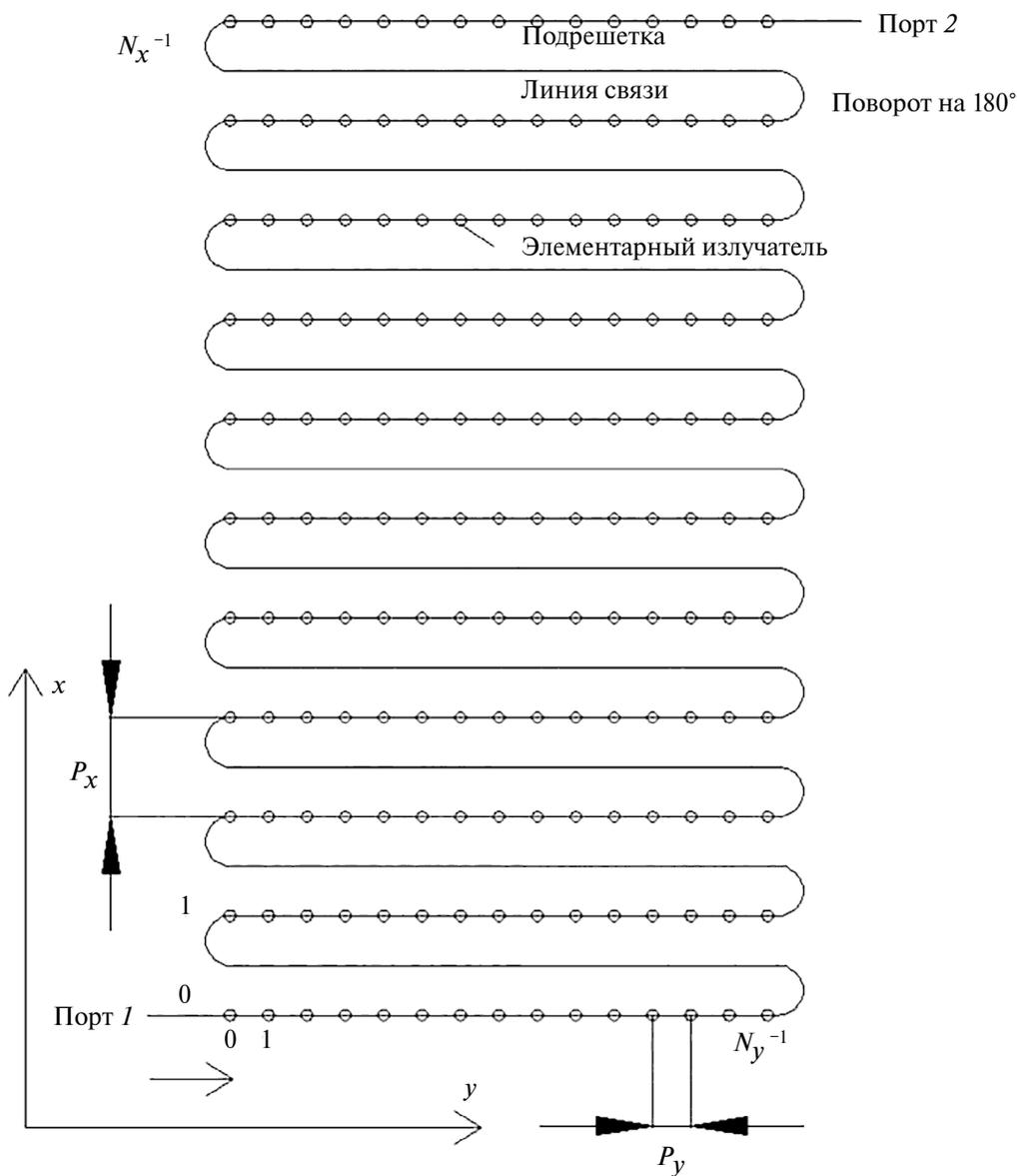


Рис. 1. Структурная схема АРПВ с двумерным ЧС.

волновод, к которой с некоторым периодом подключаются входы подрешеток. Скорость движения луча в направлении осей подрешеток относительно медленная, а скорость движения луча в ортогональной плоскости задается сканером, а именно длиной ЛП, соединяющей входы соседних подрешеток. Увеличивая этот параметр, мы можем обеспечить существенно большую скорость движения ГЛ в данном направлении.

Применение сканера существенно усложняет конструкцию АРПВ с двумерным ЧС. В работах [1, 10] исследована АРПВ с двумерным ЧС, не требующая использования громоздкого и нетехнологичного сканера. Двумерное ЧС обеспечивается “змеевидной” структурой (рис. 1), которая включает линейные подрешетки и линии связи, соединяющие выход n -й подрешетки со входом $n + 1$ подрешетки. Соединение подрешетки и линии связи производится при помощи специального поворота ЛП на 180° . В работе [10] анализировалась сфокусированная в ближней зоне решетка.

Следует отметить, что частотное сканирование, характерное для АРПВ неоднократно использовалось при создании радиолокаторов различного назначения (см., например, [11]).

Целью данной работы является исследование решетки, сфокусированной в дальней зоне и работающей в составе гомодинного радиолокатора с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Основной нашей задачей является построение математической модели, позволяющей определять форму локационного сигнала на выходе СВЧ-блока радиолокатора. Как будет показано ниже, сигнал существенно зависит от характеристик используемой АРПВ с двумерным ЧС. Поэтому значительная часть данной работы посвящена созданию ее приближенной модели.

2. ГОМОДИННЫЙ РАДИОЛОКАТОР

Типовая схема гомодинного локатора включает генератор с ЛЧМ, Y-циркулятор, антенну и смеситель (рис. 2).

Частота сигнала на выходе генератора меняется во времени в течение периода модуляции T_m по линейному закону:

$$f_c(t) = f_{\min} + t\Delta f / T_m, \quad (1)$$

где Δf — девиация частоты, f_{\min} — минимальное значение частоты в рабочем диапазоне.

Полагаем, что мощность генератора P_Γ не зависит от времени. Тогда мощность отраженного от цели сигнала P_c на выходе антенны можно записать, используя форму радиолокации [12]:

$$P_c = P_\Gamma \frac{G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (2)$$

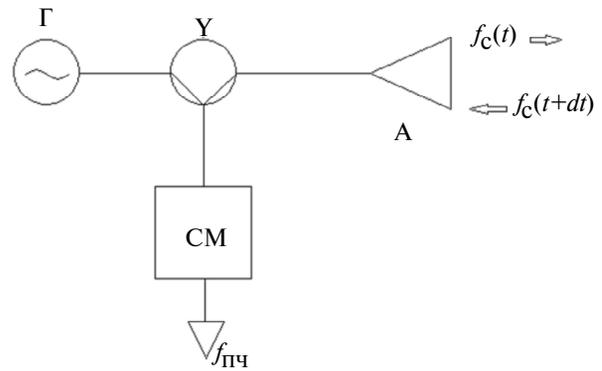


Рис. 2. Схема гомодинного радиолокатора: Г — генератор, А — антенна, СМ — смеситель, Y — Y-циркулятор.

где λ — длина волны в свободном пространстве, σ — эффективная площадь рассеяния цели, R — расстояние до цели, G — коэффициент усиления (КУ) антенны.

Поскольку сигнал, отраженный от цели, испытывает задержку во времени:

$$dt = 2R / c, \quad (3)$$

то, как обычно в ЛЧМ-локации, частота отраженного сигнала сдвинута на величину f_i :

$$f_i = 2R\Delta f / cT_m. \quad (4)$$

Здесь c — скорость света в вакууме, f_i — это частота на выходе смесителя, она несет информацию о дальности до цели локации.

Соотношение (1) записано в предположении о том, что ГЛ ДН антенны ориентирован в направлении цели. В нашем случае АРПВ с ЧС это условие не выполняется, так как ее ДН является функцией времени. С учетом данного фактора можем записать (1) в более общем виде:

$$P_c = P_\Gamma \frac{G^2(\theta_t, \varphi_t, t) \sigma \lambda^2(t)}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (5)$$

где θ_t, φ_t — углы сферической системы координат, в которой задана функция $G(\theta, \varphi, t)$. Они определяют координаты цели и не зависят от времени.

Для определения сигнала на выходе смесителя $U_c(t)$, т.е. на выходе СВЧ-блока надо учесть коэффициент передачи смесителя по мощности K_m :

$$U_c(t) = \sqrt{P_c \frac{G^2(\theta_t, \varphi_t, t) \sigma \lambda^2(t) K_m}{(4\pi)^3 R^4}} \cos(2\pi f_i). \quad (6)$$

3. МАТРИЦА РАССЕЙЯНИЯ АРПВ С ДВУМЕРНЫМ ЧС

Из выражения (5) нетрудно увидеть, что функция $G(\theta, \varphi, t)$ быстро изменяется во времени и во многом определяет форму искомого сигнала. В общем случае определение функции $G(\theta, \varphi, t)$ связано с решением граничной задачи электродинамики, которое может быть выполнено с помощью современных программ электродинамического моделирования. Однако здесь следует отметить, что модель такого уровня требует больших затрат компьютерных ресурсов, в первую очередь времени. Поэтому она плохо подходит для качественного анализа исследуемого устройства, а также для целей его оптимизации.

По этой причине на этапе предварительного анализа мы отдаем предпочтение приближенным моделям, которые, как мы увидим ниже, правильно передают основные закономерности функционирования радиолокатора, но при этом не требуют больших временных затрат, о которых мы упоминали выше.

Рассматриваемая АРПВ является, с одной стороны, излучающей структурой, которая описывается стандартным набором антенных параметров. С другой стороны, она является СВЧ-четыреполюсником с портами 1, 2 (см. рис. 1), который описывается параметрами рассеяния. Оба вида параметров необходимы нам для решения поставленной задачи. Начнем с анализа решетки как СВЧ-многополюсника.

С этой точки зрения АРПВ представляет собой ЛП, в которую последовательно включены два вида четырехполюсников: элементарные излучатели (ЭИ) и повороты на 180° . Говоря об излучателях, следует отметить, что взаимодействие между ними может осуществляться как через основную волну ЛП, так и через поля свободного пространства. Учет последнего фактора требует решения электродинамической задачи. При этом следует иметь в виду, что основное взаимодействие осуществляет волна ЛП, поэтому ограничимся приближением элементарной теории антенных решеток, которая не учитывает взаимное влияние излучателей через указанные выше поля.

В рамках принятого приближения, вообще говоря, нет необходимости учитывать конкретный вид ЛП и тип ЭИ. Мы имеем возможность описывать их в общем виде, используя обобщенные параметры, такие как, например, постоянная распространения ЛП. Однако там, где это возможно и необходимо, будем учитывать свойства наиболее перспективных вариантов выполнения элементов АРПВ.

Так, например, в качестве ЛП целесообразно использовать металлический волновод, имеющий минимальные потери в СВЧ-диапазоне. Возможно,

конечно, применение коаксиальной и полосковой ЛП. Однако затухание волны в них многократно превышает затухание в металлическом волноводе. Постоянная распространения прямоугольного волновода γ описывается следующей формулой:

$$\gamma = \beta - i\alpha_t, \quad (7)$$

где

$$\beta = \sqrt{k^2 \varepsilon - (\pi/a)^2},$$

$$\alpha_t = k\varepsilon R_s / \beta W,$$

k , W — волновое число и волновое сопротивление свободного пространства, ε — диэлектрическая проницаемость среды внутри волновода, a — размер его широкой стенки, R_s — поверхностное сопротивление металла. Будем исходить из того, что волноводы в подрешетках и линиях связи могут иметь разные постоянные распространения $\gamma_{1,2}$ соответственно. Отметим, что, даже несмотря на низкий уровень затухания в металлическом волноводе, его большая общая длина может приводить к значительным тепловым потерям. Поэтому в соотношении (7) включено затухание α_t .

В качестве ЭИ в металлическом волноводе чаще всего используют продольные и поперечные щели. Рассмотрим продольные щели как в широкой, так и в узкой стенках. Их можно описать эквивалентной схемой в виде параллельной проводимости y_s в ЛП [13] (рис. 3).

Для простоты дальнейших преобразований под ЭИ понимаем щель с отрезком волновода длиной, равной периоду решетки P_y . При этом известно [13], что щель является резонансным элементом. В этом случае ее ненормированную проводимость можно записать следующим образом:

$$y_s = g_s / (1 + 2i(f - f_p)Q / f_p),$$

где g_s — проводимость щели на резонансе, Q — добротность щели, f_p — резонансная частота.

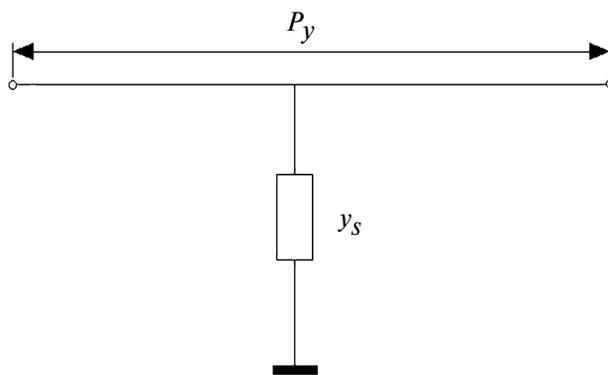


Рис. 3. Эквивалентная схема щели.

Наряду с резонансными свойствами щели ее частотная характеристика зависит от поведения характеристического сопротивления волновода, поскольку в выражение для матрицы рассеяния входит нормированная проводимость щели. Особенно сильно влияние данного фактора сказывается на частотах, близких к критической, так как указанное сопротивление стремится к бесконечности пропорционально k/γ .

Учитывая сказанное выше, целесообразно использовать для нормированной проводимости щели y_n следующую аппроксимацию:

$$y_n = y_s k / \gamma. \quad (8)$$

В рамках принятой модели ЭИ его матрица рассеяния S_r имеет вид

$$S_r = \begin{bmatrix} -y_n & 2 \\ 2 & -y_n \end{bmatrix} \frac{\exp(-i\gamma_1 P_y)}{2 + y_n}. \quad (9)$$

Важным элементом АРПВ является поворот ЛП на 180° . В состав этого устройства мы включили два отрезка волновода длиной L_t и постоянной распространения γ_1 , а также собственно поворот. Считаем, что поворот идеально согласован на центральной частоте рабочего диапазона f_0 и имеет коэффициент отражения R_m на его границах. С учетом сделанных замечаний матрица рассеяния поворота S_t имеет следующий вид:

$$S_t = \begin{bmatrix} 2iR_m(f - f_0) / \Delta f & \sqrt{1 - (2R_m(f - f_0) / \Delta f)^2} \\ \sqrt{1 - (2R_m(f - f_0) / \Delta f)^2} & 2iR_m(f - f_0) / \Delta f \end{bmatrix} \exp(-i\gamma_1 L_t). \quad (10)$$

Нетрудно заметить, что параметр R_m задает максимальное значение коэффициента отражения в рабочей полосе частот.

Для определения матрицы рассеяния всей решетки в целом целесообразно перейти от матриц рассеяния к волновым матрицам передачи T [14]:

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -S_{2,2} \\ S_{1,1} & S_{1,2}S_{2,1} - S_{1,1}S_{2,2} \end{bmatrix} \frac{1}{S_{1,2}}. \quad (11)$$

Матрицу передачи периода решетки по оси $0x$ запишем следующим образом:

$$T_x = T_t (T_r)^{N_y} T_t T_c, \quad (12)$$

где T_c — матрица передачи отрезка ЛП с постоянной распространения γ_2 длиной L_c :

$$L_c = L_w - 2L_t, \quad (13)$$

$$L_w = N_y P_y + 2L_t.$$

Здесь L_w — полная длина волновода вдоль оси $0y$.

Матрица рассеяния отрезка ЛП имеет вид

$$S_L = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-i\gamma L) \\ \exp(-i\gamma L) & 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Обратный переход от матрицы передачи к матрице рассеяния выполняется по известным соотношениям [14]:

$$S = \begin{bmatrix} T_{2,1} & T_{1,1}T_{2,2} - T_{1,2}T_{2,1} \\ 1 & -T_{1,2} \end{bmatrix} \frac{1}{T_{1,1}}. \quad (15)$$

С помощью формулы (15) можем определить матрицу рассеяния периода решетки по оси $0x$ — S_x . Матрицу передачи всей решетки T_a находим следующим образом:

$$T_a = (T_x)^{N_x}. \quad (16)$$

С помощью соотношений (15) и (16) нетрудно найти матрицу рассеяния решетки S_a .

4. АНТЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ АРПВ С ДВУМЕРНЫМ ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Для вычисления ДН и других антенных параметров необходимо определить амплитудно-фазовое распределение (АФР) в раскрыте решетки. Пусть $U_{n,m}$ — комплексные амплитуды, с которыми возбуждаются ЭИ (здесь n, m — это индексы,

определяющие положение ЭИ вдоль осей $0x$ и $0y$ соответственно).

Как известно [15], в рамках принятого приближения в большинстве практически интересных случаев в АРПВ имеет место экспоненциальное АФР:

$$U_{n,m} = A \exp(-n\Delta_x + in\Delta\phi_x - m\Delta_y + im\Delta\phi_y), \quad (17)$$

где $\Delta_{x,y}$ — затухания на период решетки по осям $0x$ и $0y$, $\Delta\phi_{x,y}$ — фазовые сдвиги на период решетки по осям $0x$ и $0y$ соответственно, A — несущественный амплитудный множитель.

Фазовый сдвиг на периоде по оси $0y$ определяется матрицей рассеяния ЭИ (9):

$$\Delta\phi_y = \arg(S_{r12}). \quad (18)$$

Фазовый сдвиг по оси $0x$ определяется матрицей рассеяния периода S_x :

$$\Delta\phi_x = \arg(S_{x12}). \quad (19)$$

Затухание Δ_x на период по оси $0x$ складывается из двух составляющих: затухание в подрешетке, обусловленное как излучением в свободное пространство, так и тепловыми потерями, а также тепловое затухание в двух поворотах и линии связи. С учетом сказанного выше можно записать параметр Δ_x следующим образом:

$$\Delta_x = N_y \Delta_y + \Delta_t, \quad (20)$$

$$\Delta_t = (2L_w - N_y P_y) \alpha_t.$$

Здесь первое слагаемое описывает потери в подрешетке, а второе — в остальных элементах, образующих период.

Полное затухание волны в решетке, с одной стороны, равно модулю коэффициента передачи S_{a12} , а с другой — является суммой затуханий в N_x периодах:

$$\exp(-N_x(N_y \Delta_y + \Delta_t)) = |S_{a12}|. \quad (21)$$

Соотношения (20), (21) позволяют найти параметры $\Delta_{x,y}$, а формулы (18), (19) задают фазовые сдвиги между ЭИ, что решает задачу определения АФР (17).

Далее можем определить ДН решетки $F(\theta, \varphi)$:

$$F(\theta, \varphi) = F_e(\theta, \varphi) \frac{1 - \exp(N_y(ikP_y \sin \theta \sin \varphi + i\Delta\varphi_y - \Delta_y))}{1 - \exp(ikP_y \sin \theta \sin \varphi + i\Delta\varphi_y - \Delta_y)} \times$$

$$\times \frac{1 - \exp(N_x(ikP_x \sin \theta \cos \varphi + i\Delta\varphi_x - \Delta_x))}{1 - \exp(ikP_x \sin \theta \cos \varphi + i\Delta\varphi_x - \Delta_x)}. \quad (22)$$

Здесь $F_e(\theta, \varphi)$ — ДН ЭИ. При выводе выражения (22) использована формула суммирования геометрической прогрессии.

Далее найдем углы, определяющие положение ГЛ ДН. Диаграмма направленности ЭИ является медленно меняющейся функцией. Поэтому положение ГЛ определяется множителем направленности:

$$M(\theta, \varphi) = \frac{1 - \exp(N_y(ikP_y \sin \theta \sin \varphi + i\Delta\varphi_y - \Delta_y))}{1 - \exp(ikP_y \sin \theta \sin \varphi + i\Delta\varphi_y - \Delta_y)} \times$$

$$\times \frac{1 - \exp(N_x(ikP_x \sin \theta \cos \varphi + i\Delta\varphi_x - \Delta_x))}{1 - \exp(ikP_x \sin \theta \cos \varphi + i\Delta\varphi_x - \Delta_x)}. \quad (23)$$

Максимумы функции $M(\theta, \varphi)$ находим из решения следующей системы уравнений:

$$kP_y \sin \theta \sin \varphi = -\Delta\varphi_y + 2\pi p,$$

$$kP_x \sin \theta \cos \varphi = -\Delta\varphi_x + 2\pi q, \quad (24)$$

$$p, q = \dots -1, 0, 1, \dots$$

Из системы (24) видно, что ДН может иметь несколько максимумов, соответствующих разным значениям p, q . Отметим, что, как правило, период $P_y < \lambda/2$, поэтому в область видимых углов попадает только решение с $p = 0$. При этом период P_x может быть больше половины длины волны. По этой причине параметр q может принимать значения $q = -1, 0, 1$, соответствующие разным максимумам ДН. Основным максимум имеет место при $q = 0$.

Запишем решение системы (24)

$$\theta_{mq} = \arcsin \sqrt{\frac{(\Delta\varphi_y / P_y)^2 + ((\Delta\varphi_x - 2\pi q) / P_x)^2}{k}}, \quad (25)$$

$$\varphi_{mq} = \arctg \left[2 \left((-\Delta\varphi_x + 2\pi q) / P_x, \Delta\varphi_y / P_y \right) \right].$$

На рис. 4а, 4б представлены типичные зависимости углов θ_{mq} и φ_{m0} от частоты, полученные для $a = 23$, $P_y = 10$, $P_x = 24$. Все размеры здесь и далее приведены в миллиметрах.

Из рис. 4а хорошо видно существование узких зон, в которых каждой частоте соответствуют два угла θ_{mq} . Отсюда можем сделать вывод, что эти зоны не являются рабочими, так как в них ДН имеет два главных максимума. Они должны быть

исключены из сканирования. Критерием исключения служат условия

$$\text{Im} \theta_{m\pm 1} = 0. \quad (26)$$

На рис. 5 представлена зависимость угла θ_{m0} от частоты после исключения указанных выше участков частотного диапазона. Видно, что в однолучевом режиме имеем последовательность изолированных поддиапазонов, в которых ГЛ движется по достаточно сложной траектории.

Наглядное представление о движении ГЛ дает диаграмма сканирования в полярных координатах на рис. 6. По азимуту в ней отложен угол φ_{m0} , а по радиусу угол θ_{m0} . Диаграмма позволяет оценить размеры сектора сканирования по углу места и азимуту.

Движение вдоль кривых на рис. 6 — от нижней к верхней — соответствует увеличению частоты от минимальной до максимальной. При этом в пределах каждой кривой луч движется слева направо. Следует отметить, что на практике сектор сканирования необходимо уменьшить, так как рост угла места сопровождается заметным снижением КУ антенны. При $\theta_{m0} > 60^\circ$ потери КУ превышают 3 дБ.

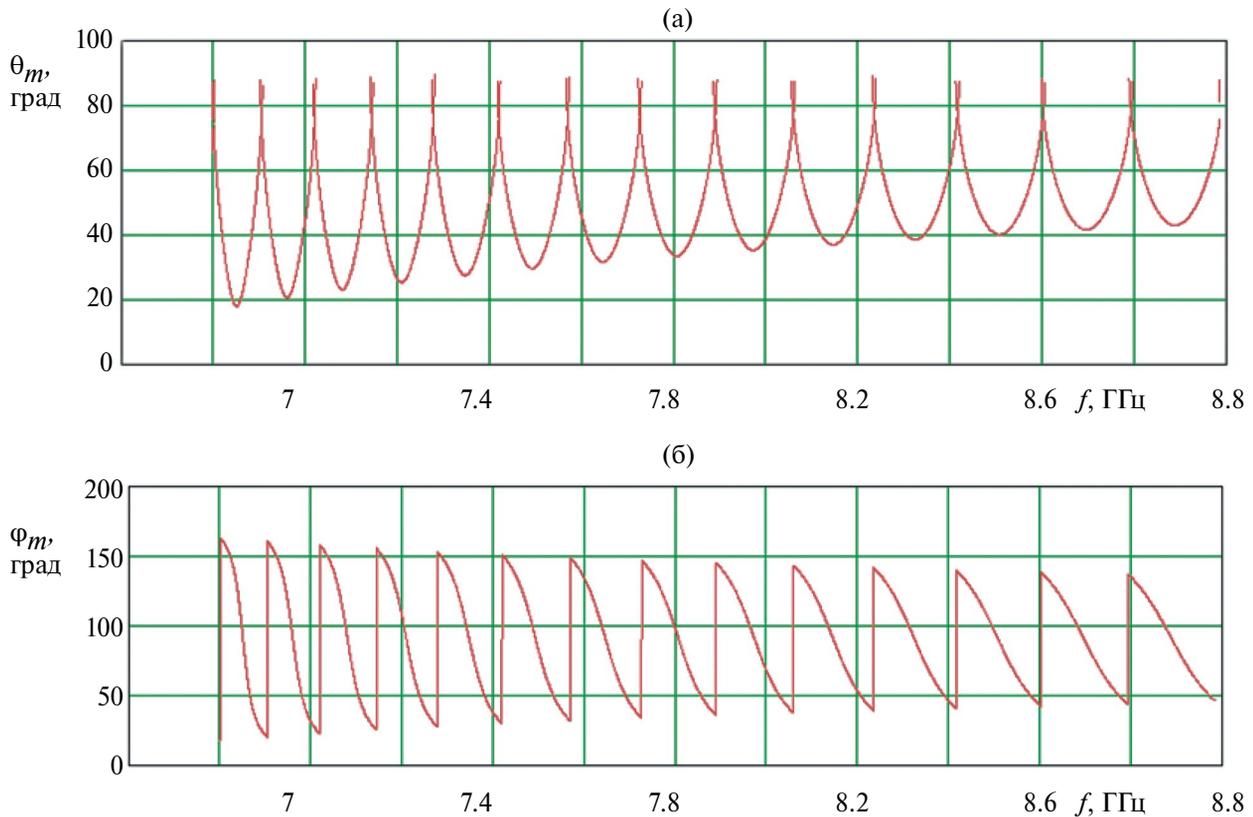


Рис. 4. Частотная зависимость угла места (а) и азимутального угла (б).

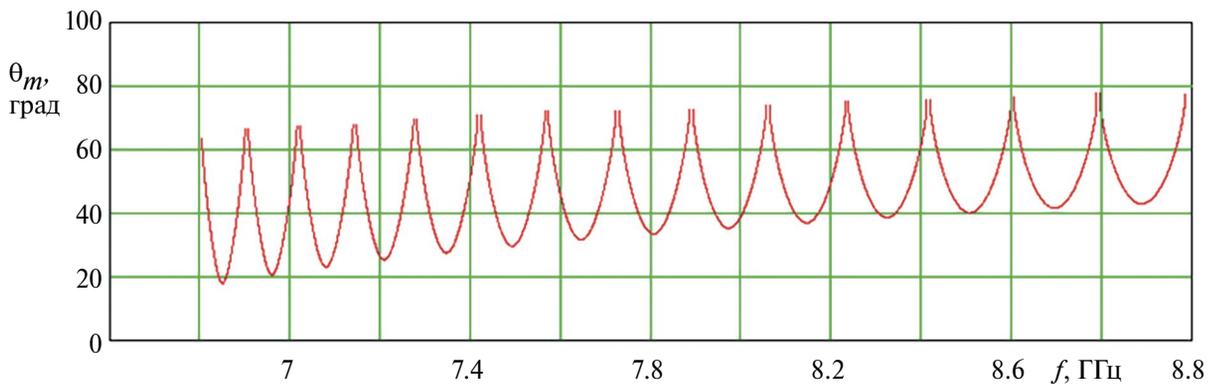


Рис. 5. Частотная зависимость угла места после исключения двухлучевых участков.

Далее получим соотношения для КУ АРПВ с двумерным ЧС. Отметим, что в однолучевом режиме характеристики решетки с дискретными ЭИ слабо отличаются от характеристик апертурной антенны с непрерывным распределением источников [14]. При оценке коэффициента направленного действия решетки (КНД) важным фактором является КНД элементарного излучателя. Достоверно оценить его достаточно сложно. Использование элементарной теории решеток без учета взаимодействия ЭИ может привести к существенным погрешностям. При этом теория апертурных антенн

позволяет, исходя из соотношений для КНД идеального плоского раскрыва [14], получить простые и более надежные результаты.

Опуская подробности математических преобразований, приведем соотношение для КУ:

$$G = G_0 K_a \cos \theta_m \eta F_n^2(\theta, \varphi), \quad (26)$$

$$K_a = 4 \frac{((1 - \exp(-\Delta_y N_y))(1 - \exp(-\Delta_x N_x)))^2}{((1 - \exp(-2\Delta_y N_y))(1 - \exp(-2\Delta_x N_x)))} \frac{1}{\Delta_x \Delta_y N_x N_y},$$

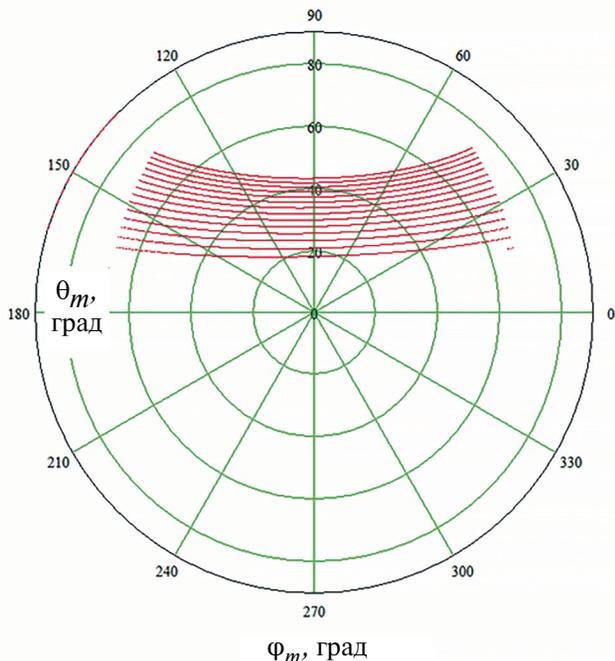


Рис. 6. Диаграмма сканирования АРПВ.

$$G_0 = \frac{4\pi N_x N_y P_x P_y}{\lambda^2},$$

где G_0 — КНД идеального плоского раскрыва, K_a — апертурный коэффициент использования поверхности (КИП), учитывающий отличие амплитудного распределения от равномерного, η — КПД антенны, F_n — нормированная на максимальное значение амплитудная ДН.

Под КПД антенны понимаем отношение излученной в свободное пространство мощности к мощности на входе антенны. Пусть антенна возбуждается источником единичной мощности. Тогда полная мощность потерь $P_{rd} = P_r + P_d$, включающая как потери на излучение, так и диссипативные потери, может быть найдена из матрицы рассеяния S_a :

$$P_{rd} = 1 - |S_{a11}|^2 - |S_{a12}|^2. \quad (27)$$

Диссипативные потери в АРПВ обусловлены затуханием волны в ЛП. Приближенно их мощность P_d может быть выражена следующим образом:

$$P_d = 1 - \exp(-4\alpha_l L_w N_x). \quad (28)$$

Отсюда получаем

$$\eta = \exp(-4\alpha_l L_w N_x) - |S_{a11}|^2 - |S_{a12}|^2. \quad (29)$$

Таким образом, полностью определена КУ АРПВ с двумерным ЧС и можно перейти к анализу сигнала (6).

5. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 7а, 7б показаны частотные зависимости модулей коэффициентов отражения S_{a11} и передачи S_{a12} АРПВ, рассчитанные для следующих параметров решетки: $a = 23$, $P_y = 10$, $P_x = 24$, $N_y = 50$, $N_x = 24$, $\epsilon = 1$, $\alpha_l = 0.1$ дБ/м, а также параметров ЭИ: $Q = 10$, $g_s = 0.1$, $f_p = 12$ ГГц. Параметры поворота R_m 0.05 и 0.025.

Видно, что с ростом частоты коэффициент передачи падает. Его изменения приводят к изменениям амплитудного распределения поля, в первую очередь вдоль оси Ox , и, следовательно, к изменениям КИП (26).

Причины частотной зависимости коэффициента передачи связаны с резонансным характером ЭИ и поведением характеристического сопротивления волновода. Избавиться от нее при использовании конструктивно простых щелей затруднительно. Известно [1], что в АРПВ с экспоненциальным распределением существует оптимальное затухание поля на длине решетки, близкое к 12 дБ. С учетом отмеченной выше частотной зависимости следует добиваться оптимального затухания в центре частотного диапазона, который в данном примере занимает полосу частот 6.8...8.8 ГГц.

Обращает на себя внимание последовательность резких всплесков коэффициента отражения, которые сопровождаются провалами коэффициента передачи. Их появление обусловлено типичным для АРПВ эффектом нормали. Отметим, что положение всплесков на оси частот совпадает с излучением под углом $\phi_m = \pi/2$, т.е. с центром сектора сканирования. Основным фактором, определяющим амплитуду всплесков, является согласование поворота на 180° , уровень которого задает параметр R_m . Для того, чтобы коэффициент отражения был меньше -10 дБ, необходимо согласовать повороты до уровня, близкого к -30 дБ, что является сложной технической задачей.

Другим способом снижения влияния эффекта нормали служит применение в подрешетках и линиях связи волноводов с разными постоянными распространения $\gamma_{1,2}$. На рис. 8 показана частотная зависимость коэффициента отражения, полученная при $R_m = 0.05$, когда волноводы подрешеток имеют воздушное заполнение, а волноводы связи заполнены средой с проницаемостью $\epsilon = 1.3$. Там же представлена частотная зависимость угла излучения.

Видно, что всплески, расположенные в центре сектора сканирования, которому соответствуют минимальные значения угла θ_m , уменьшились по сравнению со всплесками на кривой 1 на рис. 7а. При этом появились дополнительные всплески, но они не представляют опасности, так как они расположены в нерабочих зонах на краях сектора сканирования.

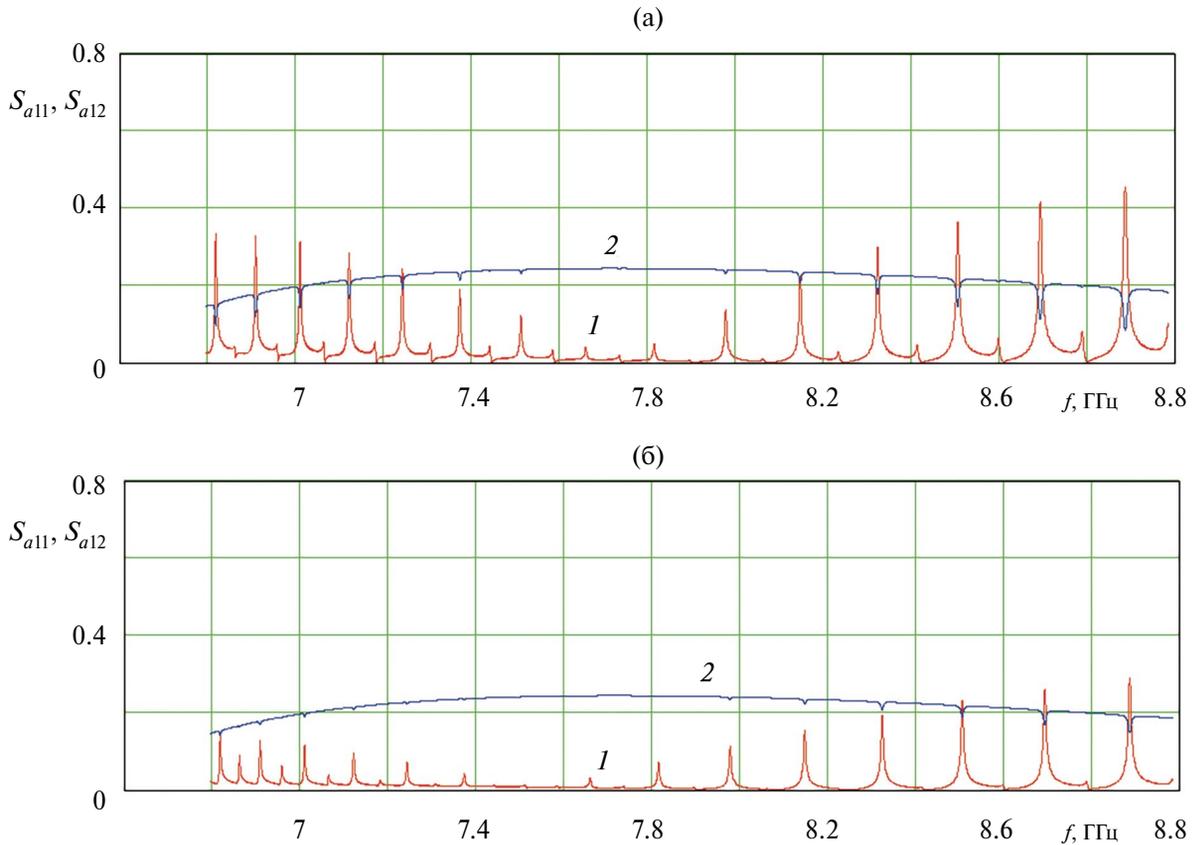


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициентов отражения (1) и передачи (2) АРПВ при $R_m = 0.05$ (а) и $R_m = 0.025$ (б).

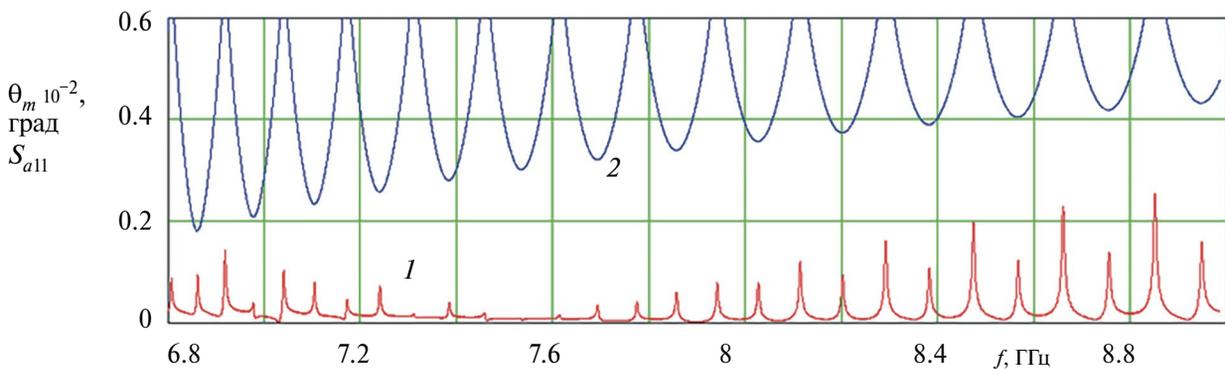


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициента отражения (1) и угла места (2) для АРПВ с волноводами связи, заполненными средой с $\epsilon = 1.3$.

Для оценки формы огибающей локационного сигнала использовать соотношение (6) неудобно, так как в него входят не определенные на данном этапе параметры цели. Отметим, что амплитуда сигнала (6) пропорциональна полному КИП антенны:

$$K = K_a \cos \theta_m \eta F_n^2(\theta, \varphi), \quad (30)$$

который учитывает потери на неидеальное амплитудное распределение K_a , ее КПД, отклонение главного луча от заданного направления $F_n^2(\theta, \varphi)$

и т.д. При этом в идеальном случае, когда потери всех видов отсутствуют, КИП равен единице. Отметим, что углы θ, φ в соотношении (30) при дальнейших расчетах должны быть фиксированы и равны θ_p, φ_i углам, под которыми видна цель.

На рис. 9 представлена зависимость КИП от нормированного времени $t_n = t/T_m$, где T_m – период ЛЧМ. Кривая получена для параметров АРПВ, приведенных выше, и углов $\theta_i = 25^\circ, \varphi_i = 60^\circ$.

На рис. 10 приведен фрагмент зависимости $K(t_n)$, но уже с учетом заполнения промежуточной

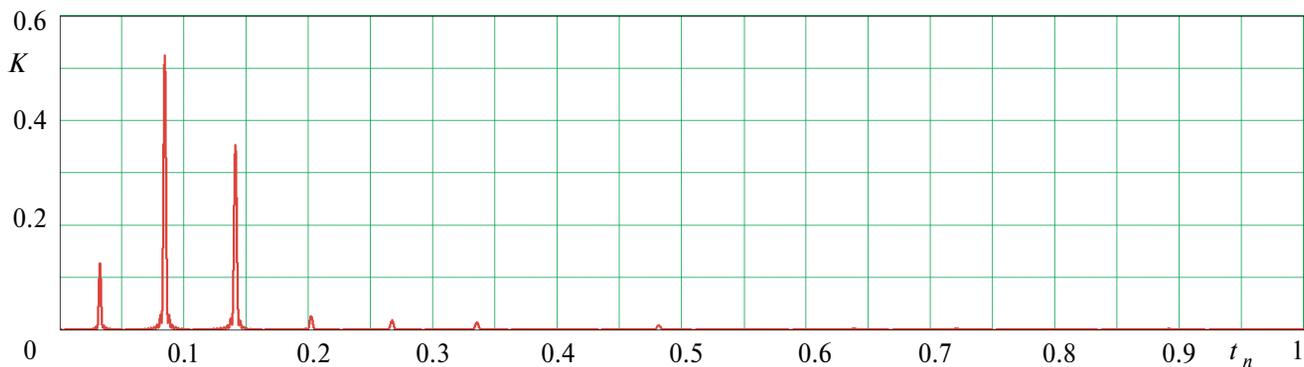


Рис. 9. Огибающая локационного сигнала при $\theta_t = 25^\circ$, $\varphi_t = 60^\circ$.

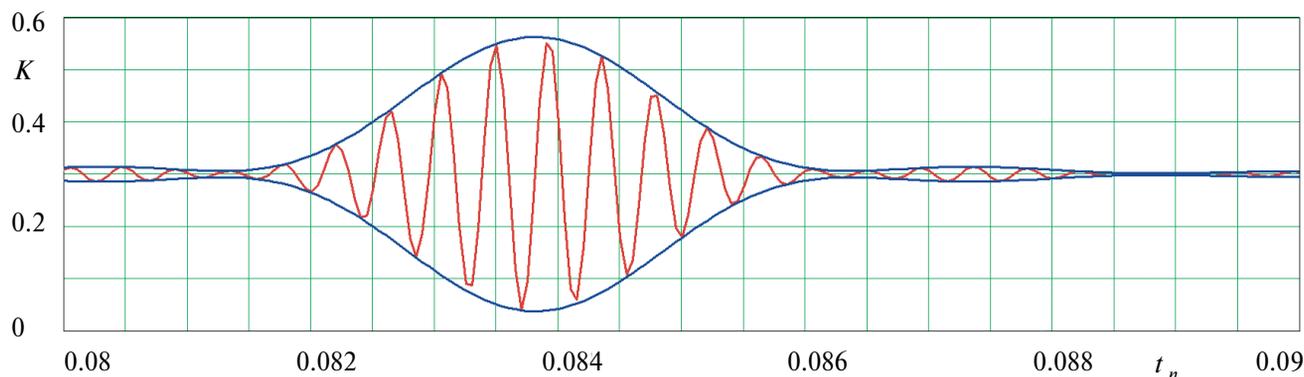


Рис. 10. Фрагмент локационного сигнала АРПВ с волноводами связи, заполненными средой с $\varepsilon = 1.3$.

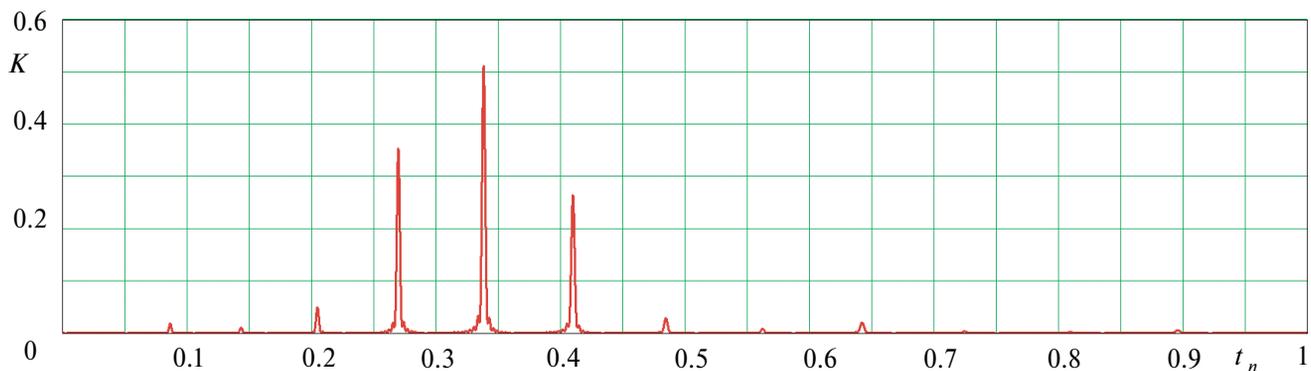


Рис. 11. Огибающая локационного сигнала при $\theta_t = 35^\circ$, $\varphi_t = 60^\circ$.

частотой f_i (4). Расстояние до цели $R = 1$ км. Видно, что сигнал имеет вид пачки импульсов. Причина появления нескольких импульсов, соответствующих одной цели, обусловлена тем, что ширина ДН по углу места θ превышает угловое расстояние между зонами сканирования (см. рис. 6). Поэтому цель “освещается” несколько раз разными участками ДН. Таким образом, можем сделать вывод, что положение импульсов на временной оси несет информацию об азимутальном угле, а положение центра тяжести пачки на той же оси — об угле места.

Смещение пачки при изменении угла места цели ($\theta_t = 35^\circ$, $\varphi_t = 60^\circ$) хорошо видно на рис. 11,

где показана зависимость КИП от времени для указанных углов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе представлена математическая модель, позволяющая анализировать временную зависимость сигнала, отраженного от цели, при использовании гомодинного радиолокатора на основе АРПВ с двумерным ЧС. Предложенная модель может быть использована для количественной оценки таких параметров, как сектор сканирования, точность пеленгации угловых координат цели и расстояния до нее. В работе

обсуждаются важные особенности АРПВ с двумерным ЧС, такие как эффект нормали и появление побочных дифракционных максимумов в диаграмме направленности. Рассмотрены возможные способы минимизации влияния указанных негативных эффектов. Предложенная математическая модель позволяет сформулировать технические требования к согласованию элементов АРПВ: поворотов на 180° и подрешеток элементарных излучателей.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 24-29-00163).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. М.: Физматлит, 2013.
2. Stegen R.J. // Trans. IRE Professional Group on Antennas and Propagation. 1952. V. 1. № 1. P. 62.
3. Rotman W., Oliner A.A. // IRE Trans. 1959. V. MTT-7. № 1. P. 134.
4. McCormick G. // IRE Trans. 1958. V. AP-6. № 1. P. 26.
5. Rotman W. // IRE Trans. 1958. V. AP-6. № 1. P. 96.
6. Ettorre M., Sauleau R., Le Coq L., Bodereau F. // IEEE Trans. 2014. V. AP-62. № 14. P. 1991.
7. Cheng H., Hong W., Wu K. et al. // IEEE Trans. 2008. V. AP-56. № 9. P. 3055.
8. Albani M., Ettorre M., Maci S. et al. // Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP) 2007. Edinburgh. 11–16 Nov. 2007. N.Y.: IEEE, 2007. Article No. 445897. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4458971
9. Хансен П.С. Сканирующие антенны СВЧ. М.: Сов. радио, 1971. Т. 3.
10. Банков С.Е., Фролова Е.В. // РЭ. 2017. Т. 62. № 9. С. 833.
11. Елисейев С.Е., Гусевский В.И., Терехов В.А. и др. Радиолокационная система ближнего действия для предупреждения столкновения с препятствиями маневрирующих на аэродроме летательных аппаратов Пат. РФ № 2192653. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 31 от 10.11.2002.
12. Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И. Локационные методы исследования объектов и сред. М.: ИЦ “Академия”, 2011.
13. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012.
14. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. школа, 1988.
15. Уолтер К. Антенны бегущей волны. М.: Энергия, 1970.

MATHEMATICAL MODEL OF A SIGNAL OF RADAR ON THE BASE OF ANTENNA ARRAY WITH TWO-DIMENSIONAL FREQUENCY SCANNING

S. E. Bankov*, A. A. Komarov, M. S. Mikhailov

*Kotelnikov's Institute of Radio Engineering and Electronics,
Mokhovaya str, 11, bild. 7, Moscow, 125000 Russian Federation
E-mail: sbankov@yandex.ru

Received April 4, 2024; revised April 4, 2024; accepted April 10, 2024

An antenna array with series excitation and its application as part of a radar with linear frequency modulation are considered. An analysis of an array consisting of N_a parallel one-dimensional sub-arrays with series excitation forming a two-dimensional radiating array and coupling waveguides connecting the output of the n -th sub-array with the input of $n+1$ sub-array through 180° waveguide turns is presented. An approximate model of the antenna is proposed, which makes it possible to determine its main technical characteristics. Using the developed model, the time characteristics of the signal at the output of an ultrahigh frequency unit of a homodyne radar with linear frequency modulation are investigated. The dependences of the array quality indicators on the scattering parameters of elementary radiators and waveguide 180° turns are analyzed, and the technical requirements for them are formulated. It is shown that the radar provides scanning in the sector of azimuth angles $\pm 40^\circ$ and $\pm 10^\circ$ in the elevation with a frequency deviation in the 2 GHz band.

Keywords: array with two dimensional frequency scanning, radar, radiation pattern, gain