

СИНТЕЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Башлы П.Н.¹, Гладушенко С.Г.²

¹ «Российская таможенная академия», Ростовский филиал (344002, г. Ростов-на-Дону, пр. Буденновский, д. 20), e-mail: bpn973@mail.ru

² ФГОУ ВПО «Военная академия РВСН имени Петра Великого (филиал в городе Серпухов Московской области)» (142210, Московская область, г. Серпухов, ул. Бригадная, д. 17), e-mail: setjan@mail.ru

Обосновано применение фазированных антенных решеток в информационно-измерительных системах земных станций спутниковых систем связи, способных работать с несколькими спутниками ретрансляторами, отличающимися разными высотами орбит и характеристиками информационного обмена. Задача синтеза изложена применительно к антенной решетке прямоугольных волноводов с эллиптической поляризацией. Показана возможность одновременного управления несколькими диаграммами направленности антенной решетки фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы, функционирующей в условиях помех. Показано, что предложенный новый энергетический функционал в виде отношения мощности сигнала в суммарном канале антенной решетки к сумме мощностей шумов и помех в суммарном и разностных каналах позволяет синтезировать антенную решетку фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы с более высоким качеством по сравнению с известным подходом, при этом становится возможным формировать провалы в диаграмме направленности, расположенные вблизи главного максимума суммарной диаграммы направленности.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, наземные станции спутниковых систем связи, синтез, диаграммы направленности.

SYNTHESIS OF THE NOISE IMMUNE PHASED ANTENNA ARRAY MULTI-FUNCTION GROUND STATIONS OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

Bashly P.N.¹, Gladushenko S.G.²

¹ The Russian Customs Academy, Rostov branch, e-mail: bpn973@mail.ru

² Military Academy of Strategic Missile Forces of Peter the Great (branch in Serpukhov, Moscow Region), e-mail: setjan@mail.ru

The application of phased arrays in information - measuring systems, ground stations of satellite communication systems, capable of working with multiple satellite repeaters are the different heights of the orbits and the characteristics of the information exchange. The synthesis problem is described with reference to the antenna array of rectangular waveguides with elliptical polarization. The possibility of simultaneous management of multiple antenna array pattern total phase-difference monopulse system operating in noisy environments. It is shown that the proposed new energy in the form of functional relations in the total power of the signal channel of the antenna array to the sum of noise and interference power in the sum and difference channels, an antenna array allows to synthesize total phase - difference monopulse system with a higher quality compared to the known approach in it becomes possible to generate nulling located near the main peak of the total radiation pattern.

Keywords: phased array antennas, ground stations of satellite communication systems, synthesis, pattern.

Важной характеристикой земных станций (ЗС) систем спутниковой связи (ССС), влияющей на эффективность их функционирования, является помехоустойчивость как к преднамеренным, так и непреднамеренным помехам. Учитывая возрастающее число космических аппаратов, располагаемых на различных орбитах, а также работу ЗС СССР в потенциале с несколькими такими объектами, возникает необходимость расширения её функциональных возможностей. Такие ЗС СССР принято называть многофункциональными [3].

Для решения этой задачи существующие в настоящее время и перспективные ЗС ССС оснащаются фазированными антенными решётками (ФАР), элементами которых являются различные излучатели, среди них можно выделить волноводные излучатели, отличающиеся более высокой конструкторско-эксплуатационной устойчивостью.

Повышение помехоустойчивости ЗС с ФАР достигается за счет пространственной режекции мешающих сигналов, реализуемой в ФАР путем управления комплексными амплитудами токов в излучателях решетки на основе решения задачи параметрического синтеза [1; 4; 6].

Цель работы – разработка метода параметрического синтеза ФАР ЗС ССС, удовлетворяющей требованиям по обеспечению её помехоустойчивости и многофункциональности.

Поскольку в системах спутниковой связи используются эллиптически поляризованные волны, предложенный в докладе метод параметрического синтеза ФАР рассмотрен применительно к электродинамической модели решетки прямоугольных волноводов, возбуждаемых одновременно волнами H_{10} и H_{01} .

С математической точки зрения задача параметрического синтеза ФАР наземной ССС формулируется так: найти вектор комплексных амплитуд токов в элементах ФАР, максимизирующий заданный функционал, т.е.:

$$\hat{J} = \arg \max \left\{ \chi \left[q^{\Sigma} (J, T, \Theta_0) \right] \right\} \text{ при } \lim_{J \rightarrow \hat{J}} \Delta \Theta_0 \rightarrow 0 \quad (1)$$

$$J \in \mathfrak{Z}; T(\Theta) \in W; \Theta_0 \in [\Theta_{\min}, \Theta_{\max}]$$

\hat{J} - вектор комплексных амплитуд токов в элементах ФАР, обеспечивающий максимизацию заданного функционала; χ - заданный энергетический функционал; J - вектор возбуждающих ФАР токов; $T(\Theta)$ - функция распределения шумов и помех, нормированная к собственным шумам приемной системы; Θ_0 - направление основного излучения АР; q^{Σ} - отношение сигнала к помехам и шумам (ОСПШ); $\Delta \Theta_0$ - смещение ДН; \mathfrak{Z} - пространство комплексных амплитуд токов; W – множество вариантов помеховой обстановки; $\Theta_{\min}, \Theta_{\max}$ - пространственный сектор сканирования ФАР.

Одним из известных подходов к решению такой задачи является метод энергетической оптимизации, основанный на представлении заданного энергетического функционала в виде отношения эрмитовых форм с последующим применением теоремы об экстремальных свойствах характеристических чисел пучка эрмитовых форм [2]. Вместе с тем для расширения функциональных возможностей ЗС ССС, связанных с обеспечением

сопровождения спутников на различных орбитах, целесообразно в раскрые ФАР одновременно с диаграммой направленности (ДН), обеспечивающей прием сигналов, формировать ДН, обеспечивающие сопровождение спутников, т.е. разностные ДН, причем как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях наблюдения.

Для одновременного формирования в раскрые АР трех ДН (одной суммарной и двух разностных) разделим раскрыв решетки на четыре подрешетки, как показано в [5], каждая из которых образует один луч с фазовым центром, совпадающим с геометрическим центром подрешетки.

Из комбинаций четырех лучей, по аналогии с амплитудными суммарно-разностными моноимпульсными системами [5], образуются три искомые векторные ДН:

$$\vec{f}^{\Sigma}(u, v) = \sum_d \vec{f}^d(u, v) \quad , \quad (2)$$

$$\vec{f}^{az}(u, v) = \vec{f}^1(u, v) + \vec{f}^2(u, v) - \vec{f}^3(u, v) - \vec{f}^4(u, v) \quad , \quad (3)$$

$$\vec{f}^{um}(u, v) = \vec{f}^1(u, v) - \vec{f}^2(u, v) + \vec{f}^3(u, v) - \vec{f}^4(u, v) \quad , \quad (4)$$

где $\vec{f}^d(u, v) = \vec{i}_\theta \dot{f}_\theta^d(u, v) + \vec{i}_\phi \dot{f}_\phi^d(u, v)$ - ненормированная векторная ДН d -го луча АР; $\dot{f}_w^d(u, v)$ - зависимость w -й составляющей векторной ДН d -го луча моноимпульсной группы от направления в пространстве ($d \in 1, 2, 3, 4$); $w \in \theta, \phi$.

Поскольку и $\dot{f}_\theta^d(u, v)$, и $\dot{f}_\phi^d(u, v)$ в общем случае зависят как от J_s^{dx} , так и от J_s^{dy} (комплексные амплитуды t -й составляющей первичного поля d -й подрешетки в волноводе $s(t \in x, y)$), то скалярный w -й компонент d -го луча моноимпульсной группы, зависящий от направления в пространстве, определяется выражением:

$$\dot{f}_w^{dt}(u, v) = \sum_s j_s^{dt} \dot{f}_s^{dwt}(u, v) \exp(j\Psi_s^{du}) \exp(j\Psi_s^{dv}) \quad , \quad (5)$$

где $\Psi_s^{du} = kx_s^d u$; $\Psi_s^{dv} = ky_s^d v$; $x_s^d = (m - ((M+1)/2))x_0$; $y_s^d = (n - ((N+1)/2))y_0$; $s = 1, 2, \dots, S/4$, причем $\dot{f}_s^{dwt}(u, v)$ - ненормированные парциальные комплексные ДН АР (для w -го компонента поля) при возбуждении S -го волновода d -й подрешетки волной H_{10} (при $t = y$) или H_{01} (при $t = x$) единичной амплитуды, учитывающие взаимную связь между волноводами.

Для w -й компоненты d -го луча с учетом эллиптической поляризации волноводов в матричной форме получим:

$$\dot{f}_w^d(u, v) = \vec{F}_w^d \vec{J}^d \quad , \quad (6)$$

где \vec{F}_w^d , \vec{J}^d - $S/2$ -мерные вектор-строка и вектор-столбец.

С учетом (6) и (2)-(4) для векторных ДН можем записать:

$$\dot{f}_w^\Sigma(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \bar{F}_w^1 \bar{J}^1 + \bar{F}_w^2 \bar{J}^2 + \bar{F}_w^3 \bar{J}^3 + \bar{F}_w^4 \bar{J}^4, \quad (7)$$

$$\dot{f}_w^{az}(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \bar{F}_w^1 \bar{J}^1 + \bar{F}_w^2 \bar{J}^2 - \bar{F}_w^3 \bar{J}^3 - \bar{F}_w^4 \bar{J}^4, \quad (8)$$

$$\dot{f}_w^{um}(\mathbf{u}, \mathbf{v}) = \bar{F}_w^1 \bar{J}^1 - \bar{F}_w^2 \bar{J}^2 + \bar{F}_w^3 \bar{J}^3 - \bar{F}_w^4 \bar{J}^4. \quad (9)$$

Таким образом, все три ДН антенной решетки фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системы являются функциями от вектора комплексных амплитуд токов $\bar{\mathbf{J}}^H$ порядка $2S$, образуемого из векторов комплексных амплитуд токов $\bar{\mathbf{J}}^d$ четырех подрешеток.

Сформулируем задачу синтеза: найти вектор комплексных амплитуд токов $\bar{\mathbf{J}}^H$, максимизирующий отношение мощности сигнала в суммарном канале моноимпульсной АР $P_c^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H)$, принимаемого с равносигнального направления $(\mathbf{u}_0, \mathbf{v}_0)$, к сумме мощностей шума и помех в суммарном $P_n^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H)$ и разностных каналах $P_n^{az}(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^{az}(\bar{\mathbf{J}}^H)$, $P_n^{um}(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^{um}(\bar{\mathbf{J}}^H)$, т.е.:

$$\chi^H(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \frac{P_c^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H)}{(P_n^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_n^{az}(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^{az}(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_n^{um}(\bar{\mathbf{J}}^H) + P_m^{um}(\bar{\mathbf{J}}^H))}. \quad (10)$$

Подставим (7)-(9) в (10) при $\mathbf{u} = \mathbf{u}_0$ и $\mathbf{v} = \mathbf{v}_0$, тогда для числителя получим:

$$P_c^\Sigma(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \left| \bar{f}^\Sigma(\mathbf{u}_0, \mathbf{v}_0) \right|^2 = \left| \sum_d \bar{f}_0^{d\theta} \mathbf{H}_G^d \bar{\mathbf{J}}^d + \sum_d \bar{f}_0^{d\phi} \mathbf{H}_G^d \bar{\mathbf{J}}^d \right|^2 = \bar{\mathbf{J}}^{H*} \mathbf{H}^H \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (11)$$

где $\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^{H\theta} + \mathbf{A}^{H\phi}$ - квадратная блочная (4×4 квадратных блока порядка $S/2$) матрица порядка $2S$ со следующей структурой:

$$\mathbf{A}^{Hw} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11}^{Hw} & \mathbf{A}_{12}^{Hw} & \mathbf{A}_{13}^{Hw} & \mathbf{A}_{14}^{Hw} \\ \mathbf{A}_{21}^{Hw} & \mathbf{A}_{22}^{Hw} & \mathbf{A}_{23}^{Hw} & \mathbf{A}_{24}^{Hw} \\ \mathbf{A}_{31}^{Hw} & \mathbf{A}_{32}^{Hw} & \mathbf{A}_{33}^{Hw} & \mathbf{A}_{34}^{Hw} \\ \mathbf{A}_{41}^{Hw} & \mathbf{A}_{42}^{Hw} & \mathbf{A}_{43}^{Hw} & \mathbf{A}_{44}^{Hw} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

причем элементы блока с номером \mathbf{A}_{ij}^{Hw} определяются выражением:

$$a_{zz'}^{dd'w} = \dot{f}_z^{dwt}(\mathbf{u}_0, \mathbf{v}_0)^* \dot{f}_{z'}^{d'wt}(\mathbf{u}_0, \mathbf{v}_0), \quad z, z' = 1, 2, \dots, S/2, \quad d, d' = 1, 2, 3, 4. \quad (13)$$

Соответственно в (11) \mathbf{H}^H диагональная блочная матрица (4×4 квадратных блока порядка $S/2$) размера $2S \times 2S$, а $\bar{\mathbf{J}}^H$ вектор-столбец порядка $2S$ со следующей структурой:

$$\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_G^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_G^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{H}_G^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{H}_G^4 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{J}}^H = \begin{bmatrix} \bar{J}^1 \\ \bar{J}^2 \\ \bar{J}^3 \\ \bar{J}^4 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Рассмотрим выражения для мощностей шума и помех, входящих в знаменатель (10), при этом учтем ранее принятые в (12)-(14) обозначения:

$$P_{n+m}^{\Sigma}(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \int_{-1}^1 \int_{-v'}^{v'} \left(\left| \sum_d \bar{\mathbf{f}}^{dw} \mathbf{H}_G^d \bar{\mathbf{J}}^d \right|^2 W_{\theta}(u, v) \right) \frac{dvdu}{v' \sqrt{1-v^2}} = \bar{\mathbf{J}}^{H*} \mathbf{B}^{\Sigma H} \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (15)$$

где $\mathbf{B}^{\Sigma H} = \mathbf{B}^{H\theta} + \mathbf{B}^{H\phi}$ - квадратная блочная (4×4 квадратных блока порядка $S/2$) матрица порядка $2S$ со следующей структурой:

$$\mathbf{B}^{Hw} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11}^{Hw} & \mathbf{B}_{12}^{Hw} & \mathbf{B}_{13}^{Hw} & \mathbf{B}_{14}^{Hw} \\ \mathbf{B}_{21}^{Hw} & \mathbf{B}_{22}^{Hw} & \mathbf{B}_{23}^{Hw} & \mathbf{B}_{24}^{Hw} \\ \mathbf{B}_{31}^{Hw} & \mathbf{B}_{32}^{Hw} & \mathbf{B}_{33}^{Hw} & \mathbf{B}_{34}^{Hw} \\ \mathbf{B}_{41}^{Hw} & \mathbf{B}_{42}^{Hw} & \mathbf{B}_{43}^{Hw} & \mathbf{B}_{44}^{Hw} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

причем элементы блока с номером \mathbf{B}_{ij}^{Hw} определяются выражением:

$$b_{zz'}^{ijw} = \int_{-1}^1 \int_{-v'}^{v'} \left[\dot{\mathbf{f}}_z^{iwt}(u, v)^* \dot{\mathbf{f}}_{z'}^{jw}(u, v) \right] W_w(u, v) \frac{dvdu}{v' \sqrt{1-v^2}}. \quad (17)$$

$$P_{n+m}^{az}(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \int_{-1}^1 \int_{-v'}^{v'} \left(\left| \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}^{1w} \bar{\mathbf{J}}^1 + \bar{\mathbf{f}}^{2w} \bar{\mathbf{J}}^2 \\ -\bar{\mathbf{f}}^{3w} \bar{\mathbf{J}}^3 - \bar{\mathbf{f}}^{4w} \bar{\mathbf{J}}^4 \end{bmatrix} W_w(u, v) \right|^2 \right) \frac{dvdu}{v' \sqrt{1-v^2}} = \bar{\mathbf{J}}^{H*} \mathbf{B}_{az}^H \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (18)$$

$$\mathbf{B}_{az}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11}^{Hw} & \mathbf{B}_{12}^{Hw} & -\mathbf{B}_{13}^{Hw} & -\mathbf{B}_{14}^{Hw} \\ \mathbf{B}_{21}^{Hw} & \mathbf{B}_{22}^{Hw} & -\mathbf{B}_{23}^{Hw} & -\mathbf{B}_{24}^{Hw} \\ -\mathbf{B}_{31}^{Hw} & -\mathbf{B}_{32}^{Hw} & \mathbf{B}_{33}^{Hw} & \mathbf{B}_{34}^{Hw} \\ -\mathbf{B}_{41}^{Hw} & -\mathbf{B}_{42}^{Hw} & \mathbf{B}_{43}^{Hw} & \mathbf{B}_{44}^{Hw} \end{bmatrix}. \quad (19)$$

$$P_{n+m}^{um}(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \int_{-1}^1 \int_{-v'}^{v'} \left(\left| \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{f}}^{1w} \bar{\mathbf{J}}^1 + \bar{\mathbf{f}}^{4w} \bar{\mathbf{J}}^2 \\ -\bar{\mathbf{f}}^{2w} \bar{\mathbf{J}}^3 - \bar{\mathbf{f}}^{3w} \bar{\mathbf{J}}^4 \end{bmatrix} W_w(u, v) \right|^2 \right) \frac{dvdu}{v' \sqrt{1-v^2}} = \bar{\mathbf{J}}^{H*} \mathbf{B}_{um}^H \bar{\mathbf{J}}^H, \quad (20)$$

$$\mathbf{B}_{um}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11}^{Hw} & -\mathbf{B}_{12}^{Hw} & -\mathbf{B}_{13}^{Hw} & \mathbf{B}_{14}^{Hw} \\ -\mathbf{B}_{21}^{Hw} & \mathbf{B}_{22}^{Hw} & \mathbf{B}_{23}^{Hw} & -\mathbf{B}_{24}^{Hw} \\ -\mathbf{B}_{31}^{Hw} & \mathbf{B}_{32}^{Hw} & \mathbf{B}_{33}^{Hw} & -\mathbf{B}_{34}^{Hw} \\ \mathbf{B}_{41}^{Hw} & -\mathbf{B}_{42}^{Hw} & -\mathbf{B}_{43}^{Hw} & \mathbf{B}_{44}^{Hw} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

С учетом (11), (15), (18) и (20) вместо (10) получим:

$$\chi^H(\bar{\mathbf{J}}^H) \sim \frac{\bar{\mathbf{J}}^{H*} \mathbf{H}^{H*} \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H \bar{\mathbf{J}}^H}{\bar{\mathbf{J}}^{H*} \left[\mathbf{B}^{\Sigma H} + \mathbf{B}_{az}^H + \mathbf{B}_{um}^H \right] \bar{\mathbf{J}}^H}. \quad (22)$$

Таким образом, предложенный энергетический функционал (10), учитывающий одновременно требования к трем ДН решетки ЗС ССС, приводится к отношению эрмитовых форм, что позволяет применить к нему теорему об экстремальных свойствах характеристических чисел пучка эрмитовых форм [2] и получить новое решение задачи параметрического синтеза АР.

Решением задачи синтеза АР, функционирующих в условиях помех, является вектор комплексных амплитуд токов $\bar{\mathbf{J}}_{\max}^H$, максимизирующий (22), который удовлетворяет следующему равенству:

$$\left[\mathbf{B}^{\Sigma H} + \mathbf{B}^{azH} + \mathbf{B}^{umH} \right]^{-1} \mathbf{H}^{H*} \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H \bar{\mathbf{J}}_{\max}^H = \lambda_{\max}^H \bar{\mathbf{J}}_{\max}^H. \quad (23)$$

где λ_{\max}^H - максимальное собственное число пучка форм, определяемого отношением эрмитовых форм (22).

Результаты исследования

Сравнение синтезированных отдельно [5] и совместно ФАР выполнено на модели решетки 10×10 прямоугольных волноводов для равносигнального направления (РСН) ($u_0 = -0.2, v_0 = -0.2$). Размеры волноводов и шаг решетки в ортогональных плоскостях полагались равными: $a = b = 0.6\lambda$ и $x_0 = y_0 = 0.66\lambda$ соответственно. При решении задачи электродинамического анализа волноводы возбуждались одновременно двумя основными типами волн (H_{10} и H_{01}). На ФАР воздействует две помехи ($u = u_0, v_1 = -0.44, v_2 = 0.18$).

На рис. 1, 2 в виде линий уровней показаны объемные ДН ФАР, полученные при раздельном (рис. 1а, 2а) и совместном (рис. 1б, 2б) способах синтеза соответственно. Как следует из этих рисунков, при раздельном синтезе суммарная и разностная ДН в области равносигнального направления (РСН) искажаются больше, чем при совместном, что является следствием попадания помех в область первого бокового лепестка суммарной ДН, как показано на рис. 1в (помехи отмечены черными точками).

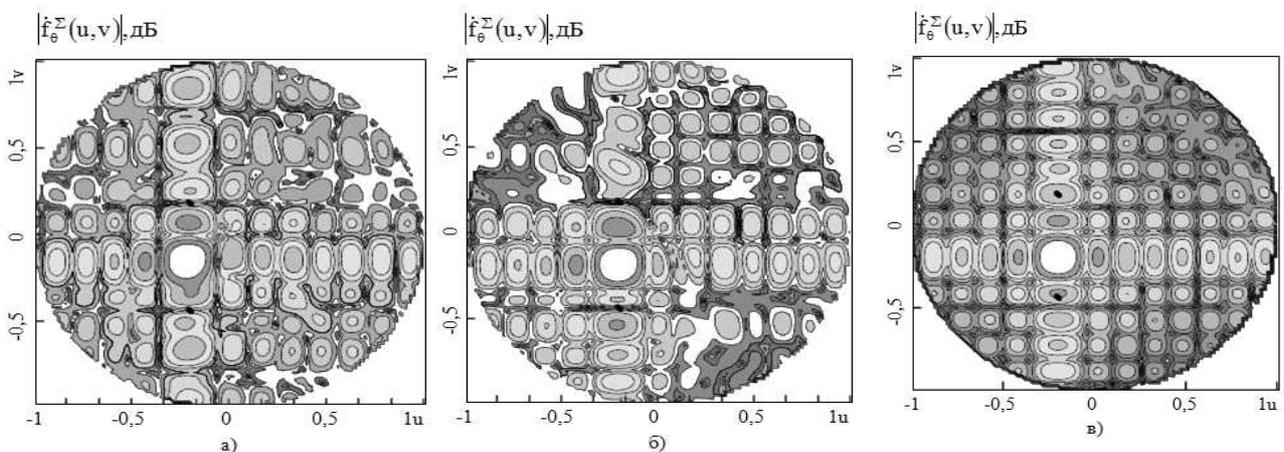


Рис. 1. Суммарные ДН ФАР: а) раздельный синтез ДН; б) совместный синтез ДН; в) синтез ДН при равномерном амплитудном и линейном фазовом распределении

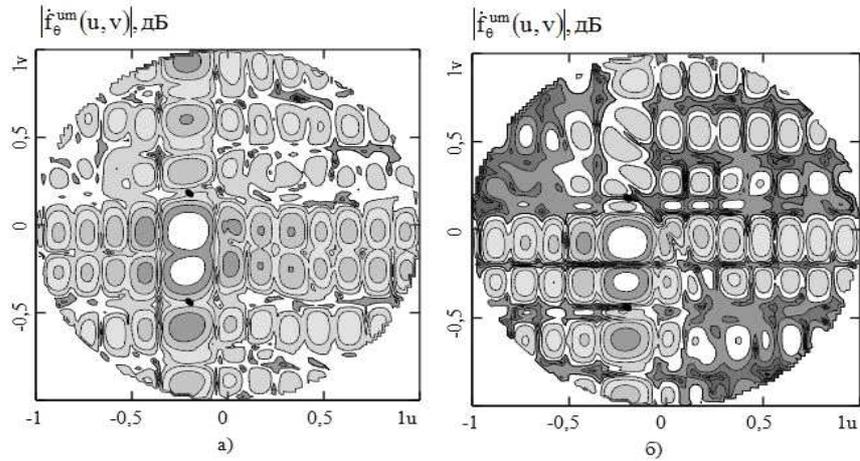


Рис. 2. Разностные угломестные ДН ФАР:

а) раздельный синтез ДН; б) совместный синтез ДН

Данный недостаток ФАР отмечался и ранее, в [5]. Более наглядно характер изменений в ДН иллюстрирует рис. 3, где показаны сечения ДН в главных плоскостях ($u = u_0$) и ($v = v_0$). Видно, что при раздельном синтезе в результате формирования провалов в направлениях двух источников помех главный максимум суммарной ДН (штриховая линия) отклоняется от заданного направления, а уровень боковых лепестков увеличивается (рис. 3а). В результате коэффициент направленного действия ФАР в суммарном канале на 2 дБ меньше, чем при совместном синтезе (непрерывная линия), аналогично ОСПШ меньше на 2,1 дБ. Еще более заметны отличия синтезированных разностных ДН. Так, в разностной угломестной ДН (рис. 3б), синтезированной раздельно (штриховая линия), ноль разностной ДН существенно отклоняется от РСН, также увеличивается уровень боковых лепестков как в разностной угломестной, так и в разностной азимутальной ДН (рис. 3в).

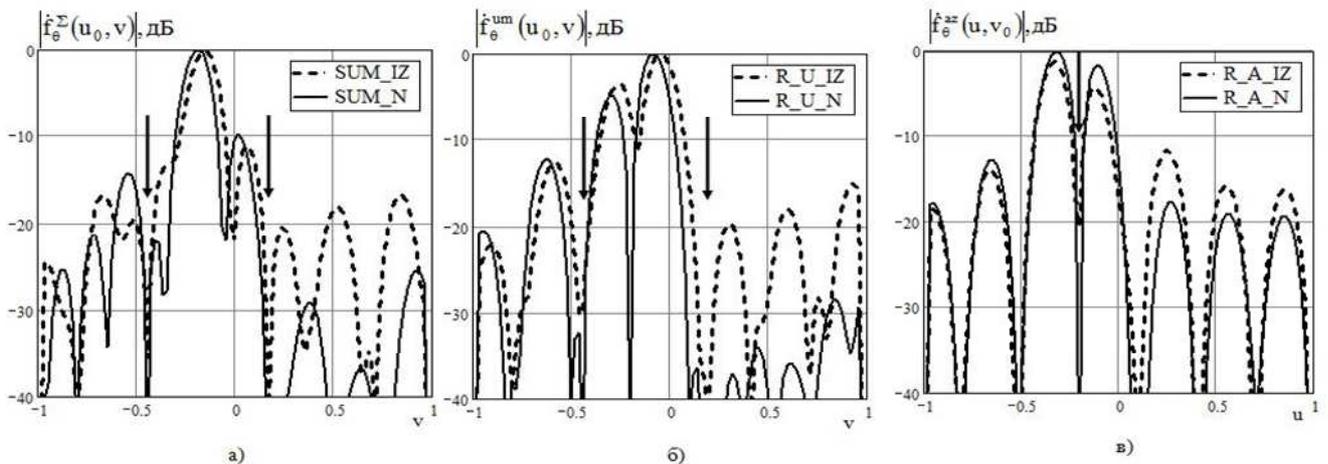


Рис. 3. Сечения ДН при раздельном (ИЗ) и совместном (Н) способе синтеза: а) суммарная ДН в плоскости ($u = u_0$); б) разностная угломестная ДН в плоскости ($u = u_0$); в) разностная азимутальная ДН в плоскости ($v = v_0$)

Недостаток раздельного синтеза ФАР, отмеченный в [5], подтвердился. Задача при раздельном синтезе решается отдельно для каждого из четырех лучей моноимпульсной группы, помехи попадают в главный максимум каждого луча, что в результате процедуры синтеза приводит к существенному искажению ДН.

Сравнение методик синтеза ФАР показывает, что более эффективным является совместный синтез фазовых суммарно-разностных моноимпульсных систем.

Таким образом, в работе предложено решение задачи параметрического синтеза ФАР для наземной станции ССС, обеспечивающее одновременно её помехоустойчивость, возможность приема сигналов и высокоточное сопровождение наблюдаемых объектов в пространстве.

Результаты математического моделирования показали высокую устойчивость полученных решений к воздействию помех вблизи главного максимума ДН информационного канала.

Список литературы

1. Башлы П.Н. Минимизация среднеквадратической ошибки пеленгования моноимпульсных антенных решёток // Антенны. – 2007. - № 7. - С. 23-28.
2. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. - Изд. третье. - М. : Наука, 1967. - 576 с.
3. Камнев Е.Ф. и др. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами. - М. : Глобсатком, 2009. – 724 с.
4. Мануилов Б.Д., Башлы П.Н. Оптимизация интегральных параметров моноимпульсной антенной решётки с совместным формированием лучей // Антенны. - 2001. – Вып. 4. - С. 61-66.
5. Мануилов Б.Д., Башлы П.Н. Векторный синтез антенной решетки с комплексным управлением фазовой суммарно-разностной моноимпульсной системой // Антенны. – 2008. - № 7-8. - С. 52-63.
6. Монзиго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / пер. с англ. ; под ред. В.А. Лексаченко. – М. : Радио и связь, 1986. - 440 с.

Рецензенты:

Цимбал В.А., д.т.н., профессор, профессор кафедры Федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Военная академия РВСН имени Петра Великого» (филиал в городе Серпухов Московской области), г. Серпухов;

Целигоров Н.А., д.т.н., доцент, профессор кафедры Ростовского филиала государственного казенного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Российская таможенная академия», г. Ростов-на-Дону.