

Имитационное моделирование эффекта нормали в антенных решетках с частотным сканированием

Сучков А.В.

*Лианозовский электромеханический завод,
Дмитровское шоссе, 110, Москва, 127411, Россия*

e-mail: avsu@bk.ru

Аннотация

Представлены результаты имитационного моделирования на основе программного алгоритма, предназначенного для количественной оценки согласования на входе многоканального делителя мощности антенной решетки с частотным сканированием. Выявлено, что при осуществлении широкоугольного сканирования в относительной полосе частот более нескольких процентов, недостатком известного способа устранения эффекта нормали является резкое ухудшение согласования в области нижних и верхних частот рабочего диапазона. Предложен новый способ, основанный на автоматизированном итерационном процессе оптимизации геометрии делителя, который позволяет получить приемлемое согласование во всей рабочей полосе частот. Анализируется целесообразность перехода от последовательной схемы построения делителя мощности к последовательно-параллельной при широкоугольном сканировании в относительной полосе частот порядка 5%.

Ключевые слова: антенная решетка с частотным сканированием, делитель мощности бегущей волны, эффект нормали, имитационное моделирование.

Введение

Антенные решетки с частотным сканированием (АРЧС), широко применяемые в радиолокационных системах обзора воздушного пространства и управления воздушным движением, в большинстве случаев представляют собой плоскую эквидистантную решетку линейных излучателей, соединенных с многоканальным делителем мощности (ДМ) бегущей волны, построенном на основе ответвителей, которые последовательно включены в линию задержки (ЛЗ) синусоидальной конфигурации [1, 2]. Известно, что существенным недостатком таких антенн является резкое увеличение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на входе ДМ на частоте, соответствующей формированию луча диаграммы направленности (ДН) в направлении нормали к излучающей апертуре, в результате синфазного сложения большого количества даже малых по величине отражений от периодических неоднородностей - изгибов ЛЗ и ответвителей. Это явление, приводящее к значительной потере коэффициента усиления и неприемлемым искажениям формы ДН, в литературе имеет название «эффект нормали» [3]. В настоящее время наибольшее распространение получил способ устранения эффекта нормали, основанный на смещении четных и нечетных групп периодических неоднородностей ДМ друг относительно друга на целое нечетное число четвертей длины волны в ЛЗ [4, 5]. Однако результаты экспериментальных проверок характеристик АРЧС, в которых реализован данный способ [6, 7], показывают, что

при осуществлении широкоугольного сканирования в относительной полосе более нескольких процентов, наблюдается резкое ухудшение согласования в области нижних и верхних частот рабочего диапазона.

В данной работе излагается алгоритм анализа частотной характеристики КСВН на входе многоэлементной АРЧС при известном уровне отражений от периодических неоднородностей ДМ с учетом формируемого в плоскости частотного сканирования амплитудно-фазового распределения (АФР).

Цель работы - имитационное моделирование эффекта нормали в АРЧС и поиск эффективных способов устранения данного явления на основе предложенного алгоритма.

Описание алгоритма

Исследуемая модель АРЧС, приведенная на рис. 1, представляет собой плоскую эквидистантную решетку линейных излучателей ($R_1, R_2 \dots R_N$), разнесенных на расстояние d и возбуждаемых от входа 1 с помощью системы последовательного питания - многоканального ДМ бегущей волны, который построен на основе ответвителей мощности 3, включенных в ЛЗ синусоидальной конфигурации 2. Отвод мощности из ЛЗ осуществляется через регулярные интервалы, имеющие длину S (период ЛЗ). Выход ЛЗ при необходимости [6, 7] сопрягается с поглощающей нагрузкой 4.

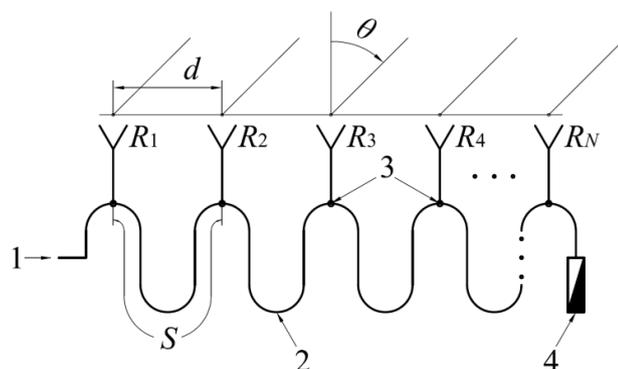


Рис. 1. Структурная схема АРЧС с последовательным питанием излучателей

Известно, что положение луча ДН θ в пространстве зависит от фазовых соотношений электрических колебаний в излучателях и (если обозначить через λ длину волны в свободном пространстве, а через λ_g длину волны в ЛЗ) определяется исходя из следующего равенства [8]:

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} S - 2\pi i, \quad (1)$$

где i - целое число. Соответственно,

$$\theta = \arcsin \left[\frac{S\lambda}{d} \left(\frac{1}{\lambda_g} - \frac{i}{S} \right) \right] \quad (2)$$

Алгоритм количественной оценки частотной характеристики КСВН на входе 1 АРЧС реализован в программном пакете *MathCAD* [9] на основе следующих соотношений, предназначенных для аналитического описания параметров конструкции и электрических характеристик модели (рис. 1).

Исследуемый диапазон частот в дискретном виде:

$$f_m = f_l + \frac{f_h - f_l}{M - 1} (m - 1), \quad (3)$$

где f_l и f_h - соответственно, крайние нижняя и верхняя частоты исследуемого диапазона; M - количество частотных точек диапазона; $m = 1, 2 \dots M$.

Длина периода ЛЗ:

$$S = \lambda g_n \cdot n_\lambda, \quad (4)$$

где λg_n - длина волны в ЛЗ на частоте f_n (частоте нормали), соответствующей формированию луча ДН в направлении нормали к апертуре АРЧС, т.е. при $\theta = 0^\circ$; n_λ - количество длин волн на частоте нормали λg_n , образующих один период ЛЗ.

Амплитудное распределение (АР), формируемое на выходах ДМ:

$$A_n = p + (1 - p) \cos(\pi X_n)^g, \quad (5)$$

где N - количество выходов ДМ; $n = 1, 2 \dots N$; $X_n = \frac{n-1}{N-1} - \frac{1}{2}$; p и g - варьируемые коэффициенты, определяющие форму АР.

Нормированное распределение мощности, формируемое на выходах ДМ:

$$P_n = \frac{A_n^2}{\sum_{n=1}^N A_n^2} \quad (6)$$

Мощность, распространяющаяся в n -м периоде ЛЗ:

$$Pd_n = (Pd_{n-1} - P_n) \cdot 10^{\frac{\alpha s}{10}}, \quad (7)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pd_1 = (1 - P_1) \cdot 10^{\frac{\alpha s}{10}}$ - мощность, распространяющаяся в 1-м периоде ЛЗ после 1-го ответвителя; $\alpha s = \alpha \cdot S$ - потери мощности на одном периоде ЛЗ; α - погонные потери в ЛЗ в дБ/м.

Коэффициенты связи ответвителей ДМ с ЛЗ:

$$Cf_n = 10 \lg \left(\frac{P_n \eta}{P d_{n-1}} \right), \quad (8)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Cf_1 = 10 \lg(P_1 \cdot \eta)$, - коэффициент связи 1-го ответвителя ДМ с ЛЗ; η - коэффициент полезного действия (КПД), определяемый потерями мощности в ДМ. В случае отсутствия в составе ДМ поглощающей нагрузки $Cf_N = 0$ дБ.

Амплитуда коэффициента отражения от n -й периодической неоднородности ДМ:

$$|\Gamma_n| = \frac{R_n - 1}{R_n + 1}, \quad (9)$$

где R_n - КСВН n -й периодической неоднородности, для ответвителей мощности $R_n = R_{c_n}$, для изгибов ЛЗ $R_n = R_{b_n}$.

Мощность, распространяющаяся в n -м периоде ЛЗ ДМ:

$$Pt_n = Pt_{n-1} \cdot \left(1 - 10^{-\frac{Cf_{n-1}}{10}} \right) \cdot 10^{\frac{\alpha s}{10}}, \quad (10)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pt_1 = 1$ - мощность на входе 1 ДМ.

Мощность, отраженная от n -й периодической неоднородности ДМ:

$$Ph_n = Pt_n \cdot |\Gamma_n|^2 \quad (11)$$

Мощность, отраженная от n -й периодической неоднородности и пришедшая на вход 1 ДМ (с учетом ослабления при прохождении через ответвители при обратном распространении):

$$Pe_n = Ph_n \cdot \left(1 - \sum_{n=1}^{n-1} 10^{-\frac{Cf_{n-1}}{10}} \right) \cdot 10^{\frac{\alpha s(n-1)}{10}}, \quad (12)$$

где $n = 2, 3 \dots N$; $Pe_1 = Ph_1$ мощность, отраженная от 1-й неоднородности.

Фаза коэффициента отражения от n -й периодической неоднородности ДМ:

$$\arg(\Gamma_{m,n}) = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} S(n-1) + \varphi_0, \quad (13)$$

где λg_m - длина волны в ЛЗ, соответствующая m -й частотной точке f_m исследуемого диапазона, φ_0 - начальная фаза коэффициента отражения.

В соответствии с принципом суперпозиции суммарный коэффициент отражения на входе 1 ДМ АРЧС в m -й частотной точке:

$$\Gamma_{1m} = \sum_{n=1}^N \left[\sqrt{Pe_n} \cdot e^{j \arg(\Gamma_{m,n})} \right], \quad (14)$$

где $j = \sqrt{-1}$.

КСВН на входе 1 ДМ в m -й частотной точке:

$$VSWR_m = \frac{1 + |\Gamma_{1m}|}{1 - |\Gamma_{1m}|} \quad (15)$$

Таким образом, используя в качестве исходных данных рабочий диапазон частот, уровень отражений от периодических неоднородностей и амплитудно-фазовое распределение, формируемое в плоскости частотного сканирования при известной конфигурации ЛЗ, может быть произведена расчетная оценка КСВН на входе многоэлементной АРЧС.

Результаты моделирования

Имитационное моделирование проведено на базе разработанных и экспериментально исследованных опытных образцов одноканальных АРЧС S-

диапазона, которые предшествовали созданию моноимпульсной антенны [7], выпускаемой АО «НПО «ЛЭМЗ». Данные АРЧС представляют собой плоскую эквидистантную решетку линейных излучателей (строк), установленных с шагом $d = 70$ мм и соединенных с 54-канальным волноводным ДМ, построенном на основе 53-х последовательно включенных в ЛЗ Т-щелевых направленных ответвителей (НО) [7]. При этом оконечной нагрузкой ЛЗ является последний излучатель R_{54} . Сектор сканирования АРЧС в вертикальной плоскости в рабочем диапазоне частот составляет 50° .

Выбранный вариант построения ДМ позволяет выполнять моделирование без учета конечного уровня согласования излучателей [10], поскольку основная часть мощности, отраженной от излучателей рассеивается в балансных нагрузках НО.

Моделирование выполнено с учетом следующих исходных данных:

- рабочий диапазон частот антенны: от 2,7 ГГц до 2,85 ГГц (5,4%);
- количество выходов ДМ: $N = 54$;
- анализируемый частотный диапазон: $f_l = 2,68$ ГГц, $f_h = 2,87$ ГГц, $M = 1901$;
- частота нормали: $f_n = 2,77$ ГГц;
- тип волновода ЛЗ: прямоугольный (сечение $a \times b = 62,4 \times 17$ мм);
- погонные потери в ЛЗ: $\alpha = 0,07$ дБ/м;
- количество длин волн на частоте нормали образующих период ЛЗ: $n_\lambda = 2,5$;
- коэффициенты, определяющие форму АР: $p = 0,19$, $g = 1,65$;
- КПД ДМ: $\eta = 79\%$;
- КСВН изгибов ЛЗ (Rb_n): распределен по случайному равномерному закону в интервале от 1,02 до 1,04;

- КСВН НО (R_{c_n}): распределен по случайному равномерному закону в интервале от 1,05 до 1,07;

- начальная фаза коэффициента отражения φ_0 : распределена по случайному равномерному закону в интервале от 170° до 190° .

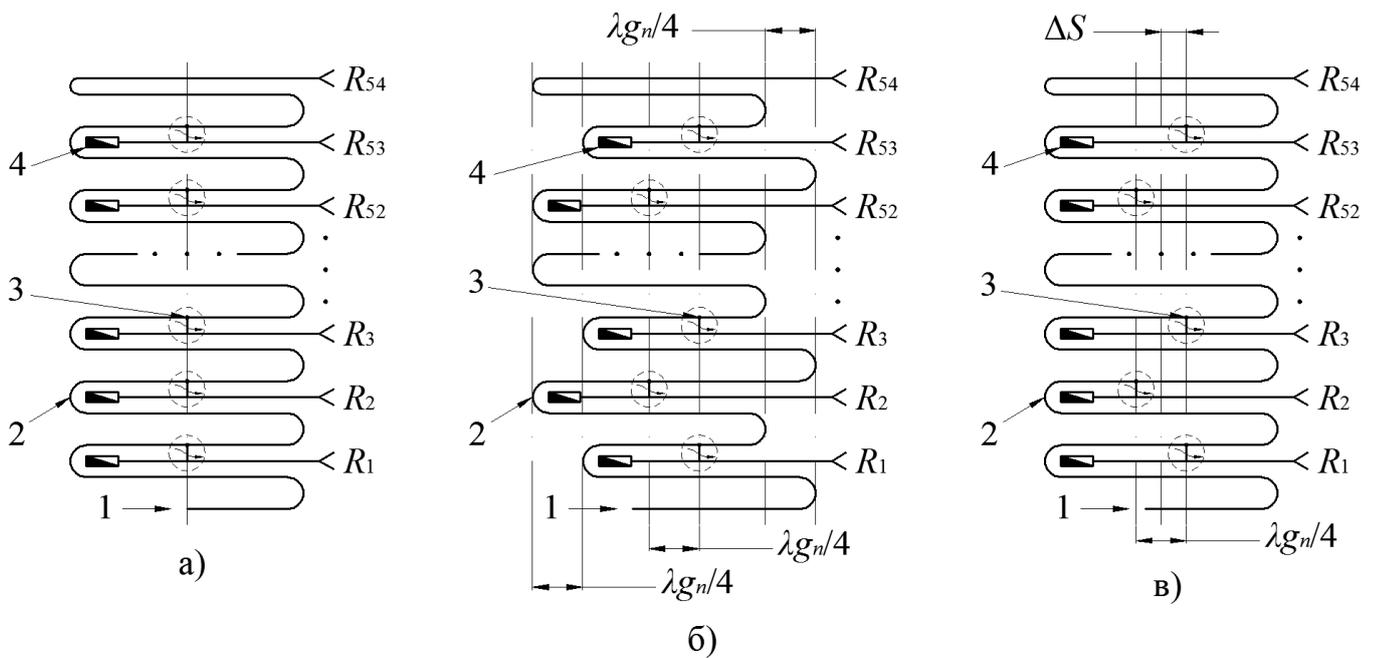
Согласно принципу суперпозиции результирующий КСВН на входе АРЧС в m -й частотной точке может быть вычислен в соответствии с формулой:

$$VSWR_m = \frac{1 + |\Gamma_{c1_m} + \Gamma_{b1_m} \cdot e^{j\Delta\varphi_m}|}{1 - |\Gamma_{c1_m} + \Gamma_{b1_m} \cdot e^{j\Delta\varphi_m}|}, \quad (16)$$

где Γ_{c1_m} - рассчитанный в соответствии с выражением (14) суммарный коэффициент отражения на входе 1 от НО, аналогично Γ_{b1_m} - суммарный коэффициент отражения от изгибов ЛЗ, $\Delta\varphi_m$ - разность фаз, обусловленная физическим разнесом ΔS мест отражений от НО и изгибов ЛЗ.

$$\Delta\varphi_m = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} \Delta S \quad (17)$$

Расчетная оценка КСВН на входе АРЧС в соответствии с представленным выше алгоритмом производилась в два этапа. На первом этапе имитационное моделирование проведено для 3-х рассмотренных в [2-5] вариантов расположения периодических неоднородностей в ДМ (см. рис. 2).



1 - вход АРЧС; 2 - синусоидальная ЛЗ; 3 - НО; 4 - балансная нагрузка НО

Рис. 2. Варианты расположения периодических неоднородностей в ДМ

а) смещение между четными и нечетными периодическими неоднородностями отсутствует; б) четные и нечетные периодические неоднородности разнесены друг относительно друга на $\lambda_{gn}/4$; в) четные и нечетные НО разнесены друг относительно друга на $\lambda_{gn}/4$, смещение между четными и нечетными изгибами ЛЗ отсутствует.

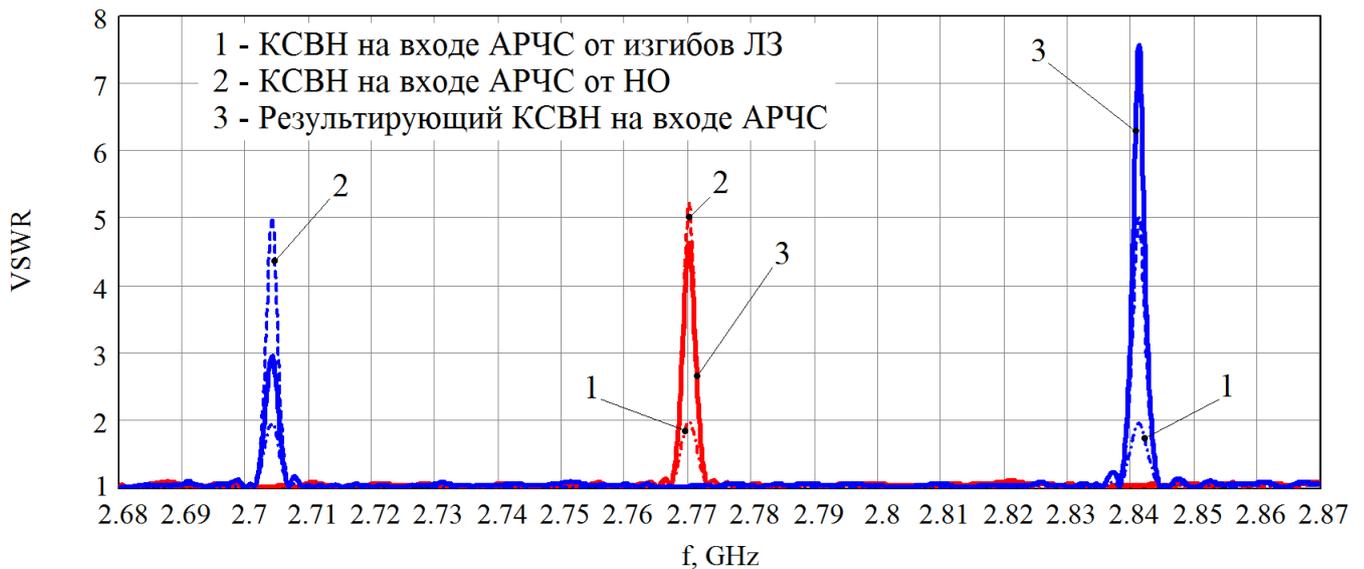


Рис. 3. Типовые реализации частотных характеристик КСВН на входе АРЧС

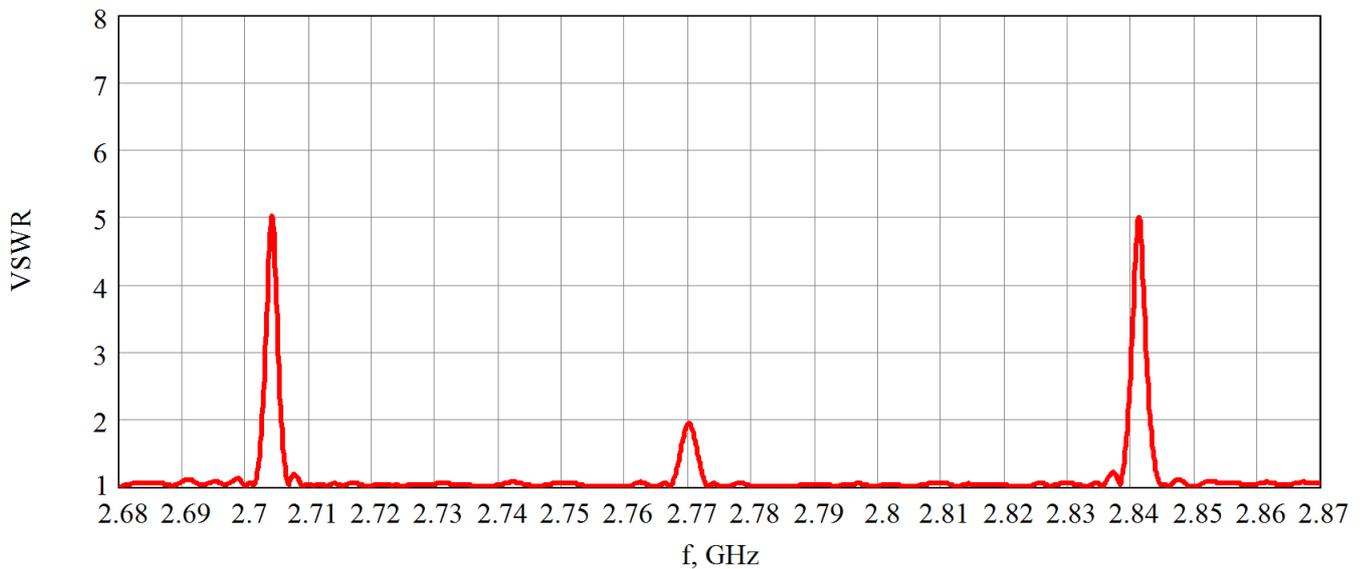


Рис. 4. Типовая реализация частотной характеристики КСВН на входе АРЧС при смещении четных и нечетных групп НО друг относительно друга на $\lambda g_n/4$, смещение между четными и нечетными изгибами ЛЗ отсутствует

На рис. 3 представлены смоделированные в соответствии с приведенными исходными данными типовые реализации частотных характеристик КСВН на входе АРЧС для случаев рис. 2, а (кривые красного цвета) и рис. 2, б (кривые синего цвета). Типовая реализация частотной характеристики КСВН для случая рис. 2, в приведена на рис. 4.

Анализ полученных результатов показывает, что в случае отсутствия смещения между четными и нечетными группами периодических неоднородностей (рис. 3, кривые красного цвета), наблюдается резкое увеличение КСВН на входе АРЧС на частоте нормали f_n в результате синфазного сложения большого количества отражений от изгибов ЛЗ и НО. При смещении четных и нечетных групп периодических неоднородностей ДМ друг относительно друга на расстояние $\lambda g_n/4$ (в соответствии представленным в [4, 5] способом устранения эффекта нормали) на частоте нормали f_n действительно происходит взаимная компенсация отражений от

четных и нечетных групп НО и изгибов ЛЗ вследствие их противофазного сложения на входе АРЧС (рис. 3, кривые синего цвета). Однако, в силу дисперсионных свойств ЛЗ, отражения в области нижних и верхних частот складываются практически синфазно, что приводит к неприемлемому росту КСВН на краях рабочего диапазона. В условиях смещения четных и нечетных групп НО друг относительно друга на $\lambda g_n/4$ при отсутствии разноса между изгибами ЛЗ выбросы КСВН наблюдаются как на частоте нормали f_n , так и в области нижних и верхних частот рабочего диапазона (рис. 4). На основании полученных результатов можно сделать вывод, что приведенные в литературе рекомендации по устранению эффекта нормали в АРЧС, при осуществлении широкоугольного сканирования в относительной полосе частот более нескольких процентов, не всегда могут быть успешно применены при практической реализации антенн.

На втором этапе моделирования для устранения выявленных недостатков при построении АРЧС в соответствии с вариантами, приведенными на рис. 2, предложен новый способ, основанный на автоматизированном итерационном процессе оптимизации геометрии ДМ. Суть способа заключается в нарушении периодичности структуры ДМ за счет смещения каждого n -го НО и изгиба ЛЗ относительно осевой линии делителя (рис. 2, а) на расстояния ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , соответственно, изменяющиеся от периода к периоду по определенному закону, при котором обеспечивается минимально достижимый уровень КСВН на входе АРЧС в анализируемом диапазоне частот. В этом случае фаза коэффициента отражения от n -го НО (изгиба ЛЗ) с учетом выражения (13) может быть записана в виде:

$$\arg(\Gamma_{m,n}) = -\frac{4\pi}{\lambda g_m} [S(n-1) + \Delta S_{b(c)_n}] + \varphi_0 \quad (18)$$

Рассмотрим процесс оптимизации геометрии ДМ. На первой итерации с помощью встроенных программных функций пакета *MathCAD* производится запись файла данных с определенным количеством (как правило, от 100 до 500) реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , распределенных в n -м периоде ЛЗ по случайному равномерному закону в интервале $\pm \lambda g_n/4$, а также соответствующего каждой реализации рассчитанного с учетом выражения (15) максимального уровня КСВН от НО и изгибов ЛЗ на входе АРЧС. Затем осуществляется анализ записанного файла данных с целью отбора минимальных зафиксированных значений КСВН и соответствующих им реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , которые для первой итерации обозначим как ΔS_{b1_n} и ΔS_{c1_n} . На второй итерации в файл данных добавляются реализации для $\Delta S_{b_n} = \Delta S_{b1_n} + rb1_n$ и $\Delta S_{c_n} = \Delta S_{c1_n} + rc1_n$ и максимальный уровень КСВН, соответствующий каждой из них. При этом величины $rb1_n$ и $rc1_n$ распределены по случайному равномерному закону в сокращенном интервале $\pm \lambda g_n/8$. Далее также выполняется отбор минимальных зафиксированных значений КСВН и соответствующих им реализаций величин ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} , которые на второй итерации обозначены как ΔS_{b2_n} и ΔS_{c2_n} . Далее аналогичным образом выполняется еще 5 итераций с двукратным сокращением на каждой последующей итерации интервала распределения величин $rb2_n, rb3_n, \dots, rb6_n$, и $rc2_n, rc3_n, \dots, rc6_n$ до $\pm \lambda g_n/256$. На каждой итерации производится нормировка отобранных реализаций ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} (в случае их выхода за пределы диапазона $\pm \lambda g_n/4$) путем сложения с величиной $\pm \lambda g_n/2$. После проведения 7-й итерации изменение максимального уровня КСВН

наблюдается только в 3-м, 4-м знаке после запятой, при этом очевидно, что итерационный процесс оптимизации геометрии ДМ сошелся.

На основе предложенного способа, а также приведенных выше исходных данных проведена оптимизация геометрии ДМ (рис. 2, а), по результатам которой найдены смещения ΔS_{b_n} и ΔS_{c_n} (см. рис. 5) относительно осевой линии делителя для каждого n -го НО и изгиба ЛЗ. Структурная схема АРЧС с оптимизированной геометрией ДМ приведена на рис 6, где 1 - вход, 2 - ЛЗ, 3 - НО, 4 - осевая линия делителя. Частотные характеристики КСВН на входе АРЧС, рассчитанные в соответствии с выражениями (15), (16), с учетом (18) представлены на рис 7.

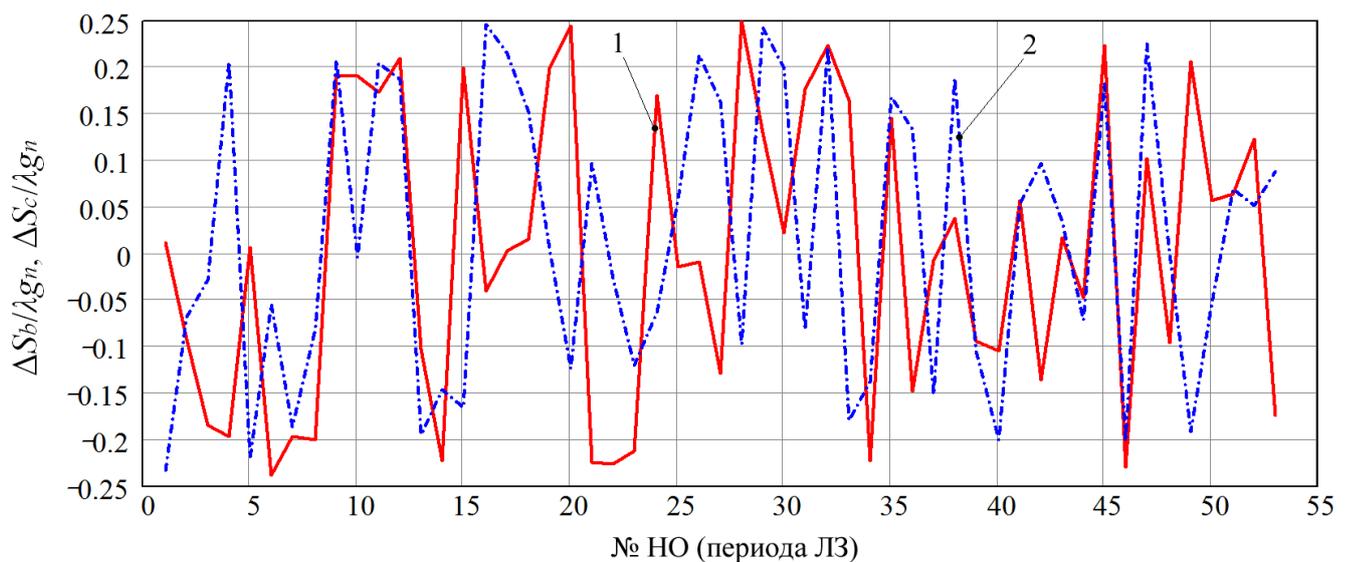


Рис. 5. Смещения изгибов ЛЗ (1) и НО (2) относительно осевой линии ДМ

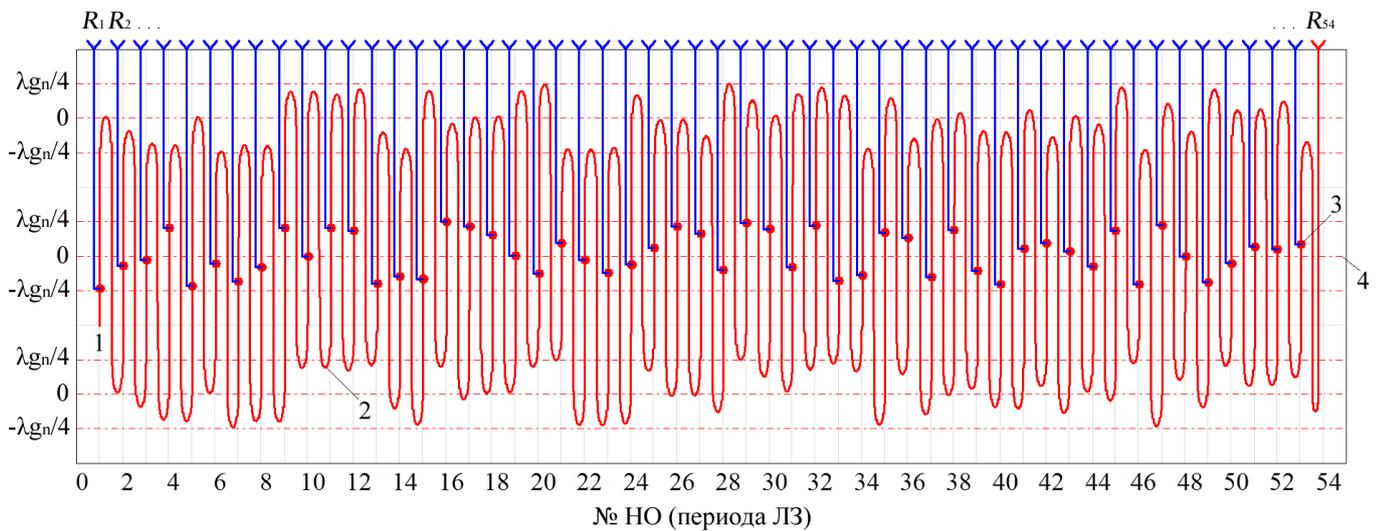


Рис. 6. Структурная схема АРЧС с оптимизированной геометрией ДМ

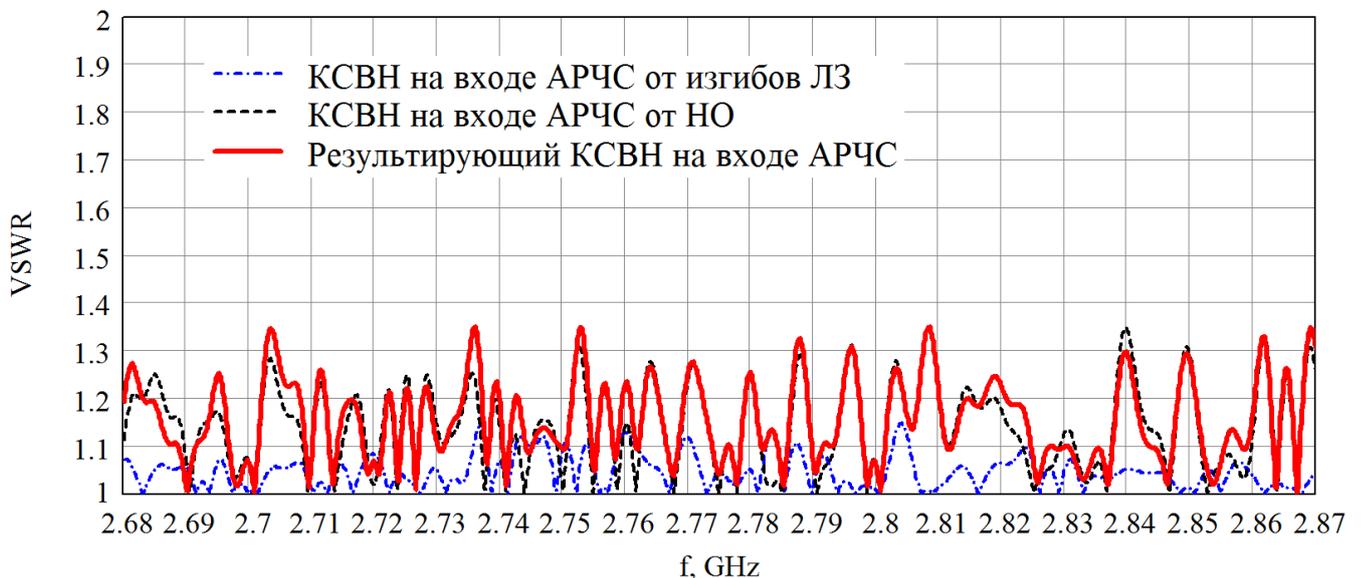


Рис. 7. КСВН на входе АРЧС после итерационной оптимизации геометрии ДМ

Анализируя полученные результаты можно сделать вывод, что представленный способ при несущественном увеличении среднего уровня КСВН полностью устраняет эффект нормали и обеспечивает приемлемое согласование во всей рабочей полосе частот антенны.

Переход к последовательно-параллельной схеме построения ДМ

Представленный способ согласования АРЧС в рабочей полосе частот рассмотрен в рамках построения ДМ на основе ЛЗ, имеющей период S-образной

конфигурации. Для осуществления широкоугольного сканирования в относительной полосе частот порядка 5% и более требуется сравнительно плотный шаг установки излучателей в раскрыве антенны. При этом с целью обеспечения адекватного конструктивного исполнения АРЧС необходимо выполнять разнос четных и нечетных выходов ДМ в противоположные стороны относительно его осевой линии. Период ЛЗ в данном случае должен иметь *U*-образную конфигурацию [11].

В соответствии с предложенным способом согласования АРЧС требуется нарушение периодичности структуры ДМ за счет смещения на каждом периоде ЛЗ НО и изгибов относительно осевой линии. Недостатком применения данного способа при *U*-образной конфигурации периода ЛЗ (в отличие от *S*-образной) является изменение до $\pm 90^\circ$ электрической длины каждого периода, и, как следствие, нарушение линейности фазового распределения в раскрыве АРЧС. Предварительные расчеты на основе приведенных исходных данных показывают, что для устранения этого недостатка целесообразно выполнить переход от последовательной схемы построения ДМ к последовательно-параллельной (рис. 8).

При реализации ДМ в виде последовательно-параллельной схемы длина *n*-го последовательного периода:

$$S_{sn} = S + \Delta S_{bn}, \quad (19)$$

где ΔS_{bn} - смещения изгибов ЛЗ, найденные по результатам итерационной оптимизации геометрии ДМ последовательного типа.

Для вычисления длины *n*-го параллельного периода S_{pn} справедливо выражение:

$$S_{p_n} = S_0 + \sum_{n=1}^n \Delta S_{b_n}, \quad (20)$$

где S_0 - постоянная длина, компенсирующая отрицательные значения при суммировании смещений изгибов ЛЗ ΔS_{b_n} .

$\Delta S_{c_n} = 0$, поскольку смещение НО относительно осевой линии ДМ не требуется, что обусловлено изменением электрической длины каждого периода ЛЗ в соответствии с найденным законом распределения ΔS_{b_n} .

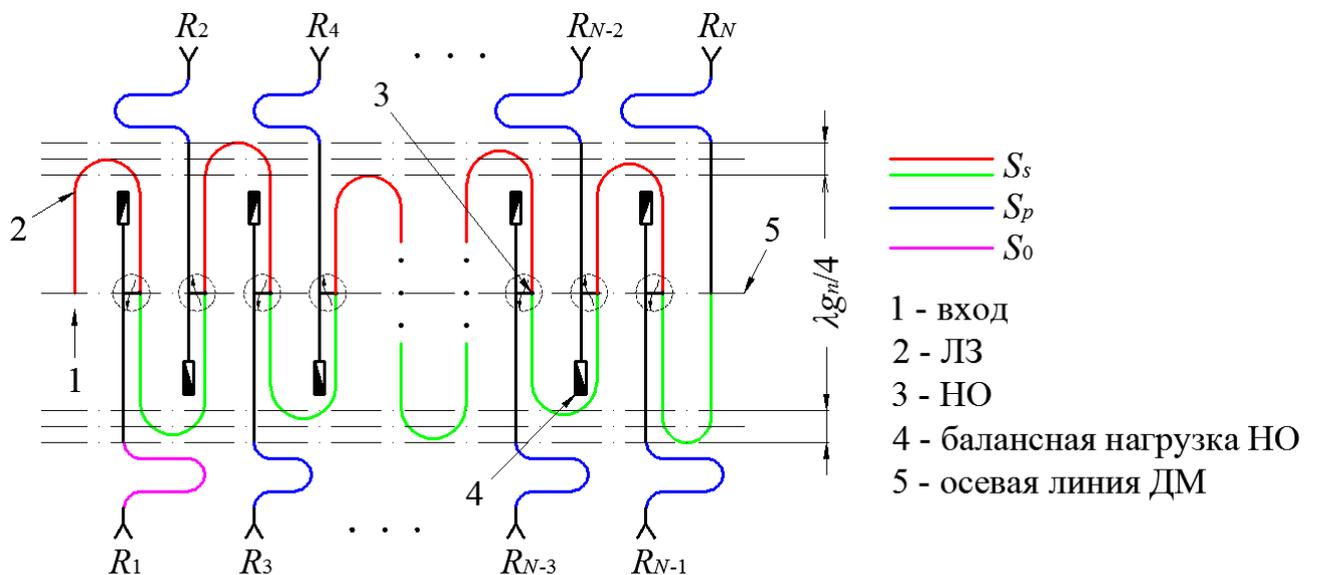


Рис. 8. Структурная схема АРЧС с последовательно-параллельным питанием излучателей

На рис. 9 и 10 представлены результаты имитационного моделирования АРЧС с последовательно-параллельным питанием излучателей (рис. 8), полученные на основании приведенных выше исходных данных, с учетом рассчитанных при итерационной оптимизации геометрии ДМ последовательного типа смещений изгибов ЛЗ (ΔS_{b_n}).



Рис. 9. Типовая реализация КСВН на входе АРЧС с последовательно-параллельным питанием излучателей после итерационной оптимизации геометрии ДМ

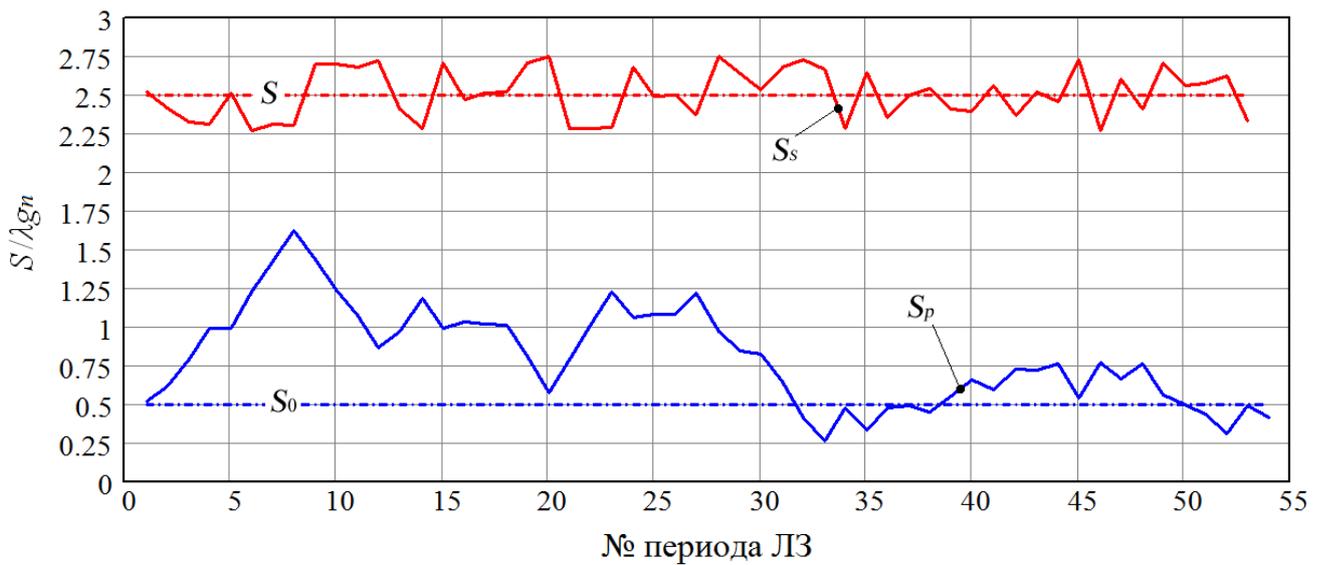


Рис. 10. Нормированные длины последовательных и параллельных периодов ЛЗ, полученные при оптимизации ДМ

По данным рис. 10 видно, что все значения длин параллельных периодов S_{p_n} не превышают длины последовательного периода S и находятся внутри диапазона от $0,25\lambda_{gn}$ до $1,6\lambda_{gn}$, поэтому при практической реализации ДМ в виде последовательно-параллельной схемы не ожидается существенного увеличения

габаритных размеров его конструкции по сравнению с размерами конструкции, выполненной на основе последовательной схемы.

Заключение

Анализ результатов имитационного моделирования показывает, что технические решения в части четвертьволнового разноса периодических неоднородностей ДМ - элементов связи ответвителей и изгибов ЛЗ, представленные в [4-7], действительно позволяют избежать возникновения эффекта нормали в центральной области рабочего диапазона частот. Однако недостатком данных способов обеспечения согласования является высокая вероятность синфазного сложения отражений от периодических неоднородностей на входе АРЧС в области верхних и нижних частот, что на практике приводит, к необходимости уменьшения рабочей полосы, а соответственно и сектора сканирования антенны.

В частных случаях АРЧС при работе в составе радиолокационных систем формируют на отдельных частотах рабочего диапазона необходимое количество лучей ДН, перекрывающих заданный сектор сканирования. При этом для обеспечения требуемой величины коэффициента усиления АРЧС рабочая сетка частот радиолокатора должна быть выбрана таким образом, чтобы частоты, формирующие лучи ДН не попадали в область резкого ухудшения характеристики КСВН.

В результате проведенных исследований предложен новый способ согласования АРЧС с последовательным или последовательно-параллельным питанием излучателей, который основан на принципе нарушения периодичности

структуры ДМ за счет смещения положений элементов связи ответвителей мощности и изгибов ЛЗ относительно осевой линии делителя. Данный способ позволяет получить приемлемый уровень КСВН на входе АРЧС во всей рабочей полосе частот, что обеспечивает возможность расширения сектора сканирования антенны без снижения требований к коэффициенту усиления.

Библиографический список

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. - М.: Техносфера, 2012. - 560 с.
2. Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d Edition. - New York: McGraw-Hill book company, 1993. - 1511 p.
3. Бородин Н.Д., Ковалев В.Т., Ленци Ю.И., Немоляев А.И. Волноводно-щелевые антенные решетки с частотным сканированием // Материалы 17-й научно-технической конференции ВНИИРТ. Москва, ВНИИРТ, 2007, С. 312-317.
4. Антенна частотного сканирования. Патент РФ № 2284079 / Ленци Ю.И., Школьник А.И. Бюл. № 26, 20.09.2006. С. 7.
5. Волноводная система питания для фазированной антенной решетки. Патент РФ № 2225661 / Александров А.П., Батталов И.Р. Бюл. № 7, 10.03.2004. С. 4.
6. Волноводно-щелевая антенная решетка и делитель мощности, используемый в ней. Патент РФ № 2321112 / Бородин Н.Д., Исаков М.В., Ковалев В.Т., Ленци Ю.И., Панин В.А., Секачева А.Н. Бюл. № 9, 27.03.2008. С. 9.

7. Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ, 2016, №86:

<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=66408>

8. Сколник М.И. Радиолокационные антенные устройства: Справочник по радиолокации. - М.: Советское Радио, 1977. - 408 с.

9. Рыбин В.В. Разработка и применение пакетов расширения MLSY_SM СКМ Mathcad, Maple, Mathematika, Matlab // Труды МАИ, 2003, №13:

<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=34432>

10. Гончаров В.А. Характеристики щелевых антенн для широкополосных телекоммуникационных систем // Труды МАИ, 2012, №52:

<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=29555>

11. Сучков А.В. Многоканальный делитель мощности моноимпульсной антенной решетки с частотным сканированием // Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», КрыМиКо'2016, Севастополь, 2016. С. 1173-1179.