

ПРИМЕНЕНИЕ ВОЛНОВЫХ МАТРИЦ ДЛЯ АНАЛИЗА ШУМОВ ДИССИПАТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Введение

Анализу собственных шумов фазированных антенных решеток (ФАР), заметно влияющих на энергетический потенциал радиотехнических систем, посвящено большое число исследований. Первые публикации на эту тему появились в 60-х годах прошлого века, а уже к 80-м годам были разработаны методы анализа, позволяющие достаточно полно оценивать шум приемных ФАР при учете всех его источников и взаимодействия излучателей в решетке [1,2]. Вместе с тем, модели ФАР, используемые в указанных работах, не вполне корректно описывают характер взаимных связей в решетке диссипативных излучателей [3], что может заметно исказить полученные оценки. Ниже предлагается универсальный метод расчета шумовой температуры произвольной фазированной антенной решетки (ФАР), позволяющий корректно оценить вклад всех источников внутренних шумов (коррелированных и некоррелированных) при строгом учете взаимных связей между диссипативными излучателями. Актуальность данной проблемы подтверждается непрекращающимся потоком публикаций, примером которых могут служить работы [4,5], в которых исследуются ФАР, построенные с использованием новых схем или новых технологий.

Матричная модель фазированной антенной решетки

Рассмотрим диссипативную ФАР, состоящую из N излучателей и системы возбуждения, в которую могут входить диаграммообразующая схема, схема фазирования, распределительная схема и т.д. Будем полагать, что нам известны векторные диаграммы направленности (ДН) излучателей и матрица их собственных и взаимных сопротивлений $\mathbf{z} = \mathbf{r}_\Sigma + \mathbf{r}_d + j\mathbf{x}$, где \mathbf{r}_Σ и \mathbf{r}_d – матрицы сопротивлений излучения и сопротивлений потерь соответственно, которые в общем случае являются недиагональными комплексными эрмитовыми матрицами [3]. Для описания ФАР воспользуемся матричной моделью, разработанной в [6], согласно которой всей ФАР ставится в соответствие эквивалентный шумящий $2(N+M)$ -полюсник. Его входами являются M фиксированных сечений в линиях передачи, соединяющих генераторы или приемники со схемой возбуждения решетки, а выходами многополюсника служат N независимых каналов, которым соответствуют N ортогональных сферических волн в свободном пространстве. Наиболее полно параметры этого многополюсника могут быть описаны матрицей рассеяния \mathbf{S} и ковариационной матрицей спектральных плотностей шумовых волн \mathbf{K} на его входах. Для нахождения этих матриц указанный многополюсник разобьем на два, один из которых будет соответствовать решетке излучателей, а второй – системе возбуждения. Матрицы \mathbf{S}_M и \mathbf{K}_M , описывающие последний многополюсник, будем считать заданными, поскольку их нетрудно рассчитать известными методами или измерить. Матрица рассеяния \mathbf{S}_A многополюсника, эквивалентного системе излучателей с джоулевыми потерями, имеет вид [6]:

$$\mathbf{S}_A = \begin{pmatrix} \mathbf{E} - \mathbf{A} & \mathbf{A}\mathbf{J}_t^{-1} \\ \mathbf{J}^{-1}\mathbf{A} & \mathbf{J}_t^*\mathbf{J}_t^{-1} - \mathbf{J}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{J}_t^{-1} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{A} = 2(\mathbf{z} + \mathbf{E})^{-1}$, \mathbf{J} – ортогонализирующая матрица токов, определяемая из уравнения: $\mathbf{J} \cdot \mathbf{J}_t^* = \mathbf{r}_\Sigma^{-1}$.

Для определения матрицы \mathbf{K}_A воспользуемся соотношением [7]:

$$\mathbf{K} = kT_0 (\mathbf{E} - \mathbf{S}\mathbf{S}_t^*), \quad (2)$$

которое является волновым аналогом формулы Найквиста и справедливо для любой многополюсной цепи, находящейся в тепловом равновесии при температуре T_0 , где k – постоянная Больцмана, \mathbf{E} – единичная матрица. Подставляя в (2) значение \mathbf{S}_A из (1), находим

$$\mathbf{K}_A = kT_0 \begin{pmatrix} \mathbf{V} & -\mathbf{V}(\mathbf{J}_t^*)^{-1} + \mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{J} \\ -\mathbf{J}^{-1}\mathbf{V} + \mathbf{J}_t^* \mathbf{W}\mathbf{A}^* & \mathbf{J}^{-1}\mathbf{V}(\mathbf{J}_t^*)^{-1} - \mathbf{J}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{W}\mathbf{J} - \mathbf{J}_t^* \mathbf{W}\mathbf{A}^* (\mathbf{J}_t^*)^{-1} + \mathbf{J}_t^* \mathbf{W}\mathbf{J} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $\mathbf{V} = \mathbf{A}\mathbf{r}_{dt} \mathbf{A}^*$ и $\mathbf{W} = \mathbf{r}_{dt} - \mathbf{r}_d$.

При анализе приемных систем наибольший интерес в матрице (3) вызывает блок $\mathbf{K}_{aa} = kT_0 \mathbf{V}$, определяющий энергетические параметры шумовых волн, бегущих от излучателей ко входам согласованных приемников. Он представляет собой квадратную матрицу размерности N , в общем случае недиагональную, что говорит о наличии корреляции между шумовыми волнами в линиях, которая обусловлена взаимодействием излучателей в решетке.

Матрицы \mathbf{S} и \mathbf{K} многополосника, соответствующего всей ФАР, находятся путем объединения двух рассмотренных многополосников [8]. Использование коэффициентов этих матриц, а также заданных ДН излучателей, позволяет получить соотношения для расчета всех требуемых характеристик ФАР, в том числе мощностей апертурных и внутренних шумов на ее выходах в режиме приема. Так, например, эффективная температура внутренних шумов приемной антенной решетки на m -м ее выходе определяется с помощью простого соотношения: $T_m = K_{mm} / k$.

Численные результаты

В качестве примера приведем результаты анализа температуры внутренних шумов на выходе приемной линейной ФАР из 16-ти несимметричных вибраторов длиной $0,239\lambda$ с к.п.д. $\eta = 64,4\%$, которые располагались эквидистантно с шагом $0,5\lambda$. Система возбуждения имела один вход ($M=1$) и 16 выходов ($N=16$) и строилась по параллельной схеме с использованием бинарных делителей с развязанными выходами. В канал каждого (n -го) излучателя был включен фазовращатель без потерь, сдвигающий фазу на $\varphi_n = (n-1)\Delta$, где Δ – разность между сдвигами фаз в соседних каналах. Рассчитанное значение эффективной температуры внутренних шумов T_I на выходе данной ФАР при синфазном возбуждении ее излучателей ($\Delta = 0$) оказалось равным $T_I(0) = 0,41T_0$. Зависимость нормированной температуры $\tilde{T}(\Delta) = T_I(\Delta)/T_I(0)$ от разности фаз Δ показана на рис.1 (кривая 1).

Затем эта пассивная ФАР была преобразована в активную путем включения между излучателями и фазовращателями усилителей с параметрами:

$$\mathbf{S}_{amp1} = \begin{pmatrix} 0,60e^{-i78^\circ} & 0,114e^{i38^\circ} \\ 2,96e^{i106^\circ} & 0,79e^{-i53^\circ} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K}_{amp1} = kT_0 \begin{pmatrix} 0,70 & 2,655e^{i176^\circ} \\ 2,655e^{-i176^\circ} & 19,43 \end{pmatrix}.$$

Расчеты, проведенные для этого случая, показали, что введение усилителей привело к заметному увеличению эффективной шумовой температуры $T_I(0) = 20,83T_0$ и изменению характера зависимости $\tilde{T}(\Delta)$, которая приобрела вид кривой 2 на рис. 1.

На следующем этапе численного эксперимента прежние усилители были заменены новыми со следующими параметрами:

$$\mathbf{S}_{amp2} = \begin{pmatrix} 0,421e^{-i69^\circ} & 0,129e^{i62^\circ} \\ 4,782e^{i106^\circ} & 0,587e^{-i69^\circ} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{K}_{amp2} = kT_0 \begin{pmatrix} 1,665 & 6,683e^{i176^\circ} \\ 6,683e^{-i176^\circ} & 35,28 \end{pmatrix}.$$

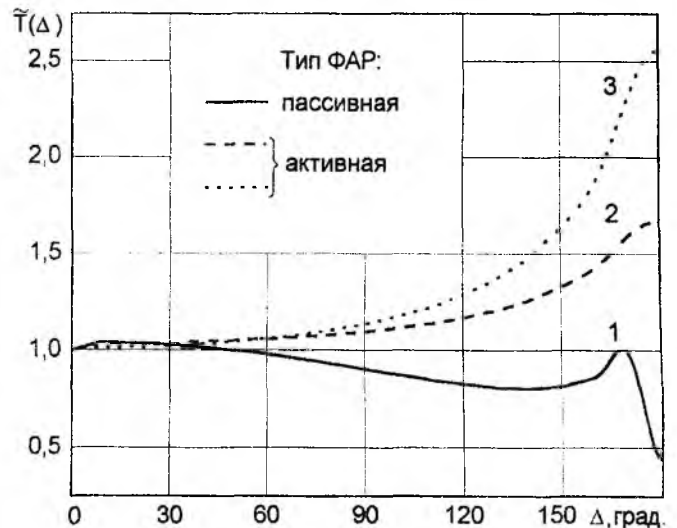


Рис. 1

Эта замена привела к дальнейшему росту температуры $T_I(0)$ до величины $38,06 T_0$, и расширению пределов изменения функции $\tilde{T}(\Delta)$, что иллюстрирует кривая 3 на рис.1. Таким образом, расчеты показали, что температура внутренних шумов на выходе приемной антенной решетки и ее поведение при сканировании луча определяются схемой построения решетки, параметрами ее излучателей и степенью их взаимовлияния. Для большей полноты результатов расчета приведем вычисленные значения эквивалентных коэффициентов усиления в максимумах ДН трех описанных решеток, вычисленные при условии синфазного возбуждения их излучателей ($\Delta = 0$), которые равны 15,94, 24,74 и 29,03 дБ соответственно.

Заключение

Предлагаемый метод расчета шумов ФАР является достаточно простым и легко реализуется в виде алгоритмов и программ для ЭВМ и может быть эффективно использован для анализа шумов пассивных и активных фазированных решеток с любой заданной схемой возбуждения.

Список литературы: 1. Зайцев Э.Ф., Дикий В.Н., Бабенко А.И. Шумы фазированных антенных решеток // Известия вузов. Радиофизика. 1981. Т. 24, №1. С. 68-75. 2. Delisle G.Y., Pelletier M., Cummins J. Signal-to-noise ratios of array receiving system with internal losses // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 1981. Vol. AP-29, №4. P. 600-608. 3. Токарский П.Л. Взаимные связи в системе излучателей с джоулевыми потерями // Радиотехника и электроника. 1986. Т.31, № 9. С.1717-1723. 4. Lee J.J. G/T and Noise Figure of Active Array Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1993. Vol. AP-41, №2. P.241-244. 5. Kraft U.R. Gain and G/T of multielement receive antennas with active beamforming networks // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2000. Vol. 48, №12. С. 1818-1829. 6. Токарский П.Л. Матричная модель диссипативной антенной решетки для расчета ее поляризационных характеристик // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1996. Т.39, № 10. С.10-14. 7. Дикий В.Н., Зайцев Э.Ф. О расчете шумов многополюсных цепей с заданными волновыми параметрами // Радиотехника и электроника. 1977. Т.22, № 9. С.2560-2566. 8. Бабак Л.И. Определение шумовых характеристик СВЧ-цепей // Радиотехника и электроника. 1980. Т.25, № 11. С.2380-2384.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.10. 2001