

УДК 621.37

Д. С. Козлов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Влияние взаимной связи излучателей на характеристики диаграммы направленности фазированной антенной решетки в области подавления излучения¹

Исследовано влияние взаимной связи между излучателями антенной решетки на характеристики формируемой диаграммы направленности. Продемонстрировано, что наличие взаимной связи между элементами решетки вызывает перераспределение токов в излучателях, что приводит к искажению формы и уровня области подавления излучения, которая крайне чувствительна к изменениям возбуждающих воздействий. Предложена методика подавления негативного эффекта взаимного влияния, основанная на внесении предсказаний в исходное распределение токов, рассчитанных с использованием матрицы взаимных сопротивлений.

Адаптивная антенная решетка, фазированная антенная решетка, подавление помехи, взаимное сопротивление

Современные радиотехнические системы с входящими в их состав антенными решетками (АР) должны сохранять работоспособность в сложной помеховой обстановке [1]. Один из традиционных способов улучшения отношения "сигнал/шум" (ОСШ) заключается в снижении уровня боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) АР. Однако при наличии мощной помехи в зоне функционирования системы подобной меры может быть недостаточно [2]. В этом случае подавление чувствительности АР в направлении нежелательного принимаемого сигнала позволяет значительно ослабить вызванный негативный эффект и повысить ОСШ [3], [4].

Формирование областей подавления излучения ("нулей" ДН) может быть обеспечено в отдельно взятой решетке излучателей специальным подбором амплитудно-фазового распределения возбуждающих воздействий. Требуемое распределение вдоль линейки излучателей может быть найдено с помощью различных алгоритмов, например, методом наименьших средних квадратов [5], [6].

Как известно [7], [8], наличие взаимной связи элементов решетки может существенно исказить основные характеристики системы, в том числе форму ДН. В этой связи представляет большой интерес исследование взаимного влияния между элементами АР применительно к задаче подавления ее чувствительности к сигналам, поступаю-

щим с определенных направлений. Кроме того, важное значение имеет разработка универсального метода расчета взаимного импеданса между произвольными типами антенн, не требующего значительных вычислительных ресурсов, поскольку в современных АР используются различные типы излучателей: рупоры, диэлектрические стержни, патч-антенны и т. д.

Синтез диаграммы направленности фазированной антенной решетки. Рассмотрим линейную АР, состоящую из идеальных изотропных излучающих элементов, равноудаленных друг от друга на расстояние $d_0 = \lambda/2$ (λ – рабочая длина волны). Выберем в качестве исходного следующее амплитудное распределение возбуждающих воздействий вдоль линейки излучателей:

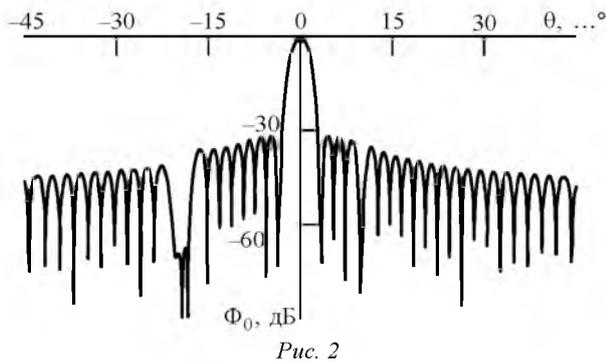
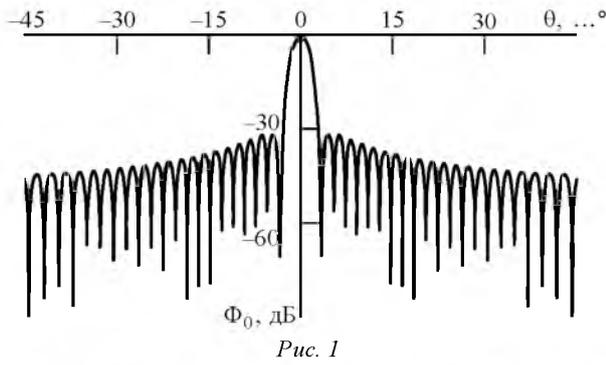
$$I_{0m} = (1 - C) \cos^2 \left[\frac{m - (M - 1)/2}{M - 1} \pi \right] + C,$$

где C – параметр, определяющий уровень боковых лепестков; $m \in [0, M - 1]$ – номер излучателя; M – количество излучателей.

Подобный тип амплитудного распределения часто применяется на практике в радиолокационных станциях.

При идеальных изотропных излучающих элементах, расположенных с постоянным шагом, и равенстве фаз возбуждающих воздействий та-

¹ Публикация выполнена в рамках государственной работы "Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)" проектной части государственного задания Минобрнауки России (задание № 8.2579.2014/К).



кое распределение формирует ДН $\Phi_0(\theta)$ со спадающими боковыми лепестками и направлением главного луча $\theta_0 = 0$. ДН при $M = 63$, $C = 0.2$ представлена на рис. 1.

Используя полученную ДН в качестве исходной, сформируем при неизменном положении главного луча две области подавления чувствительности в направлениях $\theta_1 = -20^\circ$ и $\theta_2 = 10^\circ$ шириной порядка 2 и 0.5° соответственно. Комплексное амплитудно-фазовое распределение \tilde{I}_m , формирующее ДН требуемой формы (рис. 2), может быть найдено с помощью алгоритма, рассмотренного подробно в [9], [10], основанного на разложении ДН в ряд sinc -функций (функций Котельникова). Зная коэффициенты разложения, можно найти распределение комплексных токов вдоль линейки излучателей с помощью матрицы связи [9].

Полученные по указанному алгоритму коэффициенты передачи $K_m = |\tilde{I}_m|/|\tilde{I}_{m0}|$ и фазовые сдвиги $\Delta\varphi_m = \arg(\tilde{I}_m) - \arg(\tilde{I}_{m0})$ представлены на рис. 3, а и б соответственно.

Анализ и расчет взаимного влияния между излучателями антенной решетки. В предыдущем разделе методика синтеза ДН рассмотрена для случая, когда элементами АР являются идеальные изотропные излучатели, между которыми отсутствует взаимная связь. В реальности же взаимное влияние отдельных антенн в решетке мо-

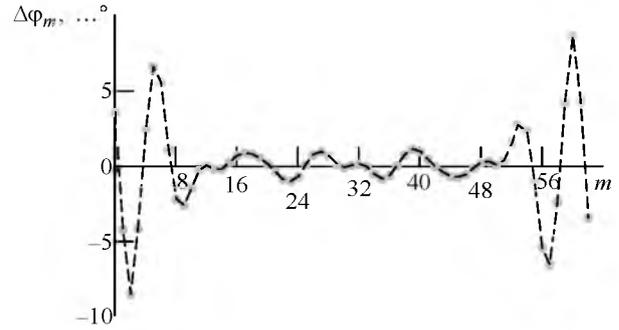
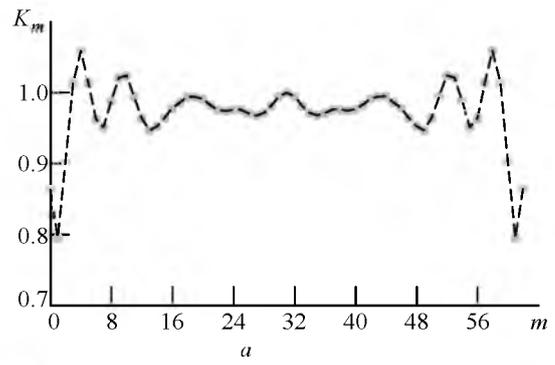


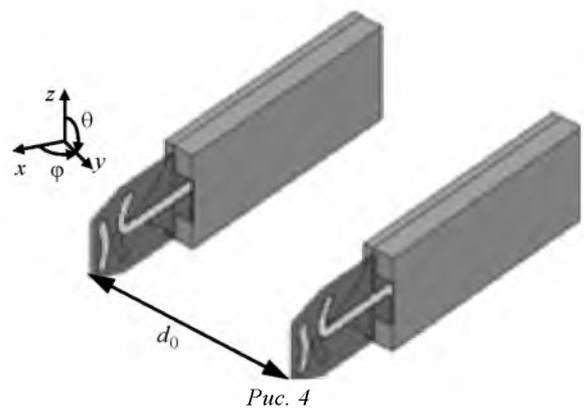
Рис. 3

жет быть достаточно сильным. Особенно сильно это может сказаться на области сформированного нуля, что приведет к уменьшению его глубины.

При анализе искажений ДН требуется информация о взаимном импедансе излучателей, входящих в состав решетки. Прежде всего оценим взаимодействие двух антенн (рис. 4).

Элементарная антенна – диполь состоит из двух плеч, напечатанных на противоположных сторонах платы, дополнительного пассивного элемента и симметрирующего трансформатора, расположенных вне металлизированного корпуса. Внутри корпуса могут располагаться цепи питания, фазовращатель или аттенуатор. Подобные излучатели достаточно часто используются в составе фазированных АР (ФАР).

Взаимное сопротивление излучателей исследовалось на частоте $f_0 = 4$ ГГц, что соответству-



ет длине волны в свободном пространстве $\lambda = 75$ мм. Габариты элементарной антенны, работающей на указанной частоте, составляют порядка $145 \times 40 \times 15$ мм³.

Примененная в дальнейшем универсальная методика расчета взаимных сопротивлений между излучателями АР пригодна для различных типов антенн. Вместо распределения тока вдоль апертуры используется более универсальная и, как правило, известная характеристика – комплексная диаграмма направленности антенны. Для рассматриваемых излучателей действительная R_{12} и мнимая X_{12} части взаимного сопротивления двух рассматриваемых диполей могут быть определены с помощью следующих выражений [11]:

$$R_{12}(d) = Z_R / (4\pi) \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \Phi_s(\theta, \varphi) \cos(kd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi;$$

$$X_{12}(d) = -Z_R / (4\pi) \times \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \Phi_s(\theta, \varphi) \sin(kd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi + \frac{\alpha Z_R}{1 + (d/\lambda)\beta}, \quad (1)$$

где $Z_R = 50$ Ом – сопротивление излучения рассматриваемого печатного диполя на рабочей частоте; $\Phi_s(\theta, \varphi)$ – амплитудная диаграмма направленности одиночного излучателя, которая может быть аппроксимирована следующей функцией:

$$\Phi_{as}(\theta, \varphi) = D_s \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin^2\theta} \cos^2(0.6\varphi),$$

где $D_s = 3.5$; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число.

Диаграммы направленности данного излучателя $\Phi_s(\theta, \varphi)$ (сплошные линии) и аппроксимирующая функция $\Phi_{as}(\theta, \varphi)$ (маркеры) в плоскостях $\varphi = 0^\circ$ и $\theta = 90^\circ$ изображены на рис. 5.

Последнее слагаемое в (1) появляется в результате операции на комплексной плоскости. Оно описывает реактивную составляющую, которая появляется в результате ближнепольного квазистатического взаимодействия между двумя излучателями [12]. В предположении, что тип квазистатического взаимодействия между печатными диполями остается практически неизменным по сравнению с рассмотренным в [11] случае идеальных полуволновых диполей, выбраны следующие значения параметров: $\alpha = 0.6$, $\beta = 4$.

Зависимости действительной и мнимой частей взаимного импеданса от расстояния между двумя печатными диполями изображены на рис. 6. Для сравнения на этих же графиках маркерами отмечены значения, полученные электродинамическим моделированием в программном пакете CST Microwave Studio. Вычисления и моделирование проведены для рабочей частоты излучателей $f_0 = 4$ ГГц.

Рассчитанные аналитически и полученные с помощью электродинамического моделирования значения взаимного сопротивления практически идентичны и в случае печатных диполей достаточно сложной конфигурации. Небольшие расхождения

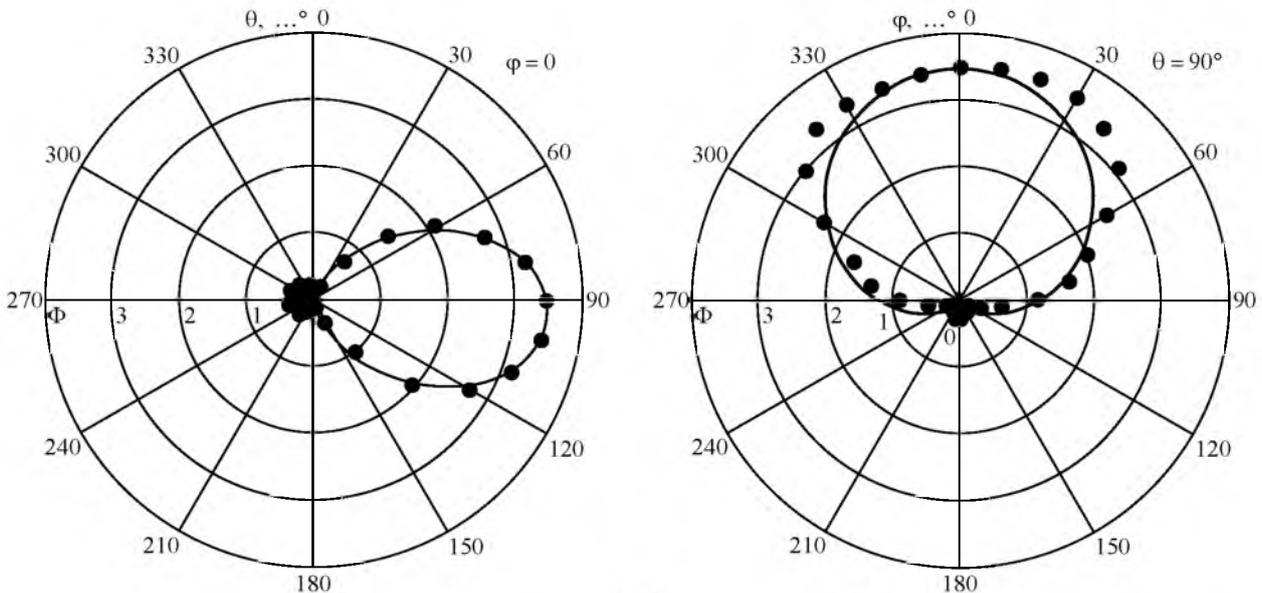


Рис. 5

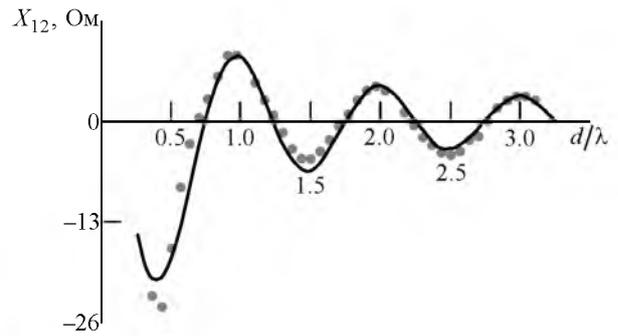
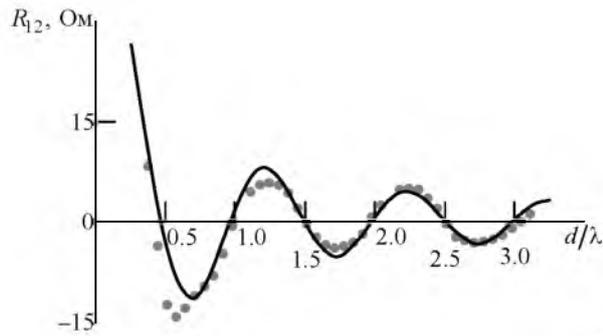


Рис. 6

наблюдаются в случае, когда антенны расположены достаточно близко друг от друга. Это объясняется тем, что при небольших расстояниях между излучателями может иметь место перераспределение токов в них и, как следствие, изменение формы ДН.

Влияние взаимной связи между излучателями ФАР на характеристики области подавления излучения. Чтобы численно оценить влияние взаимной связи между излучателями, рассмотрим эквивалентную схему передающей АР (рис. 7).

Согласно теории цепей, токи и напряжения на портах излучателей АР при наличии взаимной связи могут быть выражены через напряжения и внутренний импеданс генераторов:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_g = (\mathbf{Z}_{mc} + \mathbf{Z}_g) \cdot \mathbf{I}_m; \\ \mathbf{U}_m = \mathbf{Z}_{mc} \cdot \mathbf{I}_m, \end{cases}$$

где \mathbf{U}_g – вектор напряжений на генераторах; \mathbf{Z}_{mc} – матрица связи; \mathbf{Z}_g – диагональная матрица внутренних сопротивлений генераторов; \mathbf{I}_m , \mathbf{U}_m – векторы токов и напряжений на портах излучателей соответственно.

Матрица связи \mathbf{Z}_M определяется как Z -матрица, сформированная из всех возможных комбинаций взаимных сопротивлений:

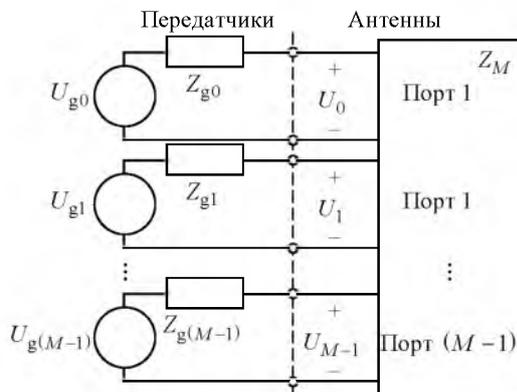


Рис. 7

$$\mathbf{Z}_{mc} = \begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{01} & \dots & Z_{0(M-1)} \\ Z_{20} & Z_{21} & \dots & Z_{2(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{(M-1)0} & Z_{(M-1)1} & \dots & Z_{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}$$

Согласно представленному в [9], [10] алгоритму искомое распределение комплексных амплитуд тока \tilde{I}_m вдоль решетки определяется напряжениями на генераторах U_{gm} , которые, в свою очередь, зависят от делителя мощности, настройки фазовращателей и аттенуаторов:

$$\mathbf{U}_g = (\mathbf{Z}_{in} + \mathbf{Z}_g) \cdot \mathbf{I},$$

где \mathbf{Z}_{in} – диагональная матрица собственных сопротивлений излучателей Z_{mm} ; \mathbf{I} – вектор комплексных амплитуд токов \tilde{I}_m , найденных с помощью описанной ранее процедуры.

Тогда конечное распределение комплексных амплитуд токов \tilde{I}_{mc_m} при учете взаимного влияния может быть найдено с помощью матричного выражения:

$$\mathbf{I}_{mc} = (\mathbf{Z}_{mc} + \mathbf{Z}_g)^{-1} \cdot (\mathbf{Z}_{in} + \mathbf{Z}_g) \cdot \mathbf{I}. \quad (2)$$

Далее рассмотрим, как изменится ДН АР, состоящей из реальных антенн, при наличии взаимной связи между ними. В качестве излучателей были выбраны печатные диполи, рассмотренные ранее. Найденные значения собственного и взаимного сопротивлений использовались при формировании матрицы связи \mathbf{Z}_{mc} и матрицы собственных сопротивлений \mathbf{Z}_{in} . С помощью (2) определено распределение \tilde{I}_{mc_m} вдоль решетки диполей при $Z_{gm} = 50$ Ом для всех диполей.

Линейная АР, состоящая из 63 печатных диполей, изображена на рис. 8.

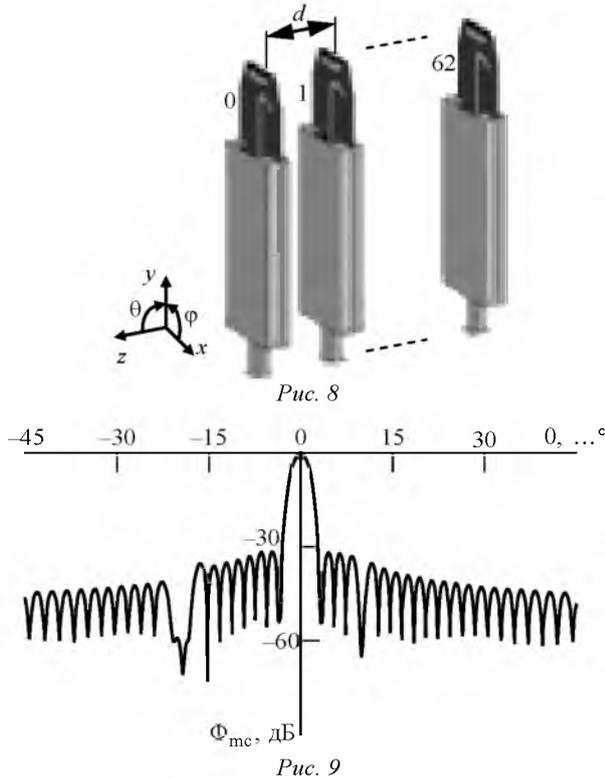


Рис. 9

На рис. 9 представлена диаграмма направленности Φ_{mc} , сформированная распределением тока \tilde{I}_{mc_m} , учитывающего наличие взаимной связи между излучателями. Как следует из рисунка, взаимное влияние излучателей снизило глубину подавления чувствительности до уровня $\xi_{mc} = -60$ дБ по сравнению с идеальным случаем, когда $\xi = -70$ дБ.

Для устранения негативного влияния взаимного импеданса внесем предыскажения в исходное распределение тока, компенсирующее эффект взаимного влияния излучателей. Для этого распределение тока \tilde{I}_m во всех расчетах заменим на искаженное распределение, найденное следующим образом:

$$I_p = (Z_{in} + Z_g)^{-1} \cdot (Z_{mc} + Z_g) \cdot I.$$

Для сравнения полученной аналитически диаграммы направленности было также проведено электродинамическое моделирование в программном пакете CST Microwave Studio.

Анализ проводился на рабочей частоте $f_0 = 4$ ГГц, при этом излучатели располагались на расстоянии $d = \lambda/2 = 37.5$ мм друг от друга. Распределение возбуждающих воздействий \tilde{I}_m , сформированное без учета взаимного влияния диполей, согласно результатам моделирования формирует нормированную ДН, изображенную на

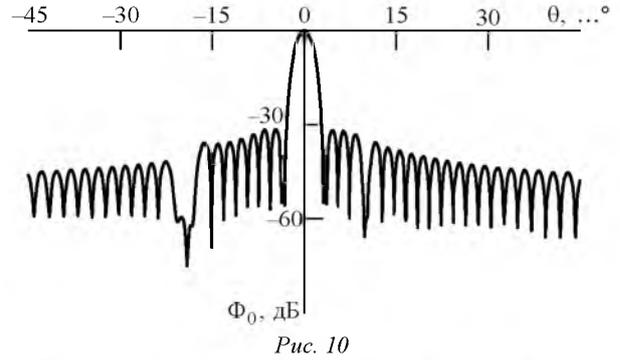


Рис. 10

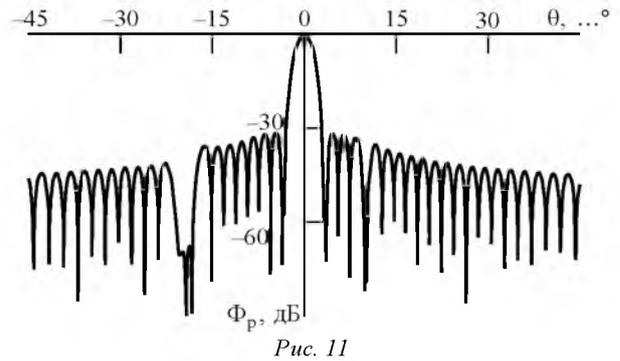


Рис. 11

рис. 10. Наблюдаемые искажения диаграммы, вызванные взаимным влиянием диполей, достаточно близки к рассчитанным аналитически (рис. 9).

Полученное же с учетом взаимного влияния распределение комплексных амплитуд токов \tilde{I}_{pm} (2) определяет представленную на рис. 11 диаграмму направленности Φ_p с практически прежним уровнем сформированных нулей.

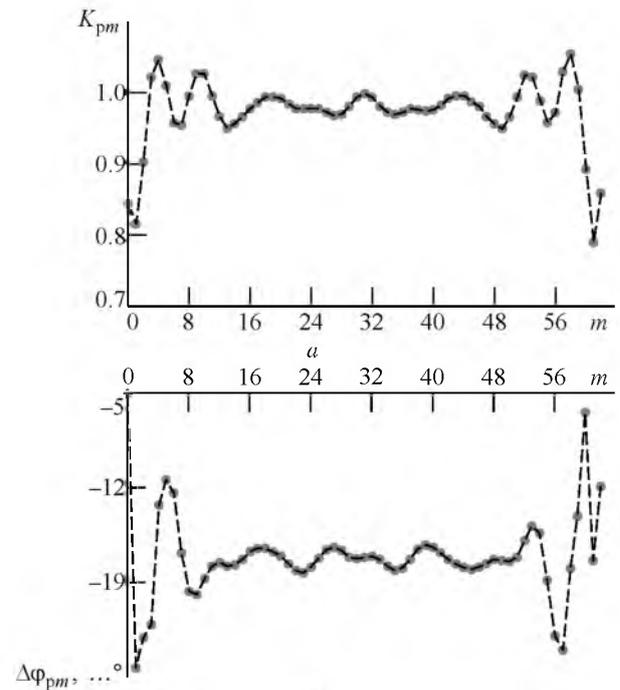


Рис. 12

Коэффициенты передачи аттенуаторов или усилителей K_{pm} и фазовые сдвиги фазовращателей $\Delta\varphi_{pm}$, обеспечивающие необходимое распределение токов \tilde{I}_{pm} для компенсации взаимного влияния излучателей, изображены на рис. 12.

В настоящей статье исследовано влияние взаимной связи между излучателями АР на характере-

ристики формируемой ДН. Предложена методика, позволяющая снизить негативный эффект взаимного влияния, основанная на внесении предсказаний в исходное распределение возбуждающих воздействий.

Автор выражает признательность профессору О. Г. Вендику за плодотворные дискуссии и помощь в постановке задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mukhopadhyay M., Sarkar B. K., Chakraborty A. Augmentation of Anti-Jam GPS System Using Smart Antenna with a Simple DOA Estimation Algorithm // Progress In Electromagnetics Research. 2007. Vol. 67. P. 231–249.
2. Zoltowski M. D., Gecan A. S. Advanced Adaptive Null Steering Concepts for GPS // Military Communications Conf. (MILCOM'95). San Diego, 5–8 Sept. 1995. Conf. Record. Piscataway: IEEE, 1995. T. 3. P. 1214–1218.
3. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. 2nd. ed. Boston, MA: Artech House, 2005. 373 p.
4. Applebaum S. P. Adaptive Arrays // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1976. Vol. AP-24, № 5. P. 585–598.
5. Chu Y., Fang W. H. A Novel Wavelet-Based Generalized Sidelobe Canceller // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1999. Vol. AP-47, № 9. P. 1485–1494.
6. Mouhamadou M., Vaudon P., Rammal M. Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control // Progress in Electromagnetics Research. 2006. Vol. 60. P. 95–106.
7. Abouda A. A., Häggman S. G. Effect of Mutual Coupling on Capacity of MIMO Wireless Channels in High SNR Scenario // Progress in Electromagnetics Research. 2006. Vol. 65. P. 27–40.
8. Zhang T., Ser W. Robust Beampattern Synthesis for Antenna Arrays with Mutual Coupling Effect // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2011. Vol. AP-59, № 8. P. 2889–2895.
9. Vendik O. G., Kozlov D. S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming // IEEE Ant. and Wireless Propagation Letters. 2012. № 11. P. 648–650.
10. Вендик О. Г., Калинин С. А., Козлов Д. С. Фазированная антенная решетка с управляемой формой диаграммы направленности // ЖТФ. 2013. Т. 83, № 10. С. 117–121.
11. Vendik O. G., Kozlov D. S. A Novel Method for the Mutual Coupling Calculation between Antenna Array Radiators: Analysis of the Radiation Pattern of a Single Radiator in the Antenna Array // IEEE Ant. and Prop. Magazine. 2015. Vol. 57, № 6. P. 16–21.
12. Landau L. D., Lifshitz E. M. i960 Electrodynamics of Continuous Media // Course of theoretical physics. 1958. Vol. 8. 455 p.

D. S. Kozlov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

The Influence of Mutual Coupling Effect on the Radiation Pattern Characteristics of the Nulling Phased Antenna Array

The influence of the mutual coupling effect between the antenna array radiators on the characteristics of the radiation pattern was investigated. It was demonstrated that the mutual coupling between the array elements causes a redistribution of the radiator currents, which results in degradation of the nulling performance, which is extremely sensitive to the excitation perturbations. The technique for reducing the negative effect of mutual coupling was proposed. This method is based on introducing the initial excitation current predistortions calculated using the matrix of mutual impedances.

Adaptive antenna array, phased antenna array, jamming suppression, mutual coupling

Статья поступила в редакцию 14 марта 2016 г.