

**ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ
СКАНИРУЮЩИХ АНТЕНН****В.Л. Хандамиров, С.В. Николаев, В.И. Литун**МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация
e-mail: victor_kh@mail.ru; nikolaev-89@mail.ru; v.i.litun@gmail.com

Рассмотрены элементы антенн с электрическим сканированием луча. Исследования направлены на улучшение их массогабаритных характеристик. Также рассмотрены интегрированные фазированные элементы, в которых излучатель совмещен с фазовращателем, выполненные на основе полосковых вибраторов с электронными коммутаторами и являющиеся достаточно компактными и легкими. Построена электродинамическая модель таких устройств с помощью САПР Ansoft HFSS 10. Проведено исследование электродинамических моделей таких элементов с помощью численного эксперимента. Получены зависимости фазы коэффициента отражения от этих излучателей от различных параметров. В частности, получены зависимости фазы коэффициента отражения от длины вибратора при различных периодах их расположения, а также диэлектрической проницаемости. Это позволяет выбрать наилучшую топологию элемента с точки зрения получения требуемого фазового сдвига. Изучена также зависимость фазы коэффициента отражения от значений, включенных в вибраторы емкостных реактивных нагрузок при различных значениях периода решетки, диэлектрической проницаемости материала, разных толщинах подложки, ширинах вибратора и расстояниях до экранирующей поверхности, а также от положения емкостной реактивной нагрузки на вибраторе. Проведенные расчеты показывают возможность управления фазой отраженных электромагнитных волн с помощью вибраторных структур, содержащих электронные коммутаторы.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, электрическое сканирование, отражательный элемент, микрополосковый вибратор.

NUMERICAL STUDY OF ELEMENTS OF SCANNING ANTENNAS**V.L. Khandamirov, S.V. Nikolaev, V.I. Litun**Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation
e-mail: victor_kh@mail.ru; nikolaev-89@mail.ru; v.i.litun@gmail.com

Elements of antennas with beam electric scanning are considered. The investigations are aimed at improvement of their mass and overall dimensions characteristics. The integrated phasing elements (in which the radiator is combined with the phase changer) made on the basis of stripline vibrators (with electronic switchers being compact and light weighted). The electrodynamic model of these devices is developed using the Ansoft HFSS 10 computer-aided design system. Studying the electrodynamic models of these elements has been performed using the numerical experiment. Dependences of variation in phase of the reflection coefficients on different parameters are obtained for these radiators. In particular, dependences of variation in phase of the reflection coefficient on the vibrator length are obtained for different periods of their location and different permittivity values. This allows the element's topology to be chosen which is best from the standpoint of obtaining the require phase shift. The dependence of the phase of reflection coefficient on values of reactive capacitance loads included in vibrators at different array period,

material permittivity, thickness, vibrator width, and distance to the shielding surface, as well as on the position of a reactive capacitance load is also investigated. The performed calculations demonstrate the possibility to control phases of the reflected electromagnetic waves using the vibrator structures containing electronic switchers.

Keywords: phased array, electrical scanning, reflective elements, microstrip vibrator

Широкое применение в антенной технике находят антенны с электрическим сканированием луча. Важное значение имеет улучшение массогабаритных характеристик их фазирующих элементов. В настоящей работе рассматриваются интегрированные фазирующие элементы, в которых излучатель совмещен с фазовращателем, выполненные на основе полосковых вибраторов с электронными коммутаторами, являющиеся достаточно компактными и легкими. Ранее [1] были исследованы некоторые типы решеток проводников, нагруженных полными сопротивлениями, с использованием метода моментов. В работе [2] рассмотрены устройства, электродинамическая модель которых представляет собой бесконечную в двух направлениях периодическую решетку элементов, на которую нормально падает плоская электромагнитная волна. Каждый элемент состоит из диэлектрической подложки, размещенной на идеально проводящем экране, на которой, в свою очередь, размещен полосковый вибратор. Размеры экрана и диэлектрической подложки совпадают с периодом расположения элементов, так что у соседних элементов они вплотную примыкают друг к другу. В полосковый вибратор включены один или несколько электронных коммутаторов, моделью которых в разомкнутом состоянии является емкостное реактивное сопротивление. В качестве метода исследования выбран численный метод, основанный на методе конечных разностей.

Однако в некоторых типах электронного коммутатора с конструктивной точки зрения управляющий сигнал удобнее подавать со стороны экрана. Полосковый вибратор с коммутатором может быть размещен как на поверхности подложки, обращенной к экрану, так и на противоположной поверхности. Поэтому целесообразно рассмотреть электродинамическую модель устройства, отличающуюся от модели, приведенной в работе [2], наличием воздушного зазора между подложкой и экраном.

Построение модели бесконечной антенной решетки с воздушным зазором, модели без зазора, граничные условия, материал, период решетки примем аналогичными [2], добавим лишь еще один параметр модели — зазор между подложкой и экраном. Моделирование будем проводить на частоте 10 ГГц, с помощью САПР Ansoft HFSS 10 [3], что не ограничивает полезности результатов, так как они легко могут быть перенесены в другой частотный диапазон. Данная САПР основана на использовании метода конечных элементов [4].

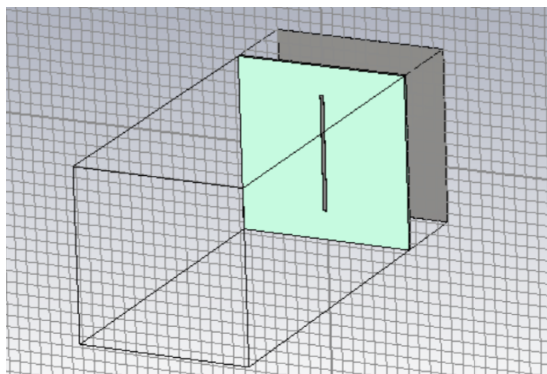


Рис. 1. Модель ячейки решетки с воздушным зазором и вибратором

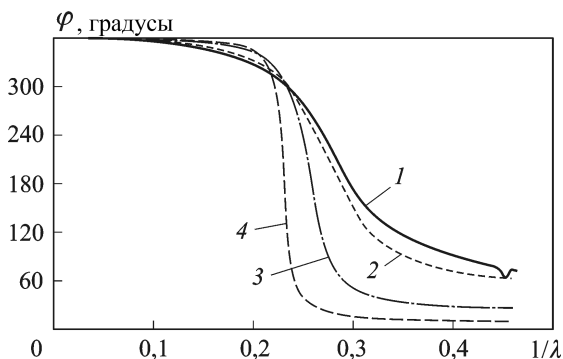


Рис. 2. Зависимости фазы коэффициента отражения для различных значений периода решетки T :

1 – $T = 0,4\lambda$; 2 – $T = 0,5\lambda$; 3 – $T = 0,6\lambda$; 4 – $T = 0,9\lambda$

Рассмотрим случай, когда вибратор размещен на стороне подложки обращенной к свободному пространству. На рис. 1 показана модель ячейки решетки с вибратором.

На рис. 2 показаны графики зависимости фазы коэффициента отражения от длины вибратора l для нескольких значений периода решетки T .

Как видно на рис. 2, при увеличении периода решетки от $T = 0,4\lambda$ до $T = 0,9\lambda$, крутизна кривых увеличивается и расширяется диапазон изменения фазы. Из графика следует, что при $T = 0,4\lambda$ максимальное изменение фазы достигает $\Delta\varphi = 289^\circ$, при $T = 0,5\lambda$ $\Delta\varphi = 295^\circ$, далее диапазон значительно расширяется до $\Delta\varphi = 334^\circ$ при $T = 0,7\lambda$ и при $T = 0,9\lambda$ уже составляет $\Delta\varphi = 350^\circ$.

Аналогичным образом получены графики зависимостей при разных значениях толщины подложки для модели с вибратором, расположенным на стороне подложки, обращенной к экрану (рис. 3). Расчеты показывают, что при $T = 0,4\lambda$ максимальное изменение фазы $\Delta\varphi = 289^\circ$, при $T = 0,5\lambda$ $\Delta\varphi = 295^\circ$, при $T = 0,7\lambda$ $\Delta\varphi = 333^\circ$ и при $T = 0,9\lambda$ $\Delta\varphi = 348^\circ$.

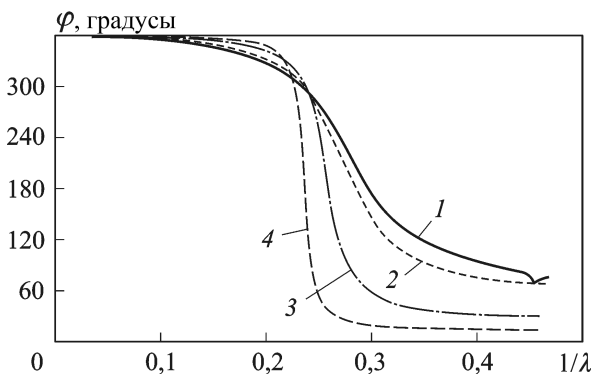


Рис. 3. Зависимости фазы коэффициента отражения при различных значениях периода решетки для модели с вибратором, расположенным на обратной стороне подложки:

1 – $T = 0,4\lambda$; 2 – $T = 0,5\lambda$; 3 – $T = 0,7\lambda$; 4 – $T = 0,9\lambda$

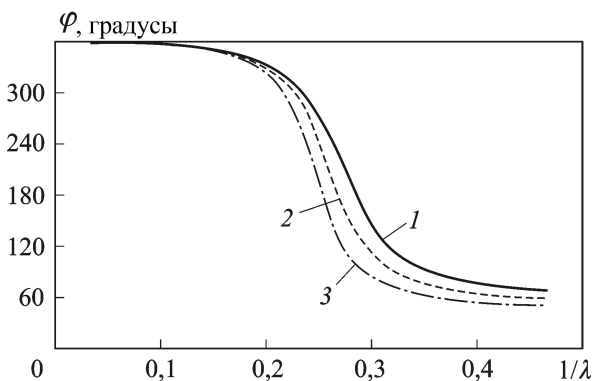


Рис. 4. Изменение фазы при различных значениях диэлектрической проницаемости материала:

$\varepsilon = 12$ (1), 13,7 (2) и 15,5 (3)

Сравнение полученных результатов указывает на то, что при малых толщинах подложки значение фазового сдвига практически не зависит от того, на какой стороне размещен вибратор.

При использовании реальных материалов их электрические характеристики могут иметь определенный разброс значений. Поэтому представляет интерес исследование влияния диэлектрической проницаемости на фазовый сдвиг, вносимый устройством. На рис. 4 приведены графики зависимостей вносимого фазового сдвига от длины вибратора для решетки с периодом $T = 0,5\lambda$, расположенной на подложке толщиной $d = 0,01\lambda$, отстоящей от экрана на расстоянии $h = 0,24\lambda$, с шириной вибратора $a = 0,01\lambda$; относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 12$; 13,7; 15,5. При увеличении ε возрастает крутизна фазовых кривых и увеличивается диапазон изменения фазы, который составляет 296° при $\varepsilon = 12$, $\Delta\varphi = 304^\circ$ при $\varepsilon = 13,7$ и $\Delta\varphi = 312^\circ$ при $\varepsilon = 15,5$.

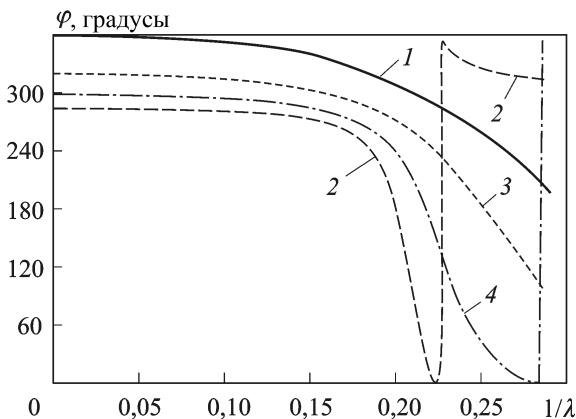


Рис. 5. Изменение фазы коэффициента отражения при различных толщинах подложки:
 $d = 0,01\lambda$ (1), $0,02\lambda$ (2), $0,03\lambda$ (3) и $0,04\lambda$ (4)

Таким образом, из приведенных зависимостей следует, что изменение относительной диэлектрической проницаемости подложки на несколько процентов в сторону увеличения или уменьшения по сравнению со средним значением не приводит к значительному изменению фазовых характеристик рассматриваемой структуры.

Крутизна кривой изменения фазы и диапазон изменения зависят от толщины подложки, ширины вибраторов и расстояния до экрана. Влияние толщины подложки иллюстрирует рис. 5, где показано изменение φ от длины вибраторов решетки с периодом $T = 0,3\lambda$, расположенной на подложке с разной толщиной d . Расстояние от верхней границы подложки до экрана $h = 0,25\lambda$, ширина вибратора $a = 0,01\lambda$. С увеличением толщины подложки крутизна кривых возрастает. Максимальная крутизна наблюдается при $d = 0,04\lambda$.

Ширина проводника вибратора, как и толщина подложки, определяет емкость щели вибратора, являющейся элементом переключателя и, таким образом, влияющей на значение включаемой сосредоточенной реактивности. Желательно выбрать ширину вибратора a и толщину диэлектрической подложки d как можно меньше, так как при этом можно добиться минимальной емкости щели, что устранит ее шунтирующее влияние на емкость включаемого в зазор вибратора дискретного коммутатора. В случае использования оптоэлектронного ключа, изменяя ширину зазора при минимальных a и d , можно добиться большего диапазона изменения сосредоточенной реактивности.

Увеличение ширины вибраторов приводит к уменьшению крутизны и диапазона изменения фазовых кривых φ . На рис. 6 приведены зависимости фазы коэффициента отражения от длины вибратора при различной ширине. Для исследования использовалась модель с периодом $T = 0,5\lambda$, толщина кремниевой ($\varepsilon = 11,9$) подложки $d = 0,01\lambda$, расстояние до экрана $h = 0,25\lambda$.

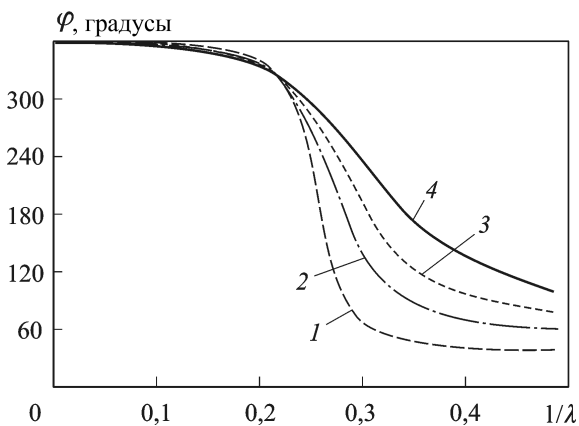


Рис. 6. Зависимости фазы коэффициента отражения от длины вибратора при различных ширинах вибратора:
 $a = 0,001\lambda$ (1), $0,01\lambda$ (2), $0,02\lambda$ (3) и $0,04\lambda$ (4)

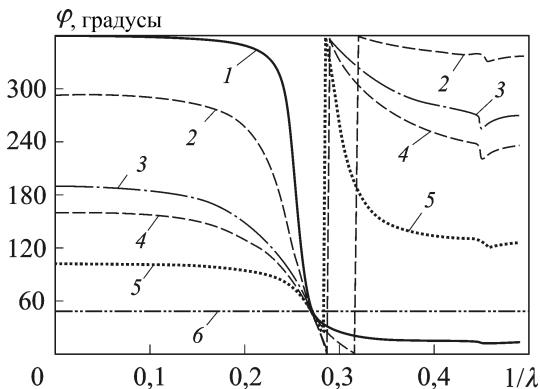


Рис. 7. Зависимости фазы коэффициента отражения при различных воздушных зазорах между решеткой и экраном:
 $h = 0,04\lambda$ (1), $0,09\lambda$ (2), $0,19\lambda$ (3), $0,24\lambda$ (4), $0,39\lambda$ (5) и $0,49\lambda$ (6)

При проектировании период решетки T следует выбирать максимальным для заданного угла сканирования, так как уменьшение периода приводит к увеличению числа коммутаторов. На толщину подложки могут быть также наложены технологические ограничения, поэтому наиболее приемлемым для получения требуемых характеристик является соответствующий выбор (или подстройка) расстояния до экрана.

На рис. 7 показаны зависимости фазы коэффициента отражения при разных воздушных зазорах между решеткой и экраном. Толщина подложки неизменна и равна $d = 0,01\lambda$, период решетки $T = 0,5\lambda$, ширина вибраторов $a = 0,01\lambda$.

Для относительно малых расстояний до экрана, например $h = 0,04\lambda$, фаза принимает значения от 0 до 346° , но увеличение расстояния до $h = 0,24\lambda$ приводит к уменьшению диапазона изменения фазы до 286° .

Приведенные зависимости дают возможность определить потенциальные возможности структуры.

Для управления фазой можно использовать коммутаторы, эквивалентная схема которых представляет собой емкостное реактивное сопротивление в разомкнутом состоянии и нулевое сопротивление в замкнутом. На рис. 8 представлены зависимости фазы от длины вибратора для решетки с параметрами: $T = 0,5\lambda$, $d = 0,01\lambda$, $h = 0,04\lambda$,

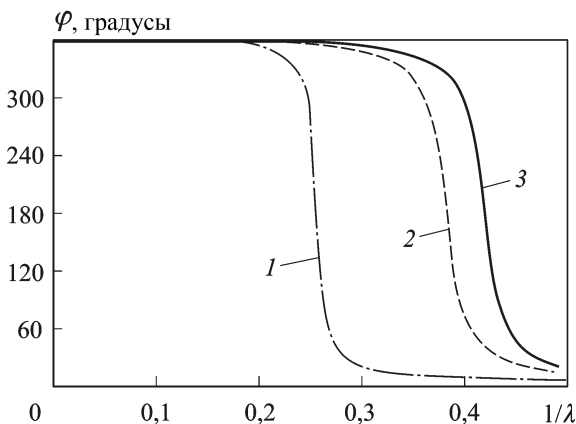


Рис. 8. Зависимости фазы коэффициента отражения от различных значений сосредоточенной реактивности

$a = 0,01\lambda$, $\varepsilon = 11,9$ при различных значениях емкостного реактивного сопротивления. Кривая 1 характеризует решетку с замкнутыми вибраторами, т.е. без реактивного сопротивления; кривая 2 соответствует решетке с включенными в центре вибраторов реактивностями $X_c = -1000$ Ом, а кривая 3 при $X_c = -10000$ Ом. Включение реактивных сопротивлений приводит к изменению фазы волны, отраженной от решетки вибраторов. Так, при длине вибраторов $l = 0,31\lambda$ включение в их центральных точках сопротивления $X_c = -1000$ Ом приводит к сдвигу фазы $\Delta\varphi = 326^\circ$ относительно решетки с замкнутыми вибраторами, а включение $X_c = -10000$ Ом при той же длине вибраторов делает возможным сдвиг фазы $\Delta\varphi = 331^\circ$.

Как и в случае решетки без зазора [2], значительное смещение кривых происходит при увеличении модуля реактивных сопротивлений до 1000 Ом. Дальнейшее же их увеличение не столь эффективно. Следовательно, когда даже большие значения X_c (например, 1 кОм) не позволяют достичь нужного сдвига фазы, то предпочтительнее изменить расстояние до экрана, а не увеличивать сопротивление, можно также применить более толстую подложку, что увеличивает диапазон изменения значений φ .

Определив длину вибратора, при которой достигается максимальный фазовый сдвиг, можно указать места включения коммутаторов для дискретного переключения фазы.

С этой целью получена (рис. 9) зависимость фазы коэффициента отражения от положения x реактивного сопротивления $X_c = -1000$ Ом. Значение $x = 0$ соответствует центру полоски. Эта зависимость позволяет определить положение коммутатора на вибраторе, разрыв которого обеспечивает требуемый фазовый сдвиг. Однако такому способу управления присущ тот недостаток, что требуемое число коммутаторов должно быть на единицу меньше числа фазовых состояний, т.е.

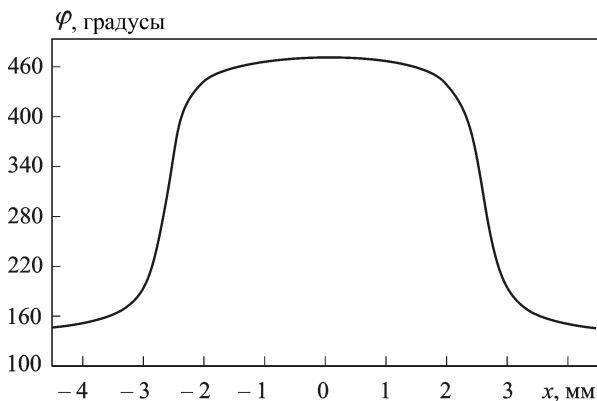


Рис. 9. Изменение фазы коэффициента отражения при изменении положения реактивности на полоске

достаточно велико. Представляется желательным получение требуемого числа состояний с меньшим числом коммутаторов, например четырех состояний с помощью двух коммутаторов.

В результате численного эксперимента было установлено, что для обеспечения управления фазой с помощью двух коммутаторов, в частности, необходимо установить реактивные сопротивления 300 и 500 Ом на расстояниях $x_1 = -1,5$ мм и $x_2 = 1,1$ мм от центра вибратора. Использовалась модель решетки с параметрами $T = 0,5\lambda$, $d = 0,01\lambda$, $h = 0,04\lambda$, $l = 0,31\lambda$, $a = 0,01\lambda$, $\varepsilon = 11,9$. При размыкании первого коммутатора фазовый сдвиг относительно фазы отраженной волны от замкнутого вибратора составил $\Delta\varphi = 90^\circ$, при размыкании второго коммутатора $\Delta\varphi = 180^\circ$, а при совместном их размыкании — $\Delta\varphi = 270^\circ$.

Проведенные расчеты показывают возможность управления фазой отраженных электромагнитных волн с помощью вибраторных структур, содержащих электронные коммутаторы. Вибраторы могут быть размещены на диэлектрической подложке над экраном, при этом между диэлектрической подложкой и экраном может быть воздушный зазор, а вибратор может быть размещен как на стороне подложки, обращенной к экрану, так и на стороне, обращенной к свободному пространству. Необходимо проведение дальнейших исследований по оптимизации параметров таких устройств, особенно в части, касающейся минимизации числа коммутаторов при заданном числе фазовых состояний и уменьшения дискрета фазирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Синошин В.В., Тягунов В.А., Хандамиров В.Л. Характеристики рассеяния решеток проводников, нагруженных полными сопротивлениями // Радиоэлектронные и лазерные приборы. Труды МГТУ. М., 1990. С. 198–212.
2. Хандамиров В.Л., Николаев С.В. Исследование фазирующих элементов на основе полосковых вибраторов с сосредоточенными реактивными сопротивлениями // Электронное научно-техническое издание. Наука и образование. 2011. № 12.

3. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. М.: ЗАО “НПП “РОДНИК”, 2009.
4. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков / пер. с англ. М.: Мир, 1986.

REFERENCES

- [1] Sinyushin V.V., Tyagunov V.A., Khandamirov V.L. The scattering characteristics of impedance loaded arrays of conductors. *Trudy MGTU "Radioelektronnye i lazernye pribory* [Proc. of the Bauman Moscow State Tech. Univ. “Radio Electronic and Laser Devices”]. Moscow, 1990, pp. 198–212 (in Russ.).
- [2] Khandamirov V.L., Nikolaev S.V. The study of phasing elements on the basis of strip vibrators with lumped reactance. *Nauka Obraz. MGTU im. N.E. Baumana. Elektron. Zh.* [Sci. Educ. Bauman Moscow State Tech. Univ. Electron. J.], 2011, no. 12 (in Russ.).
- [3] Bankov S.E., Kurushin A.A. Raschet antenn i SVCh struktur s pomoshch'yu HFSS Ansoft. [Numerical analysis of antennas and microwave structures by HFSS Ansoft]. Moscow, ZAO “NPP RODNIK” Publ., 2009. 256 p.
- [4] Sylvester P., Ferrari R. The finite element method for radio engineers and electrical engineers. Cambridge, Cambridge Univ. Press, 1983. 228 . (Russ. ed.: Sil'vester P., Ferrari R. Metod konechnykh elementov dlya radioinzhenerov i inzhenerov-elektrikov. Moscow, Mir Publ., 1986. 229 p.).

Статья поступила в редакцию 26.12.2012

Виктор Леванович Хандамиров — канд. техн. наук, доцент кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 50 научных работ в области антенн с электронным сканированием и их элементов.
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

V.L. Khandamirov — Cand. Sci. (Eng.), assoc. professor of “Radio-Electronic Systems and Devices” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 50 publications in the field of scanning antennas and their elements.
Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul., 5, Moscow, 105005 Russian Federation.

Сергей Витальевич Николаев — инженер НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор ряда научных работ в области антенн и микрополосковых устройств.
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

S.V. Nikolaev — engineer of Research Institute of Radio-Electronic Technology of the Bauman Moscow State Technical University. Author of several publications in the field of antennas and microstrip devices.
Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul., 5, Moscow, 105005 Russian Federation.

Владимир Игоревич Литун — аспирант кафедры “Радиоэлектронные системы и устройства”, научный сотрудник НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 20 научных работ в области антенн и волноводных устройств.
МГТУ им. Н.Э. Баумана, Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5.

V.I. Litun — post-graduate of “Radio-electronic Systems and Devices” department of the Bauman Moscow State Technical University, researcher of Research Institute of Radio-Electronic Technology of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 20 publications in the field of antennas and waveguide devices.
Bauman Moscow State Technical University, Vtoraya Baumanskaya ul., 5, Moscow, 105005 Russian Federation.