

Раздел II. Математическое моделирование физических процессов и устройств

УДК 538.574.6

В.Г. Кошкидько, О.В. Алпатова, Э.С. Сердюк

ЧИСЛЕННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЩЕЛЕВОЙ ИМПЕДАНСНОЙ НАГРУЗКИ НА ОСНОВЕ ОТВЕРСТИЯ В БЕСКОНЕЧНОМ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ ЭКРАНЕ

Исследованы характеристики щелевой импедансной нагрузки, предназначенной для конструктивной реализации закона распределения эквивалентного поверхностного импеданса, обеспечивающего объекту заданные рассеивающие свойства. Разработана математическая модель щелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе отверстия в бесконечном идеально проводящем экране, с целью определения эквивалентного поверхностного импеданса. Решение получено путем сведения задачи к интегральному уравнению (H-поляризация) и интегро-дифференциальному уравнению (E-поляризация), для численного решения которых использовался метод Крылова-Боголюбова. Приведены численные результаты в виде зависимостей эквивалентного поверхностного импеданса от размеров полоскового проводника в раскрытие отверстия и от угла падения. Отмечено, что с помощью данной конструкции можно реализовать комплексные значения как в случае H-поляризации, так и в случае E-поляризации, причем реактивная составляющая эквивалентного поверхностного импеданса на H-поляризации носит емкостной характер, а на E-поляризации – индуктивный характер. Показано, что величину эквивалентного поверхностного импеданса можно регулировать путем изменения ширины полоскового проводника, а от угла падения электромагнитной волны импеданс зависит слабо только при малых значениях ширины щели.

Математическая модель; щелевая импедансная нагрузка; эквивалентный поверхностный импеданс; численное решение.

V.G. Koshkidko, O.V. Alpatova, E.S. Serduk

NUMERICAL INVESTIGATION OF CHARACTERISTICS OF SLOT IMPEDANCE LOAD BASED ON HOLE IN AN INFINITE PERFECTLY CONDUCTING SCREEN

The characteristics of the slotted impedance load is explored. This design for constructive realization of the distribution of equivalent surface impedance is designed, providing objects of a given scattering properties. A mathematical model of the slotted impedance load based on the hole in the screen is considered in order to determine the equivalent surface impedance. The solution is obtained by reducing the problem to an integral equation (H-polarization) and integro-differential equation (E-polarization) calculated by the Krylov-Bogolyubov method. Numerical results are obtained as an equivalent surface impedance dependency on the strip conductor size in the aperture and the incidence angle of the electromagnetic wave. With this design it is possible to implement complex values in the case of H-polarization and the polarization at E. This construction realize the complex values for the H-polarization and the polarization E. Reactive component of the equivalent surface impedance on the H-polarization is capacitive, and the E-polarization - inductive. The value of the equivalent surface impedance can be adjusted by changing the width of the strip conductor. Impedance on the angle of incidence of the electromagnetic wave is weakly dependent only at small values of the slot width.

Mathematical model; slot impedance load; equivalent surface impedance; numerical solution.

В последнее время наблюдается большой интерес к созданию новых образцов техники, имеющей пониженный уровень вторичного электромагнитного излучения. Одним из основных методов уменьшения уровня рассеянного поля объекта является применение радиопоглощающих покрытий. Недостатком таких покрытий является громоздкость и значительный вес, так как необходимо укрывать весь объект или значительную его часть. Также к недостаткам покрытий относится зависимость коэффициента отражения от частоты и угла падения электромагнитной волны.

Наряду с поглощающими покрытиями, для уменьшения уровня рассеянного поля объектов применяются импедансные нагрузки [1–6].

В отличие от покрытий поглощающего типа, импедансная нагрузка подключается к локальной области, размеры которой значительно меньше размеров всего отражающего объекта. Это позволяет значительно улучшить весогабаритные характеристики, что особенно важно в случае уменьшения уровня рассеянного поля мобильных объектов.

Законы распределения поверхностного импеданса, обеспечивающие объекту заданные рассеивающие свойства, были получены в замкнутой аналитической форме не только для плоского рефлектора [7], однако и для цилиндрического объекта произвольного поперечного сечения [8], но вопросы, связанные с конструктивной реализацией поверхностного импеданса, до настоящего времени являются еще недостаточно разработанными.

Реализация определенного закона распределения поверхностного импеданса является также актуальной проблемой при разработке импедансных бортовых антенн, у которых рефлектор конструктивно совмещен с поверхностью носителя, а необходимое амплитудно-фазовое распределение формируется импедансной структурой, размещенной на рефлекторе [9].

Во всех рассматриваемых случаях в качестве конструкции, реализующей реактивный поверхностный импеданс, использовалась, как правило, прямоугольная канавка. Её достоинством является как простота изготовления, так и очень простая для инженерных расчетов формула для вычисления импеданса:

$$Z = iW_0 \operatorname{tg} kb.$$

Однако, как видно из формулы, такая конструкция может реализовать только чисто реактивное значение импеданса, активная составляющая равна нулю. Для реализации комплексных значений поверхностного импеданса необходимы другие конструкции.

В работах [1–6] предлагаются различные конструкции щелевых импедансных нагрузок, построенные на базе отверстия в идеально проводящем экране, в частности, в [5] приведены зависимости эквивалентного поверхностного импеданса от ширины щели.

Исследована щелевая импедансная нагрузка, построенная на базе отверстия в идеально проводящем экране, с целью определения зависимостей эквивалентного поверхностного импеданса от угла падения плоской волны, а также возможности регулировки значений импеданса путем изменения ширины полоскового проводника, размещенного в раскрыте отверстия.

Постановка задачи. Неограниченное пространство делится бесконечно тонким идеально проводящим экраном на две области V_1 и V_2 . В экране вырезана щель шириной S_0 . Область V_1 содержит сторонние источники, расположенные в объеме V_j , которые излучают монохроматическое электромагнитное поле

\vec{E}^0, \vec{H}^0 , падающее под углом φ_n к плоскости экрана. Область V_1 имеет параметры $\varepsilon_{a1}, \mu_{a1}$. Область V_2 с параметрами $\varepsilon_{a2}, \mu_{a2}$ не содержит возбуждающих источников (рис. 1). Характеристики возбуждающих источников и параметры конструкции будем считать независимыми от координаты z (двумерная задача). Необходимо определить эквивалентный поверхностный импеданс конструкции.

Для решения задач использован метод, основанный на сведении задачи к строгому интегральному (в случае Н-поляризации) и интегро-дифференциальному (в случае Е-поляризации) уравнениям.

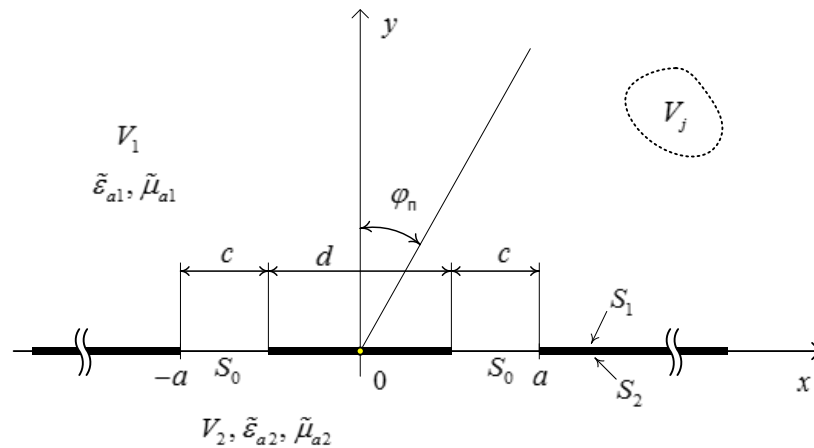


Рис. 1. Постановка задачи

Рассмотрим случай Н-поляризации. Интегральное уравнение относительно неизвестной касательной составляющей электрического поля $E_x(x')$ в раскрыве щели в этом случае имеет вид [10, 1]:

$$-\frac{1}{2} \int_{-a}^a E_x(x') \left(\frac{k_1}{W_1} H_0^{(2)}(k_1 R) + \frac{k_2}{W_2} H_0^{(2)}(k_2 R) \right) dx' = -\exp(ik_1 x \sin(\varphi_n)),$$

где $H_0^{(2)}(Z)$ – функция Ханкеля второго рода нулевого порядка аргумента Z ;

$R = \sqrt{(x - x')^2}$ – расстояние от точки источника (истинного и зеркального) до

точки наблюдения; $k = \omega \sqrt{\tilde{\varepsilon}_a \tilde{\mu}_a}$ – коэффициент распространения; $W = \sqrt{\frac{\tilde{\mu}_a}{\tilde{\varepsilon}_a}}$ –

волновое сопротивление.

В результате решений интегрального уравнения определяется касательная составляющая электрического поля в раскрыве щели $E_x(x')$, после чего касательная составляющая магнитного поля $H_z(x)$ может быть определена из выражения

$$H_z(x) = \frac{k_2}{2W_2} \int_{-a}^a E_x(x') H_0^{(2)}(k_2 R) dx'.$$

Касательные составляющие электрического и магнитного поля в раскрыве щели используются для нахождения интегральной характеристики – эквивалентного поверхностного импеданса (ЭПИ), определяемого по следующей формуле [11]:

$$Z_{\vartheta}^H = \int_0^T E_x(x') H_z^*(x') dx' \bigg/ \int_0^T |H_z(x')|^2 dx',$$

где Z_{ϑ}^H – эквивалентный поверхностный импеданс, T – интервал усреднения импеданса (в нашем случае $T=2c+d$).

Рассмотрим *случай Е-поляризации*. Интегродифференциальное уравнение относительно касательной составляющей вектора электрического поля $E_z(x')$ в раскрыве щели в этом случае имеет вид [4]:

$$\lim_{N \rightarrow M} \left\{ \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{k_1 W_{1-a}} \int_{-a}^a E_z(x') \frac{\partial H_0^{(2)}(k_1 R)}{\partial x'} dx' + \frac{1}{k_2 W_{2-a}} \int_{-a}^a E_z(x') \frac{\partial H_0^{(2)}(k_2 R)}{\partial x'} dx' \right) - \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \left(\frac{k_1}{W_{1-a}} \int_{-a}^a E_z(x') H_0^{(2)}(k_1 R) dx' + \frac{k_2}{W_{2-a}} \int_{-a}^a E_z(x') H_0^{(2)}(k_2 R) dx' \right) \right\} = \\ = \cos^2 \varphi_n \cdot \exp(ik_1 x \sin(\varphi_n)), \quad -a \leq x \leq a.$$

Касательная составляющая магнитного поля может быть определена из выражения

$$H_x = \frac{1}{2k_2 W_2} \frac{\partial}{\partial x} \int_{-a}^a E_z(x') \frac{\partial H_0^{(2)}(k_2 R)}{\partial x'} dx' - \frac{k_2}{2W_2} \int_{-a}^a E_z(x') H_0^{(2)}(k_2 R) dx'.$$

Для случая Е-поляризации величину ЭПИ можно определить по формуле

$$Z_{\vartheta}^E = \int_0^T E_z(x) H_x^*(x) dx' \bigg/ \int_0^T |H_x(x)|^2 dx'.$$

Для численного решения полученных уравнений использовался метод Крылова–Боголюбова.

В результате решения задачи были рассчитаны зависимости комплексного эквивалентного поверхностного импеданса $Z_{\vartheta}^{E,H} = R_{\vartheta}^{E,H} + iX_{\vartheta}^{E,H}$ от угла падения φ_n электромагнитной волны (ЭМВ) и от ширины полоскового проводника d для случаев Н- и Е-поляризаций. Все виды зависимостей приведены для активной и реактивной составляющих ЭПИ, нормированных на сопротивление свободного пространства $W_0=120\pi$ Ом. Все расчеты выполнялись для параметров сред, $\tilde{\mu}_{a1} = \tilde{\mu}_{a2} = \mu_0$.

На рис. 2,а,б и 3,а,б представлены зависимости активной и реактивной составляющих ЭПИ от угла падения ЭМВ при фиксированных значениях интервала усреднения T ($T/\lambda=0,1 \div 0,9$, где λ – длина волны), для случая $\tilde{\epsilon}_{a2} = \epsilon_0$, $d=0$. Рис. 2 соответствует Н-поляризации, рис. 3 – случай Е-поляризации.

Из графиков видно, что при малых значениях ширины щели ($c/\lambda=0,1 \div 0,3$) для обеих поляризаций ЭПИ фактически не зависит от угла падения ЭМВ, но при увеличении ширины щели зависимости ЭПИ от угла падения ЭМВ становятся более выраженными, особенно в случае Е-поляризации.

На рис. 4,а,б и 5,а,б представлены зависимости активной и реактивной составляющих ЭПИ от ширины проводника d , нормированной на величину интервала усреднения T , для случая $\tilde{\epsilon}_{a2} = \epsilon_0$, $\varphi_n = 0^\circ$ при разных величинах интервала усреднения T . Из графиков видно, что при увеличении ширины проводника d до значений, близких к интервалу усреднения T , значения как активной, так и реактивной составляющих импеданса на обеих поляризациях стремятся к нулю.

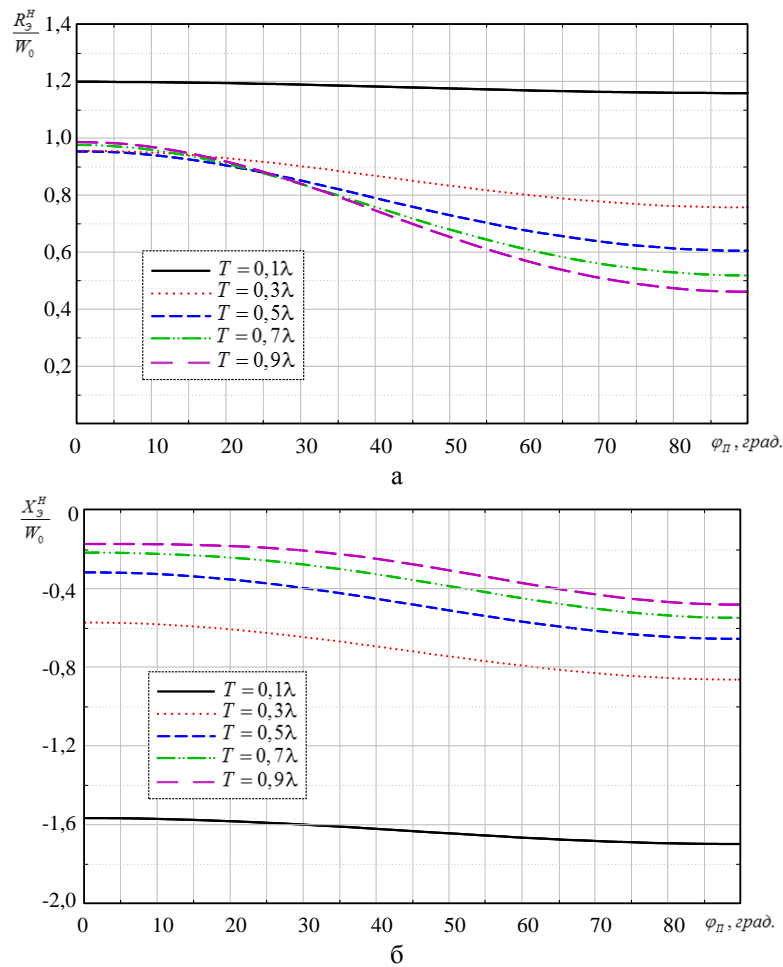


Рис. 2. Зависимость ЭПИ от угла падения ЭМВ при разных интервалах усреднения импеданса T . Случай Н-поляризации: а – действительная часть; б – мнимая часть

Следует отметить, что при отсутствии полоскового проводника ($d=0$) значение активной составляющей ЭПИ на Н-поляризации близко к W_0 для всех значений T , а на Е-поляризации близко к нулю при малых значениях T и постепенно стремится к W_0 при увеличении T .

При появлении полоскового проводника даже минимальной ширины d на Е-поляризации происходит скачкообразное уменьшение (на порядок) как активной, так и реактивной составляющей ЭПИ, чего не происходит в случае Н-поляризации. Это можно объяснить тем, что при Е-поляризации вектор \vec{E} падающего поля ориентирован параллельно полоске и поэтому на металле полоски наводится значительный электрический ток, даже при минимальной ее ширине. При Н-поляризации вектор \vec{E} падающего поля ориентирован перпендикулярно полоске, поэтому при малой ширине полоски он ее почти "не замечает", и только при значительной ширине полоски металл начинает вносить свой вклад в импеданс, причем это происходит плавно.

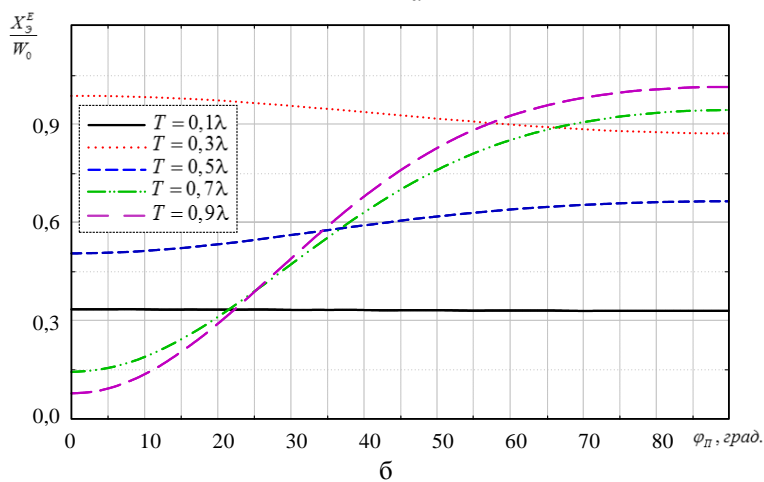
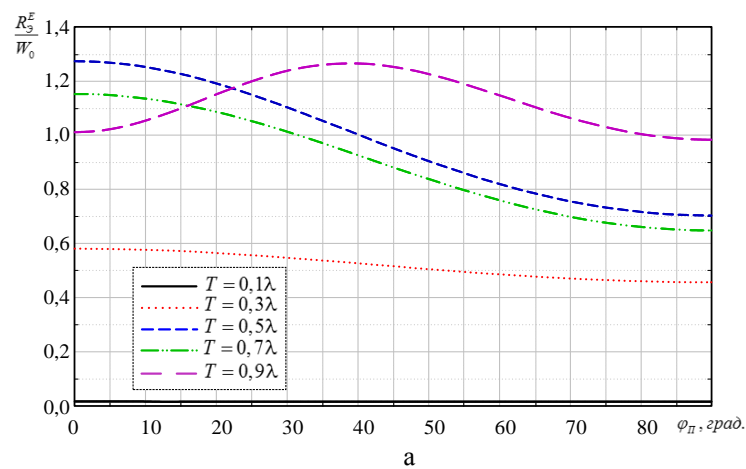
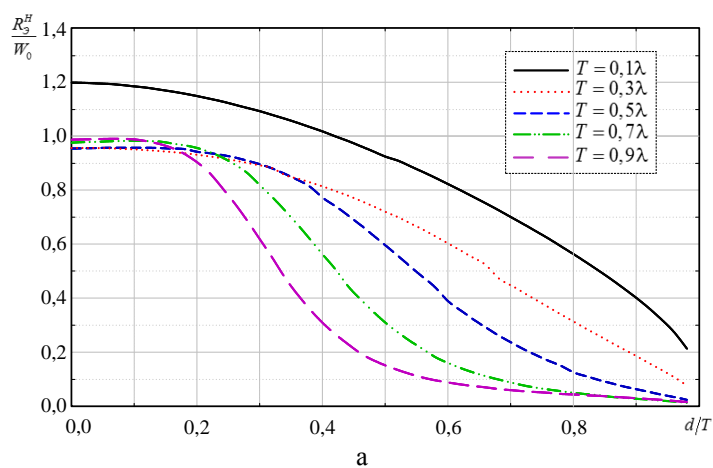


Рис. 3. Зависимость ЭПИ от угла падения ЭМВ при разных интервалах усреднения импеданса T . Случай E-поляризации: a – действительная часть; b – мнимая часть



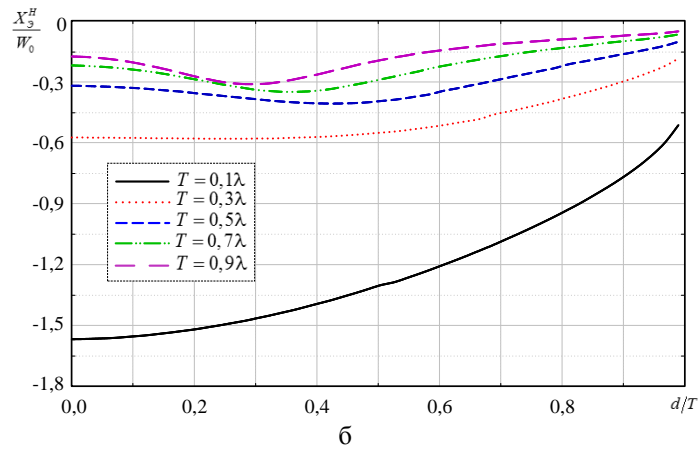


Рис. 4. Зависимость ЭПИ от ширины полоскового проводника d при разных интервалах усреднения импеданса T . Случай H -поляризации: а – действительная часть; б – мнимая часть

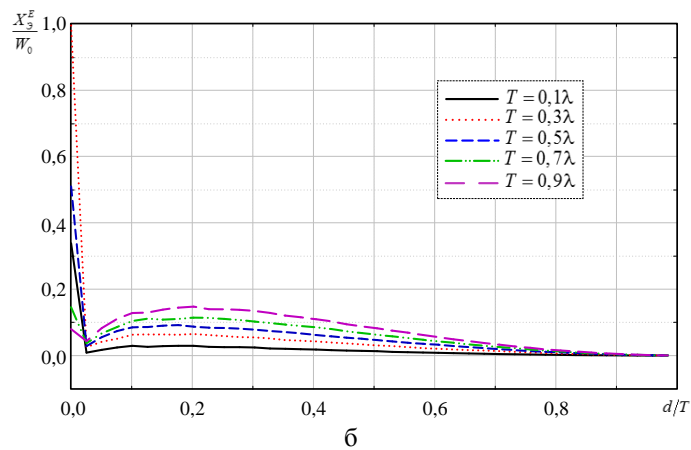
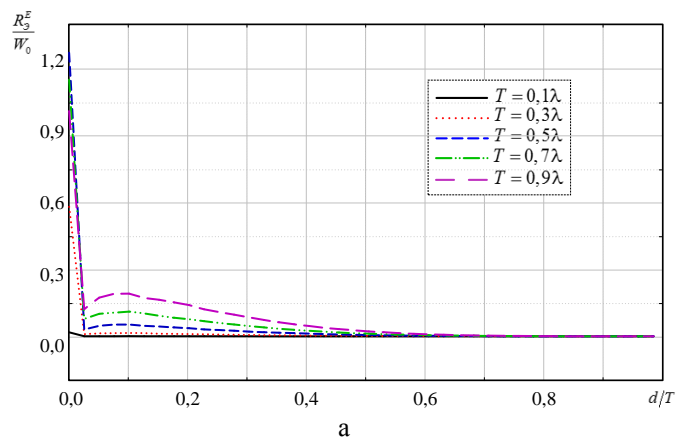


Рис. 5. Зависимость ЭПИ от ширины полоскового проводника d при разных интервалах усреднения импеданса T . Случай E -поляризации: а – действительная часть; б – мнимая часть

Таким образом, результаты численного исследования щелевой импедансной нагрузки, построенной на базе отверстия в идеально проводящем экране, показали, что

- ◆ с помощью данной конструкции можно реализовать комплексные значения ЭПИ как в случае Н-поляризации, так и в случае Е-поляризации;
- ◆ реактивная составляющая ЭПИ для данной конструкции на Н-поляризации носит емкостной характер, а на Е-поляризации – индуктивный характер;
- ◆ как в случае Н-поляризации, так и в случае Е-поляризации ЭПИ слабо зависит от угла падения ЭМВ только при малых значениях ширины щели ($c=0,1\lambda - 0,3\lambda$);
- ◆ величину ЭПИ можно регулировать путем изменения ширины полоскового проводника в раскрыве щели.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кошкидько В.Г., Петров Б.М., Юханов Ю.В. Эквивалентный поверхностный импеданс пассивных импедансных нагрузок, выполненных на основе отверстия в экране, нагруженного двумерной полостью // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 6. – С. 652-661.
2. Кошкидько В.Г., Ганжелла Н.В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевых импедансных нагрузок, выполненных на основе связанных прямоугольных областей // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 8. – С. 947-954.
3. Кошкидько В.Г., Алпатова О.В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе полуцилиндрической полости // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 1. – С. 25-28.
4. Кошкидько В.Г., Алпатова О.В. Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе отверстия в экране. Случай Е-поляризации // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 1. – С. 57-63.
5. Кошкидько В.Г., Алпатова О.В., Сердюк Э.С. Математическая модель и результаты численного исследования щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в бесконечном идеально проводящем экране // Материалы XV Международной научно-практической конференции «Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы». В 3-х кн. Кн. 1. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014. – С. 132-136.
6. Петров Б.М., Кошкидько В.Г. Метод анализа электромагнитных полей, рассеянных щелью в цилиндрическом резонаторе с фланцем // Радиотехника и электроника. – 1988. – Т. 33, № 10. – С. 2060-2064.
7. Юханов Ю.В. Анализ и синтез импедансной плоскости // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45, № 4. – С. 404-409.
8. Петров Б.М., Юханов Ю.В. Синтез двумерного реактивного рефлектора // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – Т. 23, № 9. – С. 59-63.
9. Юханов Ю.В., Кошкидько В.Г. Синтез антенны с плоским импедансным рефлектором // Радиотехника. – 1990. – № 1. – С. 62-65.
10. Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Численный анализ дифракции радиоволн. – М.: Радио и связь, 1982. – 184 с.
11. Цалиев Т.А., Черенков В.С. Возбуждение одиночной канавки и эквивалентный поверхностный импеданс ребристых структур // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, № 9. – С. 1689.

REFERENCES

1. Koshkid'ko V.G., Petrov B.M., Yukhanov Yu.V. Ekvivalentnyy poverkhnostnyy impedans passivnykh impedansnykh nagruzok, vypolnennykh na osnove otverstiya v ekrane, nagruzhennogo dvumernoy polost'yu [The equivalent surface impedance passive impedance loads, made on the basis of the openings in the screen, loaded the two-dimensional cavity], Radiotekhnika i elektronika [Technology and Electronics], 1997, Vol. 42, No. 6, pp. 652-661.

2. Koshkid'ko V.G., Ganzhela N.V. Эквивалентный поверхностный импеданс шелевых импедансных нагрузок, выполненных на основе связанных прямоугольных областей [The equivalent surface impedance of the slot impedance loads based on the corresponding rectangular regions], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and Electronics], 1999, Vol. 44, No. 8, pp. 947-954.
3. Koshkid'ko V.G., Alpatova O.V. Эквивалентный поверхностный импеданс шелевой импедансной нагрузки на основе полусилиндрической полости [The equivalent surface impedance slit impedance of the load based on the semi-cylindrical cavity], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and electronics], 1999, Vol. 44, No. 1, pp. 25-28.
4. Koshkid'ko V.G., Alpatova O.V. Эквивалентный поверхностный импеданс шелевой импедансной нагрузки, выполненной на основе отверстия в экране. Случай E-поляризации [The equivalent surface impedance slit impedance of the load based on the holes in the screen. The case of E-polarization], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and electronics], 2003, Vol. 48, No. 1, pp. 57-63.
5. Koshkid'ko V.G., Alpatova O.V., Serdyuk E.S. Математическая модель и результаты численного исследования шелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в бесконечном идеальном проводящем экране [Mathematical model and results of numerical studies of the slot impedance load on the basis of the hole in an infinite perfectly conducting screen], *Materialy XV Mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii «Praktika i perspektivy razvitiya partnerstva v sfere vysshey shkoly»* [Proceedings of the XVth International scientific-practical conference "the Practice and prospects of partnership in the sphere of higher education]. V 3-й кн. Кн. 1. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014, pp. 132-136.
6. Petrov B.M., Koshkid'ko V.G. Метод анализа электромагнитных полей, рассеянных щелью в цилиндрическом резонаторе с фланцем [Method of analysis of the electromagnetic fields scattered by a slot in a cylindrical resonator with flange], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and electronics], 1988, Vol. 33, No. 10, pp. 2060-2064.
7. Yukhanov Yu.V. Анализ и синтез импедансной плоскости [Analysis and synthesis of the impedance plane], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and electronics], 2000, Vol. 45, No. 4, pp. 404-409.
8. Petrov B.M., Yukhanov Yu.V. Синтез двумерного реактивного рефлектора [Synthesis of two-dimensional reactive reflector], *Izvestiya vuzov. Radioelektronika* [Izvestiya vuzov. The electronics], 1980, Vol. 23, No. 9, pp. 59-63.
9. Yukhanov Yu.V., Koshkid'ko V.G. Синтез антенны с плоским импедансным рефлектором [Synthesis of antenna with a flat impedance reflector], *Radiotekhnika* [Radio engineering], 1990, No. 1, pp. 62-65.
10. Zakharov E.V., Pimenov Yu.V. Численный анализ дифракции радиоволн [Numerical analysis of diffraction of radio waves]. Moscow: Радио и связь, 1982, 184 p.
11. Tsaliev T.A., Cherenkov V.S. Возбуждение одиночной канавки и эквивалентный поверхностный импеданс ребристых структур [Excitation of a single groove and the equivalent surface impedance ribbed structures], *Radiotekhnika i elektronika* [Technology and electronics], 1985, Vol. 30, No. 9, pp. 1689.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор А.Х. Аджиев.

Кошкидько Владимир Георгиевич – Южный федеральный университет; e-mail: kvg59@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; к.т.н.; доцент.

Алпатова Ольга Витальевна – e-mail: alpatova-ov@yandex.ru; тел.: 88634371694; кафедра электротехники и мехатроники; к.т.н.; доцент.

Сердюк Эдуард Сергеевич – e-mail: ed.serdyuk@mail.ru; тел.: 88634371733; кафедра антенн и радиопередающих устройств; аспирант.

Koshkidko Vladimir Georgievich – Southern Federal University; e-mail: kvg59@mail.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371733; the department of antennas and radio transmitters; cand. of eng. sc.; associate professor.

Alpatova Olga Vital'evna – e-mail: alpatova-ov@yandex.ru; phone: +78634371694; the department of electrical engineering and mechatronics; cand. of eng. sc.; associate professor.

Serduk Edward Sergeevich – e-mail: ed.serdyuk@mail.ru; phone: +78634371733; the department of antennas and transmitting devices; postgraduate student.

УДК 621.396.969.11

В.Т. Лобач, М.В. Потипак

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ МЕДЛЕННО ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ РАДИОЛОКАТОРОМ С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ ПО ДАЛЬНОСТИ

Решается задача определения дальности медленно движущихся целей радиолокатором с высокой разрешающей способностью по дальности. Подобная задача возникает при прецизионных измерениях высоты полета носителя, например, при движении летательных аппаратов в режиме огибания рельефа местности. Высокая разрешающая способность по дальности особенно актуальна при совершении полетов в гористой местности. Существующие методы получения высокой разрешающей способности по дальности имеют ряд недостатков, ограничивающие их применение. Например, использование непрерывного излучения требует наличия высокой развязки приемной и передающей антенн. Применение импульсных сигналов, имеющих широкую полосу частот, предъявляет повышенные требования к импульсной мощности передатчика. Исследуется модель квазинепрерывного сигнала со ступенчатым изменением частоты зондирующего сигнала, позволяющая обеспечить развязку приемной и передающей антенн, при сохранении высокой пространственной разрешающей способности по дальности. Оценка дальности цели выполняется на основе анализа фазо-частотной характеристики отраженного сигнала. Показана возможность измерения дальности в условия воздействия высокого уровня помех.

РЛС; высокая разрешающая способность по дальности; радар со ступенчатым изменением частоты.

V.T. Lobach, M.V. Potipak

SLOWLY MOVING TARGET RANGE MEASUREMENT BY HIGH RANGE RESOLUTION RADAR

In this paper the method of slowly moving targets range determination by high resolution range radar is observed. This kind of task arose at precision measurements of flight vehicle altitude, for example, when aerial vehicles is in a low-level terrain following mode of flight. High range resolution is especially actual at over hilly terrain flights. Existing methods for obtaining high range resolution have several drawbacks limiting their use. For example, continuous radiation mode requires high transmitting and receiving antennas decoupling. The usage of pulsed signals with wide bandwidth, needs high transmitter pulsed power. A model of quasi-continuous signal with a stepped carrier frequency change is investigated. Such kind of signal model allows the receiving and transmitting antennas decoupling, while maintaining high spatial range resolution. Estimation target range is performed based on reflected signal phase-frequency characteristics analysis. It is shown the ability of target range measurement under high level of noise.

Radar; high range resolution; step frequency radar.