

3. Grigorov I.V. Research compressing of properties nonlinear phase filters // Optical Technologies for Telecommunications. Proceedings of SPIE. Vol. 6605, 2006. – P. 41-48.
4. Grigorov I.V. Transformation of probability characteristics of random processes to nonlinear part of nonlinear phase filters // Optical Technologies for Telecommunications. Proceedings of SPIE. Vol. 7026, 2007. – P. 82-89.
5. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. М.: Мир, 1996. – 328 с.

УДК 621.396.67

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С НЕОДНОРОДНЫМ СЛОЕМ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКА

Панин Д.Н.

Предложена методика численного моделирования взаимодействия электромагнитного излучения с неоднородным слоем магнитоэлектрика. Получено дифференциальное уравнение для коэффициента отражения волны от усеченного слоя.

Введение

В области практических приложений теории электромагнитных волн наиболее характерны задачи об их взаимодействии с неоднородными и нелинейными средами [1]. В последнее время наиболее актуальным является вопрос о создании малоотражающих покрытий, применяемых в качестве экранирования большинства приборов и устройств техники СВЧ от воздействия электромагнитного излучения [2]. Так, например, в работе [3] предложено использование экспоненциально неоднородного слоя магнитоэлектрика, нанесенного на металл, для создания практически не отражающего радиоволны покрытия. В настоящей работе проведен численный анализ отражений от такого слоя, но при произвольном угле падения электромагнитной волны с E и H-поляризацией, причем величину волнового сопротивления среды, на которую нанесен магнитоэлектрик, мы можем варьировать.

Наклонное падение электромагнитной волны с H-поляризацией на слой неоднородного магнитоэлектрика

Рассмотрим электродинамическую систему, представляющую собой слой магнитоэлектрика, расположенный в координатных плоскостях декартовой системы координат (рис.1).

Левая граница слоя находится в плоскости $x=0$, а правая – $x=L$. В дальнейшем пространство $x < 0$, будем обозначать как область

1, а пространство $x > L$, как область 2. В области 1 на границу слоя под углом θ падает плоская волна с H-поляризацией, с напряженностью электрического $E_s = [-E_{sx}, 0, E_{sz}]$ и магнитного $H_s = [0, -H_{sy}, 0]$ полей, описываемыми выражениями:

$$E_{sx}(x, z, t) = -E_0 \sin \theta e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)},$$

$$E_{sz}(x, z, t) = E_0 \cos \theta e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)},$$

$$H_{sy}(x, z, t) = -\frac{E_0}{Z_0} e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)},$$

где $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ – волновое сопротивление области 1, k_0 – волновое число в вакууме.

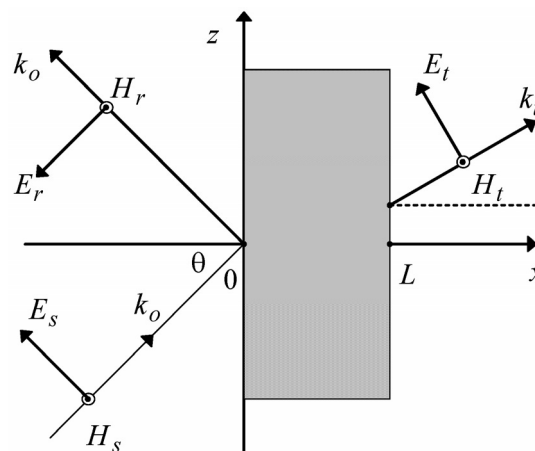


Рис. 1. Наклонное падение электромагнитной волны H-поляризации на слой неоднородного магнитоэлектрика

Кроме падающей волны в области 1 в общем случае существует также отраженная волна, имеющая y-компоненту магнитного поля и x-компоненту, z-компоненту напряженности электрического поля.

$$\begin{aligned} E_{rx}(x, z, t) &= -E_0 R_h \sin \theta e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ E_{rz}(x, z, t) &= -E_0 R_h \cos \theta e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ H_{ry}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_0} R_h e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \end{aligned}$$

где R_h – коэффициент отражения в случае Н-поляризации.

В области 2 существует только одна бегущая волна:

$$\begin{aligned} E_{tx}(x, z, t) &= -E_0 T_h \sin \theta e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \\ E_{tz}(x, z, t) &= E_0 T_h \cos \theta e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \\ H_{ty}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_t} T_h e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \end{aligned}$$

где T_h – коэффициент прохождения в случае Н-поляризации, k_t – волновое число в области 2, Z_t – волновое сопротивление области 2.

В неоднородном слое магнитодиэлектрика пространственные зависимости y -составляющей напряженности магнитного поля и z -составляющей напряженности электрического поля описываются первыми двумя уравнениями Максвелла, которые для гармонических полей имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{dH_y}{dx} &= -j\omega\varepsilon_0 \varepsilon(x) E_z, \\ \frac{dE_z}{dx} &= -j\omega\mu_0 \left[\mu(x) - \frac{\sin^2 \theta}{\varepsilon(x)} \right] H_y. \end{aligned}$$

Для удобства дальнейших расчетов проведем нормировку этой системы.

$\xi = \frac{x}{L}$ – нормированная координата,

$K = k_0 L$ – нормированное волновое число,

$U_h(\xi) = \frac{E_z(\xi)}{E_0}$ – нормированная напряженность электрического поля,

$V_h(\xi) = \frac{H_y(\xi) Z_0}{E_0}$ – нормированная напряженность магнитного поля.

Уравнения Максвелла можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{dV_h}{d\xi} &= -jK \varepsilon(\xi) U_h(\xi) = A_1^h(\xi) U_h(\xi), \\ \frac{dU_h}{d\xi} &= -jK \left[\mu(\xi) - \frac{\sin^2 \theta}{\varepsilon(\xi)} \right] V_h(\xi) = A_2^h(\xi) V_h(\xi). \end{aligned}$$

Представим уравнения Максвелла в компактном виде:

$$\begin{aligned} \frac{dV_h}{d\xi} &= A_1^h(\xi) U_h(\xi), \\ \frac{dU_h}{d\xi} &= A_2^h(\xi) V_h(\xi). \end{aligned} \quad (1)$$

Для уравнений (1), исходя из условий непрерывности тангенциальных составляющих напряженностей полей, записываются следующие граничные условия:

$$\begin{aligned} V_h(0) &= 1 + R_h, \quad U_h(0) = (1 - R_h) \cos \theta, \\ V_h(1) &= \frac{Z_0}{Z_t} T_h, \quad U_h(1) = T_h \cos \theta. \end{aligned} \quad (2)$$

Наклонное падение электромагнитной волны с Е-поляризацией на слой неоднородного магнитодиэлектрика

Падающая на слой под углом θ к его нормали электромагнитная волна Е-поляризации имеет только одну составляющую вектора напряженности электрического поля $E_s = [0, E_{sy}, 0]$ и две составляющих вектора напряженности магнитного поля $H_s = [-H_{sx}, 0, H_{sz}]$. Лежащие в плоскости слоя проекции векторов описываются выражениями:

$$\begin{aligned} H_{sx}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_0} \sin \theta e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ H_{sz}(x, z, t) &= \frac{E_0}{Z_0} \cos \theta e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ E_{sy}(x, z, t) &= E_0 e^{j(\omega t - k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}. \end{aligned}$$

Соответствующие проекции в отраженной волне записываются в виде:

$$\begin{aligned} H_{rx}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_0} R_e \sin \theta e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ H_{rz}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_0} R_e \cos \theta e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \\ E_{ry}(x, z, t) &= E_0 R_e e^{j(\omega t + k_0 x \cos \theta - k_0 z \sin \theta)}, \end{aligned}$$

где R_e – коэффициент отражения в случае Е-поляризации.

Для прошедшей слой волны имеем:

$$\begin{aligned} H_{tx}(x, z, t) &= -\frac{E_0}{Z_t} T_e \sin \theta e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \\ H_{tz}(x, z, t) &= \frac{E_0}{Z_t} T_e \cos \theta e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \\ E_{ty}(x, z, t) &= E_0 T_e e^{j(\omega t - k_t x \cos \theta - k_t z \sin \theta)}, \end{aligned}$$

где T_e – коэффициент прохождения в случае Е-поляризации, k_t – волновое число в области 2, Z_t – волновое сопротивление области 2.

В неоднородном слое магнитодиэлектрика пространственные зависимости y -составляющей напряженности электрического поля и z -составляющей напряженности магнитного поля описываются первыми двумя уравнениями Максвелла, которые для гармонических полей имеют вид:

$$\frac{dE_y}{dx} = -j\omega\mu_o\mu(x)H_z,$$

$$\frac{dH_z}{dx} = -j\omega\varepsilon_o\left[\varepsilon(x) - \frac{\sin^2\theta}{\mu(x)}\right]E_y.$$

Для удобства дальнейших расчетов проведем нормировку этой системы.

$U_e(\xi) = \frac{E_y(\xi)}{E_0}$ – нормированная напряженность электрического поля, $V_e(\xi) = \frac{H_z(\xi)Z_0}{E_0}$ – нормированная напряженность магнитного поля.

Уравнения Максвелла можно записать следующим образом:

$$\frac{dU_e}{d\xi} = -jK\mu(\xi)V_e(\xi) = A_1^e(\xi)V_e(\xi),$$

$$\frac{dV_e}{d\xi} = -jK\left[\varepsilon(\xi) - \frac{\sin^2\theta}{\mu(\xi)}\right]U_e(\xi) = A_2^e(\xi)U_e(\xi).$$

Представим уравнения Максвелла в компактном виде:

$$\frac{dU_e}{d\xi} = A_1^e(\xi)V_e(\xi),$$

$$\frac{dV_e}{d\xi} = A_2^e(\xi)U_e(\xi). \quad (3)$$

Для уравнений (3), исходя из условий непрерывности тангенциальных составляющих напряженностей полей, записываются следующие граничные условия:

$$U_e(0) = 1 + R_e, \quad V_e(0) = (1 - R_e)\cos\theta,$$

$$U_e(1) = T_e, \quad V_e(1) = \frac{Z_0}{Z_t}T_e\cos\theta. \quad (4)$$

Дифференциальное уравнение для коэффициента отражения

Системы уравнений (1) и (3) вместе с условиями (2) и (4) составляют граничные задачи, решение которых позволяет определять волновые поля в слое магнитодиэлектрика. При изменении

волнового числа k_0 можно рассчитать частотные зависимости коэффициентов отражения R_h и R_e слоя. Однако (1) и (3) являются уравнениями с переменными коэффициентами, и их аналитическое решение возможно только для небольшого числа модельных зависимостей $\varepsilon(\xi)$ и $\mu(\xi)$. Численное решение задачи целесообразно проводить, перейдя от уравнений (1), (3) к дифференциальным уравнениям [4] для коэффициентов отражения от усеченного слоя, расположенного между текущей плоскостью ξ и задней границе слоя $\xi = 1$. Для уравнений (3) переход к уравнению для обобщенного коэффициента отражения выглядит следующим образом.

Предположим, что решения связаны следующей зависимостью:

$$V_e(\xi) = \alpha_e(\xi)U_e(\xi).$$

Тогда из граничных условий (4) следует, что

$$R_e = \frac{\cos\theta - \alpha_e(0)}{\cos\theta + \alpha_e(0)}.$$

Распространим последнюю связь на произвольное сечение ξ :

$$R_e(\xi) = \frac{\cos\theta - \alpha_e(\xi)}{\cos\theta + \alpha_e(\xi)}.$$

В предположении, что слева от рассматриваемой плоскости магнитодиэлектрик отсутствует, $R_e(\xi)$ представляет собой коэффициент отражения от усеченного слоя. На основе системы (3) нетрудно записать уравнение для $R_e(\xi)$:

$$\frac{dR_e}{d\xi} = \frac{1}{2\cos\theta} \left[\{1 - R_e\}^2 \cos^2\theta A_1^e - A_2^e \{1 + R_e\}^2 \right] \quad (5)$$

Аналогичным образом получаем уравнение для коэффициента отражения волны Н-поляризации:

$$\frac{dR_h}{d\xi} = \frac{1}{2\cos\theta} \left[\{1 - R_h\}^2 \cos^2\theta A_1^h - A_2^h \{1 + R_h\}^2 \right]. \quad (6)$$

Нелинейные уравнения (5), (6) численно интегрируются до $\xi = 0$ с начальными условиями вида:

$$R_e(1) = \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0}, \quad R_h(1) = \frac{Z_0 - Z_t}{Z_0 + Z_t}. \quad (7)$$

Значения $R_{e,h}(0)$ дают истинные величины коэффициентов отражения. Таким образом, граничная задача для волновых полей сведена к задаче Коши для обобщенного коэффициента отражения. Отметим, что в условиях (7) мы можем варьировать значение волнового сопротивления области 2. Например, можно смо-

делировать область 2 как металл, то есть $Z_t \gg Z_0$. При этом условия (7) могут быть записаны в виде:

$$R_h(1) = -1, R_e(1) = 1. \quad (8)$$

Полученные уравнения (5), (6) представляют собой комплексное уравнение Риккати, и при его интегрировании можно использовать одно из численных частных решений [5].

Результаты расчетов и выводы

В качестве примера применения предложенного метода приведем результаты расчетов для экспоненциального слоя магнитоэлектрика, задаваемого следующим образом:

$$\varepsilon(\xi) = \varepsilon(0)\exp(\beta\xi), \quad \mu(\xi) = \mu(0)\exp(-\beta\xi),$$

где $\varepsilon(0), \mu(0)$ – начальные значения проницаемостей на поверхности слоя, $\beta = jK(\mu(0) - \varepsilon(0))$.

На рис. 2 приведены графики частотных зависимостей модулей коэффициентов отражения $R_e(K), R_h(K)$ для значений параметров слоя $\varepsilon(0) = 2 - j0,2$, $\mu(0) = 1,5 - j0,2$ и угле падения $\theta = 45^\circ$, причем $Z_t \gg Z_0$. Данные частотной зависимости могут служить в экспериментах по электромагнитной диагностике слоя магнитоэлектрика, располагающегося на поверхности металла.

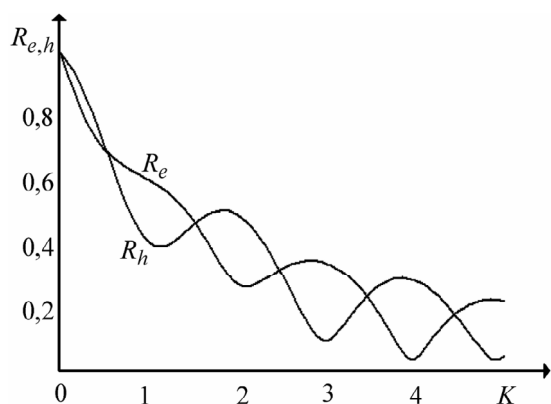


Рис. 2. Частотные зависимости модулей коэффициентов отражения волны E и H-поляризации

На рис. 3 приведены графики угловых зависимостей модулей коэффициентов отражения $R_e(\theta), R_h(\theta)$ для тех же значений параметров слоя и нормированной частоте $K = 3$.

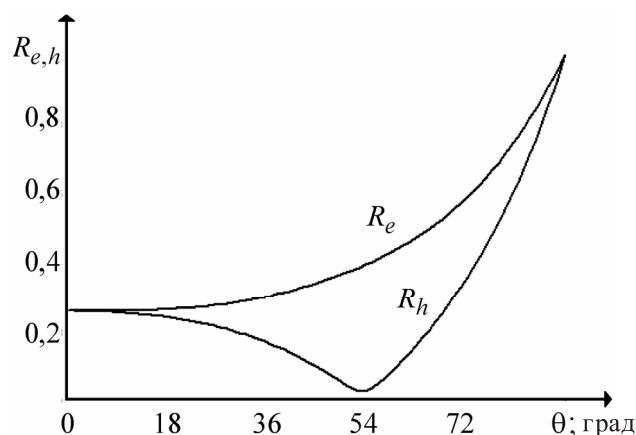


Рис. 3. Угловые зависимости модулей коэффициентов отражения волны E и H-поляризации

Литература

1. Вильгельмссон Х. Когерентное нелинейное взаимодействие волн в плазме. М.: Энергоиздат, 1981. – 229 с.
2. Пирумов В.С., Алексеев А.Г., Айзикович Б.В. Новые радиопоглощающие материалы и покрытия // Зарубежная радиоэлектроника. №6, 1994. – С. 2-8.
3. Лаговский Б.А., Мировицкий Д.И. Малоотражающий экспоненциальный слой магнитоэлектрика // Радиотехника и электроника. Т.43, №1, 1998. – С. 609-612.
4. Зайцев В.В., Панин Д.Н., Яровой Г.П. Поляризационные эффекты при отражении электромагнитной волны от неоднородного плазменного слоя // Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ. Вып. 2 (23), 1999. – С. 72-73
5. Эльсгольц Л.Э. Дифференциальные уравнения и вариационное исчисление. М.: Наука, 1969. – 320 с.

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ В КАЧЕСТВЕ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА БИСТАТИЧЕСКОЙ РСА

Горячкин О.В., Янгазов Р.Р.

В статье приведен анализ сигналов системы телевизионного вещания, для использования в бистатической радиолокационной системе с синтезированной апертурой антенны (РСА). Представлен один из

возможных вариантов построения подобного РСА. В качестве зондирующего сигнала использовался телевизионный сигнал стандарта SECAM. Произведена оценка влияния информативного содержимого,

передаваемых телевизионных программ, на основные показатели качества системы.

Введение

На данном этапе развития технологий дистанционного зондирования Земли, как средства оперативного получения информации о процессах, происходящих на воде, на суше и в воздухе, единственным техническим решением обеспечения подобной оперативности, включающей всепогодность и независимость от времени суток, является РСА. Для решения ряда задач, таких как ведение разведки, в условиях военных действий, к РСА могут предъявляться специфические требования, например защищенность комплекса от поражения ракетами радионаведения. В этой связи целесообразно разместить передающую часть вне зоны досягаемости поражающих средств потенциального противника. Этим можно объяснить интерес к РСА космического базирования.

Негативным моментом подобного решения является затухание сигнала в канале прохождения «Космос-Земля-Космос», а также искажения вызванные влиянием ионосферы на прохождения сигнала.

Затухание сигнала можно компенсировать посредством увеличения мощности передатчика РСА, что является нежелательным, но приемлемым решением, в то время как искажения сигнала под действием атмосферы являются линейными и для их устранения требуется применение адаптивных алгоритмов обработки. Эти причины зачастую становятся сдерживающим фактором, не позволяющим получить наилучшее возможное пространственное разрешение.

Интересным выходом из сложившейся ситуации может послужить применение многопозиционных РСА, в которых передатчик находится в космосе, а приемник вблизи поверхности Земли. В случае такого пространственного разнесения приемной и передающей части получим следующие преимущества:

- увеличение мощности принимаемого отраженного сигнала, в силу сокращения канала распространения;
- при реализации приема сигнала прямого прохождения от передатчика к приемнику, возможна компенсация ионосферных искажений;
- возможность оперативной обработки получаемой информации от приемника.

Вышеуказанные свойства являются причиной повышенного интереса к данным системам, что подтверждается рядом экспериментов про-

водимых зарубежом. К числу подобных экспериментов можно отнести эксперименты с РСА TerraSAR-X, проводимые немецким аэрокосмическим агентством DLR. В бистатической конфигурации здесь использовались в качестве приемников радиолокационные системы PAMIR и F-SAR. [1]

Австралия представила разработку Ingara SAR – это полнополяриметрическая, многорежимная РСА X-диапазона авиационного базирования, разработанная Австралийской Организацией Оборонной Науки и Техники (англ. DSTO – Defence Science and Technology Organisation). В 2005 г. в рамках программы по модернизации была начата работа по исследованию характеристик данной РСА в бистатическом режиме [4].

Различные эксперименты с использованием сигналов ГЛОНАСС, GPS, CARABAS II, ERS, проводились в Великобритании, Швейцарии, Испании, Италии [5-6]. Это свидетельствует об активном интересе мировой общественности к данным технологиям.

Наряду с этим, для решения задачи обеспечения малой заметности системы дистанционного зондирования Земли, имеет смысл использовать так называемые паразитические системы. В данных системах используется сигнал сторонних источников, решающих задачи связи, вещания, навигации и пр. В городах, где есть телевизионные центры, возможно использование телевизионных сигналов для получения радиолокационных изображений.

Модель системы бистатической РСА

Предположим, что летательный аппарат (ЛА), перемещается в пространстве прямолинейно, перпендикулярно направлению распространения сигнала от телевизионного центра (ТЦ) к единичной точечной цели в области зондирования (см. рис. 1-2). Будем полагать, что в области зондирования есть только одна точечная цель.

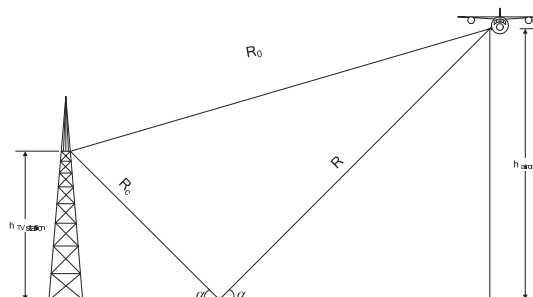


Рис. 1. Двумерная геометрия бистатической РСА

Выберем траекторию перемещения ЛА таким образом, что бы на вход приемника поступал сигнал зеркального отражения от намеченной точечной цели. В этой конфигурации передатчик зондирующего сигнала является неподвижным, а приемник перемещается по заданной траектории.

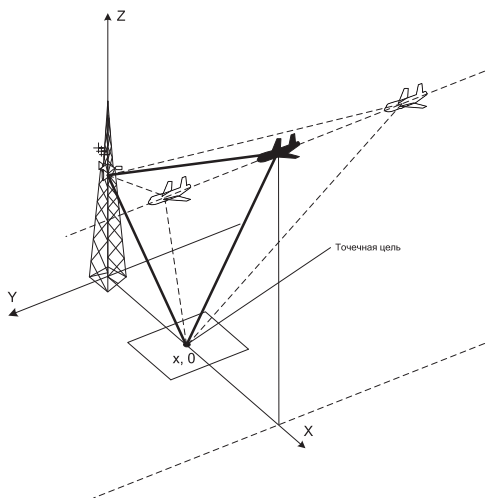


Рис. 2. Трехмерная геометрия бистатической РСА

Сигнал излучается ТЦ и принимается приемником непрерывно. Передаваемый сигнал можно представить как:

$$\dot{s}_1(t) = u(t) \cdot e^{j\omega_0 t}; \quad t \in [t_1; t_2], \quad (1)$$

где $u(t)$ – низкочастотный сигнал; ω_0 – несущая частота. Сигнал, отраженный от точечной цели

$$\dot{s}_2(t) = \dot{s}_1(t - \tau(t, x, y)) \cdot \xi(x, y) + \dot{n}(t); \quad (2)$$

где $\xi(x, y)$ – коэффициент отражения; $\dot{n}(t)$ – белый гауссовский шум. Полный сигнал от зондируемой поверхности

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}_1(t - \tau(t, x, y)) \cdot \xi(x, y) dx dy + \\ & + \dot{s}_0(t) + \dot{n}(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{s}_0(t)$ – сигнал прямого прохождения.

Анализ свойств телевизионного сигнала

В качестве сигнала при моделировании использовался телевизионный сигнал стандарта SECAM. Этот стандарт принят во многих странах мира в качестве основного стандарта эфирного телевизионного вещания. Положения введенные в данной статье применимы и для других подобных стандартов таких как PAL, NTSC и т.д.

Для всех стандартов аналогового эфирного телевизионного вещания, свойственно наличие импульсов синхронизации. Они представляют собой прямоугольные импульсы. Временное представление полного телевизионного сигнала см. на рис. 3.

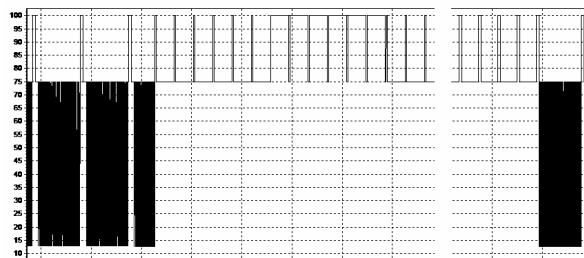


Рис. 3. Временное представление полного телевизионного сигнала

При моделировании принималось, что передатчик работает в режиме негативной модуляции. Это означает, что в импульсах синхронизации заключена значительная мощность передаваемого сигнала. Если передатчик передает сигнал, соответствующий белому экрану, то в этот момент времени передаются только гасящие импульсы и импульсы синхронизации. Для достижения максимального пространственного разрешения необходимо использовать всю полосу частот, предназначенную для передачи информационной части телевизионного канала. Стандартное для SECAM значение ширины спектра составляет примерно 6 МГц. Максимально использовать эту полосу частот, можно передавая в качестве информационного сигнала квазибелый гауссовский шум (БГШ). На рис. 4. представлена нормированная автокорреляционная функция для данного сигнала. Как видно уровень боковых лепестков АКФ значительный.

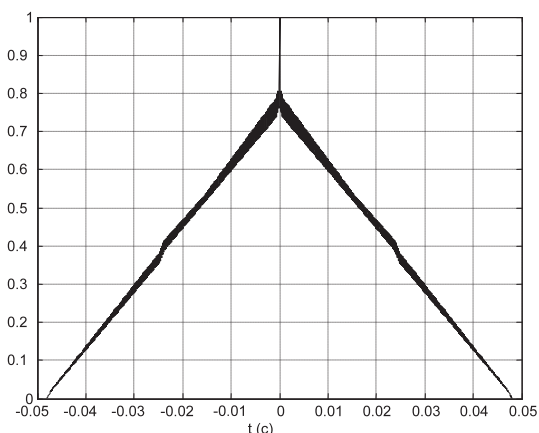


Рис. 4. Автокорреляционная функция телевизионного сигнала

Данный факт затрудняет использование телевизионного сигнала для задач радиолокации без дополнительной обработки. Для подавления частот, соответствующих импульсам синхронизации используется фильтр верхних частот (ФВЧ).

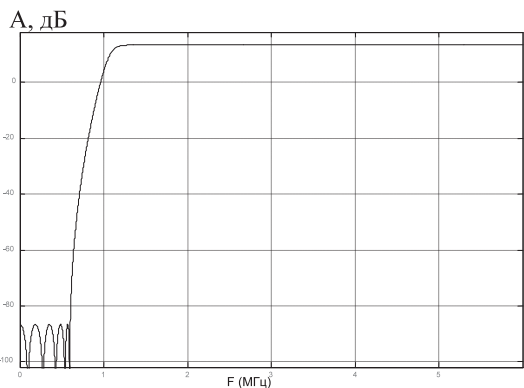


Рис. 5. Нормированная частотная характеристика коэффициента передачи фильтра использованного при моделировании

Для решения этой задачи был взят фильтр Чебышева 10-го порядка. Реализация одностороннего энергетического спектра сигнала на выходе фильтра представлена на рис. 6.

Сигнал на выходе фильтра

$$\dot{g}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{z}(t) \cdot \dot{h}(\tau - t) dt, \quad (4)$$

где $\dot{h}(\tau - t)$ – импульсная характеристика фильтра;

$$\dot{g}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}'_1(t) \cdot \dot{\xi}(x, y) dx dy + \dot{s}'_0(t) + \dot{n}'(t);$$

$$\dot{s}'_1(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}_1(t - \tau(t, x, y)) \cdot \dot{h}(\tau - t) dt; \quad (5)$$

$\dot{s}'_0(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}_0(t) \cdot \dot{h}(\tau - t) dt$ – сосредоточенная по меха, обусловленная приемом прямого сигнала; $\dot{n}'(t)$ – окрашенный шум.

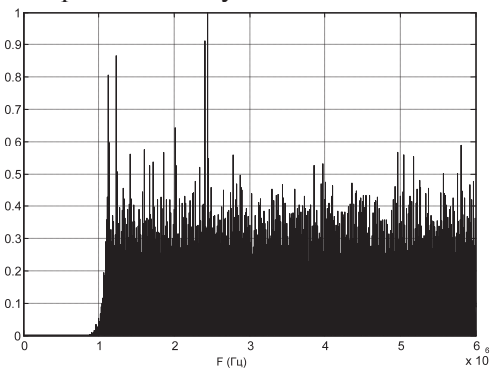


Рис. 6. Реализация одностороннего энергетического спектра сигнала на выходе фильтра

Изображение единичной точечной цели

$$\dot{\psi}(x, y, x_0, y_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}'_1(t, x_0, y_0) \cdot \dot{s}'^*(t, x, y) dt, \quad (5)$$

радиолокационное изображение

$$\dot{I}(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}'_1(t, x, y) \cdot \dot{g}(t) dt. \quad (6)$$

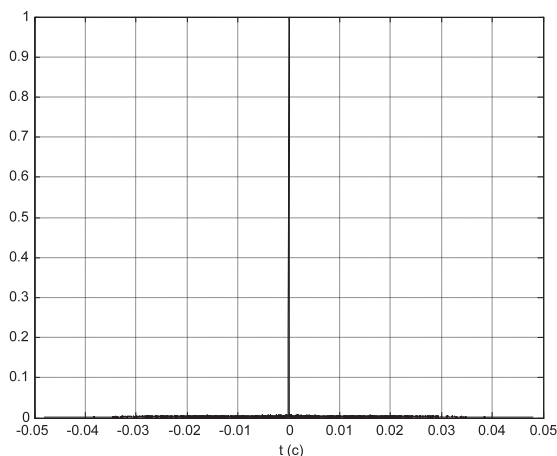


Рис. 7. АКФ сигнала на выходе фильтра с БГШ в качестве изображения

АКФ сигнала на выходе фильтра с БГШ в качестве информативного наполнения, представленная на рис. 7, близка по своим свойствам к кнопочной функции неопределенности, что обуславливает хорошее качество получаемых радиолокационных изображений.

Анализ влияния информативного содержания телепередач на функцию неопределенности

Большое значение имеет вид функции неопределенности сигнала (ФН), как критерия оценки качества получаемого радиолокационного изображения. Для случая передачи БГШ, в качестве информативного наполнения пространственная ФН представлена на рис. 8. ФН построена в координатах дальность-азимут. Относительный уровень основного лепестка ФН составляет 5,6 дБ.

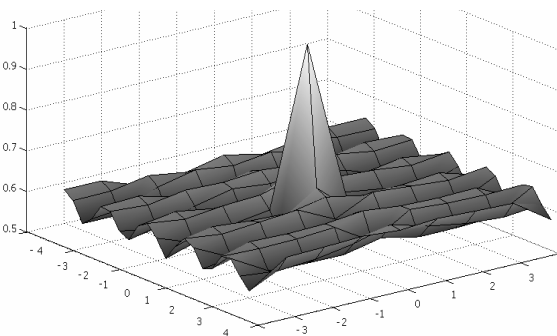


Рис. 8. Пространственная ФН телевизионного сигнала с БГШ в качестве изображения

Рассмотрим вариант передачи в качестве информативного наполнения некоторого изображения, в нашем случае пейзажа, снятого с автомобильного моста через реку Самара.



Рис. 9. Передаваемое изображение

Пространственная ФН представлена на рис. 10. Относительный уровень основного лепестка ФН, составляет 3,2 дБ. Подобное уменьшение относительного уровня основного лепестка, явилось следствием возросшего уровня боковых лепестков по координате дальности.

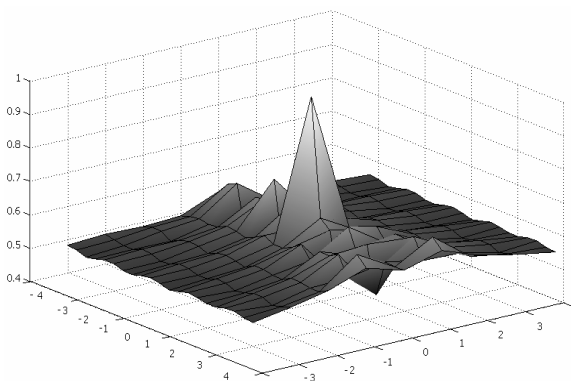


Рис. 10. Пространственная ФН телевизионного сигнала с пейзажем в качестве изображения

Интересным вариантом представляется использование настроечной таблицы в качестве передаваемого изображения. Она имеет большое число мелких элементов и по простейшему одному кадру дает неплохую ФН.

Относительный уровень основного лепестка составил 3,5 дБ.

Таким образом, можно сделать вывод, что для улучшения параметров бистатической радиолокационной системы необходима передача, в которой информационное наполнение будет иметь

достаточное количество мелких контрастных элементов.

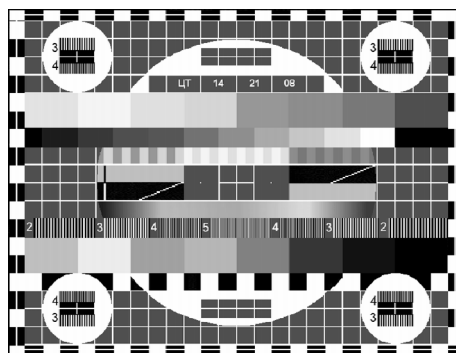


Рис. 11. Изображение настроечной таблицы

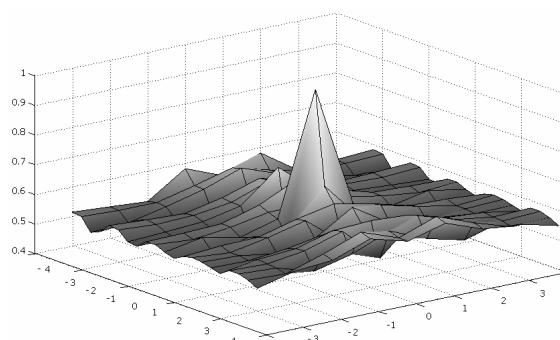


Рис. 12. Пространственная ФН телевизионного сигнала с настроечной таблицей в качестве изображения

Заключение

Исследования показали возможность использования телевизионных сигналов в качестве зондирующих сигналов бистатической РСА. Достижимое пространственное разрешение при передаче БГШ в качестве изображения составляет, в зависимости от интервала синтеза, порядка 25 м по азимуту и 25 м по дальности. Из сравнительного анализа влияния содержания передаваемого сигнала можно сделать вывод о необходимости передачи сигналов, соответствующих изображениям с большим числом мелких быстроменяющихся элементов. Идеальным вариантом можно считать передачу БГШ.

Вариантом передачи БГШ, в качестве изображения, можно предложить использование соответствующих изображений в рекламном ролике, телевизионной передаче, кинофильме и пр. Интервал синтеза радиолокационного изображения при этом составит от единиц до десятков сек. Также существует возможность использования каждого 25-го поля телевизионного сигнала, либо крайних строк каждого кадра для передачи БГШ.

В этом случае необходимо увеличивать интервал синтеза радиолокационного изображения.

Литература

1. Gebhardt U., Loffeld O., Nies H. u.a. Bistatic Airborne // Space Hybrid Experiment: Simulation and Analysis EUSAR. Dresden, Germany. April, 2006. – P. 1301-1317.
2. Espeter T., Walterscheid I., Klare J. u.a. Progress of Hybrid Bistatic SAR: Synchronization Experiments and First Imaging Results in Proc. // EUSAR, Germany. May 2008. – P. 130-138.
3. Baumgartner S.V., Rodriguez-Cassola M., Nottensteiner A. u.a. Bistatic Experiment Using TerraSAR-X and DLR's new F-SAR System // EUSAR, Germany. May, 2008. – P. 83-98.
4. Goh A.S., Preiss M., Stacy N.J-S. u.a. Gray Bistatic SAR Experiment with the Ingara Imaging

Radar: Preliminary Results // EUSAR, Germany. May, 2008. – P. 815-825.

5. Cherniakov M., Antoniou M., Saini R. u.a. Space-Surface BSAR – Analytical and Experimental study // EUSAR, Germany. May, 2008. – P. 485-491.
6. Antoniou M., Saini R., Zuo R. u.a. Space-Surface Bistatic SAR topology and its impact on image formation // EUSAR, Germany. May, 2008. – P. 385-399.
7. Griffiths H.D., Long N.R. Television-based bistatic radar // IEE Proceedings. Vol. 133, Part F, No.7. December, 1986. – P. 649-657.
8. Басараб М.А., Волосюк В.К., Горячкин О.В. Цифровая обработка сигналов и изображений. М.: Физматлит, 2007. – 552 с.

УДК 629.783

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТИПОВ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ЗАДАЧЕ СЖАТИЯ СПУТНИКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Султанов А.Х., Багманов В.Х., Мешков И.К., Харитонов С.В.

В статье рассматриваются методы оценки и определения показателя фрактального самоподобия и предлагается провести сравнительный анализ различных типов вейвлет-преобразования квазинеprерывных разверток для сжатия спутниковых изображений. Приведены результаты вычислительных экспериментов, которые показывают возможность использования различных типов вейвлет-преобразований для решения поставленной задачи.

Введение

Задача сжатия сигналов основывается на некоторых преобразованиях, целью которых является переход от исходного сигнала к системе обобщенных координат, их селекции по определенному критерию приводящему к сокращению числа исходных данных и восстановлению сигнала с помощью обратных преобразований.

Одной из идей компрессии изображений является сжатие с помощью дискретных ортогональных преобразования, определенных на развертках двумерных областей [1].

Предлагается использовать для сжатия изображений квазинеprерывные развертки сигналов [2], вейвлет-преобразование квазинеprерывных разверток сигналов и использование для селекции вейвлет-коэффициентов свойства мультимасштабного самоподобия, связанного с фрактальной структурой спутниковых изображений.

Методы оценки и определения показателя фрактального самоподобия

Для статистического анализа выбран фрагмент изображения размером 1024×1024 пикселей спутника Landsat 5 (см. рис. 1).

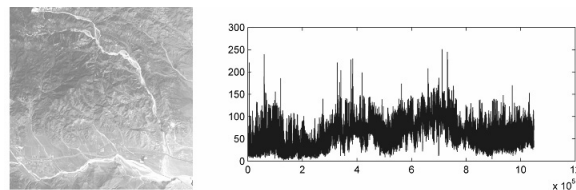


Рис. 1. Тестовое изображение со спутника Landsat 5 и его квазинеprерывная развертка

Квазинеprерывные развертки типа Пеано-Гильберта использовались для преобразования двумерной матрицы изображения в одномерный ряд. Важной задачей, которую необходимо было решить, было определение показателя фрактального самоподобия Херста.

Анализ нормированного размаха

Основываясь на исследовании различных явлений (например, изменения уровня воды в реке), Херст разработал нормированную безразмерную меру, способную описать изменчивость [3]. Эту меру он назвал нормированным