УДК 621.396

ОБ АНАЛИЗЕ МНОГОЛУЧЕВОЙ СТРУКТУРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕКОТОРЫХ АНТЕНН

Ю.А. КРАСНИТСКИЙ

Предлагается ряд способов фильтрации отдельных компонентов в импульсах различной физической природы посредством цифровой обработки. Подробно рассматриваются возможности применения метода эмпирической модовой декомпозиции (ЕМД) к импульсным характеристикам (ИХ) некоторых антенн..Установлено, насколько метод ЕМД, применяемый к ИХ антенн, отвечает их физической природе. Решается задача оценки взаимных корреляционных связей компонентов ИХ, порожденных многолучевостью. Приведен пример анализа реальной ИХ широкополосной дипольной антенны с помощью специально разработанных програм в вычислительной среде Matlab.

Ключевые слова: импульсный отклик системы, эмпирическая модовая декомпозиция, аналитический сигнал, корреляционные связи.

1. Введение

Решение многих проблем в радиолокации, гидроакустике, геофизике, медицинской диагностике и т.д. начинается с ввода информации, содержащейся в некоторых сигнальных формах. Вследствие искажений, связанных обычно с трудно интерпретируемыми причинами, эти формы часто описываются только в общих чертах. Таким образом, чаще всего постулируется линейная модель сигнала

$$e(t) = L[i(0,t)]. \qquad (1)$$

Применительно к антеннам это уравнение отражает результат действия линейного оператора L на импульс тока

$$i(0,t) = i(x,y,z,t)|_{x=y=z=0}, \qquad (2)$$

которым возбуждается источник определенной геометрической формы, создающий наблюдаемый сигнал $e(t)$. Значения x=y=z=0 задают начало декартовой системы координат, связанной с источником. Если источник пространственно протяженный (например, нить тока), то x, y, z обозначают текущее положение излучающей точки.

Таким образом, оператор L в (1) содержит всю информацию о структурных особенностях источника и трассы распространения сигнала. Моделирование поля излучения источника, или прямая задача, а также нахождение характеристик трассы (и / или источника) по принятому сигналу, т.е. обратная задача, требует некоторых знаний об операторе L, полученных теоретическим или экспериментальным путем.

Во многих приложениях особый интерес представляет обратная задача восстановления вида оператора L из наблюдаемых данных $e(t)$ при минимальной априорной информации об источнике и форме импульса (1). Как правило, точное описание оператора L неизвестно. При отсутствии лучших вариантов L в (1) целесообразно считать оператором свертки, исходя из теории линейных инвариантных во времени стационарных систем (ЛИВС) [1, 2]. Предполагается, что сигнал $e(t)$, или функция отклика, образован сверткой входного воздействия с ИХ некоторой системы (например, некоего четырехполюсника), описывающей канал формирования сигнала. Ни входной импульс, ни свойства канала в деталях обычно неизвестны. В упрощенной записи уравнение свертки имеет вид

$$e(t) = i(0,t) * h(t) = i(0,t) * h_{\text{s}}(t) * h_{\text{tr}}(t), \qquad (3)$$

где $h(t)$, $h_{\text{s}}(t)$, $h_{\text{tr}}(t)$ - импульсные характеристики системы (ИХС), источника (ИХИ) и трассы (ИХТ) распространения сигнала соответственно, а звездочка символизирует операцию свертки. Математически $h_{\text{s}}(t) * h_{\text{tr}}(t)$ - это импульсный отклик ЛИВС при $i(0,t) = \delta(t)$, где $\delta(t)$ - дельта-функция Дирака.

В действительности ИХИ $h_{\text{s}}(t)$ зависит от особенностей излучателя, в частности, его геометрии и свойств конструкционных материалов. Представляя излучатель в виде решетки элементарных электрических диполей, получаем

$$h_s(t) = h_{el}(t) * h_{arr}(t), \quad h(t) = h_{el}(t) * h_{arr}(t) * h_{trace}(t), \tag{4}$$

где

$$h_{el}(t) = F^{-1}\{\dot{H}_{el}(i\omega)\} = F^{-1}\left\{\frac{1}{r^2} - i\left(\frac{1}{kr^3} - \frac{k}{r}\right)\right\} - \tag{5}$$

- импульсный отклик, описываемый обратным преобразованием Фурье F^{-1} от передаточной функции одного из этих диполей. В (5) последняя заключена в фигурные скобки, где $k=\omega / c$, r -расстояние до точки наблюдения. Функция $h_{arr}(t)$ – это реакция антенной решетки, которая образована множеством диполей, замененных точечными ненаправленными излучателями.

Для некоторых источников эти диполи могут быть идентифицированы как вполне определенные структурные неоднородности, объединенные в некоторую дискретную решетку [3, 5].

Во многих случаях наблюдаемый сигнал можно интерпретировать как результат интерференции нескольких волн, пришедших в точку приема различными путями. Обычно природа многолучевости связана с определенными отражениями в канале распространения, хотя истинные физические причины могут быть иными. Чтобы осуществить "редукцию сигнала к входу системы", необходимо оценить влияние многолучевости и устранить его из сигнала.

Обратные задачи этого вида достаточно сложны. Решение применительно к ЛИВС в идеале предполагает восстановление всех членов в уравнении (3), или деконволюцию. Наибольшие осложнения возникают, если в (3) известен только наблюдаемый сигнал $e(t)$. В таких условиях находят применение некоторые методы слепой деконволюции. Проблема становится еще более сложной, если выход, т.е. левая часть в (3), представляет собой одиночный неповторяющийся сигнал, что, таким образом, исключает применение статистических методов. Примером может служить электромагнитный импульс, генерируемый разрядом молнии [4, 5].

Методы решения могут быть основаны, в частности, на разложении по эмпирическим модам (ЕМД) [7-9], сингулярном разложении, разложении по эмпирическим ортогональным функциям и пр. [2]. Далее мы ограничимся исследованием применимости ЕМД к анализу ИХ плоскостного биконического вибратора [3]. В качестве экспериментальных данных были выбраны ИХ из [6]. Интересно выяснить, отвечает ли метод ЕМД физической природе этих сигналов и каковы корреляционные связи, т.е. степень взаимной независимости, характерных компонентов ИХ. Это может служить первым шагом при выделении отдельных волн, интерферирующих в точке наблюдения.

Для получения результатов были использованы специально разработанные программы на Matlab.

2. Структура многолучевого сигнала во временной области

В реальной среде трасса в (3) становится многолучевой благодаря отражениям, дифракции, рассеянию и т.д. Пренебрегая возможными искажениями, можно написать

$$h_{tr}(t) = 1 + \sum_{n=1}^{N} a_n \delta(t - \tau_n), \tag{6}$$

где τ_n - задержки во времени, a_n - весовые коэффициенты ($|a_n|<1$) для n-го индивидуального пути.

Раздельные оценки ИХИ и ИХТ в (3) сильно затруднены, если геометрические и электрофизические структуры источника включают дискретные или протяженные неоднородности [5]. Упрощая, можно предположить, что

$$h_s(t) = 1 + \sum_{m=1}^{M} b_m \delta(t - t_m) \tag{7}$$

где τ_m и b_m - задержки во времени и коэффициенты возбуждения неоднородностей соответственно. Поэтому, когда каждый δ-импульс в (7) воздействует на ИХТ (6), он в результате свертки будет создавать цуг импульсов

$$h_{imp}(t) = h_s(t) * h_{tr}(t) = \left[1 + \sum_{m=1}^{M} b_m \delta(t - \tau_m)\right] * \left[1 + \sum_{n=1}^{N} a_n \delta(t - \tau_n)\right], \tag{8}$$

и вместо (3) можно получить

$$e(t) = i(0,t) * \left[1 + \sum_{m=1}^{M} b_m \delta(t - t_m)\right] * \left[1 + \sum_{n=1}^{N} a_n \delta(t - t_n)\right] = i(0,t) * h_{imp}(t), \tag{9}$$

где ИХ $h_{\text{imp}}(t)$ отображает взаимодействие сигналов, передаваемых в точку наблюдения различными путями. Каждый m-й импульс из ИХИ (7) в соответствии с ИХТ (6) создает (N+1)-импульсную последовательность. Таким образом, в рамках модели ЛИВС общее число импульсов в временном ряде (6) может составлять (M+1) × (N+1), даже если не принимать во внимание возможность рассеяния внутри канала распространения.

В общем случае во временных рядах (8) и (9) будет присутствовать частичное или полное наложение некоторых импульсов из разных последовательностей. Как правило, определение порядка следования и происхождения отдельных импульсов представляет собой достаточно сложную задачу.

3. Разложение по эмпирическим модам во временной области

Рассматриваемое разложение предложено Н. Е. Хуангом в 1998 году [см., например, 7]. Это метод адаптивного разложения произвольного сигнала $u(t)$ на конечное множество квазиколебательных компонентов, или “внутренних” (intrinsic) модальных функций (IMFs), называемых в дальнейшем характерными модами (ХМ). Они извлекаются непосредственно и адаптивно из обрабатываемого сигнала, естественным образом образуя множество ХМ как неких базисных функций. Этот процесс называется «просеиванием» и создает аддитивное отображение сигнала $u(t)$ в виде:

$$u(t) = \sum_{m=1}^{M} c_m(t) + r(t). \tag{10}$$

где $c_{\text{m}}(t)$, m=1, ... M – число ХМ, $r(t)$ – остаток, или последний член разложения, описывающий тренд. Каждая ХМ в (10) должна подчиняться двум обязательным условиям:

а) число экстремумов и число пересечений нулевой линии не должны отличаться более чем на 1;

б) быть симметричной по отношению к локальным нулевым средним.

Алгоритм просеивания подробно описан в литературе [см., например, 7-9]. На его основе были проведены обширные исследования применимости ЕМД в различных областях. Однако, представляется, что корреляционные свойства слагаемых $c_{\text{m}}(t)$ в (10) еще не изучены должным образом.

Мы могли бы заменить определенный сигнал $u(t)$ его моделью (10), пользуясь результатами ЕМД-разложения. На рис. 1 предлагается некоторый "физически допустимый" способ представления этого сигнала в виде суммы ХМ с использованием операции свертки. Уравнение (10) показывает, что обрабатываемый сигнал $u(t)$ возможно интерпретировать как результат взаимодействия различных ХМ общим числом M друг с другом.

Таким образом, можно считать, что каждая ХМ распространяется от общего источника до точки наблюдения по собственной траектории. Другими словами, модель (10) позволяет рассматривать $u(t)$ как некоторый условный многолучевой сигнал. В самом деле, вместо (10) можно написать

$$u(t) = \sum_{m=1}^{M} u_0(t) * [h_m(t) + r(t)] = u_0(t) * h_{imp}(t) / \tag{11}$$

Входной сигнал $u_0(t)$ одинаков для каждой из ХМ, но каждая из них, взятая отдельно, т.е. $c_m(t)$, есть результат свертки $u_0(t)$ с некоторой функцией $h_m(t)$. Таким образом, структуры уравнений (8) и (11) аналогичны.

Вследствие линейности соотношения (11) можем получить

$$h_{imp}(t) = \sum_{m=1}^{M} h_m(t) + h_r(t). \qquad (12)$$

Структура предлагаемой модели показана на рис. 1. Она позволяет рассматривать отдельные ХМ как некие взаимодействующие волны, распространяющиеся в точку наблюдения по различным путям. Это создает дополнительные возможности для анализа интерферерепционной природы многолучевых сигналов вида (9).

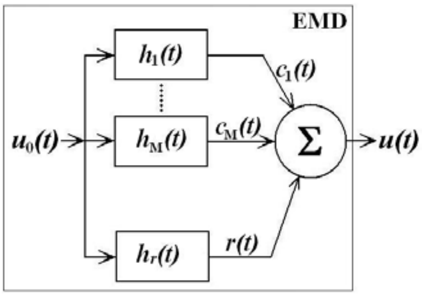

Рис. 1. Модель сигнала, основанная на ЕМД во временной области.

В качестве примера рассмотрим ИХ так называемой антенны-“бабочки” (bow-tee antenna), схематически показанной на на рис. 2*а* и представляющей собой плоскостной вариант биконического вибратора [3]. Предполагается, что она изготовлена из хорошо проводящего материала, а излучающие структурные неоднородности представлены только входными зажимами в зазоре и торцами антенны. Именно в этих областях скорость импульса тока возбуждения изменяет свою величину и/или направление, что и обуславливает излучение. Благодаря широкополосным свойствам ее широко используют в различных областях для излучения и приема предельно коротких импульсов. В упрощенном виде импульсный отклик этой антенны приведен на рис. 2 *б*.

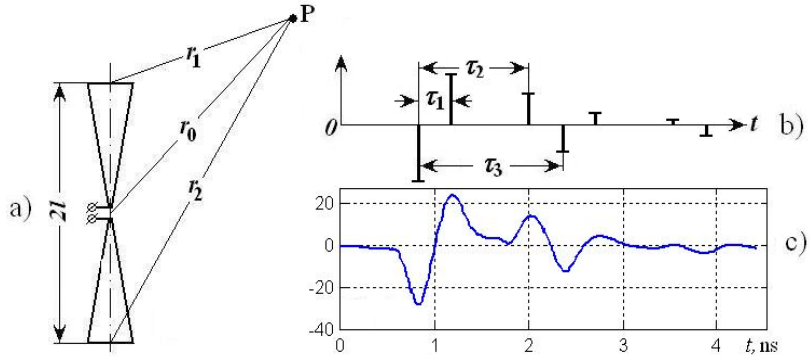

Рис. 2. Схематическое изображение диполя типа „бабочка” (*a*),
предполагаемая (*b*) и реальная ИХ (*c*) этой антенны.

Таким образом, антенну можно представить как решетку из трех элементов. Их излучение достигает точки наблюдения *P* с соответствующими задержками относительно момента времени $\tau_0 = r_0/c$, равными

$$\tau_1 \approx (l + r_1 - r_0)/c; \qquad \tau_2 \approx (l + r_2 - r_0)/c; \qquad \tau_3 \approx (2l - r_0)/c, \qquad (13)$$

где l - длина плеча антенны, c-скорость света. Все остальные символы понятны из эскиза.

Экспериментальные данные для $2l$=0,5 *м* [6] представлены на рис. 2*c*. Видно, что сигналы (*b*) и (*c*) имеют одинаковую временную структуру. Каждый идеализированный δ-импульс, показанный на рис. 2*b*, превращается в квазигауссов импульс на рис. 2*c*. Вследствие отражений тока от концов антенны наблюдается последовательное и многократное возбуждение элементов эквивалентной решетки, и если не учитывать потери, процесс излучения можно считать периодическим и рассматривать антенну как фильтр с бесконечной ИХ. Положения экстремумов в последовательности (*c*) на рис. 3 позволяют оценить значения задержек и величину периода, близкую к τ_3.

Вид входного импульса, т.е. сигнал $u_0(t)$ в (11) и на рис.1, возбудивший эту последовательность, неизвестен. Задача, рассматриваемая ниже, это попытка извлечь некоторую информацию о нем из реализации на рис. 2*c*, чтобы на основе модели, предложенной ранее, уточнить в дальнейшем значения задержек в (13).

Результаты применения ЕМД к сигналу *c* показаны на рис. 3*b*, где все ХМ показаны в порядке, определяемом процедурой просеивания. Амплитуды и квазипериоды колебаний проявляют тенденцию к увеличению сверху вниз. Видно, что самые “верхние” ХМ с номерами 1 и 2 сильно загрязнены шумами. Из-за малости амплитуд их не следует учитывать в дальнейшем анализе. То же самое относится и к “нижней” ХМ, или остаточному члену, который описывает самый медленный компонент разложения, т.е. тренд. В качестве основных элементов разложения выступают более быстрые ХМ (3-8) с большими амплитудами, определяющие энергетику сигнала.

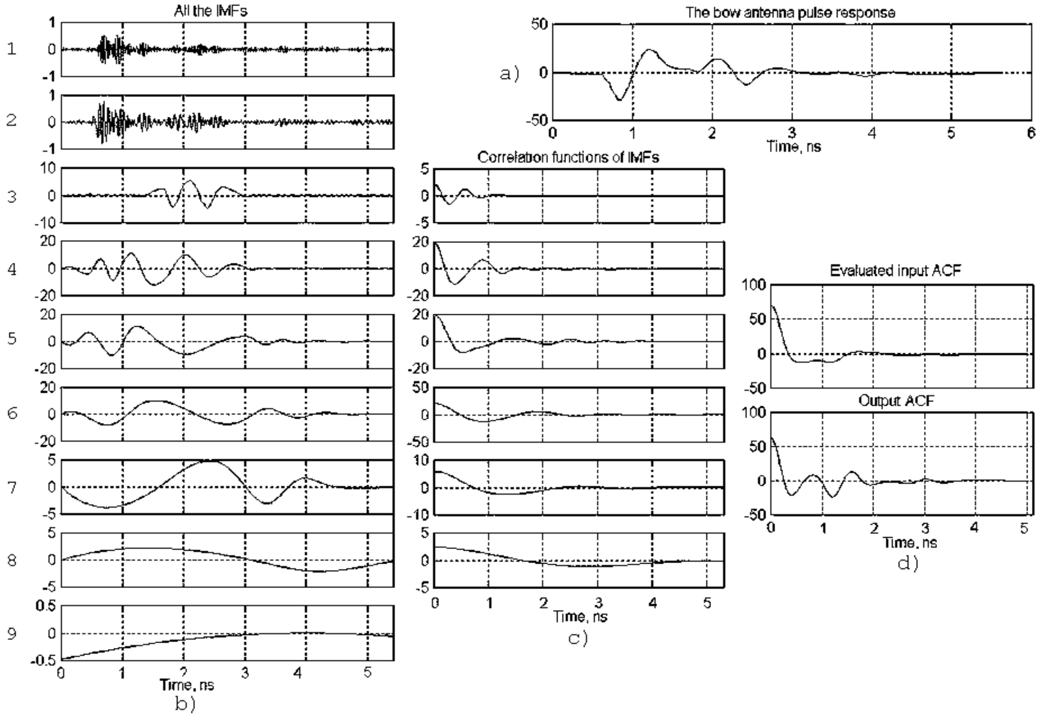

Рис. 3. Обрабатываемый сигнал (*a*), его разложение по методу ЕМД (*b*); корреляционные соотношения (*c, d*).

Единственно доступным объектом для измерений в модели (рис. 1) может быть лишь выходной импульс $u(t)$. Эта ситуация возникает всегда при наблюдении природных явлений и часто - при геофизических и медицинских исследованиях. Некоторые сведения о способах формирования сигнала, т.е. о функциях $u_0(t)$ и $h_{imp}(t)$ в (11), могут быть основаны на оценочных предположениях. Чтобы получить общее представление о свойствах входного импульса $u_0(t)$, в реальных условиях отличающегося от $\delta(t)$, имеет смысл изучить автокорреляционные функции (АКФ) отдельных ХМ. Для энергетически значимых ХМ с номерами от 3 до 8 они показаны на рис. *c*.

В табл. 1 приведена верхняя треугольная матрица, составленная из коэффициентов взаимной корреляции различных ХМ. Видно, что связь между отдельными модами довольно слаба, поскольку среднее значение всех коэффициентов, называемое индексом ортогональности, невелико и составляет приблизительно 0,27. Другими словами, отдельные ХМ мало зависят друг от друга, хотя ортогональность в строгом смысле отсутствует.

Таблица 1.

Коэффициенты взаимной корреляции различных ХМ

IMF No	3	4	5	6	7	8
3	1.0000	0.2007	-0.0702	0.0264	0.1604	0.1369
4		1.0000	-0.0229	-0.1865	0.0216	-0.0507
5			1.0000	0.1155	-0.3350	-0.0902
6				1.0000	-0.0782	0.1437
7					1.0000	-0.0365
8						1.0000

Если применительно к ИХ на рис. 2*c* и 3*a* считать, что импульс $u_0(t)$ играет роль δ-импульса, то каждая ХМ на рис. 2 должна представлять ИХ соответствующей трассы. В силу слабой связи эквивалентная характеристика параллельных трасс будет суммой всех ХМ. Она может служить оценкой автокорреляционной функции (АКФ) неизвестного входного сигнала в модели (11), которая показана на верхнем графике (рис. 3*d*). Под ней изображена АКФ выходного сигнала $u(t)$, найденная через его энергетический спектр с помощью теоремы Винера-Хинчина [2].

4. *Заключение*

Заметим, что параллельная модель (11, 12) ЕМД–разложения (рис. 1) физически неадекватна, если линейная система обладает последовательной (каскадной) структурой. Тогда ее выходной сигнал имеет вид

$$u(t) = u_0(t) * h_1(t) * \ldots h_n(t) * \ldots * h_N(t), \tag{14}$$

где $h_n(t)$ – ИХ *n*-го каскада. В этом случае параллельная модель физически не соответствует сверточной природе сигнала (14). Чтобы найти сверточные компоненты, необходимо выполнить гомоморфное преобразование этого сигнала и перейти из временной области в область комплексного логарифмического спектра

$$\dot{S}_L(i\omega) = \mathrm{Log}\{F[u(t)]\} = \mathrm{Log}\prod_{n=1}^{N} \dot{S}_n(i\omega) = \sum_{n=1}^{N}\left[\log\left|\dot{S}_n(i\omega)\right| + i\varphi_n(\omega)\right], \tag{15}$$

где F и Log - символы преобразования Фурье и комплексного логарифма соответственно, $\varphi_n(\omega)$ - фаза комплексного спектра $S_n(i\omega)$. В этой области сверточные компоненты сигнала аддитивны, следовательно,) ЕМД является адекватным методом как разложения суммы (15).

В общем случае необходимо учитывать известные связи [8, 10, 11] реальной и мнимой частей (или модуля и фазы) последней. Однако, подробный анализ ЕМД для последовательной модели (14) требует отдельного исследования и выходит за рамки этой работы.

Литература

1. M. H. Hayes (1996). Statistical digital signal processing and modeling. – N.Y., Wiley & Sons.

2. А. А. Большаков, Р. Н. Каримов (2007). Методы обработки многомерных данных и временных рядов.- М.: Горячая линия – Телеком.

3. C. A. Balanis (1997). Antenna theory: analysis and design. – N.Y., Wiley & Sons.

4. Yu. A. Krasnitsky (1994). Evaluation of lightning current pulse parameters from spherics waveforms.- Journ. of Geophys. Res., 99, No. D5, 10723-10725.

5. Yu. A. Krasnitsky (2000). Lightning spherics: analysis of the thin structure. – Computer modelling and new technologies, 4, No.2, 79 – 83.

6. A.A. Lestari, A.G. Yarovoy, L.P. Ligthart (2001). Numerical analysis of transient antennas. – Proc. Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications. Turin, Sept. 10-14, 435-438 .

7. N. E. Huang, S. S. P. Shen, Eds. (2005) Hilbert-Huang transform and its applications. – Singapore, World Scientific.

8. T. Tanaka, D. Mandic (2007). Complex empirical mode decomposition. – IEEE Sign. Proc. Lett., V. 14, No 2, 101-104.

9. Yu. A. Krasnitsky (2009). Pseudocepstral analysis of transient pulses based on empirical mode decomposition. – Transport and Telecommunication, V. 10, No 3, 4-9.

10. G. Rilling et al. (2007). Bivariate empirical mode decomposition. – IEEE Sign. Proc. Lett., V. 14, No 12, 936-939.

11. S. L. Hahn (1996). Hilbert transform in signal processing. – No

REFERENCES

1. M. H. Hayes (1996). Statistical digital signal processing and modeling. – N.Y., Wiley & Sons.

2. A. A. Bol'shakov, R. N. Karimov (2007). Metody obrabotki mnogomernyh dannyh i vremennyh ryadov.- M.: Goryachaya liniya – Telekom.

3. C. A. Balanis (1997). Antenna theory: analysis and design. – N.Y., Wiley & Sons.

4. Yu. A. Krasnitsky (1994). Evaluation of lightning current pulse parameters from spherics waveforms.- Journ. of Geophys. Res., 99, No. D5, 10723-10725.

5. Yu. A. Krasnitsky (2000). Lightning spherics: analysis of the thin structure. – Computer modelling and new technologies, 4, No.2, 79 – 83.

6. A.A. Lestari, A.G. Yarovoy, L.P. Ligthart (2001). Numerical analysis of transient antennas. – Proc. Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications. Turin, Sept. 10-14, 435-438 .

7. N. E. Huang, S. S. P. Shen, Eds. (2005) Hilbert-Huang transform and its applications. – Singapore, World Scientific.

8. T. Tanaka, D. Mandic (2007). Complex empirical mode decomposition. – IEEE Sign. Proc. Lett., V. 14, No 2, 101-104.

9. Yu. A. Krasnitsky (2009). Pseudocepstral analysis of transient pulses based on empirical mode decomposition. – Transport and Telecommunication, V. 10, No 3, 4-9.

10. G. Rilling et al. (2007). Bivariate empirical mode decomposition. – IEEE Sign. Proc. Lett., V. 14, No 12, 936-939.

11. S. L. Hahn (1996). Hilbert transform in signal processing. – No

Сведения об авторе

Красницкий Юрий Александрович **(**1938), окончил Ленинградский институт точной механики и оптики (1961), доктор физико-математических наук, профессор, хабилитированный доктор инженерных наук, профессор кафедры телекоммуникаций Института транспорта и связи (Рига, Латвия), автор около 150 научных работ. Области научных интересов – радиофизика, радиолокация, цифровая обработка сигналов.