

medium under produced by two announced methods. Here vibrator was designed for HF-band, and computing were done for various medium parameters including dielectric capacity and conductivity. In addition, we have calculated vibrator input impedance. A good agreement was noticed.

Keywords: moment method, dissipative medium, computing of antenna parameters.

DOI: 10.18469/ikt.2016.14.1.12

Pestovskij Igor Nikolaevich, Military unit, Samara, Russian Federation. Tel.: +79299513066. E-mail: pin1969@mail.ru

References

1. Pestovskij I.N. Metod momentov v primenenii k raschetu elektricheskikh kharakteristik antenn v dissipativnykh sredakh [Method of moments used to calculate antenna characteristics in dissipative mediums]. *Radiotekhnika*, 2015. no.4, pp. 51-57.
2. Kuryshev A.A., Ozerova L.V. K raschetu vhodnogo soprotivleniya antenn, obrazovannyh iz provodnikov, obtekaemyh begushhej volnoj toka [The calculation of the input impedance of the antenna formed of the conductors, streamlined traveling wave current]. *Tehnika sredstv svyazi. Seriya TRS*, 1982, no. 8, pp. 101-110.
3. Harrington R.F., Harrington J.L. *Field Computation by Moment Methods*. Oxford University Press, 1996. 240 p.
4. Balanis C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, third edition, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 2005. 1136 p.
5. Mittra R. Ed. *Computer Techniques for Electromagnetics*. Pergamon Press, 1973. 403 p. (Russ. ed.: Pod. red. R. Mitry. *Vychislitel'nye metody v jelektrodinamike*. Moscow, Mir, 1977. 485 p.).
6. Drabkin A.L., Zuzenko V.L., Kislov A.G. *Antenno-fidernye ustrojstva. Izd. 2-e, pererab. i dop* [Antenna feeder devices. Second edition]. Moscow, Sov. Radio Publ., 1974. 536 p.
7. King R., Smith G. *Antennas in Matter*. Cambridge, MIT Press, 1981. (Russ. ed.: King R., Smit G. *Antenny v material'nyh sredah. T. 1, 2*. Moscow, Mir Publ., 1984. 824 p.)
8. Ajzenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko Je.M. et al. *Korotkovolnovye anteny. Izd. 2-e, pererab. i dop* [HF antennas. Edited by Ajzenberg G.Z. Second edition]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1985. 536 p.
9. Lavrov G.A., Knjazev A.S. *Prizemnye i podzemnye anteny* [Surface and underground antenna]. Moscow, Sov. radio Publ., 1965. 472 p.
10. Buzova M.A., Judin V.V. *Proektirovanie provolochnyh antenn na osnove integral'nyh uravnenij: Uchebnoe posobie dlja VUZov* [The design of the wire antenna on the basis of integral equations. Textbook for High Schools]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 2005. 184 p.

Received 20.11.2015

УДК 621.396(075)

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОКАНАЛОВ С РЕЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ И НЕИЗОТРОПНЫМ СПЕКТРОМ ДОПЛЕРОВСКОГО РАССЕЯНИЯ

Елисеев С.Н., Песоцкий П.В.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
E-mail: eliseev-sn@pguti.ru

Беспроводные системы связи должны разрабатываться для работы в каналах с замираниями радиоканала при значительной вариации условий окружающей обстановки. Точное моделирование таких каналов является важным шагом в проектировании и проверке алгоритмов и современных аппаратных систем радиосвязи. В статье рассмотрены вопросы построения авторегрессионной модели канала скользящего среднего с релеевскими замираниями и неизотропным спектром доплеровского рассеяния. Спектральная плотность мощности процесса замираний референтной модели реализуется как ее аппроксимация квадратом передаточной функции рекурсивного цифрового фильтра с комплексными коэффициентами. Основное внимание уделено получению «хорошего» начального приближения для последующего численного решения задачи аппроксимации Чебышева с минимизацией числа арифметических операций, выполняемых этим фильтром.

Ключевые слова: каналы с замираниями, модель, ARMA фильтр, неизотропный доплеровский спектр рассеяния..

Введение

Разработка и оптимизация алгоритмов современных и перспективных устройств передачи данных ввиду их сложности крайне затруднительна и малоэффективна без использования компьютерного моделирования широкого диапазона условий работы радиоканалов. Средства моделирования – имитаторы радиоканалов обеспечивают повторяемость и возможность управления воспроизводимыми условиями и характеристиками радиоканалов, отражающих существенные особенности поведения тестируемых устройств в реальных условиях. Кроме того, имитируя процессы прохождения сигналов по радиоканалам, модель должна быть способна генерировать процессы со статистическими характеристиками, аккуратно согласованными с набором некоторых эталонных характеристик: реализовывать референтную модель канала. Тем самым открывается возможность сопоставлять и исследовать характеристики устойчивости и надёжности передачи данных, которые обеспечивают разрабатываемые алгоритмы в сравнении с уже известными. Применение для целей моделирования средств цифровой обработки сигналов (ЦОС) в полной мере обеспечивает выполнение вышеперечисленных требований.

Методы и алгоритмы передачи сигналов, успешно используемые при сравнительно низких скоростях движения мобильных объектов, нуждаются в модификации для работы с высокоскоростными объектами. Для разработки и тестирования новых средств обеспечения передачи информации в условиях высокой скорости движения необходимо иметь модели канала, учитывающие проявления разного вида замираний, возрастающего влияния эффекта доплеровского рассеяния [1; 8]. Процесс релейских замираний с доплеровским рассеянием адекватно моделируется ARMA (англ. Autoregressive Moving-average Model – модель авторегрессии скользящего среднего) моделями гауссовских процессов, лежащих в основе представления релейских замираний [2]. В данной статье рассматривается методика построения ARMA модели, имитирующей условия работы и эталонные характеристики каналов с релейскими замираниями и доплеровским

рассеянием в широком диапазоне значений параметров этих каналов.

Основные эталонные характеристики референтной модели

В теории и приложениях [2-3; 7] рассматриваются два типа доплеровского рассеяния:

- изотропного рассеяния, предполагающего равномерную плотность распределения вероятности значений углов прихода сигнала, принимаемого на ненаправленную антенну движущегося объекта;
- неизотропного рассеяния, проявляющегося при приеме на антенну с направленными свойствами сигнала с неравномерным распределением значений углов его прихода на движущийся объект.

Референтная модель, имеющая аналитическое описание в замкнутом виде своих эталонных спектрально-корреляционных характеристик, описывающая оба типа рассеяния, базируется на плотности распределения фон Мизеса-Тихонова углов прихода θ [4]:

$$p(\theta) = \frac{\exp [(k \cos(\theta - \hat{\theta}))]}{2\pi I_0(k)}, \quad \theta \in [-\pi, \pi], \quad (1)$$

где $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $\hat{\theta}$ – среднее значение направления углов прихода; $k \geq 0$ – параметр концентрации, задающий ширину рассеяния θ .

Распределение (1) называют также «круговым нормальным» распределением. Оно описывает непрерывное распределение углов прихода на окружности с периодом 2π . Параметр $\hat{\theta}$ соответствует математическому ожиданию, а параметр k – величине, обратной дисперсии в обычном нормальном распределении. При $k=0$ распределение (1) превращается в равномерное распределение, порождающее изотропное доплеровское рассеяние:

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi}, \quad (2)$$

при $k = \infty$, $p(\theta) = \delta(\theta - \hat{\theta})$, детерминированное значение угла прихода. Все другие значения параметра k порождают неизотропное доплеровское рассеяние. Графическое изображение (1) дано на рис. 1.

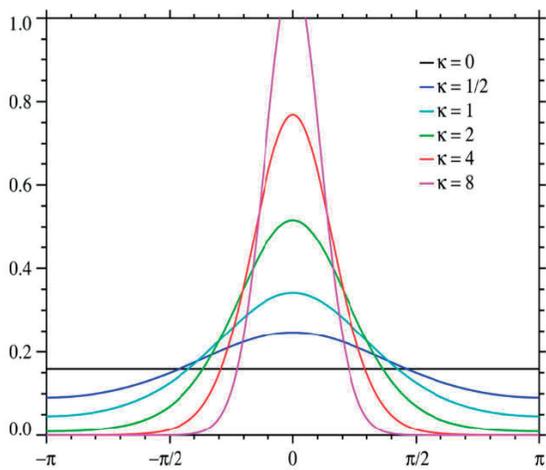


Рис. 1. Распределение фон Мизеса-Тихонова

Релеевские замирания – это общепринятое описание для огибающей процесса:

$$s(t) = s_I(t) + js_Q(t), \tag{3}$$

где $s_I(\cdot)$ - синфазная компонента, а $s_Q(\cdot)$ - квадратурная компонента, являющиеся гауссовскими процессами с нулевым математическим ожиданием. Спектральная плотность мощности (СПМ) огибающей процесса (3), соответствующая распределению (1), как установлено в [4] имеет вид:

$$S_s(f) = \begin{cases} \frac{e^{k \cos(\theta) \frac{f}{f_D}} \cosh\left(k \sin(\theta) \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}\right)}{\pi I_0(k) \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}}, & |f| \leq f_D; \\ 0, & |f| \geq f_D, \end{cases} \tag{4}$$

где f_D – максимальная частота доплеровского рассеяния.

При $k = 0$ СПМ (4) соответствует закону Джексона, то есть изотропной модели Кларка [2; 9]. В общем случае (4) несимметрично относительно $f = 0$, что означает проявление в корреляционной функции взаимной корреляции между квадратурными компонентами процесса в (1).

Реализация модели

Методами ЦОС этот ARMA процесс может быть реализован в виде рекурсивного цифрового фильтра (ЦФ), на входе которого действует $n(t)$ – комплекснозначный белый гауссовский шум, обладающий равномерной СПМ $S_n(\omega) = N$. Главная особенность такого ЦФ – его коэффициенты должны быть комплексными числами. Реа-

лизация РЦФ с комплексными коэффициентами достаточно высокого порядка M удобно выполнять в виде каскадного соединения звеньев первого порядка, дискретизированного с частотой f_d :

$$H_0(e^{-j\omega}) = \prod_{m=1}^M H \frac{1+b_m e^{j(\Phi_m-\omega)}}{1-a_m e^{j(\Psi_m-\omega)}}, \tag{5}$$

где $\omega = 2\pi \frac{f}{f_d}$. При этом каждое звено реализуется в виде следующей структуры:

$$y_m(n) = y_{rm}(n) + j y_{im}(n) = a_m e^{j\Psi_m} [y_{rm}(n-1) + j y_{im}(n-1)] + b_m e^{j\Phi_m} [x_{rm}(n-1) + j x_{im}(n-1)] + x_r(n) + j x_i(n), \tag{6}$$

где переменные с индексом r – действительные числа, с индексом i – мнимые числа. Видно, что для реализации одного отсчета $y_m(\cdot)$ требуется выполнить восемь умножений действительных чисел.

Поскольку при этом выражение (4) в рамках ARMA моделей может быть получено только аппроксимацией дробно-рациональной функцией $|H(e^{j\omega})|^2$, где $H(e^{j\omega})$ – частотная характеристика ЦФ моделирующая (4), то синтез ARMA РЦФ можно осуществить только численными итерационными методами, в которых важную роль играет начальное приближение для параметров функции (5). Если начальное приближение выбрано «хорошим» – то есть достаточно близким к искомому конечному результату, то удастся избежать многих проблем, присущих итерационным численным алгоритмам [6].

Хотя объекты аппроксимации это квадратичные, энергетические функции, критерий оптимальности, заключающийся в точности воспроизведения референтной модели, более логично полагать чебышевским, минимизирующим:

$$||H_a(f) - S_s(f)|| = \max |H_a(f) - S_s(f)|, \tag{7}$$

где $f \in [-\pi, \pi]$;

$$|H_0(e^{-j\omega})|^2 = \prod_{m=1}^M A \frac{1+2b_m \cos(\Phi_m-\omega)+b_m^2}{1-2a_m \cos(\Psi_m-\omega)+a_m^2}, \tag{8}$$

где A – масштабирующий множитель. Обозначив отклонение передаточной функции числителя в (8) как δS_m , а отклонение знаменателя как δP_m , получим, что изменение в (8) имеет вид:

$$|H(e^{-j\omega})|^2 = \prod_{m=1}^M |H_0(e^{-j\omega})|^2 \frac{1+\sum_{m=1}^M \frac{\delta S_m}{|H_0^{4c}(e^{-j\omega})|^2}}{1+\sum_{m=1}^M \frac{\delta P_m}{|H_0^{3H}(e^{-j\omega})|^2}}, \tag{9}$$

где $|H_m^{4c}(\cdot)|^2$ и $|H_m^{3n}(\cdot)|^2$ – соответственно, выражения для числителя и знаменателя в (8).

В линейном приближении можно показать, что отклонения, вызванные изменением модуля и фазы коэффициентов в (9), разделяются и могут быть рассмотрены по отдельности, что значительно упростит процедуру синтеза ЦФ аппроксимирующего СПМ вида (4).

Методика синтеза СФФ

При создании модели средствами ЦОС для сокращения сложности реализации за счет уменьшения числа вычислительных операций применяют многоскоростную цифровую фильтрацию [5]. Требуемая СПМ получается на выходе каскадного соединения фильтра, формирующего СПМ (СФФ), которая аппроксимирует (4) на частоте дискретизации $f_d \approx (4 \dots 8)f_D$, и последующего интерполирующего фильтра с коэффициентом повышения частоты дискретизации $L \gg 1$.

Наиболее сложная проблема, возникающая при построении такого вида модели, – это решение задачи синтеза СФФ: рекурсивного ЦФ с комплексно-значными коэффициентами. Как уже отмечалось выше, особое внимание должно быть уделено определению начального приближения. Рассмотрим этот этап решения задачи синтеза СФФ подробнее.

Первый шаг в процедуре синтеза состоит в оценке M_0 порядка начального приближения ЧХ в (5). Эту роль может выполнить оценка порядка эллиптического ЦФ, практически оптимального ЦФ в классе чебышевской аппроксимации модуля ЧХ, приведенная в [5]:

$$M_0 = 1,078 \cdot \lg \left[\frac{2}{\delta_2 \sqrt{\delta_1}} \right] \cdot \lg \left[\frac{4 \sin(2\pi f_D)}{\pi \Delta f} \right], \quad (10)$$

где δ_2 – допустимая величина сигнала в полосе затухания; δ_1 – допустимая величина пульсаций сигнала в полосе пропускания; Δf – ширина нормированной переходной полосы.

Второй шаг это определение начальных значений $2M_0$ комплексных коэффициентов в (5). Для чего может быть использован алгоритм пошагового определения значений искоемых коэффициентов из [2]. В состав квадратичной целевой функции алгоритма введена «барьерная» функция для соблюдения условий устойчивости синтезируемого СФФ.

Далее полученное решение модифицируется: анализ структуры выражения (4) позволяет выделить знаменатель, который фактически соответствует СПМ изотропной модели и определяет симметричные граничные частоты в спектре

$\pm f_D$. Такая симметрия может быть мотивом замены одиночных комплексных нулей и полюсов в окрестностях частот $\pm f_D$ на комплексно-сопряженные пары этих точек, координаты которых могут быть выбраны усреднением координат соответствующих комплексных нулей-полюсов решения, полученного на втором шаге, описываемой процедуры, ближайших к точкам на окружности частот $\pm f_D$, (см. рис. 2) [2]. Произведенная замена имеет одним своим следствием сокращение числа выполняемых операций умножения из расчета два действительных умножения на один комплексный коэффициент. Другое следствие – появление отклонений в СПМ на выходе СФФ.

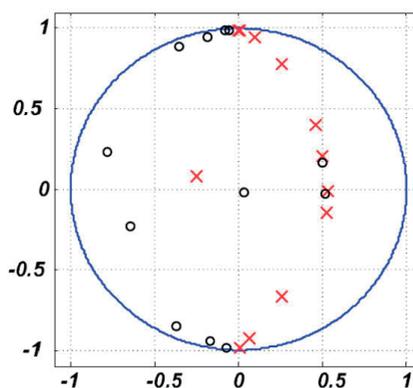


Рис. 2. Диаграмма нулей и полюсов передаточной функции РЦФ 12-го порядка (пример из [2])

На завершающем этапе синтеза СФФ выполняется поиск решения, в зависимости от условий синтеза приближающегося или полностью удовлетворяющего чебышевскому критерию аппроксимации (условию альтернанса) в (7) [6].

Рассмотрим в качестве иллюстрации использования предлагаемой методики синтеза СФФ, порядок которого в соответствии с формулой (10) равен 12 [2]. Для этого примера параметры СПМ из (4) есть $k = 3$, $f_D = 0,25$, $\hat{\theta} = \frac{\pi}{4}$. Вид СПМ и ее аппроксимация приведены на рис. 3.

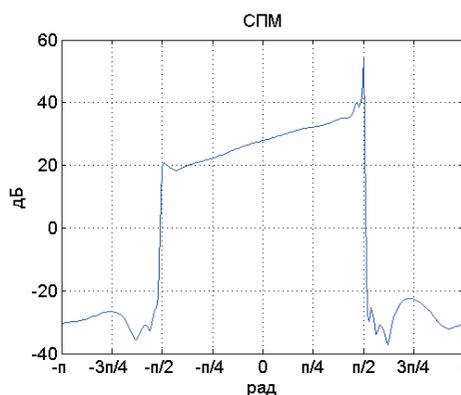


Рис. 3. Вид СПМ для фильтра 12-го порядка (пример из [2])

Характеристики приближения, полученные на втором шаге, приведены на графиках рис. 4.

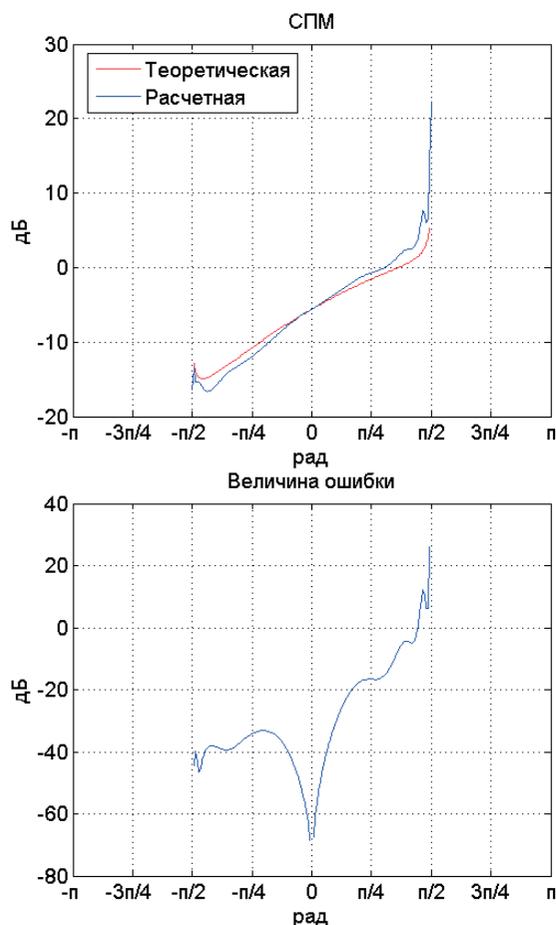


Рис. 4. Вид теоретической и расчетной СПМ и функция ошибок, соответствующих примеру [2]

Результаты последующей модификации, включающей создание вместо двух звеньев с комплексными коэффициентами вида (5)-(6) одного биквадратного звена РЦФ с действительными коэффициентами вида

$$H(z) = \frac{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}}{1-a_1z^{-1}-a_2z^{-2}}. \quad (11)$$

Использование двух звеньев вида (11), по одному для синфазной и квадратурной компонент (3), обеспечивает уменьшение числа операций умножения на 8 умножений на каждый отсчет в (3). Модификация координат нулей и полюсов, обусловленная частичной заменой сомножителей в (5) на (11), выполняется использованием (9) для улучшения качества начального приближения.

Сравнивая графики рис. 2-3 и рис. 4-5, легко видеть, что приближение рис. 4-5 намного ближе к оптимальному чебышевскому решению (по величине ошибки приближения и числу пульсаций). Приведенные графики получены с применением

оригинальных программ в среде MATLAB, разработанных авторами статьи.

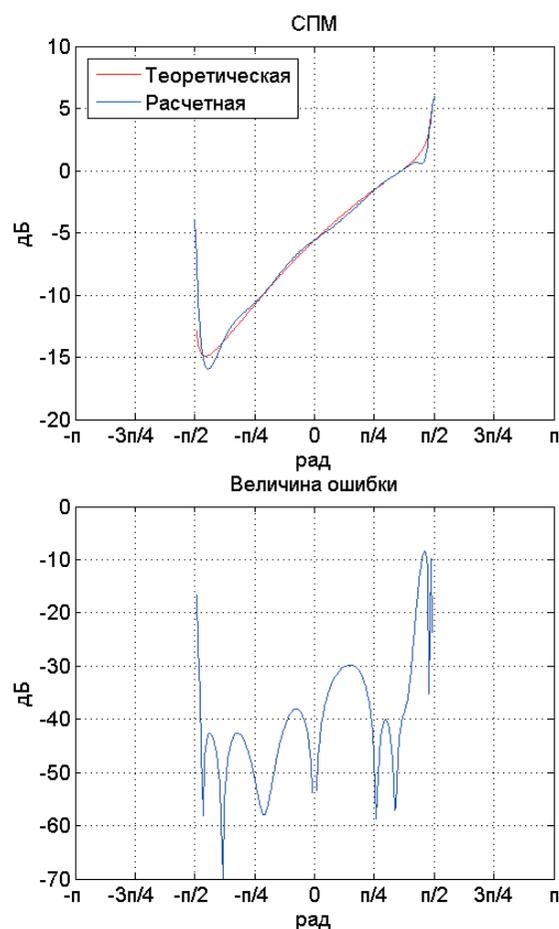


Рис. 5. Вид теоретической СПМ и модернизированной расчетной СПМ, и кривая ошибок

Заключение

Рассмотрено построение ARMA модели канала с релейскими замираниями и неизотропным доплеровским рассеянием. Референтная СПМ аппроксимируется по критерию чебышевского приближения квадратом передаточной функции рекурсивного цифрового фильтра с комплексными коэффициентами. Синтез фильтра выполняется численными методами в виде многоэтапной и многоитерационной процедуры, при создании которой основное внимание уделено проблеме получения «хорошего начального» приближения, реализуемого с уменьшением числа арифметических операций.

Литература

1. Елисеев С.Н., Песоцкий П.В. Модель радиоканала для передачи сообщений высокоскоростных транспортных средств // Школа универ-

- ситетской науки: Парадигма развития, июнь 2015, №2 (16). – С. 142-148.
2. Alimohammad A., Fard S.F., Cockburn B.F. Accurate Simulation of Nonisotropic Fading Channels with Arbitrary Temporal Correlation // IET Communications. Vol. 6, No. 5, 2012. – P. 557-564.
 3. Герасимов А.Б. и др. Полунатурное моделирование радиотехнических систем: учебное пособие. Ярославль, ЯРГУ, 2014. – 128 с.
 4. Abdi A., Barger J.F., Kaveh M. A parametric model for the distribution of the angle of arrival and associated correlation function and power spectrum at the mobile station // IEEE Trans. on Vehicular Technology. Vol. 51, No. 3, 2002. – P. 425-434.
 5. Bellanger M.G. Traitement numerique du signal. 8-e edition, DUNOD, 2006. – 447 p.
 6. Selesnick I.W., Lang M., Burrus C.S. Magnitude squared design of recursive filters with the Chebyshev norm using a constrained rational Remez algorithm // Proceeding of the sixth IEEE DSP Workshop. Yosemite, CA, October 1994. – P. 23-26.
 7. Барабошин А.Ю., Лучин Д.В., Маслов Е.Н. Технология разработки средств передачи данных по радиоканалам различных диапазонов // Электросвязь. №8, 2015. – С. 16-24.
 8. Rappaport T.S. Wireless Communications-Principles and Practice // Prentice Hall PTR, 2002. – P. 641.
 9. Clarke R.H. A statistical theory of mobile-radio reception // BSTJ, Vol. 47, 1968. –P. 957-1000.

Получено 18.11.2015

Елисеев Сергей Николаевич, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой радиосвязи, радиовещания и телевидения (PPT) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики» (ПГУТИ). Тел. (8-846) 339-11-06. E-mail: eliseev-sn@pguti.ru

Песоцкий Павел Вячеславович, аспирант кафедры PPT ПГУТИ. Тел. (8-846) 339-11-06; E-mail: pvpesotsky@ya.ru

MODELING OF RADIO CHANNELS WITH RAYLEIGH FADING AND NON-ISOTROPIC SPECTRUM OF DOPPLER SPREAD

Eliseev S.N., Pesotsky P.V.

*Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, 23 L.Tolstoy str., Samara 443010,
Russian Federation*

E-mail: eliseev-sn@psuti.ru

Wireless telecommunication systems should be designed for operation over fading radio channels under great variations of environment conditions. An accurate simulation of those channels is required during design and testing of both algorithms and modern radio communication system hard-ware. This work is concerned on autoregressive channel model of moving average with Rayleigh fading and non-isotropic spectrum of Doppler spread. Proposed model is based on digital autoregressive moving average (ARMA) filter. Simulation uses source filtered complicated white Gaussian noise to produce (approximately) time selective channel process with required non-isotropic spectrum of Doppler spread. This Doppler spread of non-isotropic scattering occurs due to real antenna directional parameters and some reflections along propagation path. We apply infinite impulse response (IIR) low-pass digital filter for approximation of required spectral characteristics and use von Mises distribution for angles of arrival description. Spectral power density of reference model fading process if realized in the form of its approximation by the square of digital filter transmission function with complex coefficients. We focused on estimation of spectrum-shaping filter order and suitable initial approximation for the following numerical solution of Chebyshev approximation problem with reduced number of arithmetic operations produced by this filter.

Keywords: fading channels, model, ARMA filter, non-isotropic spectrum of Doppler spread

DOI: 10.18469/ikt.2016.14.1.13

Eliseev Sergey Nikolaevich, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, 23 L. Tolstoy str., Samara 443010, Russian Federation; the Head of Department of Radiocommunication, Radiobroadcasting and Television; Doctor of Technical Science, Professor. Tel.: +78463391106. E-mail: eliseev-sn@psuti.ru

Pesotsky Pavel Vyacheslavovich, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, 23 L. Tolstoy str., Samara 443010, Russian Federation; PhD Student of the Department of Radiocommunication, Radiobroadcasting and Television; Tel.: +78463391106. E-mail: pvpesotsky@ya.ru

References

1. Eliseev S.N., Pesotsky P.V. Model radiokanala dlja peredachi soobshcheniy vysokoskorostnih transportnih sredstv [Model of radiochannel for transmission messages of high-speed vehicles] *Shkola universitetskoj nauki: Paradigma razvitija*, June 2015, vol. 16, no. 2, pp. 142-148.
2. Alimohammad A., Fard S.F., Cockburn B.F. Accurate Simulation of Nonisotropic Fading Channels with Arbitrary Temporal Correlation. *IET Communications*, vol. 6, no. 5, 2012, pp. 557-564. doi: 10.1049/iet-com.2011.0082.
3. Gerasimov A.B. et al. *Polunaturnoe modelirovanie radiotekhnicheskikh sistem* [Seminatural simulation of radio systems]. Jaroslavl, JarGU Publ., 2014. 128 p.
4. Abdi A., Barger J.F., Kaveh M. A parametric model for the distribution of the angle of arrival and associated correlation function and power spectrum at the mobile station. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002, vol. 51, no. 3, pp. 425-434. doi: 10.1109/TVT.2002.1002493.
5. Bellanger M.G. *Traitement numerique du signal. 8-e edition*. DUNOD, 2006. 447 p. (In French).
6. Selesnick I.W., Lang M., Burrus C.S. Magnitude squared design of recursive filters with the Chebyshev norm using a constrained rational Remez algorithm. *Proceeding of the sixth IEEE DSP Workshop*, p. 23-26, Yosemite, CA, October 1994. doi: 10.1109/DSP.1994.379882.
7. Baraboshin A. Ju., Luchin D.V., Maslov E.N. Tehnologija razrabotki sredstv peredachi dannih po radiokanalam razlichnih diapazonov. [Technology of data transmission means development for radio channels of different ranges]. *Electrosvjaz*, 2015, no. 8, pp. 16-24.
8. Rappaport T.S. *Wireless Communications-Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, 2002. 641 p.
9. Clarke R.H. A statistical theory of mobile-radio reception. *BSTJ*, 1968, vol. 47, pp. 957-1000.

Received 18.11.2015

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ

УДК 519-7; 004.56

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МУЗЫКАЛЬНЫХ ТЕКСТОВ И ТРАНСЛЯЦИИ МУЗЫКАЛЬНЫХ ПРОИЗВЕДЕНИЙ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ШИФРОВАННЫХ СООБЩЕНИЙ

Гросс А.А.

Заочный университет в г. Хаген, Германия

E mail: anastasia.gross@mail.ru

В статье приведены примеры применения приемов криптографии и стеганографии на музыкальных текстах, описаны некоторые ограничения этих методов. Описаны методы сокрытия информации, известные из зарубежной литературы, и предложен метод, который позволяет предварительно определить наличие в музыкальном произведении некоторых видов шифров. Представлены инструкция для дешифровки и шаги, которые необходимо предпринять для того, чтобы не только взламывать, но и создавать шифры на основе известных методов.

Ключевые слова: криптография, стеганография, музыка.

Введение

Криптология объединяет криптографию и криптоанализ, то есть способы преобразования информации, для того чтобы сделать ее недоступной для нежелательных лиц и процесс ее взлома при помощи специальных методов [1]. Часто определение научной дисциплины различается в обиходе специалистов и в быденном сознании. Так, в быденном сознании слово «расшифровка» тождественно пониманию чего-то загадочного, например расшифровка древних иероглифов.

Но расшифровка не тождественна угадыванию. Это процесс обратного преобразования информации при использовании определенного алгоритма или их комбинаций.

Преобразование информации, представленной в виде букв и цифр, хорошо известно на протяжении исторического периода. Использование музыкальных текстов и исполнения музыкальных произведений для этой цели менее распространено. Между тем математика в историческом плане теснее связана с музыкой, чем кажется на