

вывать его на компьютерах с относительно малой оперативной памятью.

Литература

1. Вуд П. Анализ и проектирование зеркальных антенн. Пер. с англ. под ред. О.П. Фролова. М.: Радио и связь, 1984. – 208 с.
2. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. М.: Связь, 1974. – 440 с.
3. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга. Ч.1. М.: Связь, 1977. – 384 с.
4. Прохоров И.О., Кондратьева А.П. Зеркальная антенна с диаграммой направленности специальной формы // Антенны. Вып. 12(151), 2009. – С. 9-12.
5. Скулкин С.П., Турчин В.И. Импульсное поле офсетной параболической антенны в дальней зоне // Антенны. Вып. 6 (145), 2009. – С. 3-7.
6. Будагян И.Ф., Щучкин Г.Г. Характеристики поля зеркальной антенны с корректирующим импедансом в ближней и дальней зонах при работе со сверхкороткими импульсами // Антенны. Вып. 4 (131), 2008. – С. 20-26.
7. Кирьянов О.Е., Мартынов Н.А. Комбинированная итерационная методика расчета эффективной площади рассеяния зеркальных антенн // Антенны. Вып. 10 (149), 2009. – С. 17-25.
8. Неганов В.А. Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики. М.: Сайнс-Пресс, 2008. – 450 с.
9. Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы // ДАН СССР. Т. 276. № 1, 1984. – С. 96-100.
10. Лифанов И.К. Метод сингулярных интегральных уравнений и численный эксперимент. М.: Янус, 1995. – 520 с.
11. Вайникко Г.М., Лифанов И.К., Полтавский Л.Н. Численные методы в гиперсингулярных интегральных уравнениях и их приложения. М.: Янус, 2001. – 508 с.
12. Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. Под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. Изд. 4. М.: Радиотехника, 2009. – 774 с.
13. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. Пер. с франц. под ред. К.С. Шифрина. М.: Наука, 1965. – 780 с.
14. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.-Л.: Энергия, 1967. – 376 с.
15. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия, 1975. – 528 с.

CALCULATION OF PARABOLIC CYLINDER REFLECTOR ANTENNA

Klyuev D.S.

The calculation of parabolic cylinder reflector antenna by 2D singular integral equation (2DSIE) method is represented in this paper. The system of 2DSIE for surface current density on the reflector and emitter calculation was reduced. The numerical algorithm of solving this system is represented. Radiation patterns of this antenna is represented.

Keywords: reflector antenna, reflector, parabolic cylinder, self-consistent method, physical regularization, system of 2D singular integral equations, current density, radiation pattern.

Клюев Дмитрий Сергеевич, к.ф.-м.н., доцент Кафедры «Основы конструирования и технологии радиотехнических систем» Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-927-749-16-52. E-mail: klyuevd@yandex.ru

ОТ РЕДАКЦИИ

Публикуя настоящую статью не под рубрикой «Теоретические основы технологий передачи и обработки информации и сигналов», редакция, тем не менее, отмечает, что речь в ней идет не о создании зеркальных антенн или о совершенствовании методики математического моделирования излучающих систем данного типа, но о развитии перспективного метода решения одной из известных задач математической физики. Подтверждением правомерности этого является хотя бы тот факт, что в традиционной литературе по антенно-фидерным устройствам разделы «Излучение вибраторов, находящихся вблизи металлических тел» и «Зеркальные антенны» всегда разделены – по аналогии,

например, с тем, что решение электродинамической задачи о волнах, возникающих в полом металлическом цилиндре, внутри которого размещена нить тока, нельзя считать проектированием коаксиального кабеля.

В соответствии с определением, зеркальной антенной (reflector antenna) является радиотехническое устройство, осуществляющее преобразование ненаправленных или слабонаправленных ЭМ волн, создаваемых первичным излучателем (облучателем), в ЭМ излучение, направленное в пространстве. Независимо от типа и числа рефлекторов, вариантов размещения облучателей (которыми могут быть как одиночные антенны, так и решетки, расположенные как в фокусе зеркальной системы, так и вынесенные за ее пределы), эти сущность и принцип действия зеркальной антенны не изменились со времен Г. Герца до наших дней. Рассматриваемая автором статьи виртуальная система – это математическая модель линейной антенны, расположенной вблизи идеально проводящей поверхности заданной формы. Моделирование рефлектора-экрана бесконечно тонкой идеально проводящей (плоской, параболической и др.) поверхностью эквивалентно формулировке исходных условий и ограничений, необходимых для решения поставленной математической задачи.

С точки зрения системного анализа, при структурировании и формализации решаемой проблемы, на наш взгляд, следует различать две задачи: исследование процесса функционирования зеркальной антенны с помощью математического (физического или какого-либо другого) моделирования, и исследование особенностей сингулярных и гиперсингулярных интегральных уравнений, которые имеют отношение к адекватному моделированию зеркальной антенны лишь в том случае, если отражают какие-либо ее реальные свойства, важные для проектирования.

Нацеленность второй задачи на отказ от деления структуры ЭМ излучения на пространственные зоны, включая освещенную и теневую области; возможность расчета ЭМ поля вблизи проводящих поверхностей произвольной формы; совместное решение внутренней и внешней задач электродинамики и т.п. следует подкреплять самыми серьезными аргументами. Новые уравнения могут быть корректными с формальной точки зрения, но для доказательства адекватности моделей, построенных на их основе, а тем более для их применения, такой корректности мало. Необходимо хотя бы убедительное сравнение новых расчетных данных с результатами других авторов, а также с многочисленными экспериментальными и производственно-технологическими материалами – для чего, однако, придется рассчитать «тестовые» варианты реализации исследуемых структур и сопоставить их с аналогами. К сожалению, приведенные в статье геометрические размеры излучающих систем далеки от реальных, которые в высокоэффективных антеннах составляют десятки и сотни длин волн λ – отметим, что многие реальные проблемы зеркальных антенн как раз и определяются их большими размерами.

В свете изложенного, обобщение предложенной методики на зеркала иной формы (параболоид, гиперболоид и т.д.) вряд ли будет несложной операцией. Поскольку дело здесь не в более быстрой сходимости и вычислительной устойчивости численного алгоритма решения системы двумерных гиперсингулярных интегральных уравнений по сравнению с известными методами, что позволяет реализовывать его на компьютерах с малой оперативной памятью. Должны быть получены и исследованы как традиционные, так и новые зависимости и характеристики – в частности, распределения уровней ЭМ поля в апертуре, на поверхности и краях зеркала, в местах расположения ненужных теперь зон полутени, тени и т.п. Для подтверждения предложенной теории недостаточно расчета диаграмм направленности, – которые «не чувствуют» амплитудно-фазовых распределений в довольно широких пределах их изменений. Делать по ним выводы о достоверности и преимуществах одной теории перед другой невозможно. В полученных математических выражениях интересно выделить составляющие теневых токов, формирующих структуру ЭМ поля за зеркалом; дать оценку границ применимости разработанного метода – как теоретическую, так и практическую, хотя в данном случае используются известные методы решения интегральных уравнений и чтобы дать такую оценку, достаточно владеть ситуацией в области автоматизированных систем проектирования антенн, включая средства визуализации ЭМ полей, понимать их теоретическое обоснование.

Найдет ли предлагаемый метод применение в антенно-фидерной технике, докажет ли свою конкурентоспособность в ряду с другими известными методами (строгими, приближенными, экспериментальными) – покажет будущее. Редакция ИКТ желает автору статьи успехов и новых творческих достижений на избранном пути.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ГРУППОВОГО СИГНАЛА В РАДИОСИСТЕМЕ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА

Гуревич В.Э., Егоров С.Г.

Анализируются искажения группового сигнала в системе связи с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра (DS-CDMA), вызванные нелинейностью амплитудной характеристики видеотракта, при воздействии аддитивного гауссовского шума. Получены аналитические выражения для условных и безусловных функций распределения группового сигнала, образованного суммой функций Уолша и гауссовского шума, полезные для расчета реальной помехоустойчивости и задания технических требований к групповым трактам систем DS-CDMA.

Ключевые слова: нелинейные искажения, нелинейное усиление, прямое кодовое разделение каналов, групповые сложные сигналы

Введение

Групповой сигнал радиосистемы абонентского доступа DS-CDMA, представляющий собой амплитудно-модулированную последовательность – сумму дискретных элементов (чипов) канальных переносчиков (например, функций Уолша) [1], обычно подвергается усилению на передаче и на приеме. Важным фактором, ухудшающим реальную помехоустойчивость системы, является нелинейность амплитудной характеристики (АХ) тракта, обычно включающего в себя усилитель мощности на передаче, последетекторный усилитель, демультимплексор на приеме и, возможно, другие устройства. Ниже анализируется процесс прохождения группового сигнала DS-CDMA через нелинейное устройство (НУ) с амплитудной характеристикой $y(x)$, имитирующей результирующую АХ группового тракта.

Модель формируемого сигнала

В общем случае на входе НУ действует смесь $x = u + \varepsilon$ полезного сигнала u и шума ε (рис. 1). Собственный шум и частотные искажения в НУ учитывать не будем. На рис. 2 представлена дифференциальная функция биномиального распределения полезного входного сигнала НУ

$$\begin{aligned} W_u(u) &= \sum_i P\{u = u_i\} \delta(u - u_i) = \\ &= \sum_i C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}} \delta(u - u_i), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция; L – количество канальных переносчиков – функций Уолша; $P\{u = u_i\}$ – вероятность того, что амплитуда чипа u принимает значение $u_i = i = -L, -L+2, \dots, L$; q – вероятность появления информационного (модулирующего) символа 1 (предполагается, что эта вероятность одинакова в каждом из L каналов).

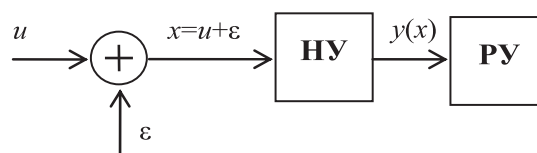


Рис. 1. Упрощенная модель группового тракта (НУ – нелинейное устройство, РУ – решающее устройство)

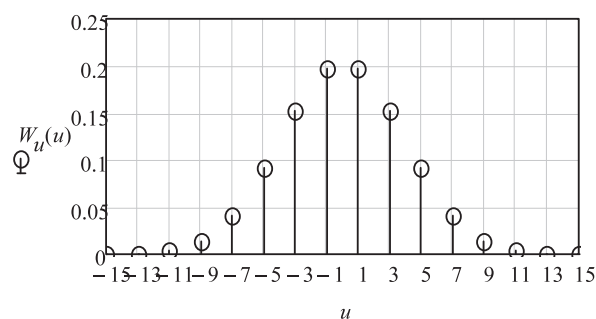


Рис. 2. Дифференциальная функция распределения полезного входного сигнала при $L = 15$, $q = 0,5$

Модель нелинейности

В основу анализа положим аппроксимационную модель реальной нелинейной АХ, предложенную в [2]:

$$y(x) = \frac{x}{\left[1 + \left(\frac{x}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}},$$

где s – порог ограничения, $p \geq 1$ – целочисленный параметр, определяющий степень нелинейности АХ. Функция, обратная АХ, есть

$$x(y) = \frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}. \quad (2)$$

В частном случае отсутствия шума, то есть при $\varepsilon(t) \equiv 0$ (это допущение приемлемо для

НУ передающей стороны) $x = u$, $y(u) = y(x)$, $u(y) = x(y)$. Семейства АХ и обратных функций при $\varepsilon(t) \equiv 0$, $s = 15$, $p = 1; 2; 10; 100$, $u_i = x_i = -L, -L + 2, -L + 4, \dots, L$ показаны на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

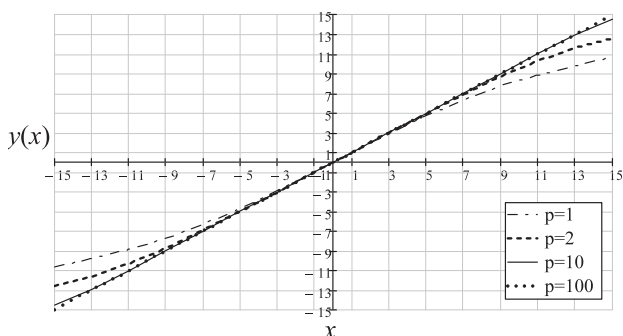


Рис. 3. Амплитудные характеристики НУ

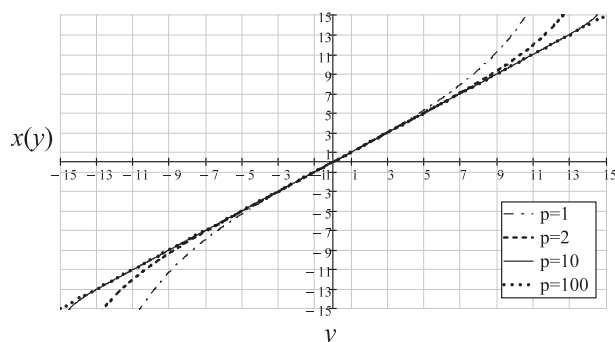


Рис. 4. Обратные амплитудные характеристики НУ

Анализ искажений

Теперь учтем, что к полезному сигналу на входе НУ добавляется аддитивный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ^2 , плотность распределения которого

$$W_\varepsilon(\varepsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\varepsilon^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3)$$

В этом случае условная функция плотности входной смеси $x = \varepsilon + u_i$ сигнала с шумом (условие состоит в появлении сигнала u_i на входе НУ)

$$W_x(x|u_i) = W_\varepsilon(x|u_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-u_i)^2}{2\sigma^2}\right],$$

а условная функция плотности выходной смеси y согласно [3]

$$W_y(y|u_i) = W_\varepsilon[x(y)|u_i] \left| \frac{dx(y)}{dy} \right|, \quad (4)$$

где обратная функция $x(y)$ найдена ранее (2). Производная обратной функции

$$\frac{dx(y)}{dy} = \frac{1}{2^p \sqrt{z(y)z'(y)}}. \quad (5)$$

Здесь для сокращения записи введена вспомогательная функция

$$z(y) = 1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}.$$

Тогда условная функция плотности выходной смеси

$$W_y(y|u_i) = \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{y}{2^p \sqrt{z(y)z'(y)}} - u_i \right]^2\right\}}{2^p \sqrt{z(y)z'(y)} \sqrt{2\pi}\sigma}.$$

Графики $W_x(x|u_i)$ для значений $u_i = -15; -1; 1; 15$ при $\sigma = 1$ представлены на рис. 5, а соответствующие графики $W_y(y|u_i)$ при $p = 10$ – на рис. 6.

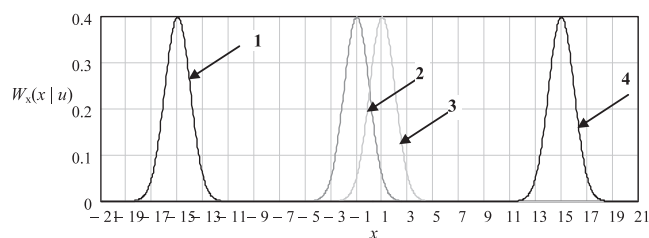


Рис. 5. Условные плотности распределения смеси сигнала с шумом на входе НУ (кривая 1: $u = -15$; кр. 2: $u = -1$; кр. 3: $u = 1$; кр. 4: $u = 15$)

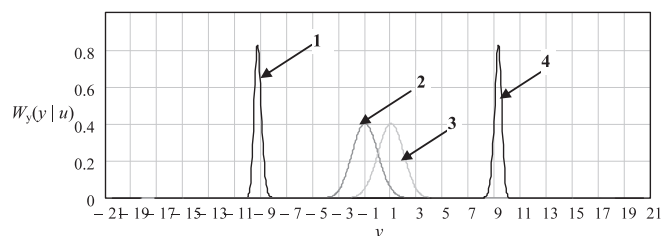


Рис. 6. Условные плотности распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ (кривая 1: $u = -15$; кр. 2: $u = -1$; кр. 3: $u = 1$; кр. 4: $u = 15$)

Для отыскания безусловной (средней по всем значениям входного сигнала) плотности распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ найдем сначала, через свертку функций (1) и (3), безусловную плотность распределения суммы x полезного сигнала u с шумом ε на входе НУ:

$$W_x(x) = \int_{-\infty}^{\infty} W_u(u) W_\varepsilon(x-u) du = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(x-u)^2}{2\sigma^2}\right\}.$$

График $W_x(x)$ представлен на рис. 7.

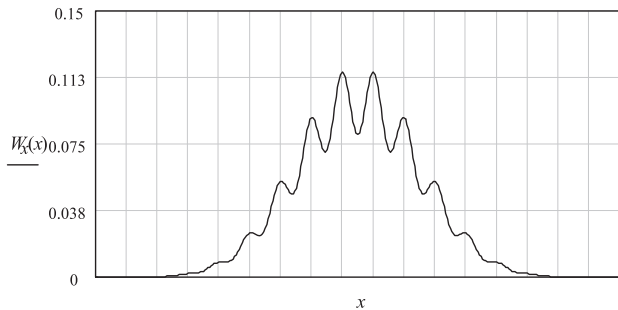


Рис. 7. Безусловная плотность распределения смеси сигнала с шумом на входе НУ

Переходя к выходному сигналу y и учитывая (2) и (4)-(5), получим безусловную плотность распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ

$$W_y(y) = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)} z(y) \sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{y}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)}} - u \right]^2\right\}. \quad (6)$$

Графики $W_y(y)$ при $p=1; 10$ представлены на рис. 8.

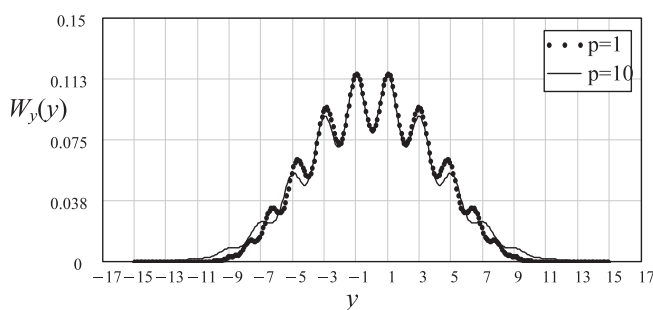


Рис. 8. Безусловная плотность распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ

Интегральная функция распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ согласно (6) равна

$$F(y) = \int_{-\infty}^y W(y) dy = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^y \frac{\exp\left\{-\frac{1}{2y^2} \left[\frac{y}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)}} - u \right]^2\right\}}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)} z(y)} dy.$$

Для отыскания интеграла применим искусственный прием. Обозначим $\frac{y}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)}} = t$. Тогда, как можно показать, что $\frac{dt}{dy} = \frac{1}{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)} z(y)}$.

Заменяя переменную y на t , получим

$$F(y) = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \times \int_{-\infty}^{2^{\frac{p}{2}} \sqrt{z(y)}} \exp\left\{-\frac{(t-u)^2}{2\sigma^2}\right\} dt.$$

Таким образом, выражение для интегральной функции распределения смеси выходного сигнала НУ с шумом приводится к табулированному интегралу. График $F(y)$ при $\sigma=1$, $p=10$, $L=15$ показан на рис. 9.

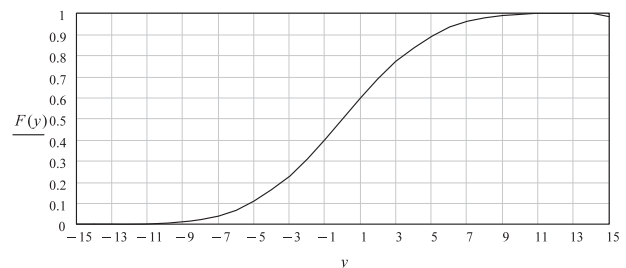


Рис. 9. Интегральная функция распределения смеси сигнала с шумом на выходе НУ

Поскольку функции $1/\sqrt{z(y)}$ и $1/z(y)$ при $y = \pm s$ терпят разрывы, при вычислении $F(y)$ следует ограничиваться пределами $-s + a \leq y \leq s - a$, где $a > 0$ — достаточно малая величина, практически не влияющая на точность технических расчетов.

Заключение

Исследована модель группового тракта системы передачи информации с непосредственным расширением спектра и кодовым разделением каналов, учитывающая нелинейность амплитудной характеристики тракта. Показаны универсальность и удобство использования рассмотренной аппроксимационной модели для аналитических исследований. Результаты анализа иллюстрируются графиками,

построенными с помощью программы Mathcad, и могут быть использованы для расчета реальной помехоустойчивости и задания технических требований к групповым трактам систем DS-CDMA.

Литература

1. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
2. Rapp C. Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System. // Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications. Liege, Belgium, Oct. 22-24, 1991. – P. 179-184.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

NONLINEAR DISTORTIONS OF MULTIPLEXED SIGNAL IN WIRELESS LOCAL LOOP SYSTEM

Gurevich V.E., Egorov S.G.

The aim of this paper is to analyze the effects of nonlinear distortions caused by the high power amplifier (or other nonlinear devices) and additive gaussian noise in direct-sequence code-division multiple access (DS-CDMA) systems. Analytical expression for the conditional and total probability density functions for the multiplexed CDMA signal had been derived, which could be used for obtaining the accurate error rate of the system and for specifying technical specifications for the baseband channel of DS-CDMA systems.

Keywords: nonlinear distortions, nonlinear amplifie, DS-CDMA, spread spectrum signals.

Гуревич Виктор Элизарович, к.т.н., профессор Кафедры «Радиотехнические системы» (РТС) Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций (СПбГУТ). Тел. (8-812) 315-87-29; 370-85-42. E-mail: gurvic@mail.rcom.ru

Егоров Станислав Геннадьевич, аспирант Кафедры РТС СПбГУТ. Тел. (8-812) 315-87-29; 252-71-02. E-mail: sgegorov@gmail.com

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ

УДК 621.396.677; 621.397.671

АКТИВНАЯ ЗАЩИТА РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ: РЕЗЕРВЫ И НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

Евграшин А.В., Маслов О.Н., Рябушкин А.В., Шашенков В.Ф.

В статье рассматриваются методы и средства повышения эффективности систем защиты конфиденциальной информации (КИ) от утечки по акустическим и виброакустическим каналам.

Ключевые слова: системы защиты информации, акустические и виброакустические сигналы, каналы утечки, акустические и электромагнитные помехи, компенсация шумовых помех.

Введение

Предотвращение утечки КИ по акустическому и виброакустическому каналам является одним из важных этапов решения задачи обеспечения информационной безопасности объектов различного назначения [1-2]. Сигналами, переносщими

КИ (далее КИ-сигналы), здесь могут быть как звуковые (речевые), так и вибрационные сигналы от наборной и ударнопечатающей техники (клавиатуры, матричные принтеры и т.п.). Поскольку эти сигналы имеют одинаковую физическую природу и переходят друг в друга на границе раздела воздушной и твердой сред, принципы воздействия на них в каналах утечки (КУ) при защите КИ во многом близки. Далее для простоты будем рассматривать только акустический КУ.

Системы защиты акустической КИ используют как пассивные, так и активные методы и средства, увеличивающие отношение «помеха/сигнал» на выходе технических средств перехвата (ТСП) КИ, которые использует злоумышленник, в роли которого может выступать, например,