

УДК 621.375:534.85

## ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ

ОБОЛЕСШЕВ А. С., БОКШИЦ П. А., ЗАБЕНЬКОВ И. И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: alex\_luter122@mail.ru

**Аннотация.** В работе проведен сравнительный анализ различных моделей построения цифрового предискажающего устройства, таких как полиномиальная модель с памятью, обобщенная полиномиальная модель с памятью, модель на основе рядов Вольтерры-Винера. Предложены способы их сокращения, а также представлены результаты исследований об эффективности их применения.

**Abstract.** The paper provides a comparative analysis of various models of a digital predistortion device, such as a memory polynomial model, a generalized memory polynomial model, and a Volterra series model. Methods for their pruning are proposed, and studies on the effectiveness of their use are presented.

С ростом числа пользователей и их требований к повышению качества услуг пределы существующих беспроводных сетей становятся все более явными.

Переход от стандарта 4G к 5G предполагает фундаментальные изменения как в теоретическом базисе, так и в методологии проектирования систем беспроводного доступа. Так усилитель мощности (УМ), являющийся основным потребителем энергии в передатчике для повышения эффективности всей системы работает в нелинейном режиме. Из чего следует возникновение значительных нелинейных искажений, которые необходимо скомпенсировать. Один из наиболее эффективных методов компенсации – метод цифровых предискажений (*Digital Pre-Distortion, DPD*) [1]. Данный способ предполагает включения в цепь усилительного тракта устройства (корректора), которое обеспечивает предварительное искажение усиливаемого сигнала, на величину, обратную той, что вносит УМ. Другими словами, амплитудная и фазовая характеристики блока *DPD* будут обратными к характеристикам УМ. (рис. 1).

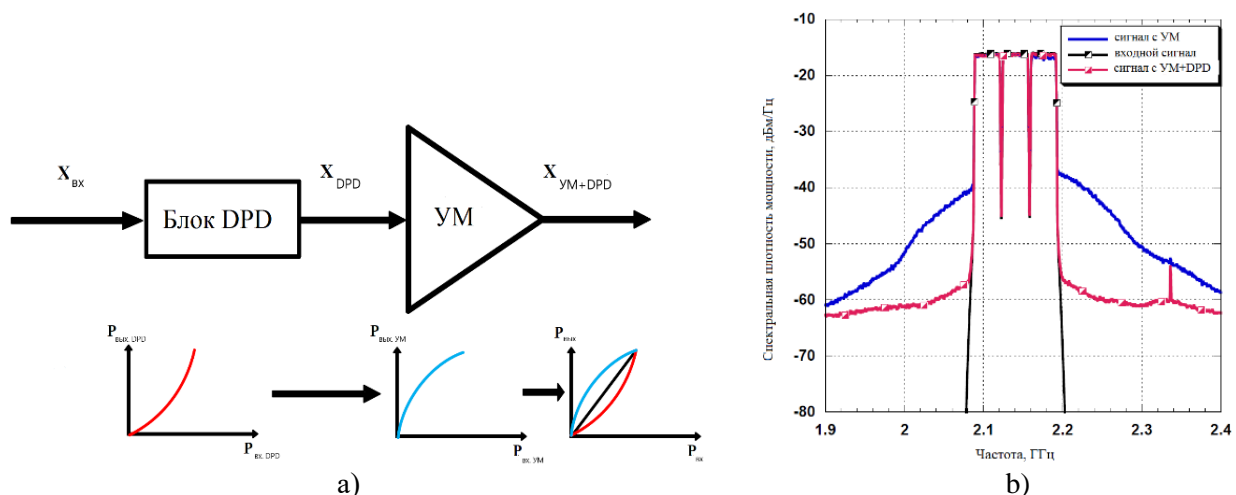


Рис. 1. Цифровое предискажение: а – принцип работы, б – частотная характеристика

Однако существующие методы цифровых предискажений и линеаризации не могут быть в полной мере внедрены в сети пятого поколения.

Особенности применения *DPD* в сетях 5G можно свести к трём ключевым категориям:

1. Сложность алгоритмов *DPD*, требующая больших временных и вычислительных затрат для расчета модели требуемой размерности;
2. Масштабируемость для применения в сетях с множественным доступом (*MIMO DPD*);
3. Рост интермодуляционных искажений в многодиапазонных сетях.

Рассмотрим существующие модели корректоров, способы их упрощения и приведем результаты моделирования, на основании чего сделаем выводы.

Наиболее простой с точки зрения практической реализации можно назвать полиномиальную модель с памятью (MP). Описывается данная модель следующим выражением:

$$y(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{L-1} w_{l,k} x(n-l) |x(n-l)|^k, \quad (1)$$

где  $x(n), y(n)$  – комплексные отсчеты сигнала на входе и выходе блока DPD соответственно.  
 $w_{l,k}$  – комплексные коэффициенты модели.

Полиномиальная модель с памятью использует два параметра для описания характеристики УМ:  $K$  – порядок нелинейности,  $L$  – глубина памяти (объем памяти отсчетов).

Для повышения эффективности, а главное, точности работы модели в её описание вводятся перекрестные члены вида  $x(n)|x(n-m)|$  и  $(n)|x(n+m)|$  – обобщенная полиномиальная модель с памятью (GMP):

$$y_{GMP}(n) = \sum_{k=0}^{K_a} \sum_{l=0}^{N_a-1} a_{l,k} x(n-l) |x(n-l)|^k + \sum_{k=0}^{K_b} \sum_{l=0}^{N_b-1} \sum_{m=0}^{M_b-1} b_{l,k,m} x(n-l) |x(n-l-m)|^k + \\ + \sum_{k=0}^{K_c} \sum_{l=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{M_c-1} b_{l,k,m} x(n-l) |x(n-l+m)|^k, \quad (2)$$

Как мы можем видеть из (2) количество параметров модели возросло до 8, как следствие возрастут и вычислительные затраты для построения модели.

Модель на основе рядов Вольтерра.

Представление нелинейной динамической системы на основе рядов Вольтерра  $k$ -го порядка определено соотношением, связывающим выход  $y(n)$  с текущим значением  $x(n)$  и предыдущими  $N-1$  значениями входного сигнала (3) [2].

$$y_{VS}(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} a_1(n_1) x(n-n_1) + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} a_2(n_1, n_2) x(n-n_1) x(n-n_2) + \\ + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} \sum_{n_3=1}^{N-1} a_3(n_1, n_2, n_3) x(n-n_1) x(n-n_2) x(n-n_3) + \dots \\ + \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=1}^{N-1} \dots \sum_{n_k=1}^{N-1} a_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1) x(n-n_2) x(n-n_k), \quad (3)$$

Как мы можем видеть выражение (3) состоит из большого количества членов, что обосновано фактом высокой степени нелинейности цепей УМ, а также использованием комплексных сигналов при моделировании УМ и блока DPD. Эти факторы значительно затрудняют применение модели на практике.

Таким образом исходя из [3]-[5] можно сформулировать упрощенную модель Вольтерра:

1. Учёт только действительной части отсчетов входного сигнала  $x(n)$  без мнимой части, как это было в (3). [3] Демонстрирует, что подобный подход позволяет сократить количество членов в модели.
2. Повышение способности корректора к компенсации квадратурного дисбаланса.
3. Уменьшение связи между отсчетами. Это значит, что отсчёт  $x(n)$  связан с отсчетами с индексами от  $n$  до  $n-D$ . В дальнейшем будем рассматривать модели Вольтерра с  $D=1$  и  $D=2$ .

С учётом вышесказанного выражение для упрощенной модели Вольтерра (*Simplified Volterra series, SVS*) примет вид:

$$y_{SVS}(n) = y_A(n) + y_B(n), \quad (4)$$

где

$$y_A(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=n_1}^{n_1-D} \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^{n_{k-1}-D} a_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1) |x(n-n_2)| \dots |x(n-n_k)|,$$

$$y_B(n) = \sum_{n_1=1}^{N-1} \sum_{n_2=n_1}^{n_1-D} \dots \sum_{n_k=n_{k-1}}^{n_{k-1}-D} b_k(n_1, \dots, n_k) x(n-n_1)^* |x(n-n_2)| \dots |x(n-n_k)|.$$

На рис. 2 представлены результаты моделирования описанных моделей корректоров. Для тестирования использовался усилитель по схеме Догерти мощностью 300 Вт, работающий с сигналом LTE стандарта с полосой занимаемых частот равной 100 МГц и конфигурацией каналов 10101 (здесь 1 – символизирует наличие сигнала в канале и 0 – его отсутствие), пик-фактор 11 дБ. Схема тестовой установки изображена на рис. 3, амплитудная и фазовые характеристики УМ на рис. 4 соответственно [6].

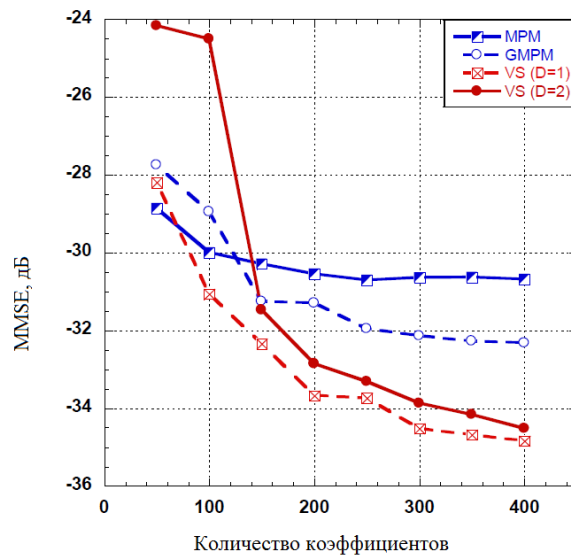


Рис. 2. Зависимость уровня битовой ошибки от кол-ва коэффициентов в модели DPD

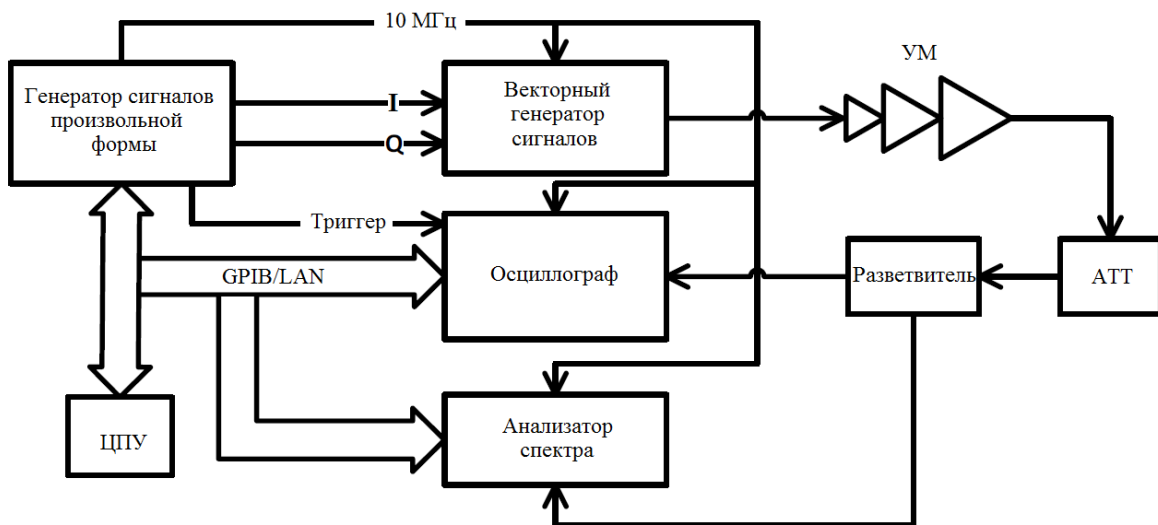


Рис. 3. Тестовая схема

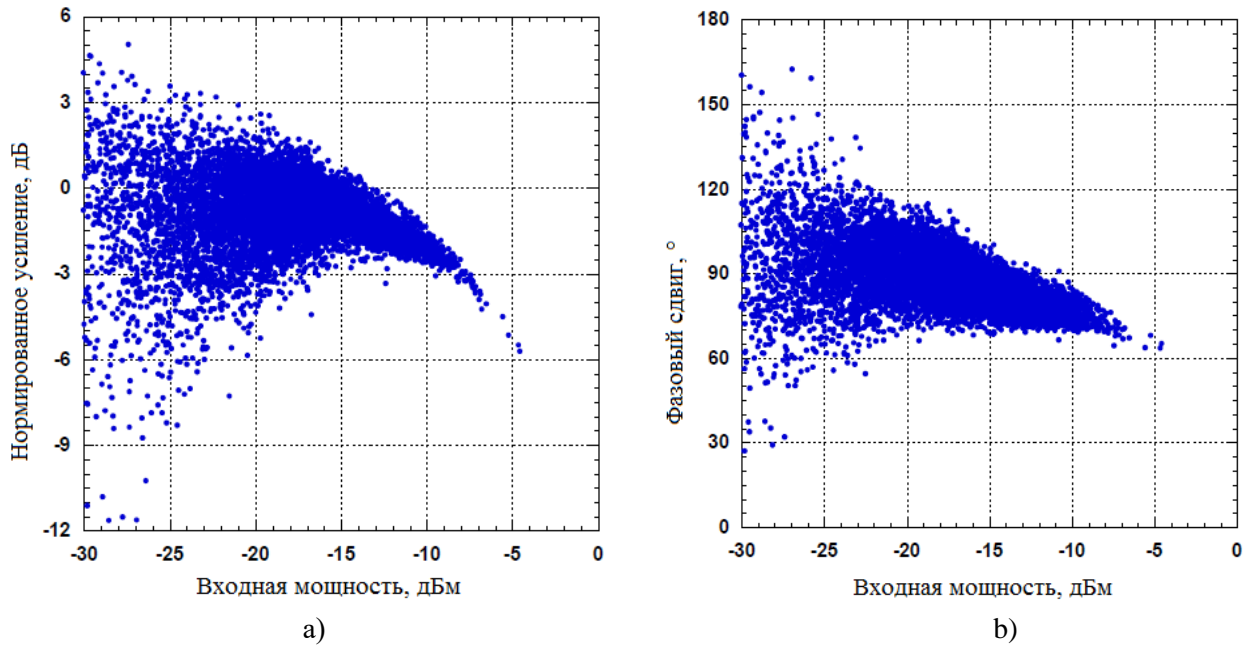


Рис. 4. Характеристики тестируемого УМ, а – амплитудная, б – фазовая.

Как мы видим для достижение приемлемых значений ошибки на уровне  $-30\dots-34$ дБ потребуется модель с не менее чем 300 коэффициентами, что требует дальнейшей оптимизации.

В [7] предлагается применение принципов сжатого зондирования (*Compressed sampling, CS*). Рассмотрим *CS* относительно синтеза модели УМ и корректора *DPD*, которая может быть описана вектором  $y$ , являющимся совокупностью отсчётов  $y(n)$  на выходе модели:

$$y = Aw, \quad (5)$$

где  $A$  – матрица модели,  
 $w$  – разреженный вектор коэффициентов.

Согласно определению *CS* решением будет нахождения такого минимального вектора  $\hat{w}$ , который удовлетворит следующее условие:

$$|A\hat{w} - y|_{l_2} < \varepsilon, \quad (6)$$

где  $\varepsilon$  – максимально допустимое значение ошибки.

Задача сжатого зондирования при построении модели может быть решена при помощи широкого спектра алгоритмов, например, регрессии Лассо [8]. Мы же рассмотрим *CoSaMP* (*Compressive Sampling Matching Pursuit*) – модификация так называемого «грубого» алгоритма выбора подходящего (*Matching Pursuit, MP*) [9].

Данный метод использует свойство ограниченной изометрии (*Restricted Isometry Property, RIP*) [10]. Матрица  $A$  будет обладать свойством ограниченной изометрии, если существует такой минимальный параметр  $\delta_r$ , для которого выполняются условия:

$$(1 - \delta_r)||w||_2^2 \leq |Aw|_2^2 \leq (1 + \delta_r)||w||_2^2, \text{ для } ||w_0|| \leq r, \quad (7)$$

где  $||w||_2^2, ||w_0||$  –  $l_2$  и  $l_0$  нормализации вектора  $w$ ;  
 $r$  – число неединичных столбцов матрицы  $A$ .

В [10] подтверждается выполнения данного условия для матриц на основе рядов Вольтерра.

На рис. 5 продемонстрированы результаты применения сокращенного зондирования для полиномиальной модели с памятью (MP) размером 50 ( $L = 5, K = 10$ ) [6].

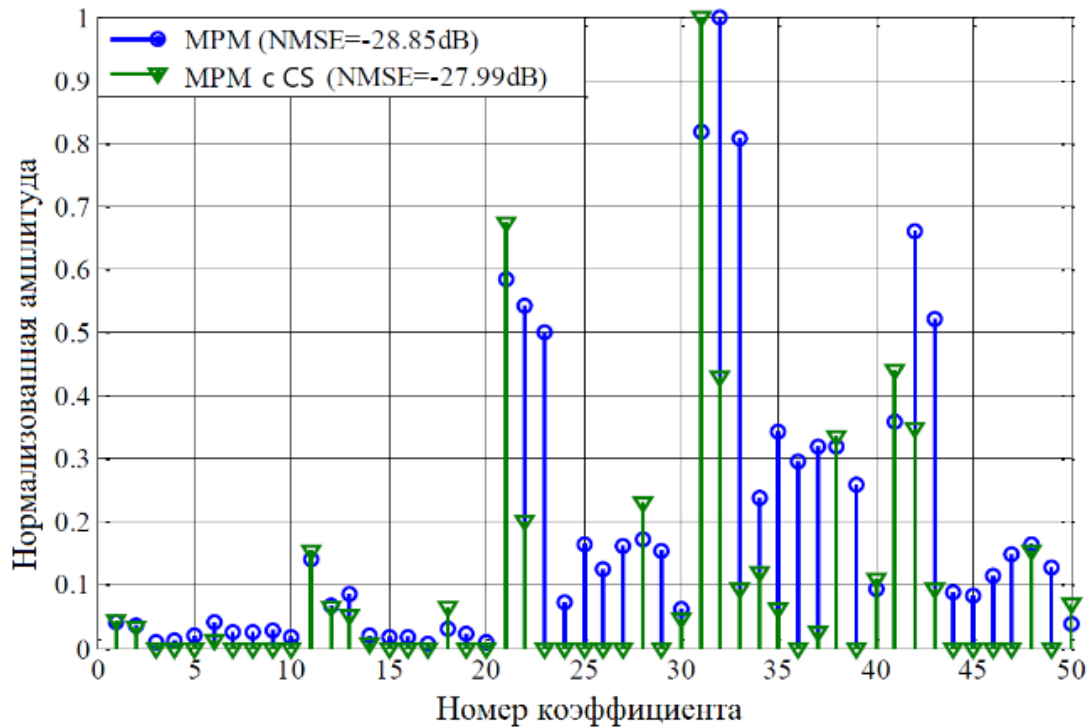


Рис. 5. Коэффициенты сокращенной и полной полиномиальной модели.

Кол-во коэффициентов удалось сократить в 2 раза, при этом уровень ошибки повысился менее чем на 1 дБ.

В качестве заключения сведем все рассмотренные ранее модели и алгоритмы упрощения в одну таблицу. Для каждой модели приведены три результата: «Полноразмерная» – соответствует модели с наибольшим полученным числом коэффициентов, «С прим. CS» – усеченная до 50 коэффициентов при помощи алгоритма CoSaMP, «Без прим. CS» – обычная модель корректора с размерностью максимально близкой к размерности CoSaMP модели.

Таблица 1. Сравнение эффективности различных моделей DPD.

Модель		Число коэффициентов	NMSE, дБ
MP	Полноразмерная	400	-30.67
	С прим. CS	50	-29.20
	Без прим. CS	50	-28.85
GMP	Полноразмерная	436	-32.34
	С прим. CS	50	-30.41
	Без прим. CS	56	-27.89
VS (D=1)	Полноразмерная	421	-35.03
	С прим. CS	50	-31.46
	Без прим. CS	50	-28.72
VS (D=2)	Полноразмерная	603	-35.21
	С прим. CS	50	-31.85
	Без прим. CS	58	-27.77

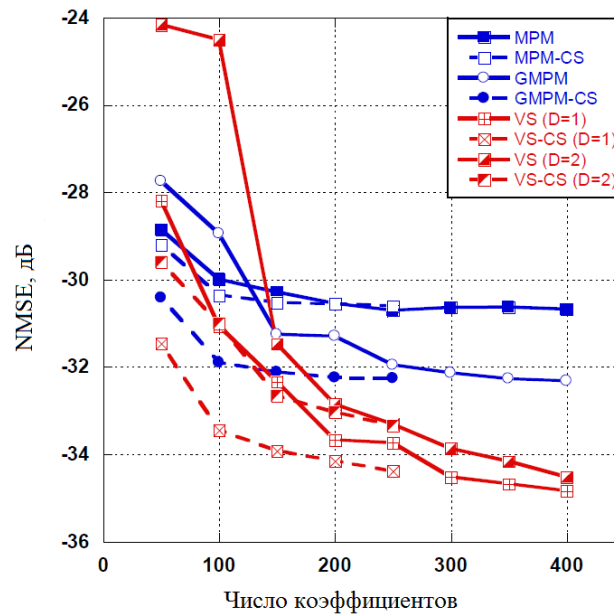


Рис. 6. Иллюстрация эффективности работы алгоритмов *DPD*

### Заключение

Таким образом представленные выше результаты однозначно свидетельствуют о том, что предложенные методы упрощения модели корректора позволяют увеличить эффективность работы по сравнению с полноразмерными моделями (порядка 1,5 дБ для *GMP* модели), а также значительно уменьшить размерность (до 90% в случае *GMP* модели и модели Вольтерра с  $D=1$ ).

### Список использованных источников

1. Л. И. Аверина Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности / Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов // Воронежский государственный университет – 2013. с.6
2. В. Ю. Саяпин Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности / В. Ю. Саяпин, В. И. Тисленко, В. В. Родионов // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь – 2015 – № 4 (38) – С. 26-31
3. A.Zhu, and T. J. Brazil, “Behavioral modeling of RF power amplifiers based on pruned Volterra series,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no. 12, pp. 563-565, Dec. 2004.
4. A.Zhu, J. C. Pedro, and T. R. Cunha, “Pruning the Volterra series for behavioral modeling of power amplifiers using physical knowledge,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 55, no. 5, pp. 813-821, May 2007.
5. A. Zhu, M. Wren, and T. J. Brazil, “An efficient Volterra-based behavioral model for wideband RF power amplifiers,” IEEE MTT-S International Microw. Symp., vol. 2, pp.787- 790, Jun. 2003
6. Abdelhafiz, A. H. B. Efficient Digital Predistortion for Next-Generation Wireless Systems Using Optimization and Signal Processing Techniques – Calgary: University of Calgary, AB. doi:10.11575/PRISM/32658. pp. 71-90.
7. M. Davenport, “The fundamentals of compressive sensing,” IEEE Signal Processing Society Online Tutorial Library, April 12, 2013.
8. D. Wisell, H. Jalden, and P. Händel, “Behavioral power amplifier modeling using the LASSO,” in IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf., May 2008, pp. 1864–1867.
9. M. A. Davenport, D. Needell and M. B. Wakin, “Signal space CoSaMP for sparse recovery with redundant dictionaries,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 59, no. 10, pp. 6820-6829, Oct.2013.
10. О. Н. Граничин, Д. В. Павленко Рандомизация получения данных и  $l_1$ -оптимизация. Опознание со сжатием // Санкт-Петербургский государственный университет – 2010. с.5