

Таблица 1. Информационная производительность АД

Материалы	$IP \cdot 10^3$ [бит/с]					
	$\Omega_1 = 20$ [Гц]		$\Omega_{opt}$ [Гц]		$\Omega_2 = 200$ [Гц]	
	$L_1 = 0.1$ [м]	$L_1 = 0.01$ [м]	$L_1 = 0.1$ [м]	$L_1 = 0.01$ [м]	$L_1 = 0.1$ [м]	$L_1 = 0.01$ [м]
Кварц (пл.)	661.525	656.912	1.06E+4 (174)	1.05E+4 (174)	1.015E+4	1.005E+4
Шапал-М	626.572	479.527	9.88E+3 (172)	6.64E+3 (152)	9.321E+3	5.014E+3
Сапфир	593.039	367.086	9.17E+3 (168)	4.12E+3 (130)	8.453E+3	800.598
Титан	551.611	258.604	8.27E+3 (162)	2.01E+3 (102)	7.29E+3	-4.094E+3

- Болознев В.В., Романычев А.Д. Датчик параметров пламени в камере ЭУ // А.с. СССР №1829006, БИ №27, 1993.
- Михеев А.А. Согласование производительности датчиков с пропускной способностью группового тракта в многоканальной измерительной системе // Датчики и системы, №3, 2005. – С. 2-5.
- Шеннон К.Э. Работы по теории информации и кибернетике. М.: ИЛ, 1963. – 829 с.
- Голант Н.Е. Сверхвысокочастотная диагностика плазмы. М.: Наука, 1968. – 241 с.
- Болознев В.В., Сафонова Е.В. Выбор электротехнических материалов для СВЧ датчиков высокотемпературных технологических потоковых процессов // Межвузовский сборник научных трудов, посвященный 110-летию Зворыкина В.К. Муром, Россия, 1999. – С. 84-90.
- Boloznev V.V., Safonova E.V. Determination of the frequency of oscillations in the autodyne's sensor under the regular and casual temperature mode variations // Proc. 2000 IEEE/EIA international frequency control symposium and exhibition, Kansas, USA, 2000. – P. 96-99.
- Boloznev V.V., Safonova E.V. Autodyne microwave sensor of combustion process: behavior under fast heating // Proc. Joint meeting of the 15th European frequency and time forum and 2001 IEEE international frequency control symposium, Neufchatel, Switzerland, 2001. – P.84-88.
- Boloznev V.V., Safonova E.V., Sultanov F.I., Stanchenkov M.A., Mirsaitov F.N. Informational content estimation of the signal in autodyne thermosensor // Proc. Joint meeting of the 20th European frequency and time forum, Braunschweig, Germany, 2006. – P.156.
- Основы электродинамики плазмы. Под ред. А.А. Рухадзе. М.: Высшая школа, 1978. – 407 с.
- Радиопередающие устройства: Под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина. М.: Радио и связь, 1982. – 408 с.

УДК 627.397.6

## ВЫЯВЛЕНИЕ АРТЕФАКТОВ СЕРДЦА МЕТОДАМИ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СПЕКТРОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОКНА ПОИСКА

*Кривоzubов В.П., Хлесткин А.Ю.*

В работе обсуждаются вопросы выявления артефактов в цифровых изображениях рентгеновских снимков. Предлагаются модели и методы поиска на основе анализа спектров Фурье, составленных авторами алгоритмов. Приводятся примеры цифровой обработки снимков на основе предложенных методов. Приводится сравнение различных видов частотно-передаточных функций в целях эффективного поиска и выделения артефактов. Это позволяет

производить раннюю диагностику сердечных заболеваний.

### Введение

Распознавание артефактов на поверхности сердечно-сосудистого пучка рентгеновских снимков в целях установления диагностики заболеваний имеет актуальное значение в медицине. Это свя-

зано с тем, что современная визуализация в рентгенографии региональных учреждений низка и ограничивается просмотром снимков на молочнок-белых экранах. В этих случаях разрешающая способность органа зрения небольшая в черно-белых снимках. Применяя цифровую обработку снимков с помощью сканеров, можно несколько увеличить разрешение. Но и это не позволяет выявлять отдельные артефакты на изображениях.

Большинство отделов сердечно-сосудистой системы, являясь мягкоткаными образованиями, находятся в неблагоприятных условиях для осуществления общих методов рентгенологического исследования. Не имея значительных отличий в плотности, химическом составе и объеме, тени этих образований сливаются с тенями окружающих органов и тканей. Исключения составляют большая часть периметра сердца, примыкающие к нему крупные сосуды. Обследование этой части сердечно-сосудистой системы сравнительно более доступно, поскольку она проецируется на фоне воздушных легких.

В работе предлагается, используя цифровую обработку, применить современные математические методы преобразований, например, Фурье-образ двумерного дискретного сигнала и ряд других преобразований, описанных ниже, увеличить изображение с целью выявления артефактов на поверхности сердечно-сосудистого пучка рентгеновского отображения.

### Решение проблемы

Для преобразования непрерывных сигналов в цифровую форму прибегают к дискретизации сигналов с помощью сканеров и дальнейшей операционной обработки программными средствами, например, программой ACDSsee v.10, затем полученное отображение подвергнуть дискретизации.

Самый распространенный способ дискретизации сигналов основывается на теореме отсчетов. Сигналы, спектр Фурье которых равен нулю за пределами интервала  $(-\omega_0, \omega_0)$  могут быть путем интерполяции восстановлены по своим отсчетам, взятым с шагом  $T \leq 1/(2\omega_0)$ .

Обозначим  $f_n(t)$  дискретное представление непрерывного сигнала  $f(t)$ , тогда Фурье-образ дискретного сигнала  $F_n(\omega)$ :

$$f_n(t) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT), \quad (1)$$

$$F_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_n(t) e^{-i2\pi\omega t} dt, \quad (2)$$

соответствует свертке Фурье-образа непрерывного сигнала  $F(\omega)$  с Фурье-образом гребенки Дирака:

$$F_n(\omega) = f(\omega) \otimes \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{n}{T}\right) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\left(\omega - \frac{n}{T}\right) = 2\omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - 2\omega_0 n), \quad (3)$$

где  $\otimes$  – символ свертки. Таким образом, спектр дискретного сигнала представляет собой периодическое повторение (с периодом  $2\omega_0$ ) спектра непрерывного сигнала.

Из рис. 1а видно, что в первом по дискретному спектру можно точно определить непрерывный спектр, а, следовательно, и восстановить непрерывный сигнал. Поскольку спектр преобразованного сигнала имеет ограниченное значение, диктуемое теоремой Котельникова и в этом случае теряется часть информации в высокочастотной части изображения, то спектр преобразования необходимо с периодом  $T' > 1/(2\omega_0)$ . Однако в этом случае спектр получается перекрывающийся, как показано на рис. 1б, то есть спектр будет перекрывающийся. Это невозможно из-за наложения «хвостов» – высокочастотные составляющие спектра непрерывного сигнала попадают в область более низких частот в спектре дискретного сигнала, и часть информации, содержащейся в непрерывном сигнале, необратимо теряется при дискретизации.

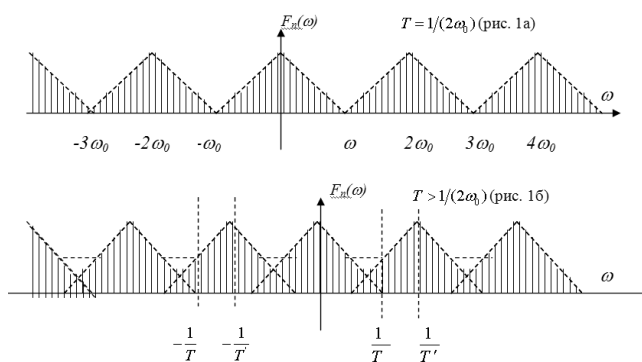


Рис. 1. Эффект наложения спектров при дискретизации с шагом большим, чем определяет теорема Котельникова

С учетом (3) спектр непрерывного сигнала  $F(\omega)$  по спектру дискретного сигнала  $F_n(\omega)$  можно определить следующим образом:

$$F(\omega) = F_n(\omega) \cdot H(\omega) := F_n(\omega) \cdot \text{rect}\left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_0}\right), \quad (4)$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

Тогда непрерывный сигнал находится через обратное преобразование Фурье:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_n(\omega) \cdot \text{rect}\left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_0}\right) \cdot e^{i2\pi\omega t} d\omega, \quad (5)$$

Что соответствует свертке Фурье-образов:

$$\begin{aligned} f(t) &= f_n(t) \otimes h(t) := f_n(t) \otimes 2\omega_0 \text{sinc}(2\pi\omega_0 t) = \\ &= 2\omega_0 \int_{-\infty}^{\infty} f_n(\tau) \text{sinc}[2\pi\omega_0(t - \tau)] d\tau, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ .

Учитывая (1) выражение (6) можно переписать в следующем виде:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \text{sinc}[2\pi\omega_0(t - nT)]. \quad (7)$$

Для последовательностей конечной длины соотношение (7) можно аппроксимировать с помощью пары прямого и обратного сдвинутого дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Интерполяцию дискретного сигнала можно производить также с помощью стандартного ДПФ, симметрично дополняя спектр сигнала нулями до длины, во столько раз превышающей длину исходного спектра, сколько требуется дополнительных отсчетов на один отсчет исходного сигнала.

Производя замену непрерывных переменных на дискретные отсчеты, зная, что дискретный сигнал состоит из  $N$  отсчетов:  $t = nT$ ,  $\omega = m2\omega_0/N$  получим:

$$f_n = \sum_{m=-N/2}^{N/2} F_m e^{i2\pi \frac{nm}{N}}, \quad (8)$$

и для промежуточных отсчетов  $t = \frac{n}{k}T$ :

$$\begin{aligned} f_{n,k} &= \sum_{m=-kN/2}^{kN/2} F_{m,k} e^{i2\pi \frac{nm}{kN}}; \\ F_{m,k} &= \begin{cases} F_m, & m \in [-N/2, N/2] \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \end{aligned} \quad (9)$$

где  $kN$  – новая размерность спектра. При  $kN = 2^{p+l}$  пропорциональном степени двойки данный алгоритм легко реализуется с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Экстраполяция спектра используется для повышения разрешающей способности при формировании изображений различными системами, используя дополнительную априорную информацию о сигнале можно решить задачу аналитического про-

должения спектра за полосу пропускания системы формирования.

Если функция ограничена на некотором интервале, кусочно-непрерывна и интегрируема на этом интервале, то ее спектр является аналитической функцией. Следовательно, при знании спектра сигнала в некоторой области его можно экстраполировать на всю комплексную область, в частности, разложением в некоторый функциональный ряд. В [1] приведена процедура разложения по системе сфероидальных волновых функций, обладающих двойной ортогональностью: на симметричном ограниченном и неограниченном интервале. Однако метод аналитического продолжения в чистом виде чрезвычайно чувствителен к шумам, что приводит к необходимости принимать специальные меры по ограничению числа членов ряда, введению весовых коэффициентов.

Если применять итерационный алгоритм Гершберга-Папулиса, то используется та же априорная информация – принадлежность к классу финитных функций и знание низкочастотной составляющей спектра. Способы управления сходимостью итерационного алгоритма и регуляризации в присутствии шумов подробно рассмотрены в [5]. В этом случае дополнение спектра нулями по формуле (9) можно рассматривать как первую итерацию.

При этом нужно отметить, что экстраполяция спектра нулями, обеспечивая высокую скорость обработки изображений, в то же время вносит нежелательный эффект Гиббса, который особенно заметен при детальном рассмотрении больших участков изображения с равномерной яркостью. Частично компенсировать данный эффект можно весовой обработкой спектра изображения. Конкретный вид весовой функции можно задавать из разных соображений.

Так, например, из теории статистической оптики известно, что когерентная оптическая система линейна по амплитуде, в то время как некогерентная система линейна по интенсивности. То есть, частотно-передаточная функция (ЧПФ) некогерентной оптической системы равна Фурье-преобразованию от функции интенсивности импульсного отклика и, следовательно, свертке функций зрачка. Функцией зрачка в нашем случае выступает прямоугольная функция:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \text{rect}\left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_0}\right) \otimes \text{rect}\left(\frac{\omega + \omega_0}{2\omega_0}\right) = \\ &= \Lambda\left(\frac{\omega}{2\omega_0}\right), \\ \Lambda(x) &= \begin{cases} 1 - |x|, & |x| < 1 \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}, \end{aligned} \quad (10)$$

здесь  $H(\omega)$  – ЧПФ некогерентной системы.

Вид частотно–передаточной функции для некогерентной и когерентной систем приведен на рис. 2. Видно, что она охватывает в два раза более широкий диапазон частот, чем функция прямоугольного окна, одновременно подавляя высокие частоты.

Подавление высоких частот применяется для устранения строб-эффекта, состоящего в неточном восстановлении сигнала из-за наложения «хвостов» спектра. В этом случае часто используют в качестве частотно-передаточной функции (ЧПФ) функцию Гаусса [1]:

$$H(\omega) = \exp\left(-\frac{|\omega|^2}{\omega_c^2}\right), \quad (11)$$

где  $\omega_c$  – параметр, определяющий эффективный размер весовой функции или функции зрачка  $H(\omega) > 0$ .

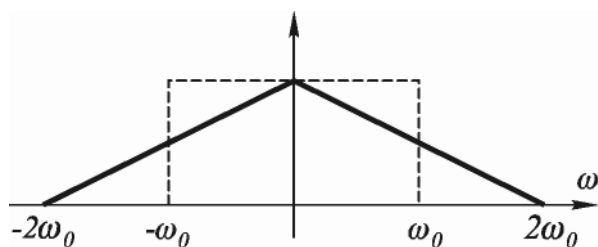


Рис. 2. Частотно-передаточная функция для когерентной (штриховая линия) и некогерентной (сплошная линия) систем

Однако в работе предлагается использовать весовую функцию типа «гауссовой» вида:

$$H(\omega) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{|\omega|^n}{\omega_c^n}\right), & 0 \leq |\omega| \leq \omega_0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (12)$$

Такая функция позволяет охватить широкий диапазон ЧПФ. Действительно, при  $n = 1$  она близка к «треугольной» функции (10) некогерентной оптической системы, при  $n = 2$  это функция Гаусса (11), с ростом параметра  $n$  она приближается к прямоугольной функции (4) и совпадает с ней при  $n = \infty$ . Второй параметр  $\omega_c$  позволяет регулировать степень подавления высоких частот. На рис. 3 приведен вид функции (11) для различных значений параметра  $n$  при  $\omega_c = \omega_0 = 1$ .

Рис. 4 служит иллюстрацией различных методов интерполяции изображений, упомянутых выше: прямоугольная интерполяция (рис. 4а), интерполяция, реализованная в программном

обеспечении Alchemy – билинейная (рис. 4б) и квадратичная (рис. 4в).

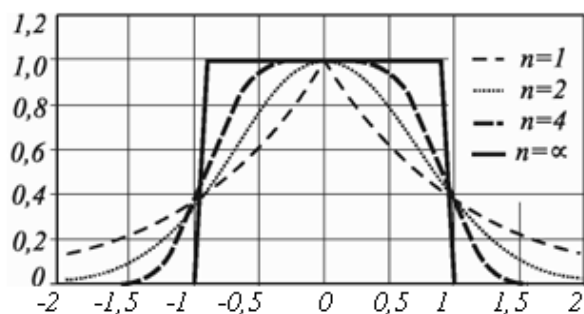


Рис. 3. Вид весовой функции (11) для различных значений параметра  $n$  при  $\omega_c = \omega_0 = 1$

прямоугольная интерполяция, обладая наилучшими скоростными характеристиками, является самой грубой.

Билинейная интерполяция, улучшая качество, требует больших затрат времени. Для сплайн-интерполяции нужно еще больше времени. Во всех случаях параметры «качество» и «скорость» носят конкурирующий характер.

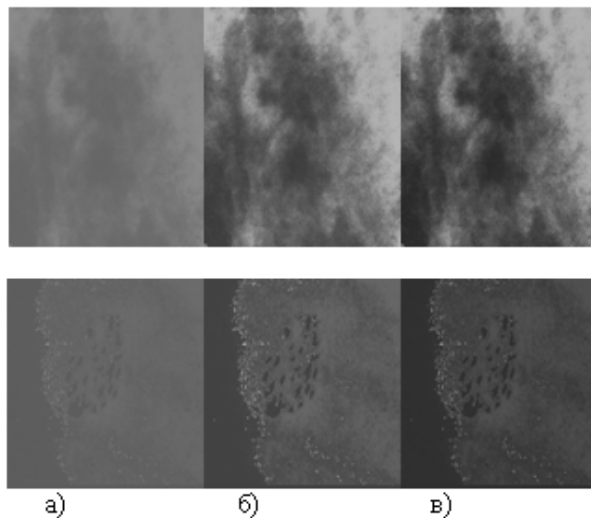


Рис. 4. Фрагменты изображения различными методами: прямоугольная интерполяция (рис. 4а) «сверхразрешение», полученное экстраполяцией:  $n = \omega_0$  – прямоугольное окно, когерентный случай (рис. 4б),  $n = 8$ ,  $\omega_c = 0.9 \omega_0$  – «гауссово» окно (рис. 4в)

Видно также и преимущество метода экстраполяции спектра, состоящее в том, что мелкие детали изображения увеличиваются без размытия, с четким сохранением формы. В этом существенное отличие от масштабирования методом билинейной интерполяции. Чтобы достичь таких результатов, нужно проводить интерполяцию сплайнами не ниже третьего порядка, что требует много времени.



Лучший результат достигается при использовании «гауссового» окна (рис. 4в). В дальнейшем окончательная обработка производится фильтрацией, с использованием медианного фильтра, который широко распространен в обработке изображений.

### Литература

1. Методы компьютерной обработки изображений. Под ред. Соифера В.А. М.: Физматлит, 2003. – 576 с.
2. Физика визуализации изображений в медицине. Под ред. С. Уэбба. Т.1. М.: Мир, 1991. – 408 с.
3. Власенко В.А., Лаппа Ю.М., Ярославский Л.П. Методы синтеза быстрых алгоритмов вертки и спектрального анализа сигналов. М.: Наука, 1990. – 160 с.
4. Глумов Н.И., Мясников Е.В. Метод отбора информативных признаков на цифровых изображениях // Компьютерная оптика. Т.31, № 3, 2007. С. 73-77.
5. Куприянов А.В., Ильясова Н.Ю., Ананьин М.А. Оценивание диагностических параметров сосудов на изображениях глазного дна в области диска зрительного нерва // Компьютерная оптика. Т.29, 2006. С. 141–146.

## ТЕХНОЛОГИИ РАДИОСВЯЗИ, РАДИОВЕЩАНИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

УДК 621.376.3

### АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ OFDM В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ БЕЗ РАЗРЫВА ФАЗЫ

*Гусейнов Т.А.*

В статье рассмотрен модем сигнала OFDM, использующий манипуляцию GMSK в парциальных каналах. Дана оценка качества восстановления сигнала при распространении по радиоканалам с медленными замираниями. Произведен анализ практической используемости полученных результатов и сравнение с существующими решениями, использующими манипуляцию PSK.

#### Обзор современного состояния проблемы

Современное цифровое радиовещание (ЦРВ), как и другие области техники, связанные с передачей массовой информации, переживают на рубеже веков техническую революцию. Одним из факторов этого явилось появление новых цифровых стандартов записи аудиосигнала. В свою очередь, эти виды записи являются высокоскоростными, но посредством использования различных алгоритмов компрессии стало возможным значительное сокращение необходимой полосы частот при незначительном субъективном ухудшении качества воспроизведения аудиосигнала. Достаточно легко реализуемая сопряженность с современными вычислительными устройствами открыла новые возможности передачи и управления, что, в свою очередь, приводит к сокращению затрат на организацию и управление ЦРВ в целом.

В цифровых системах связи и вещания применяются последовательный (односигнальный)

и параллельный (многосигнальный) методы передачи аудиоданных. Наиболее распространенным является последовательный метод, когда аудиоданные в общем суммарном потоке передаются посредством временного уплотнения на единственной несущей с использованием того или иного вида цифровой модуляции. Он характеризуется хорошими энергетическими показателями, не требует частотной избирательности, не предъявляет повышенных требований к линейности тракта передачи. Подавляющее большинство систем передачи сообщений проектируют, исходя из предположения, что длительность принимаемого сигнала равна длительности передаваемого сигнала. В каналах наземных систем ЦРВ рассеяние сигнала как следствие его многолучевого распространения является решающим фактором, определяющим выбор метода передачи аудиоданных. К сожалению, от искажений сигнала, обусловленных рассеянием, нельзя избавиться простым увеличением мощности передатчика. В результате в высокоскоростном канале даже с незначительным рассеянием радиоволн последовательная передача сопровождается значительными межсимвольными искажениями (МСИ), что делает практически невозможным качественный прием цифровых данных на подвижном объекте, особенно в условиях резко пересеченной местности или в городе с плотной застройкой.