

УДК 621.396.6

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АДАПТИВНОГО МЕЖПАЧЕЧНОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ

Кошелев В.И., д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

Белокуров В.А., к.т.н., доцент кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета РГРТУ, e-mail: belokurov.v.a@rsreu.ru

Ключевые слова: межпачечное обнаружение, малоразмерная цель, неоднозначность по дальности.

Введение

Одним из режимов работы современных многофункциональных бортовых радиолокационных систем обнаружения и измерения параметров сигналов, является режим высокой частоты повторения импульсов [1]. В данном режиме обеспечивается эффективное обнаружение целей, движущихся на встречных и встречно пересекающихся курсах в зоне свободной от помех от подстилающей поверхности. Высокая частота повторения зондирующих радиоимпульсов обеспечивает также однозначное измерение скорости цели. Однако в данном режиме дальность до цели однозначно измеряется лишь в узком диапазоне значительно меньшем, чем энергетическая дальность действия радиолокатора. Одним из известных методов устранения неоднозначности измерения дальности является метод межимпульсной линейной частотной модуляция (ЛЧМ) несущего колебания [2]. В данном методе в каждом угловом положении последовательно во времени излучаются несколько пачек импульсов. На первом этапе излучается пачка радиоимпульсов не модулированная по частоте, на втором - пачка с ЛЧМ, на последующих этапах крутизна ЛЧМ модуляции может увеличиваться. Решение об обнаружении цели принимается на каждом этапе, а измерение дальности до цели возможно только при условии обнаружения сигнала на всех без исключения этапах. Однако на предельно больших дальностях отношение сигнал-шум, как правило, мало, и обнаружение на всех этапах обработки проблематично. Возможность межпачечного накопления в данном методе устранения неоднозначности по дальности в известной литературе не рассматривалась.

Цель работы: показать целесообразность межпачечного накопления сигнала при устранении неоднозначности по дальности методом линейно-частотной модуляции несущего колебания, синтезировать на основе этого метода эффективный адаптивный алгоритм обнаружения с оценкой амплитуды отражённого сигнала и продемонстрировать возможность реализации данного алгоритма на существующей микропроцессорной элементной базе.

Зондирующий сигнал (в каждой пачке) является ко-

Синтезирован и проанализирован алгоритм обнаружения радиолокационного сигнала с устранением неоднозначности по дальности, основанный на его межпачечном накоплении и адаптивной оценке амплитуды. Определены требования к элементной базе для его реализации.

герентной последовательностью радиоимпульсов. Примем модель нормального распределения сигнала цели на входе устройства обработки с неизвестной априорно доплеровской фазой φ_c . Входной процесс является аддитивной смесью флюктуирующих по амплитуде отраженных от цели импульсов и внутреннего шума приёмника. При этом совместная функция правдоподобия при гипотезе H_1 (сигнал есть) имеет вид:

$$P(\mathbf{U} | H_1) = (2\pi)^{-N} [\det(\mathbf{R}^{\text{сум}})]^{-1} \times \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_j \sum_k W_{jk}^{\text{сум}} U_j U_k^*\right), \quad (1)$$

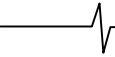
где $\mathbf{W}^{\text{сум}}$ – матрица, обратная корреляционной матрице $\mathbf{R}^{\text{сум}}$, которая состоит из следующих элементов: $R_{j,k} = q\rho_{j,k}^c \exp(i((j-k)(\varphi_c))) + \delta_{j,k}$; q – отношение сигнал-шум по мощности; $\rho_{j,k}^c$ – коэффициент межпериодной корреляции сигнала; φ_c – доплеровское межпериодное изменение фазы сигнала на первом этапе, а на последующих этапах φ_c – сумма доплеровского межпериодного изменения фазы сигнала и «отскока» [3]; $\delta_{j,k}$ – символ Кронекера.

Достаточная статистика ξ при дружных флуктуациях сигнала имеет вид [3]:

$$\xi = \mathbf{U}^T \mathbf{s}^* \quad (2)$$

где \mathbf{U} – входная выборка сигнала; \mathbf{s} – вектор опорного сигнала; T – знак транспонирования; * – знак комплексного сопряжения. Формула (2) определяет алгоритм накопления когерентной пачки импульсов на каждом этапе и предписывает умножение выборки входного сигнала на опорный вектор. При цифровой реализации это умножение реализуется в процессоре быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Введём, используемое ниже, понятие «гипотеза». Как было отмечено в [3], «отскок», или добавка к доплеровскому межпериодному изменению фазы сигнала, зависит от дальности до цели. Поэтому, по номерам доплеровских каналов, в которых произошло обнаружение в различных пачках, можно однозначно определить



дальность до цели. Под «гипотезой» будем понимать совокупность номеров доплеровских фильтров, соответствующих априорно задаваемым дальностям и скоростям цели на всех этапах. Таким образом, каждая «гипотеза» будет соответствовать определённой дальности и скорости. На рис. 1 проиллюстрирован случай использования трёх пачек зондирующих импульсов, одна из которых не модулирована по частоте.

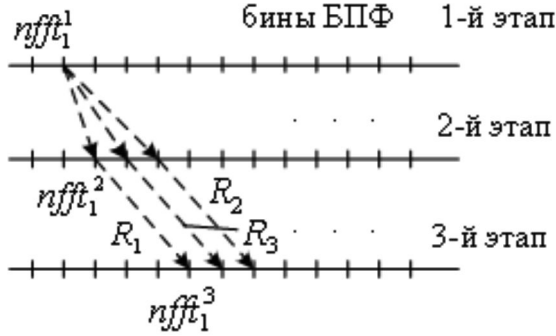


Рис. 1

На рис. 1 обозначим $x_g = \{nfft_1^1, nfft_1^2, nfft_1^3\}$ - совокупность номеров доплеровских фильтров, соответствующих g -й «гипотезе»; $g = 0, \dots, N_g - 1$; N_g - общее количество «гипотез»; R_1, R_2, R_3 - априорные дальности до цели при заданной радиальной скорости.

Так как шум на каждом этапе некоррелирован, то представим задачу межпачечного обнаружения цели как задачу некогерентного обнаружения сигнала со случайной начальной фазой и амплитудой [4]. При этом достаточная статистика, соответствующая каждой g -й «гипотезе», будет иметь вид:

$$\xi_g = \sum_{i=0}^{M-1} |\xi_i^g|^2 \quad (3)$$

где M - число этапов излучения когерентных пачек импульсов в процессе устранения неоднозначности по дальности; ξ_i^g - достаточная статистика (2), соответствующая g -й «гипотезе» на i -м этапе.

Общее количество «гипотез» N_g , которое может быть сформировано в процессе устранения неоднозначности по дальности, определяется формулой:

$$N_g = N_d N_{fft} N_R,$$

где N_d - количество стробов по дальности; N_{fft} - количество фильтров по скорости; N_R - количество фильтров по скорости, в которых ожидается появление «отскока» с заданной дальности на втором и последующих этапах. Если $N_{fft} = 1024$, $N_d = 5$, $N_R = 20$, то общее число «гипотез» равно 102400.

Вероятность ложной тревоги F при совместной обработке и вероятность ложной тревоги, приходящейся на одну «гипотезу» F_i , связаны соотношением:

$$F = 1 - \prod_{i=1}^{N_g} (1 - F_i) \approx N_g F_1,$$

где F_1 - вероятность ложной тревоги, приходящаяся на одну «гипотезу».

Как видно из последнего выражения, при увеличении количества «гипотез» необходимо уменьшать вероят-

ность ложной тревоги, приходящейся на каждую «гипотезу», что может быть достигнуто повышением порога обнаружения. Для ограничения увеличения порога обнаружения, связанного с увеличением количества «гипотез», целесообразно перед сравнением с порогом обнаружения отбросить «гипотезы» с наименьшими апостериорными плотностями распределения вероятностей (АПРВ) и сравнивать с порогом обнаружения оставшиеся «гипотезы». Для этого вычислим АПРВ каждой «гипотезы». Для этого воспользуемся формулой Байеса:

$$p(x_k | \mathbf{V}^k) = \frac{p(\xi_k^g | x_k) p(x_k | \mathbf{V}^{k-1})}{p(\xi_k^g | \mathbf{V}^k)} \quad (4)$$

где $p(\xi_k^g | x_k)$ - функция правдоподобия (ФП) достаточной статистики ξ_k^g при гипотезе H_1 на k -м этапе; $p(\xi_k^g | \mathbf{V}^k)$ - нормировочная константа; \mathbf{V} - массив с элементами амплитудного спектра (на выходе блока БПФ).

Как известно [5], распределение достаточной статистики ξ_k^g на k -м этапе при гипотезе H_1 имеет вид распределения Релея-Райса:

$$p(\xi_k^g | x_k) = \frac{\xi_k^g}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{(\xi_k^g)^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\xi_k^g A}{\sigma_n^2}\right) \quad (5)$$

где A - амплитуда достаточной статистики ξ_k^g на k -м этапе; σ_n^2 - дисперсия шума.

Подставляя (5) в (4) и проведя операцию логарифмирования, получим следующее выражение:

$$\ln(p(x_k | \mathbf{V}^k)) = \ln\left(\frac{\xi_k^g}{\sigma_n^2}\right) - \frac{(\xi_k^g)^2 + A^2}{2\sigma_n^2} + \ln\left(I_0\left(\frac{\xi_k^g A}{\sigma_n^2}\right)\right) + \ln(p(x_k | x_{k-1})) + \ln(p(x_{k-1} | \mathbf{V}^k)) - \ln(p(\xi_k^g | \mathbf{V}^k)), \quad (6)$$

где $p(x_k | x_{k-1})$ - переходная функция плотности распределения вероятностей состояния из x_{k-1} в x_k . При выводе выражения (6) использовано свойство факторизации функции плотности распределения марковского процесса.

Максимум выражения (6) достигается при максимизации на каждом этапе выражения $p(\xi_k^g | x_k)$ по неизвестным параметрам A и σ_n^2 . Рассмотрим систему уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial \ln(p(\xi_k^g | x_k))}{\partial A} = 0 \\ \frac{\partial \ln(p(\xi_k^g | x_k))}{\partial \sigma_n^2} = 0 \end{cases}$$

Проведя необходимые вычисления, перейдём от нее к системе уравнений:

$$\begin{cases} A = u_k^g \frac{I_1\left(\frac{\xi_k^g A}{\sigma_n^2}\right)}{I_0\left(\frac{\xi_k^g A}{\sigma_n^2}\right)}, \\ A^2 + 2\sigma_n^2 = \xi_k^g \end{cases} \quad (7)$$

где $I_1()$ – модифицированная функция Бесселя первого порядка. Использовать в качестве оценки A выражение $\sqrt{\xi_k^g - 2\sigma_n^2}$ нецелесообразно, т.к. при малых отношениях сигнал-шум подкоренное выражение может оказаться меньше нуля [6]. Используем для оценки A первое выражение в системе. Решить систему уравнений (7) можно, используя численные методы двумерного поиска. Определить максимально правдоподобную оценку мощности шума можно численно, решая первое уравнение системы, например, методом дихотомии. На рис. 2 показана зависимость среднеквадратического отклонения оценки амплитуды принятого сигнала от отношения сигнал-шум при различном числе импульсов в пачке, полученная путём имитационного моделирования. Кривая 1 – соответствует $N = 128$; кривая 2 – $N = 256$; кривая 3 – $N = 512$.

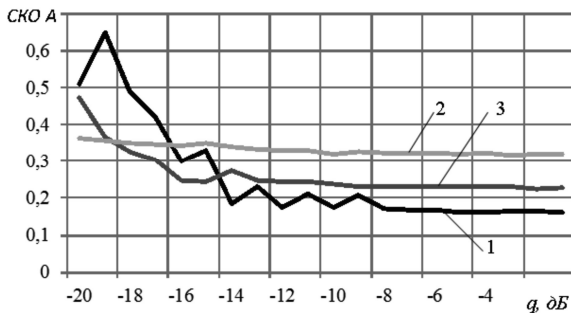


Рис. 2

На рис. 3 представлена структурная схема синтезированного алгоритма межпачечного накопления сигнала с адаптивной оценкой амплитуды отражённого сигнала при устранении неоднозначности по дальности. На рисунке обозначено: БР – буферный регистр; Кв – вычислитель модуля комплексного числа; БФ и ВГ – блок формирования и выбора «гипотез»; ПУ – пороговое устройство; УВО – устройство вторичной обработки.

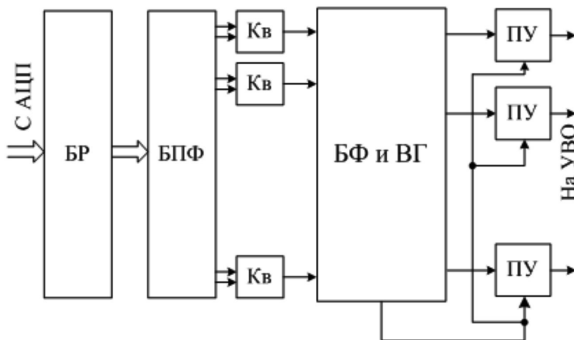


Рис. 3

Эффективность синтезированного алгоритма оценивалась методом имитационного моделирования. Для сравнения выбран известный алгоритм устранения неоднозначности по дальности, основанный на низкочастотной ЛЧМ зондирующих радиоимпульсов в двух пачках из трех ($M = 3$). Как отмечалось, особенностью данного алгоритма является необходимость обнаружения цели на каждом этапе, что аналогично критерию обнаружения «3 из 3». Количество «гипотез» с максимальной апостериорной вероятностью в синтезированном алгоритме, получаемых после «усечения», равно числу каналов обнаружения в классическом алгоритме обнаружения. При этом вероятности ложной тревоги F_1 в обоих случаях задавались одинаковыми и равными 10^{-5} , число импульсов N в пачке принималось равным 128. Для вычисления порога обнаружения использовался метод экстремальных статистик. На рис. 4 представлены полученные характеристики обнаружения синтезированного и известного алгоритмов.

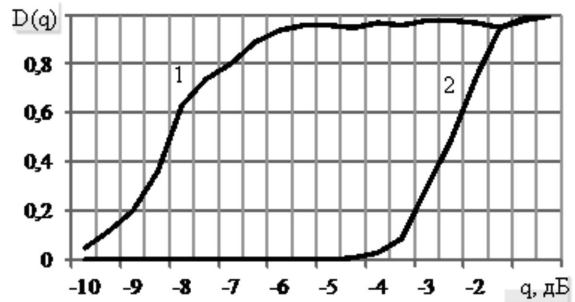


Рис. 4

Здесь кривая 1 соответствует синтезированному алгоритму, кривая 2 – известному. Как видно из рисунка, синтезированный алгоритм обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум до 5,5 дБ.

Оценим вычислительные ресурсы, необходимые для реализации синтезированного алгоритма. Разработка специализированной вычислительной системы на базе сигнальных процессоров является сложной задачей, включающей в себя вопросы архитектурного, схемотехнического и программного характера. Поэтому чаще для ее построения используют готовые решения. Широкий спектр базовых процессорных модулей предоставляет фирма «Инструментальные системы».

Рассмотрим базовые процессорные модули с сигнальными процессорами фирмы Analog Device: 1) ADP201cP1; 2) ADP201cP3; 3) ADP201cP5; 4) ADP101cP7, сравнительные характеристики, которых представлены в табл. 1.

Таблица 1

	ADP101cP1	ADP201cP3	ADP201cP5	ADP101cP7
Тактовая частота процессора, МГц	250	600	600	600
Число процессоров	1	3	5	7
Производительность, ГФлоп	1,8	12,6	15	12,6
Разъём ADM	1	2	2	2
Корпус	6U	6U	6U	6U
Динамическая память SDRAM	один банк 128 МБайт	три банка по 128 МБайт каждый	пять банков по 128 МБайт каждый	четыре банка по 128 МБайт каждый

Особенностью многопроцессорных плат является группировка процессов по функциональным группам. На каждом базовом процессорном модуле имеется один или два разъёма ADM. Каждый процессор имеет SDRAM размером 16Мх64. Связь между процессорами осуществляется через LINK-порты. Процессоры обозначаются латинскими буквами Р.

В качестве субмодулей в радиолокационном приложении используются субмодули аналогового ввода (АЦП) одно-, двух- или четырёхканальные. Субмодуль АЦП позволяет использовать два основных режима работы: а) синхронный; б) асинхронный. В свою очередь асинхронный режим может быть:

- 1) дискретный, реализуемый с помощью DMA;
- 2) дискретный, реализуемый с помощью ЦПУ;
- 3) непрерывный без очереди.

Выбор асинхронного режима ввода (1 или 3) зависит от анализа времени записи данных, поступающих с АЦП во внутреннюю память устройства. Выбор режима работы задаётся в структуре DDD_ExamParam при начальной инициализации субмодуля АЦП.

На рис. 5 показана структурная схема гипотетической РЛС, в которой обработка выполняется на основе базовых модулей.

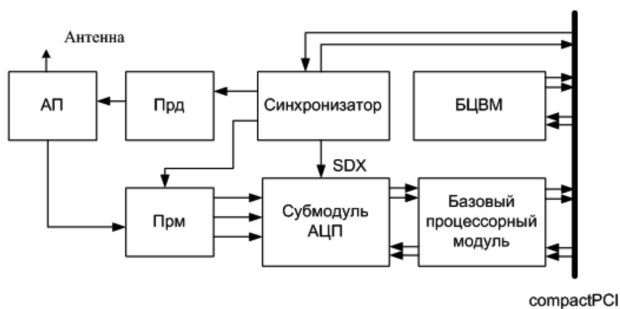


Рис. 5

На рис. 5 обозначено: АП – антенный переключатель; Прд, Прм – передатчик и приёмник; БЦВМ – бортовая цифровая вычислительная машина. Линия SDX субмодуля АЦП используется для запуска процесса заполнения программных буферов, связанных с субмодулем АЦП. Адреса программных буферов задаются в структуре asyncBuf:

```
asyncBuf.adr0 = (U32)ptr;
asyncBuf.adr1 =
```

```
(U32)(ptr+g_examParam.aBUFSIZE);
asyncBuf.mars =
```

```
g_examParam.aBUFSIZE*sizeof(U32),
```

где ptr – указатель на участок памяти; g_examParam.aBUFSIZE – размер входного буфера. Переменная g_examParam.aBUFSIZE определяется следующим образом:

$$N_{buf} = TF_d,$$

где T – период повторения зондирующих импульсов; F_d – частота дискретизации субмодуля АЦП.

Другой особенностью субмодуля АЦП является непрерывный режим работы, поэтому при обработке необходимо учитывать оцифрованные входные отсчеты в моменты прохождения импульсов бланкирования приёмника. Поэтому для запуска ввода данных с АЦП необходимо использовать программный старт. Более под-

робно процесс организации обработки радиолокационной информации на основе ADP101cP1 показан в [7]. Основной особенностью обработки радиолокационной информации на основе ADP101cP1 является остановка работы асинхронного ввода данных командой DRV_ctrl(g_hDrv_ADC, DDDcmd_IOASYNCSTOP, NULL) после накопления $TF_d N$ отсчетов и обработка данных.

Как было показано выше, в синтезированном алгоритме необходимо хранить в «скользящем» окне все «гипотезы», в частности, при $N_{gr} = 1024$, $N_d = 5$, $N_R = 20$, необходимо хранить 102400 32-х разрядных слов и после излучения каждой пачки зондирующих импульсов необходимо вычислять АППВ для каждой из этих «гипотез». Доступ к «гипотезам» осуществляется при помощи косвенной адресации: *(extPtr+i), где extPtr – адрес буфера внешней памяти, хранящего АППВ «гипотез». Необходимость чтения-записи большого объема данных, хранящихся во внешней памяти, является недостатком синтезированного алгоритма.

Из рис. 3 следует, что в синтезированном алгоритме вычисление «гипотез» осуществляется отдельно в каждом строке по дальности. Это позволяет применить для обработки данных многопроцессорную систему. Рассмотрим для примера базовую плату ADP201cP5, в которой два процессора (P3 и P2) работают с интерфейсом ADM и обеспечивают ввод данных, суммирование отсчетов АЦП в пределах строки по дальности и пересылку данных во внешнюю SDRAM. В процессорах (P4, P5) организуется вычисление АППВ «гипотез». Чтение данных осуществляется из SDRAM процессоров P3 и P2 через LINK-порты, используя каналы DMA. Оценим время пересылки данных АППВ «гипотез» через LINK-порт. Скорость передачи через LINK-порт при тактовой частоте ядра 500 МГц – 500 Мбайт/с. Время пересылки «гипотез» для рассматриваемого примера составит 0,78 мс. Это время необходимо сопоставить с длительностью пачки зондирующих импульсов для обеспечения вычислений в реальном масштабе времени. При частоте повторения импульсов 100 кГц и числе импульсов в пачке 1024, длительность пачки 1,024 мс, что больше, чем время пересылки данных через LINK-порт. Это позволяет реализовать разработанный алгоритм в реальном масштабе времени.

Заключение

Таким образом, в данной работе синтезирован алгоритм межпачечного накопления сигнала с адаптивной оценкой амплитуды отражённого сигнала. В основе алгоритма лежит формирование «гипотез» для априорных дальностей до цели и вычисление АППВ этих «гипотез». На заключительном этапе выполняется «усечение» «гипотез», имеющих меньшие значения АППВ. Одновременно по каждой «гипотезе» вычисляется достаточная статистика (3), которая является результатом суммирования отсчетов амплитудного спектра, входящих в «гипотезу». Это отличает синтезированный алгоритм от известного, в котором с порогом обнаружения сравниваются достаточные статистики, полученные на каждом этапе (по каждой пачке импульсов). Превышение порога обнаружения в полученном алгоритме также должно

происходить на каждом этапе. Межпачечное накопление сигнала в синтезированном алгоритме объясняет выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум (до 5,5 дБ при $M=3$, $N=128$). Применение синтезированного алгоритма позволяет повысить энергетическую дальность действия РЛС без увеличения мощности передатчика и даёт возможность раскрытия неоднозначности по дальности. Синтезированный алгоритм допускает распараллеливание вычислений, что позволяет использовать для обработки данных производительные многопроцессорные системы, в частности, базовый модуль ADP201cP5.

Литература

1. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.1 / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова – М.: «Радиотехника», 2004, - 312с.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. - 288с.
3. Дудник П.И. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. Пособие для ВУЗов. – М.: Дрофа, 2007. - 283 с.
4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учебное пособие для ВУЗов. – М. Радио и связь, 1992.-304 с.

5. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.

6. Carlo F. M. Carobbi The Absolute Maximum of the Likelihood Function of the Rice Distribution: Existence and Uniqueness IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 57, NO. 4, APRIL 2008.

7. Кошелев В.И., Белокуров В.А., Логинов С.Н. Реализация алгоритмов доплеровской фильтрации сигналов на базе современных сигнальных процессоров фирмы Analog Device / Вопросы радиоэлектроники. Серия радиолокационная техника. 2010. Вып. 3. с.65-76.

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF ADAPTIVE MULTIFRAME ALGORITHM OF A SMALL TARGET DETECTION

Koshelev V.I., Belokurov V.A.

This article presents the analysis and synthesis of a radar signal detection algorithm that allows elimination of range ambiguity by means of multiframe accumulation and adaptive amplitude estimation. We have also determined the hardware requirements of this algorithm.

14-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение - DSPA'2012»

Обработка и передача информации в системах телекоммуникаций

Секция 5: Обработка и передача изображений (Руководители секции - д.т.н., профессор В.П. Дворкович, д.т.н. А.В. Дворкович)

Обсуждение актуальных проблем обработки изображений велось по трем основным направлениям: сжатие и кодирование изображений, фильтрация, анализ и моделирование изображений, распознавание образов в обработке изображений.



По итогам прошедшей конференции были представлены к награждению Дипломами лауреатов конкурса молодых ученых следующие работы:

1. Метод текстурной сегментации изображений на основе двумерных цепей Маркова. Автор: Курбатова Е.Е., аспирант Вятского государственного университета.

2. Разработка методики анализа эффекта ложного оконтуривания на изображениях. Автор: Насонов А.В., м.н.с. МГУ им. М.В.Ломоносова.



3. Применение проекционного метода Лагерра для анализа томографических изображений мозга. Автор: Мизотин М.М., преподаватель МГУ им. М.В. Ломоносова.