

Адаптивная интерполяция при совмещении разнородных многомерных сигналов

М.В. Гашников^{1,2}

¹Самарский национальный исследовательский университет им. академика С.П. Королева, Московское шоссе 34А, Самара, Россия, 443086

²Институт систем обработки изображений РАН - филиал ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН, Молодогвардейская 151, Самара, Россия, 443001

Аннотация. Предлагается адаптивный параметризованный интерполятор для решения задачи совмещения разнородных многомерных сигналов, основанный на автоматическом переключении между несколькими интерполирующими функциями в каждой точке сигнала. Для случая произвольной размерности сигнала описывается набор интерполирующих функций, а также процедура оптимизации адаптивного интерполятора по критерию минимума энергии постинтерполяционных остатков. Оптимизация интерполятора проводится для сигнала пониженного разрешения, после чего найденное оптимальное значение параметра используется для интерполяции сигнала требуемого разрешения. Вычислительные эксперименты на реальных многомерных сигналах демонстрируют выигрыш адаптивного интерполятора до 26% в рамках решения задачи совмещения сигналов.

1. Введение

В настоящее время многомерные сигналы, которые необходимо хранить и обрабатывать, всё чаще являются разнородными. Например, гиперспектральные сигналы, в том числе полученные в результате дистанционного зондирования Земли, могут различаться разрешением, типом и количеством спектральных компонент, временем и ракурсом съёмки и т.д. Видеосигналы могут быть получены с помощью регистрирующих устройств различных типов и т.д.

Для того, чтобы эффективно анализировать и обрабатывать такие данные, часто необходимо сначала решить задачу совмещения [1-6] многомерных сигналов, которая подразумевает объединение данных двух или нескольких сигналов в один сигнал. В частности, всё более широкое распространение получают задачи, связанные с совмещением видео, полученного с помощью телевизионного и тепловизионного сенсоров, а также задачи совмещения гиперспектральных снимков летательных аппаратов.

Как правило, при совмещении сигналов сначала необходимо выполнить их геометрическое согласование. При этом часто невозможно обойтись без некоторого геометрического преобразования [7-9] (подобия, аффинного, проективного, «преобразования резинового листа» и т.п.). На реализацию таких преобразований неизбежно оказывает влияние дискретность как значений сигнала, так и его координатного описания, так как при реализации сколько-нибудь сложного геометрического преобразования неизбежно возникает задача интерполяции (передискретизации по аргументам) сигнала, обусловленная необходимостью приведения совмещаемых сигналов к одному и тому же разрешению.

Алгоритм обратного проецирования [9] позволяет производить эту интерполяцию по регулярным (прямоугольным) сеткам отсчётов, хотя при этом сетки отсчётов совмещаемых сигналов являются, в общем случае, некраторазмерными. Далее для удобства изложения будем разделять этапы геометрической трансформации и интерполяции (приведения к единому разрешению), хотя реализационно эти этапы, как правило, совмещены.

После того, как задачи геометрического согласования и приведения сигналов к единому разрешению так или иначе решены, необходимо выполнить этап собственно совмещения значений сигналов. В результате совмещённый сигнал комплексует информацию из всех совмещаемых сигналов. На данном этапе используются различные алгоритмы, такие как взвешенное суммирование совмещаемых сигналов [1], суммирование с учётом максимальных контрастов [3], совмещение на основе вейвлет-преобразования [2], пирамидальные алгоритмы (прежде всего, пирамиды Лапласа [4]), совмещение на основе анализе спектра Фурье [6], контурлет-преобразование [5], и др.

Таким образом, далее будем разделять задачу совмещения сигналов на следующие этапы:

- 1) геометрическая трансформация (для приведения к единому положению и ориентации);
- 2) интерполяция (для приведения к единому разрешению);
- 3) совмещение значений сигналов (для комплексирования информации).

Данная работа посвящена, прежде всего, этапу интерполяции. Для задачи интерполяции сигналов известно огромное количество разнообразных решений [9-18], наиболее простыми из которых являются различные неадаптивные алгоритмы, такие как прямоугольная симметричная и прямоугольная несимметричная интерполяции, а также билинейная и бикубическая интерполяции. Гораздо более обширный класс адаптивных интерполяционных алгоритмов включает решения, основанные на многомерной аппроксимации и интерполяции [10], разреженной аппроксимации [11], Кронекеровских базисах [12], сплайнах [13], дискретных ортогональных преобразованиях [14], тензорах [15] и нейронных сетях [16].

Сравнивая адаптивные и неадаптивные интерполяционные алгоритмы между собой, следует прежде всего отметить, что первые обычно выигрывают по скорости, а вторые по точности работы интерполяционных формул.

В работах [17-18] в рамках методов компрессии предложены адаптивные алгоритмы интерполяции, основанные на переключении между несколькими простыми интерполяционными формулами в каждой точке сигнала на основе параметризованного решающего правила. Однако эти алгоритмы существенным образом опираются на доступность интерполируемого сигнала на этапе компрессии, что позволяет настроить (обучить) адаптивный интерполятор на этапе компрессии и записать в архив (или канал связи) настроенные параметры интерполятора. Затем, при декомпрессии, интерполируемый сигнал уже недоступен, но прочитанные из архива параметры интерполятора позволяют восстановить его с заданной точностью.

Важной особенностью интерполяции при совмещении сигналов, в отличие от компрессии, является недоступность интерполируемого сигнала при настройке (обучении) интерполяционной схемы. Второй особенностью является невозможность применения критерия минимума энтропии квантованного разностного сигнала, использованного в [17], так как при совмещении сигналов этап квантования отсутствует, и минимизировать объём сжатых данных нет необходимости. Третьей особенностью является некраторность шагов интерполяционных сеток.

В данной работе предлагается модификация адаптивных параметризованных алгоритмов интерполяции многомерного сигнала для ситуации недоступности интерполируемого сигнала, допускающая применение на некраторных прямоугольных сетках отсчётов и оптимальная по критерию минимизации энергии постинтерполяционных остатков.

2. Параметризованная интерполяция при совмещении сигналов

Для простоты рассмотрим сначала случай, когда совмещаемые многомерные сигналы уже совмещены по местоположению, т.е. приведены к единому местоположению, повороту, масштабу и т.п. с помощью некоторых геометрических преобразований. Следовательно,

необходимо привести эти сигналы к единому разрешению и затем воспользоваться одним из известных методов [1-6] совмещения собственно значений сигналов. Далее рассмотрим собственно задачу приведения сигналов к единому разрешению.

Пусть $s(\bar{k})$ это многомерный (D -мерный) сигнал с самым худшим разрешением из всех совмещаемых сигналов. Рассмотрим алгоритм увеличения разрешения, позволяющий вычислить значения сигнала вида $s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right)$, расположенные между отсчётами исходного сигнала. Пусть эти значения вычисляются некоторой интерполирующей функцией F^s на основе ближайших опорных отсчётов $s(\bar{k} + \bar{\delta})$:

$$s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right) = F^s\left(\left\{s(\bar{k} + \bar{\delta}^m) : m \in [0, 2^D)\right\}\right), \quad (1)$$

где каждая компонента $\delta_d^m \in \{0,1\}$ вектора смещений $\bar{\delta}^m$ задаётся функцией $F^\delta(d, m)$, возвращающей бинарный разряд номер d представления числа m равномерным D -разрядным двоичным кодом:

$$\bar{\delta}^m = (\delta_0^m, \dots, \delta_{D-1}^m), \delta_d^m = F^\delta(d, m), d \in [0, D) \quad (2)$$

Рассмотрим функции, вычисляющие интерполирующие значения $t\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right)$ по двум соседним отсчётам, расположенным в различных направлениях от интерполируемого отсчёта:

$$t\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right) = s(\bar{k} + \bar{\delta}^i)/2 + s(\bar{k} + \bar{\delta}^{\bar{i}})/2, i \in [0, 2^{D-1}) \quad (3)$$

где $\bar{\delta}^i$ обозначает логическое отрицание всех компонент бинарного вектора $\bar{\delta}^i$. Также рассмотрим функцию

$$\tau\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, 0\right) = t\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, j\right), j = \arg \min_i \left|s'\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right)\right|, \quad (4)$$

вычисляющую каждой точке интерполяцию по соседним отсчётам, расположенным в наиболее предпочтительном направлении, которое определяется минимумом абсолютного значения оценки частной производной s' по этому направлению (интерполяция вдоль направления, в котором сигнал меняется меньше всего, эффективная в ситуации, если это выраженное направление в данной точке присутствует):

$$s'\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right) = s(\bar{k} + \bar{\delta}^i) - s(\bar{k} + \bar{\delta}^{\bar{i}}), i \in [0, 2^{D-1}) \quad (5)$$

Рассмотрим также интерполирующую функцию, вычисляющую усреднение по соседним отсчётам (сглаживание по соседним отсчётам, эффективное за счёт подавления шума [19], если сигнал в данной точке ни в каком направлении сильно не изменяется):

$$\tau\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, 1\right) = \sum_{m=0}^{2^D-1} s(\bar{k} + \bar{\delta}^m)/2^D \quad (6)$$

Для вычисления итогового интерполирующего значения $s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right)$ будем в каждой точке

сигнала выбирать между усреднением $\tau\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, 1\right)$ по всем опорным отсчётам и интерполяцией

$\tau\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, 0\right)$ вдоль наиболее выраженного направления. Этот выбор будем делать посредством

решающего правила $F^r(\varphi, \xi)$, которое сравнивает локальный признак $\varphi\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right)$ с порогом ξ :

$$s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right) = F^s\left(\left\{s\left(\bar{k} + \delta^m\right) : m \in [0, 2^D]\right\}\right) = \tau\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, I\left(\varphi\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right) > \xi\right)\right), \quad (7)$$

где I – индикаторная функция, равная единице при истинности аргумента и нулю в противном случае, а признак φ определяет факт наличия предпочтительного направления, опираясь на меру отличия частной производной в этом направлении от остальных частных производных:

$$\varphi\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right) = \min_{i \neq i_{\min}} \left| s'\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right) \right| - \left| s'\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i_{\min}\right) \right|, \quad i_{\min} = \arg \min_i \left| s'\left(\bar{k} + \frac{1}{2}, i\right) \right|. \quad (8)$$

Порог ξ определяется для каждого сигнала отдельно исходя из минимизации погрешности интерполяции, которое рассмотрено в следующем разделе.

После вычисления интерполирующих значений $s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right)$ повернём ситуацию на 45 градусов и применим адаптивный интерполятор ещё раз для вычисления всех остальных интерполирующих значений искомого разрешения. На этом описание процедуры удвоения разрешения завершено. Многократное применение этой процедуры (с использованием, при необходимости, некоторой стандартной интерполяции на последнем шаге для устранения некраторазмерности) позволяет получить любое требуемое разрешение.

Для обобщения рассмотренной адаптивной процедуры со случая улучшения разрешения на случай произвольного геометрического преобразования следует отметить, что реализация произвольного геометрического преобразования алгоритмом обратного проецирования [9] включает этап интерполяции сигнала по регулярной сетке отсчётов, на котором может быть применена описанная выше процедура.

3. Оптимизация параметризованного интерполятора при совмещении сигналов

Важная особенность задачи совмещения сигналов, в отличие от задачи компрессии [20-21], заключается в том, что при оптимизации интерполятора интерполируемый сигнал $s\left(\bar{k} + \frac{1}{2}\right)$

недоступен и, следовательно, погрешность интерполяции этого сигнала вычислить невозможно. Поэтому оптимизацию интерполятора будем проводить для сигнала вдвое худшего разрешения, для которого интерполируемые отсчёты доступны. Другими словами, для поиска порога ξ будем минимизировать энергию $\varepsilon(\xi)$ постинтерполяционных остатков при адаптивной интерполяции отсчётов сигнала $s(2\bar{k} + 1)$ по отсчётам сигнала $s(2\bar{k})$

$$\varepsilon(\xi) = \sum_k \left| s(2\bar{k} + 1) - F^s\left(\left\{s(2\bar{k} + 2\delta^m) : m \in [0, 2^D]\right\}\right) \right| \rightarrow \min_{\xi} \quad (9)$$

посредством параметризованной интерполяционной процедуры, описанной выше. Для решения этой оптимизационной задачи заполним вспомогательную матрицу

$$E(\tilde{\varphi}, i) = \sum_{\bar{k}: \varphi(2\bar{k} + 1) = \tilde{\varphi}} \left| s(2\bar{k} + 1) - \tau(2\bar{k} + 1, i) \right|, \quad \tilde{\varphi} \in [0, \Phi), \quad i \in \{0, 1\}, \quad \Phi = \max_k (s(\bar{k})) \quad (10)$$

Каждый элемент $E(\tilde{\varphi}, i)$ этой матрицы содержит погрешность интерполирующей функции $\tau(\bar{k}, i)$, заданной выражением (4) или (6), для отсчётов со значением признака (8), равным $\tilde{\varphi}$.

Затем, с использованием вспомогательной матрицы $E(\tilde{\varphi}, i)$, для всех значений порога ξ вычислим значения погрешности $\varepsilon(\xi)$ посредством следующей рекурсивной процедуры:

$$\varepsilon(\Phi) = \sum_{\varphi=0}^{\Phi-1} E(\varphi, 0); \quad \varepsilon(\xi) = \varepsilon(\xi+1) + E(\xi, 1) - E(\xi, 0), \quad \xi = \Phi-1, \Phi-2, \dots, 1, 0 \quad (11)$$

Наилучший порог $\xi_{opt} = \arg \min_{\xi} \varepsilon(\xi)$, найденный в небольшом одномерном массиве $\varepsilon(\xi)$, определяет решение поставленной оптимизационной задачи.

Найденное описанным способом по прореженному сигналу оптимальное значение порога ξ_{opt} затем будем использовать для вычисления искомых интерполирующих значений $s\left(\tilde{k} + \frac{1}{2}\right)$.

Следует также отметить, что заменив в критерии (9) функцию вычисления абсолютного значения на квадратичную форму, получим адаптивный интерполятор, оптимальный по СКО, с помощью той же самой вычислительной процедуры.

4. Экспериментальное исследование параметризованного интерполятора

Как уже было отмечено выше, при совмещении задачи совмещения сигналов геометрическая трансформация как правило присутствует в качестве одного из этапов, перед собственно совмещением значений сигналов. Одним из этапов геометрической трансформации при этом является интерполяция как минимум одного из объединяемых сигналов с целью приведения его разрешения к требуемому. При этом интерполяция всех объединяемых сигналов производится независимо, следовательно, определяющее значение при исследовании интерполяции в задаче совмещения сигналов имеет исследование точности интерполяции каждого из объединяемых сигналов в отдельности: чем точнее интерполируется каждый из сигналов, тем лучше работает любой алгоритм совмещения.

В данной работе точность предложенного адаптивного интерполятора исследовалась на реальных многомерных сигналах гипеспектрального набора TokyoTeach [22] (500x500x31 отсчёт для каждого сигнала, пример см. на рис. 1) в рамках метода совмещения сигналов на основе взвешенного суммирования [1]. При этом исследовалась именно предложенная в данной работе модификация интерполятора для задачи совмещения сигналов, не использующая интерполируемые отсчёты при оптимизации решающего правила.

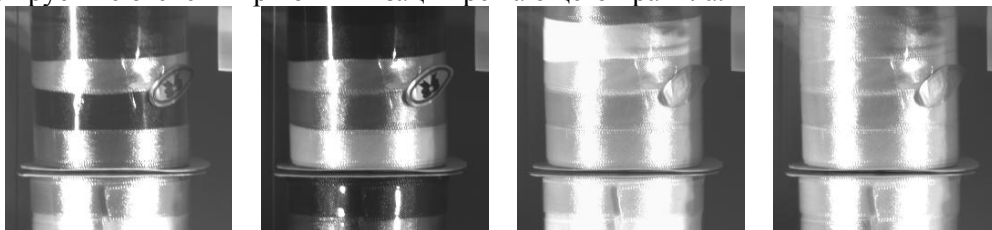


Рисунок 1. Сечения с номерами 0, 10, 20, 30 гиперспектрального тестового сигнала «Лента».

Схема эксперимента для каждого из тестовых сигналов заключалась в выполнении следующей последовательности шагов.

1. Прореживание исходного сигнала вдвое.
2. Вычисление параметров интерполятора для прореженного сигнала (т.е. параметров интерполяции вдвое прореженного сигнала по вчетверо прореженному сигналу).
3. Применение этих параметров для интерполяции исходного сигнала по прореженному вдвое сигналу.
4. Совмещение исходного сигнала и интерполированного сигнала с помощью метода взвешенного суммирования.
5. Вычисление суммы абсолютных значений погрешностей между исходным и совмещённым сигналами.

Мерой эффективности при этом являлось относительное превышение $\Delta \varepsilon = 100\% \cdot (\varepsilon^* - \varepsilon) / \varepsilon^*$ погрешности ε^* совмещения сигналов при использовании усредняющего интерполятора над погрешностью ε совмещения сигналов при использовании адаптивного интерполятора.

Таблица 1. Выигрыш $\Delta \varepsilon$ адаптивного интерполятора у усредняющего интерполятора.

Тестовый сигнал	$\Delta \varepsilon$
Бабочка	9.8502
Бабочка-2	12.5640
Бабочка-3	15.3076
Бабочка-4	10.9876
Бабочка-5	10.2239
Бабочка-6	11.9528
Бабочка-7	10.2968
Бабочка-8	13.5631
Вечеринка	6.9156
Иероглиф	13.4208
Кукла	0.4766
Лента	2.6988
CD	26.5119
Схема	6.4819
Схема-24	3.1350
Футболка-2	1.5259
Цветок	14.8269
Цветок-2	8.5088
Цветок-3	14.4849
Ткань-2	1.9834
Ткань-3	-0.6706
Шутка	8.2493
Шутка-2	20.5157
Шутка-3	17.2815
Среднее	10.0455
Медиана	10.2603
Минимум	-0.6706
Максимум	26.5119

Результаты, приведенные в таблице 1, показывают, что предлагаемый интерполятор выигрывает почти на всех тестовых сигналах (максимум выигрыша 26%, медиана 10.26%).

5. Заключение

Предложен адаптивный параметризованный интерполятор для решения задачи совмещения разнородных многомерных сигналов. Интерполятор основан на автоматическом переключении между простыми интерполирующими функциями в каждой точке сигнала. Для случая произвольной размерности сигнала описан набор интерполирующих функций, а также процедура оптимизации предложенного интерполятора по критерию минимума энергии постинтерполяционных остатков. Оптимизация интерполятора проведена для сигнала пониженного разрешения, после чего найденное оптимальное значение параметра

использовано для интерполяции сигнала требуемого разрешения. Вычислительные эксперименты на реальных многомерных сигналах демонстрируют максимальный выигрыш адаптивного интерполятора до 26%, средний выигрыш 10% в рамках решения задачи совмещения сигналов.

6. Благодарности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-01-00667 в частях «2 Параметризованная интерполяция при совмещении сигналов» – «4. Экспериментальное исследование параметризованного интерполятора», а также Министерства науки и высшего образования РФ в рамках выполнения работ по Государственному заданию ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН (соглашение № 007-ГЗ/ЧЗ363/26) в части «1 Введение».

7. Литература

- [1] Liggins II, M. Handbook of multisensor data fusion: theory and practice / I.M. Liggins II, D. Hall, J. Llinas – CRC Press, 2017. – 870 p.
- [2] Xue, X. A parallel fusion algorithm of multi-spectral image and panchromatic image based on wavelet transform / X. Xue, F. Xiang, H. Wang, J. Peng // Науковий вісник НГУ. – 2016. – № 3. – С. 122-128.
- [3] Фролов, В.Н. Методы информационного совмещения изображений в многоканальных оптико-электронных системах / В.Н. Фролов, В.А. Тупиков, В.А. Павлова, В.А. Александров // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2016. – Т. 11, № 3. – С. 95-104.
- [4] Wang, W. A multi-focus image fusion method based on Laplacian pyramid / W. Wang, F. Chang // Journal of Computers. – 2011. – Vol. 6(12). – P. 2559-2566.
- [5] Xin, G. Multi-focus Image Fusion Based on The Nonsampled Contourlet Transform and Dual-layer PCNN Model / G. Xin, B. Zou, J. Li, Y. Liang // Information Technology Journal. – 2011. – Vol. 10(6). – P. 1138-1149.
- [6] Борисова, И.В. Модуль комплексирования каналов / И.В. Борисова, В.Н. Горенко, А.Н. Опарин, П.Г. Попов // Прикладная физика. – 2002. – Т. 6. – С. 89-93.
- [7] Woods, J. Multidimensional Signal, Image, and Video Processing and Coding / J. Woods. – Academic Press, 2011. – 616 p.
- [8] Сергеев, В.В. Теория цифровой обработки сигналов и изображений / В.В. Сергеев, М.А. Чичева. – Самара: Изд-во Самар, гос. аэрокосм, ун-та, 2013. – 216 с.
- [9] Soifer, VA. Computer image processing, Part II: Methods and algorithms // Saarbrücken: VDM Verlag. – 2010. – 584 p.
- [10] Бахвалов, Ю.Н. Метод многомерной интерполяции и аппроксимации и его приложения / Ю.Н. Бахвалов – М.: Спутник+, 2007. – 108 с.
- [11] Sahnoun, S. A simultaneous sparse approximation method for multidimensional harmonic retrieval / S. Sahnoun, E.H. Djermoun, D. Brie, P. Comon // Signal Processing. – 2017. – Vol. 131. – P. 36-48.
- [12] Caiafa, C.F. Computing Sparse Representations of Multidimensional Signals Using Kronecker Bases / C.F. Caiafa, A. Cichocki // Neural Computation Volume. – 2016. – Vol. 25(1). – P. 186-220.
- [13] Бутырский, Е.Ю. Аппроксимация многомерных функций / Е.Ю. Бутырский, И.А. Кувалдин, В.П. Чалкин // Научное приборостроение. – 2010. – Т. 20, № 2. – С. 82-92.
- [14] Белов, А.М. Исследование методов пространственной интерполяции при спектрально-пространственном повышении разрешения изображений ДЗЗ с помощью метода градиентного спуска / А.М. Белов, А.Ю. Денисова // Сборник трудов V международной конференции и молодежной школы «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ) – Самара: Новая техника, 2019. – Т. 2. – С. 324-334.
- [15] Чобану, М.К. Сжатие изображений с помощью тензорной аппроксимации / М.К. Чобану, Д.В. Макаров // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС), 2014. – С.109-112.

- [16] Гулаков, К.В. Моделирование многомерных объектов на основе когнитивных карт с нейросетевой идентификацией параметров / К.В. Гулаков // Диссертация на к.т.н., 2016.
- [17] Гашников, М.В. Минимизация энтропии постинтерполяционных остатков при компрессии изображений на основе иерархической сеточной интерполяции / М.В. Гашников // Компьютерная оптика. – 2017. – Т. 41, № 2. – С. 266-275. DOI: 10.18287/2412-6179-2017-41-2-266-275.
- [18] Максимов, А.И. Адаптивная интерполяция многомерных сигналов при дифференциальной компрессии / М.В. Гашников, А.И. Максимов // Компьютерная оптика. – 2018. – Т. 42, № 4. – С. 679-687. DOI: 10.18287/2412-6179-2018-42-4-679-68.
- [19] Vaseghi, S.V. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction / S.V. Vaseghi // John Wiley & Sons, 2000. – 473 p.
- [20] Sayood, K. Introduction to Data Compression / K. Sayood – The Morgan Kaufmann Series in Multimedia Information and Systems, 2012. – 743 p.
- [21] Сергеев, В.В. Информационная технология компрессии изображений в системах оперативного дистанционного зондирования / М.В. Гашников, Н.И. Глумов, В.В. Сергеев // Известия Самарского научного центра РАН. – 1999. – № 1. – С. 99-107.
- [22] TokyoTech 31-band Hyperspectral Dataset [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.ok.sc.e.titech.ac.jp/res/MSI/MSIdata31.html> (15.11.2019).

Adaptive interpolation for heterogeneous multidimensional signals fusion

M.V. Gashnikov^{1,2}

¹Samara National Research University, Moskovskoe Shosse 34A, Samara, Russia, 443086

²Image Processing Systems Institute of RAS - Branch of the FSRC "Crystallography and Photonics" RAS, Molodogvardejskaya street 151, Samara, Russia, 443001

Abstract. An adaptive parameterized interpolator is proposed to solve the problem of heterogeneous multidimensional signals fusion, based on automatic switching between several interpolating functions at each point of the signal. For the case of arbitrary signal dimension, a set of interpolating functions is described, as well as the procedure for optimizing the adaptive interpolator according to the criterion of the minimum energy of post-interpolation residues. Optimization of the interpolator is carried out for a signal of reduced resolution, after which the found optimal parameter value is used to interpolate the signal of the required resolution. Computational experiments on natural multidimensional signals demonstrate an adaptive interpolator gain of up to 26% as a part of solving the problem of signals fusion.