

А. Н. ШЕЙК-СЕЙКИН

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: ans@irt.opu.uaДата поступления в редакцию
04.04 2011 г.Оппонент к. т. н. А. И. ЦОПА
(ХНУРЭ, г. Харьков)

АРХИТЕКТУРА УСТРОЙСТВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

Предложена методика синтеза архитектуры, позволяющая существенно сократить затраты аппаратного ресурса проектируемых систем. Получены выражения для сравнительной оценки эффективности различных вариантов синтеза.

Методы и средства цифровой обработки сигналов (ЦОС) в реальном времени широко используются в современных системах обработки и передачи информации. Соответственно, весьма актуальным является синтез методов аппаратной реализации таких систем, обеспечивающих приемлемые аппаратные затраты.

В [1, 2] приведены методы синтеза архитектуры многоканальных фильтров сжатия и формирователей решающих статистик, обеспечивающие существенный выигрыш в части аппаратных затрат по сравнению с традиционным построением. Методы синтеза основаны на учете особенностей поведения графов информационных связей (ГИС), описывающих алгоритмы обработки сигналов и ограничены классом таких ГИС, у которых происходит либо одновременное изменение высоты и ширины с сохранением пропорций, либо изменяется только высота (ширина).

Настоящая работа посвящена синтезу и анализу эффективности архитектуры систем ЦОС с перестраиваемой структурой, ГИС которых претерпевает так называемые аффинные преобразования [3], т. е. увеличение высоты графа h с одновременным пропорциональным уменьшением его ширины b : $h_i = k/b_i$, $k = \text{const}$, $i \in 1, s$ (s — число вариантов). К таким системам относятся, в частности, многоканальные компенсаторы боковых лепестков адаптивных антенных решеток [4, 5].

При решении указанной задачи возможны два подхода:

— построение структуры, рассчитанной на $b_{\max}$, $h_{\max}$ с использованием метода минимальных изменений размерности базового вектора [1];

— синтез минимальной системы коммутации, обеспечивающей реконфигурацию ГИС в заданном диапазоне изменения b и h при условии постоянства минимально необходимого вычислительного ресурса (ВР).

Введение дополнительной системы коммутации приводит к появлению на ГИС дополнительных дуг, число которых тем меньше, чем экономнее система

коммутации. Так как семейство дуг графа $U(G)$ однозначно отображается его матрицей инцидентий $A(p, u)$, критерию $\min\{U(G)\}$ соответствует максимальная разреженность матрицы $A(p, u)$.

Поскольку методов подобной оптимизации найти не удалось, в настоящей работе предложен ряд эвристических приемов синтеза таких систем для двух возможных (в принципе) ситуаций — изменение параметров ГИС в целое и дробное число раз.

Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в целое число раз

В этом случае вследствие условия $h_i b_i = \text{const}$ имеем: если $h_i = i h_0$, то $b_i = b_0 / i$;

если $b_i = i b_0$, то $h_i = h_0 / i$.

Здесь $i = 2, 3, \dots$; h_0, b_0 — исходная высота и исходная ширина ГИС, соответственно.

Отсюда следует, что если необходимо увеличить b и уменьшить h в i раз, то исходный ГИС нужно разделить вдоль высоты h на i частей, а эти части состыковать друг с другом так, чтобы ширина нового ГИС была равна $b_i = i b_0$.

Пример такой реконфигурации для $i = 2, 3, 4$ приведен на рис. 1, где сплошными жирными линиями обозначены стыкуемые участки ГИС (вновь образуемые связи), а пунктирными — размыкаемые связи в ГИС. Сами ГИС изображены символически (без детализации внутренней структуры) в виде прямоугольников, размеры которых соответствуют высоте и ширине ГИС.

Число коммутационных элементов q_i (КЭ), необходимых в каждом i -м случае для размыкания старых связей и образования новых, вычисляется следующим образом:

- $q_i = h_0 (i - 1) / i + b_0 (i - 1)$ при уменьшении h_0 ;
- $q_i = b_0 (i - 1) / i + h_0 (i - 1)$ при уменьшении b_0 .

Тогда общее число КЭ при $i \in \overline{1, i_2}$ > 1 будет соответственно равно

$$Q_{\text{к1}} = h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{i-1}{i} + b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} (i-1) \quad (1)$$

или

$$Q_{\text{к1}} = b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{i-1}{i} + h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} (i-1). \quad (1')$$

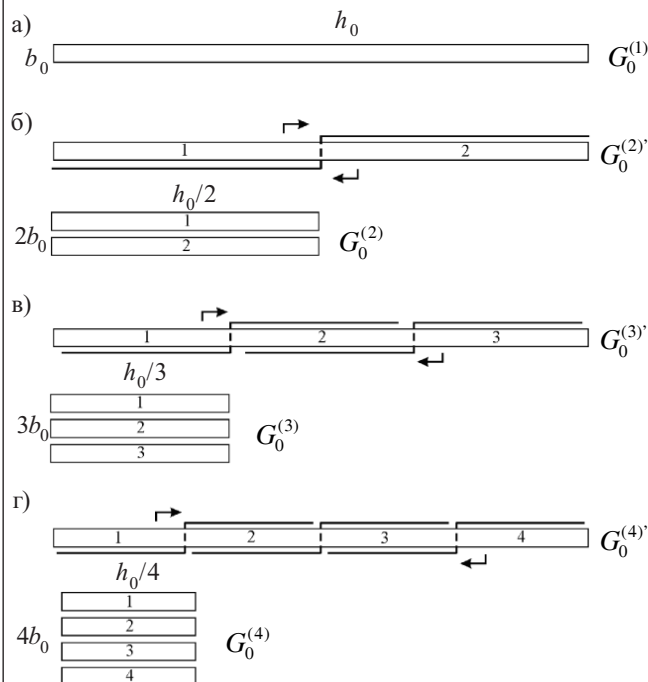


Рис. 1. Аффинное преобразование исходного графа (а) и деление его на 2, на 3 и на 4 (соответственно б, в, г)

Очевидно, что предложенный способ блочной перестройки структуры оптимален для каждого конкретного значения i , поскольку число переставляемых блоков ГИС равно $i-1$ и внутри этих блоков связи не меняются.

В формализованном виде, аналогичном выражению (2) в [1], алгоритм синтеза можно записать следующим образом:

$$G_0 = \sum_{i=i_1}^{i_2} G_0^{(i)'} \quad (2)$$

где $G_0^{(i)'}$ — приведенный к виду исходного графа $G_0^{(i)}(b_0, h_0)$ результирующий граф $G_0^{(i)}(b_i, h_i)$, полученный после изменения b_0 и h_0 в i раз. Знак суммы, как и в [1], означает логическое сложение (наложение изображений).

Иллюстрация алгоритма (2) приведена на рис. 2, где $k1=h/2$, $k2=2h/3$, $k3=3h/4$, $k4=h/2-h/3$, $k5=h/3-h/4$, $k6=h/4$. Квадратами на схеме обозначены ключи, обеспечивающие новые связи, пунктирными линиями — ключи, размыкающие связи в ГИС. Два ключа с одноименными названиями выводов образуют один КЭ, обеспечивающий требуемую коммутацию элементов ГИС.

Как указывалось в [1, 2], выражение для суммарных аппаратных затрат системы ЦОС, фактически являющейся вычислительной системой (ВС), имеет вид $Q_0 = Q_v + \gamma Q_k$, где Q_v — вычислительный ресурс, Q_k — коммутационный ресурс, γ — коэффициент, отображающий относительную сложность реализации в ВС коммутационных и вычислительных элементов.

Анализ рис. 1 показывает, что непосредственное применение метода наложения к реконфигурируемому графу

$$G_0 = \sum_{i=i_1}^{i_2} G_0^{(i)} \quad (3)$$

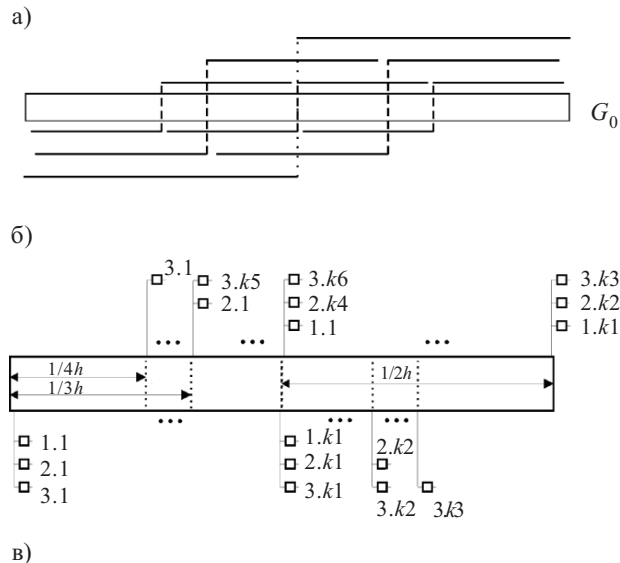


Рис. 2. Результирующий граф G_0 (а), трансформация его в структурную схему (б) и структура КЭ (в)

дает следующее значение суммарного вычислительного ресурса [1, 2]:

$$Q_v = b_0 h_0 + b_0 h_0 / 2 + b_0 h_0 / 3 + \dots + b_0 h_0 / h_{\max} = P_0 \sum_{m=1}^{h_{\max}} 1/m, \quad m \in \{1, h_{\max}\} \quad (4)$$

где $P_0 = b_0 h_0$ — вычислительный ресурс исходного графа.

Таким образом, имеем, что при первом подходе

$$Q_0 = Q_v + \gamma Q_k = Q_v = P_0 \sum_{m=1}^{h_{\max}} 1/m, \quad m \in \{1, h_{\max}\} \quad (5)$$

а при втором

$$Q_0 = Q_v + \gamma Q_k = P_0 + \gamma Q_k \quad (6)$$

где Q_k определяется из выражения (1) или (1'), соответственно.

Выражения (5), (6) позволяют оценить эффективность обоих подходов при синтезе конкретной системы и выбрать наилучший алгоритм синтеза.

Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в кратное число раз

Как частный случай, рассмотрим вариант когда происходит изменение b (h) в a^i число раз ($a \geq 2$ — постоянное основание, $i=2, 3, \dots, n$).

В этом случае процедура перестройки ГИС несколько изменяется и состоит из i этапов, на каждом из которых ГИС делится на a частей (вдоль уменьшаемого параметра), которые стыкуются между собой вдоль увеличиваемого параметра.

Общее число КЭ, требующееся для перестройки ГИС при уменьшении h_0 или b_0 , соответственно равно

$$Q_{K2} = h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{1}{a^i} + b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} a^{i-1} \quad (7)$$

или

$$Q_{K2} = b_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} \frac{1}{a^i} + h_0 \sum_{i=i_1}^{i_2} a^{i-1}. \quad (7')$$

Алгоритм синтеза определяется выражением (2), а суммарные затраты — выражением (6), где Q_K соответствует (7) или (7').

Способ кратных аффинных преобразований ГИС в 2, в 4 и в 8 раз проиллюстрирован на **рис. 3**, где жирными сплошными и пунктирными линиями показаны соединяемые участки ГИС, а тонкими пунктирными — разъединяемые.

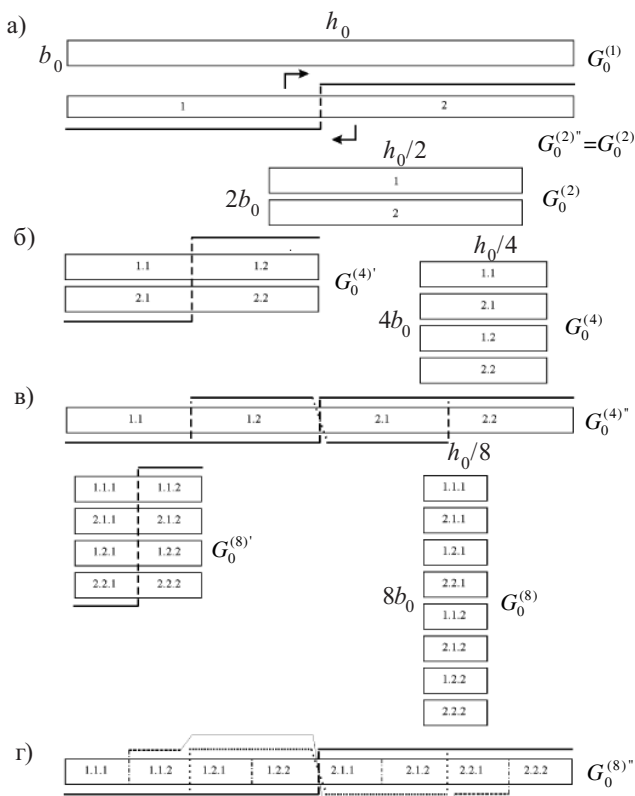


Рис. 3. Иллюстрация кратных аффинных преобразований ГИС при делении высоты графа на 2, на 4 и на 8 (соответственно а, б, в), а также результирующая структура графа (г)

Из сравнения рис. 1 с рис. 3 видно, что для изменения b, h в k раз ($k \in \overline{i_1, i_2}$) необходимо при обоих способах произвести не более $k-1$ блочных перестановок, но учет свойств i_1, i_2 позволяет в последнем случае сократить затраты на систему коммутации.

Синтез архитектуры при изменении параметров ГИС в дробное число раз

Для случая когда b, h должны изменяться не более чем в 2 раза ($1 < i < 2$) предлагается способ преобразования, использующий только одну блочную перестановку в ГИС.

Для этого исходная структура ГИС делится на две части ступенчатым сечением с величиной «ступеней» $k_1 = h(i-1)/i$ или $k_1 = b(i-1)/i$ вдоль уменьшаемого параметра и $k_2 = (i-1)h$ или $k_2 = (i-1)b$ вдоль увеличи-

ваемого параметра. При этом сечение должно проходить через границы ГИС, лежащие в плоскости уменьшаемого параметра. Далее полученные части стыкуются друг с другом вдоль увеличиваемого параметра (происходит сдвиг блоков на одну «ступень»). Общее число КЭ, осуществляющих данный способ перестройки ГИС, определяется выражением

$$Q_{K3} = b + h, \quad (8)$$

а при изменении i в диапазоне $\overline{i_1, i_2}$ выражением

$$Q_{K3} = s(b + h), \quad (9)$$

где s — число значений, которые принимает i . Алгоритм синтеза при этом записывается в виде

$$G_0 = \sum_s G_0^{(i_s)^m}, \quad (10)$$

где $G_0^{(i)^m}$ — граф, полученный ступенчатым делением из графа $G_0^{(i_{s-1})}$, $i_s \in \overline{i_1, i_2}$ и приведенный к исходному графу с указанием новых связей.

Этот способ преобразования проиллюстрирован на **рис. 4**, где квадраты с цифрами соответствуют элементам ГИС, квадраты с надписью «К» — коммутаторам, сплошные линии соответствуют новым соединениям, а пунктирные — разъединениям.

Непосредственное использование выражения (3) для нахождения результирующего ГИС в случае когда $h_{\min} = h_0/2$, $b_{\max} = 2b_0$ дает следующую предельную оценку вычислительного ресурса:

$$Q_0 = Q_b = h_0 b_0 + \sum_{j=0}^{b_0-1} h_j = h_0 b_0 + (h_0 + h_0/2) b_0 / 2 = 1,75 h_0 b_0, \quad (11)$$

где $h_j = h_0/2 + j b_0$ [6, с. 30], а использование алгоритма (10) определяет суммарные затраты выражением

$$Q_0 = Q_b + \gamma Q_K = P_0 + \gamma s(b_0 + h_0). \quad (12)$$

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов синтеза

Разработанные алгоритмы синтеза и полученные оценки аппаратных затрат позволяют перейти к сравнительному анализу их эффективности.

В качестве критерия эффективности в данном случае будем использовать граничное значение γ (относительной сложности системы коммутации, осуществляющей реконфигурацию структуры ВС), при котором неперестраиваемая и перестраиваемая архитектуры будут иметь одинаковые суммарные затраты [1, 2].

Для случая когда аффинные преобразования осуществляются в целое число раз без пропусков, что необходимо для получения предельных оценок Q_b, Q_K , а изменение, например, ширины графа происходит в пределах от 1 до $b_{\max}$, выражение для $\gamma_{\text{афф}}$ с учетом (1) — (6) определяется выражением

$$\gamma_{\text{афф}} = P_0 \left(\sum_{m=1}^{b_{\max}} \frac{1}{m} - 1 \right) / \left[P_0 \sum_{i=1}^{b_{\max}} \frac{i-1}{i} + \sum_{i=1}^{b_{\max}} (i-1) \right]. \quad (13)$$

В случае когда происходит аналогичное изменение высоты графа, здесь следует $b_{\max}$ заменить на $h_{\max}$.

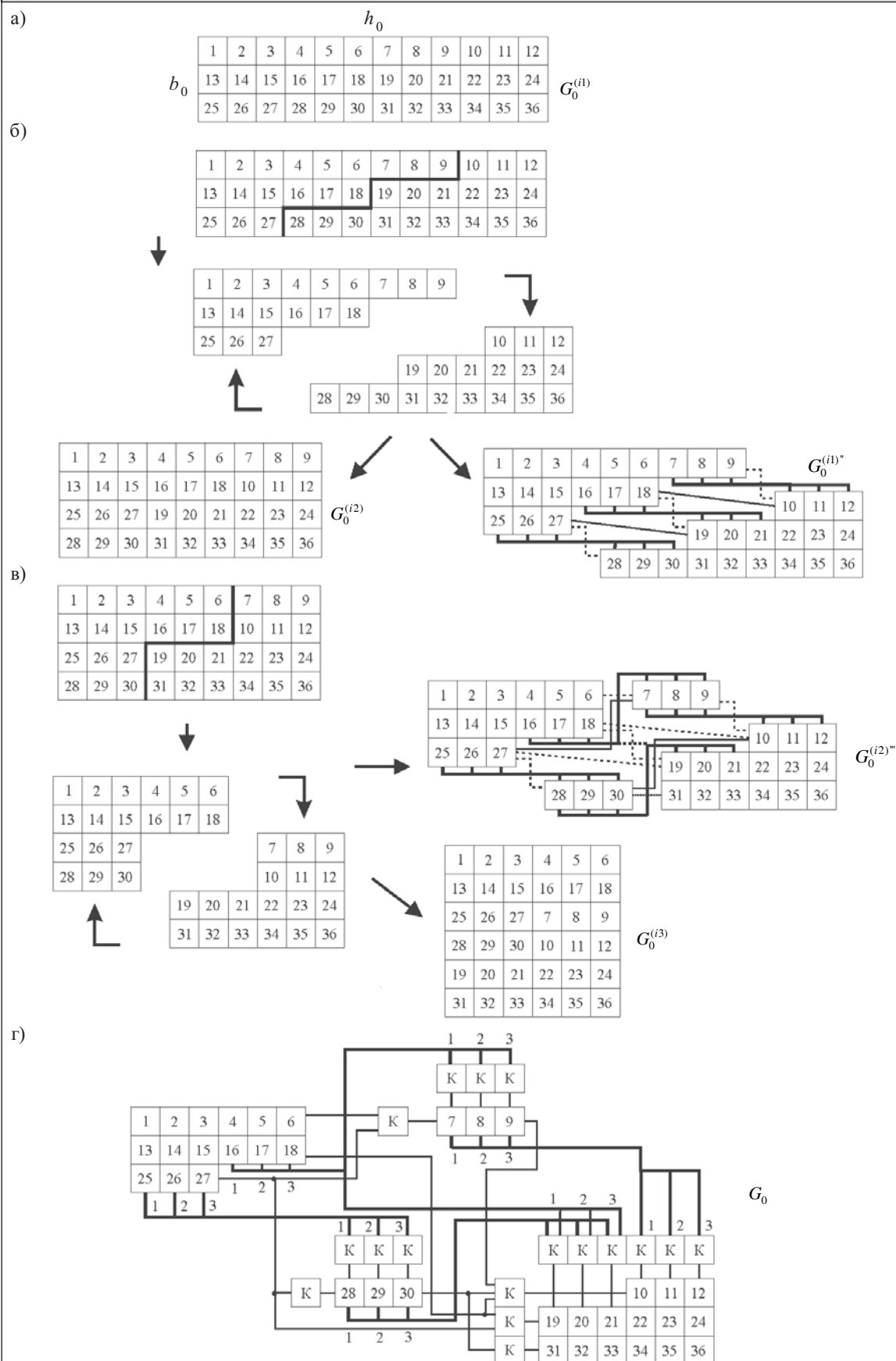


Рис. 4. Иллюстрация дробных аффинных преобразований:

а — исходный ГИС; б — увеличение ширины ГИС на 1; в — увеличение ширины ГИС на 2; г — результирующая структурная схема

Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2011, № 4

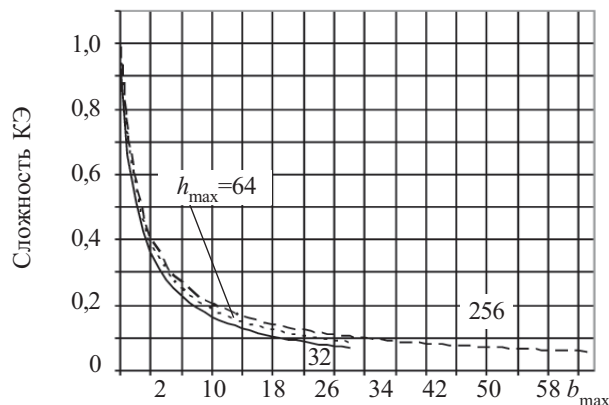


Рис. 5. Зависимость граничных значений $\gamma_{\text{афф}}$ от b_{max} при целочисленных аффинных преобразованиях ГИС для различных значений h_{max}

Результаты расчетов для различных значений суммарного вычислительного ресурса приведены на **рис. 5**. Из графиков следует, что метод блочных перестановок эффективен в весьма широком диапазоне перестройки ГИС, поскольку даже при $h_{\text{max}}=256$ и $b_{\text{max}}=64$ граничное значение $\gamma_{\text{афф}}$ составляет около 4%. Если при этом учесть, что реальное число состояний ГИС, а следовательно и число КЭ, меньше приведенных оценок, то это тем более говорит в пользу применения данного метода. В частности, в упомянутом выше компенсаторе боковых лепестков [5] фактическое значение γ не превышает 1%, что позволило реализовать эффективную адаптивную многолучевую антенную систему [7].

При использовании кратных преобразований выражение для суммарного ресурса по методу наложения (5) преобразуется к виду

$$Q_0 = h_0 b_0 + h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (a^{i-1} / a^i) = P_0 + h_0 i_{\text{max}} / a, \quad (14)$$

а по методу кратных перестановок (6) с учетом (7) — к виду

$$Q_0^1 = P_0 + \gamma_{\text{афф}2} \left(h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (1/a^i) + b_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} a^{i-1} \right). \quad (15)$$

В этих выражениях i_{max} — число, характеризующее максимальный диапазон перестройки ГИС, $\gamma_{\text{афф}2}$ — относительная сложность реализации КЭ при кратных перестановках.

Из условия равенства (14) и (15) находим граничное значение $\gamma_{\text{афф}2}$:

$$\gamma_{\text{афф}2} = (h_0 i_{\text{max}} / a) / \left[h_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} (1/a^i) + b_0 \sum_{i=1}^{i_{\text{max}}} a^{i-1} \right]. \quad (16)$$

Результаты расчетов $\gamma_{\text{афф}2}$ в различных диапазонах перестройки ГИС при $b_0=1$, $a=2$ для различных значений P_0 приведены на **рис. 6**. Здесь видно, что в этом случае метод аффинных кратных преобразований существенно превосходит метод наложения, поскольку сложность КЭ может даже превосходить сложность вычислительных узлов.

При дробных преобразованиях ГИС (i — нецелые числа, $1 < i < 2$) граничное значение относительной

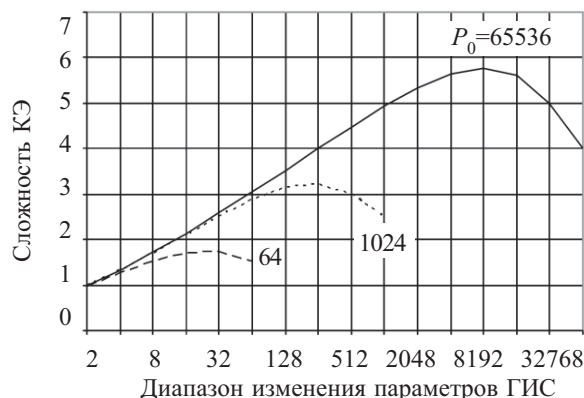


Рис. 6. Зависимость граничных значений $\gamma_{\text{афф}2}$ от диапазона изменения h_0 (b_0) при кратных (2^i) аффинных преобразованиях ГИС

сложности КЭ находится из условия равенства максимальных оценок ресурса для обоих методов — (11) и (12), т. е. $1,75Q_0 = Q_0 + \gamma_{\text{афф}3} s(b_0 + h_0)$. Отсюда

$$\gamma_{\text{афф}3} = 0,75P_0 / s(b_0 + h_0) = 0,75b_0 h_0 / s(b_0 + h_0), \quad (17)$$

где $P_0 = Q_0$.

Нетрудно показать, что предельные оценки в (17) получаются при $b_0=1$, $s=h_0/2$ ($h_0=1$, $s=b_0/2$). При суммарном ресурсе $P_0=100$ граничное значение относительной сложности КЭ будет равно $\gamma_{\text{афф}3}=0,015$. Однако такая ситуация является весьма экзотической, и $\gamma_{\text{афф}3}$ достигает значения 0,058 уже при $b_0=2$, $P_0=100$.

Выводы

Таким образом, разработана методика синтеза архитектуры вычислительной системы с перестраиваемой структурой при аффинных преобразованиях ГИС, которая предполагает дооснащение исходной ВС соответствующей системой коммутации, реализующей, в зависимости от характера изменения ГИС, один из способов блочной перестройки, обеспечивающих эффективную реализацию ВС в широком диапазоне изменения параметров ГИС. Полученные оценки аппаратных затрат для различных способов перестройки позволяют определить эффективность реализации ВС для каждого конкретного случая.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баранов П. Е., Шейк-Сейкин А. Н. Многоканальный цифровой фильтр сжатия с ассоциативной архитектурой // Труды Одесского политехнического университета. — 2010. — Вып. 1 — 2. — С. 166—171. [Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N. // Trudy Odesskogo politekhnicheskogo universiteta. 2010. Iss. 1–2. P. 166]
2. Баранов П. Е., Шейк-Сейкин А. Н. Многоканальные устройства цифровой обработки сигналов с ранжированной архитектурой // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2010. — № 3. — С. 25—28. [Baranov P. E., Sheik-Seikin A. N. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy apparature. 2010. N 3. P. 25]
3. Клейн Ф. Элементарная математика с точки зрения высшей. Т. 2 Геометрия. — М.: Наука, 1987. [Klein F. Moscow. Nauka. 1987]
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. [Shirman YA. D., Manzhos V. N. Moscow. Radio i svyaz'. 1981]
5. Патент № 4596986 США. Sidelobe canceller with adaptive antenna subarraying using a weighted Butler matrix / G. Andrews, K. Gerlach. — 1986.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. — М.: Наука, 1977. [Korn G., Korn T. Moscow. Nauka. 1977]
7. А. с. 1711631 СССР. Адаптивная многолучевая антенная система / М. Б. Сverdlik, А. А. Толкачев, А. Н. Шейк-Сейкин и др. [А. с. 1711631 SSSR. / M. B. Sverdlik, A. A. Tolkachev, A. N. Sheik-Seikin i dr.]