



ОПТИМИЗАЦИЯ РАЗРЯДНОСТИ ДАННЫХ ДЛЯ ЗАДАННОГО КАЧЕСТВА ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДОБЕШИ

ХАХАНОВА И.В.

Выполняется анализ зависимости сохранения качества изображения от разрядности коэффициентов и данных для двумерного DWT- преобразования Добеши 9/7. С учетом полученных результатов выбрана оптимальная конфигурация параметров VHDL-модели арифметического блока.

Введение

Большинство работ [1-5], посвященных DWT-преобразованию, представляет собой теоретические разработки на уровне алгоритмов, которые не учитывают особенностей их аппаратной реализации. В лучшем случае рассматривается только программная реализация [4, 5] преобразования. Актуальность работы связана с необходимостью выбора оптимальной разрядности представления коэффициентов DWT (Discrete Wavelet Transform) -преобразования Добеши 9/7, промежуточных данных и конечных результатов. Это позволит создать устройство с минимальными аппаратными затратами при сохранении необходимого и достаточного качества изображения, определяемого далее.

1. Лифтинговые схемы реализации DWT-преобразований

В своих основополагающих опубликованных исследованиях И. Добеши и В. Свелден показали, что каждое вейвлет-преобразование, формируемое с помощью КИХ (конечная импульсная характеристика)-фильтров, может быть получено за конечное число шагов лифтинговой схемы [1- 6]. Ее использование

имеет ряд преимуществ перед классической структурой вейвлет-преобразования [1,2].

Лифтинговый подход вейвлет-преобразования основан на поиске взаимоотношений между парой фильтров h_0 и h_1 , которые являются дополнительными – определитель матрицы, образованной этими фильтрами, равен нулю. Упомянутую пару фильтров можно получить используя следующие соотношения:

$$h_0^{\text{new}}(z) = h_0(z) + h_1(z) \times s(z^2);$$

$$h_1^{\text{new}}(z) = h_1(z) + h_0(z) \times t(z^2),$$

где $s(z^2)$ и $t(z^2)$ – полиномы Лорена [1,2] соответственно.

Метод построения лифтинговой схемы (рис. 1) основан на четырех базовых операциях: разбиение, предсказание, обновление и масштабирование.

Операция разбиения делит входной сигнал на четные и нечетные элементы:

$$s_i^{(0)} = x_{2i}; \quad d_i^{(0)} = x_{2i+1}.$$

Значения предсказания (d^n) и обновления (s^n) на каждом этапе преобразования вычисляются по формулам:

$$d_i^{(n)} = d_i^{(n-1)} + \sum_k P_n(k) s_k^{(n-1)}, \quad n \in [1, 2, \dots, N];$$

$$s_i^{(n)} = s_i^{(n-1)} + \sum_k U_n(k) d_k^{(n)}, \quad n \in [1, 2, \dots, N], \quad (1)$$

где P_n и U_n – коэффициенты лифтинга для этапов предсказания и обновления.

Завершающим этапом использования лифтинговой схемы DWT является процедура масштабирования, которая формирует окончательный результат вейвлет-преобразования в форме высокочастотного и низкочастотного выходных значений. Для этого результат N-го этапа предсказания (d^N) умножается на коэффициент масштабирования K_1 , а N-го этапа обновления (s^N) – на K_0 соответственно (см. рис. 1).

Каждое вейвлет-преобразование может быть задано с помощью банка фильтров ($h^l_0(z)$ – низкочастотный фильтр, $h^h_1(z)$ – высокочастотный). Далее рассматривается DWT Добеши 9/7, приведенного в стандарте JPEG2000 [4,6], коэффициенты которого имеют следующие значения:

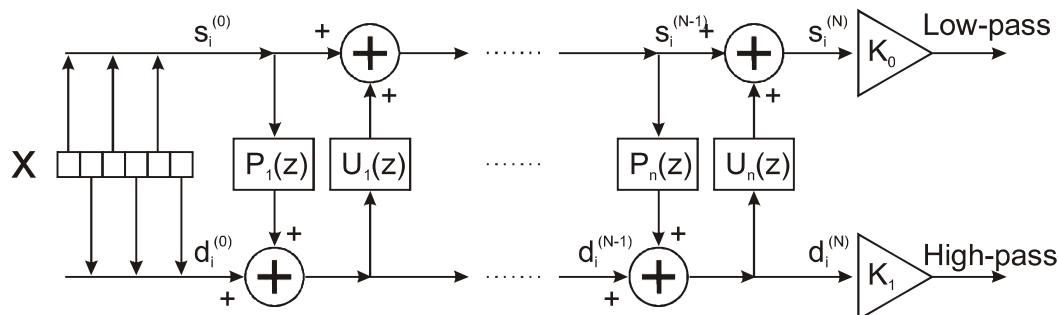


Рис.1. Лифтинговая схема вейвлет-анализа: разбиение, предсказание и обновление

$$\begin{aligned}
 h_0^t(z) &= \\
 &= (0.602949018236; \\
 &0.266864118443(z^1 + z^{-1}); \\
 &-0.078223266529(z^2 + z^{-2}); \\
 &-0.016864118443(z^3 + z^{-3}); \\
 &0.026748757411(z^4 + z^{-4})).
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_1^t(z) &= \\
 &= (0.557543526229; \\
 &-0.295635881557(z^1 + z^{-1}); \\
 &-0.028771763114(z^2 + z^{-2}); \\
 &0.045635881557(z^3 + z^{-3})).
 \end{aligned}$$

Для банка фильтров Добеши 9/7 число этапов преобразования и предсказания, представленное в (1), равно двум ($N=2$), что соответствует четырехступенчатой лифтинговой схеме вейвлет-преобразования (рис. 2) [5]. На основе коэффициентов банка фильтров (2) и (3) формируются коэффициенты лифтинга [1,2], используемые также в стандарте JPEG2000 [4 - 8]:

$$P_1 = -1.586134342_059924(1+z); \quad (4)$$

$$U_1 = -0.052980118572961(1+z^{-1}); \quad (5)$$

$$P_2 = 0.882911075530934(1+z); \quad (6)$$

$$U_2 = 0.443506852043971(1+z^{-1}); \quad (7)$$

$$K_0 = \frac{1}{K}, \quad K_1 = \frac{K}{2}; \quad (8)$$

где $K = 1.230174104914001$.

(2) Преимуществом использования лифтинговой схемы трансформирования изображения является одинаковая вычислительная архитектура прямого (DWT) (см. рис. 1) и обратного (IDWT) преобразования, представленного на рис. 3. Соответствующие формулы вычисления этапов предсказания и обновления для обратного вейвлет-преобразования имеют следующий вид:

$$d_i^{(n-1)} = d_i^{(n)} + \sum_k P_n(k) s_k^{(n)}, \quad n \in [1, 2, \dots, N];$$

$$s_i^{(n-1)} = s_i^{(n)} + \sum_k U_n(k) d_k^{(n)}, \quad n \in [1, 2, \dots, N].$$

Здесь P_n и U_n совпадают с коэффициентами прямого преобразования (4)-(8). Перед началом IDWT-преобразования выполняется процедура обратного масштабирования.

2. Вычисление погрешности преобразования данных

Не существует универсального метода для измерения потери качества изображения после применения алгоритмов сжатия данных. Для объективного измерения качества сигналов широко используются: средне-

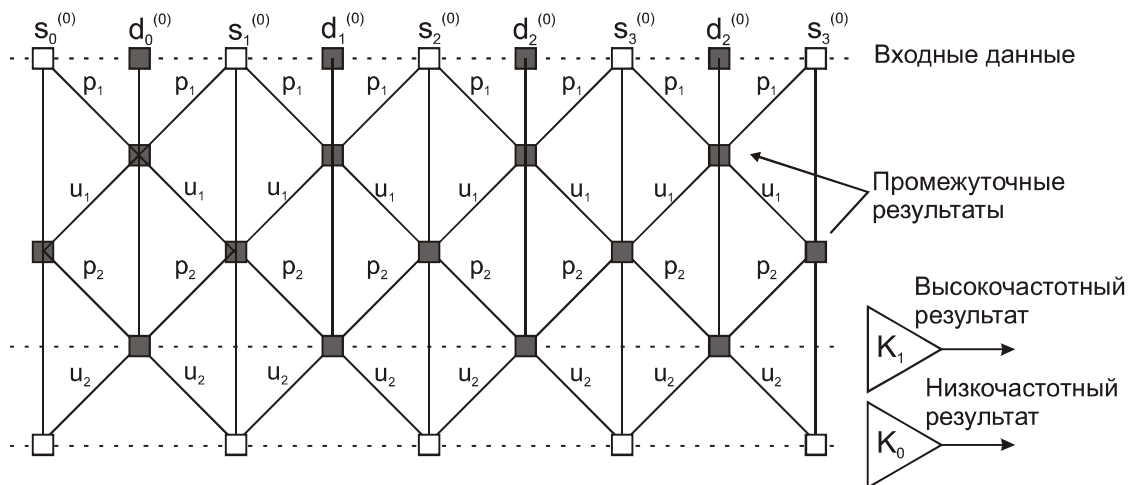


Рис. 2. Лифтинговая схема для банка фильтров (9/7)

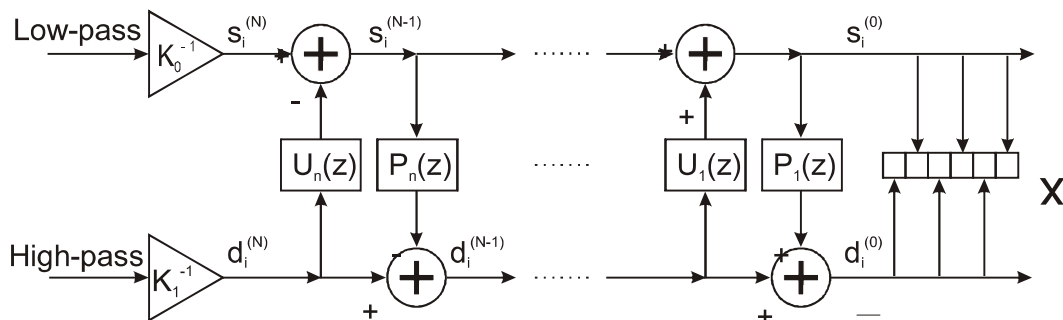


Рис. 3. Лифтинговое преобразование для операции синтеза

квадратическая ошибка (RMSE – root mean square error или MSE – Mean Squared Error); соотношение сигнал-шум (SNR – Signal To Noise Ratio) или пиковое соотношение сигнал-шум (PSNR – Peak Signal To Noise Ratio) [4, 9,10]. Единицей измерения SNR и PSNR является dB. Для определения характеристик RMSE и MSE используются следующие формулы:

$$RMSE = \left\{ \frac{1}{M \times N} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} (x[i, j] - \hat{x}[i, j])^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

$$MSE = \frac{1}{M \times N} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} (x[i, j] - \hat{x}[i, j])^2,$$

где x – изображение, размерностью $M \times N$; \hat{x} – восстановленное изображение; $x[i, j]$ и $\hat{x}[i, j]$ – элементы исходного и восстановленного изображений соответственно.

Вычисление соотношения сигнал-шум определяется характеристикой SNR, которая формально может быть представлена в следующем виде:

$$SNR(dB) = 20 \lg \left\{ \frac{1}{M \times N} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} x^2[i, j] \right\} \times \frac{1}{RMSE} =$$

$$= 10 \lg \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} x^2[i, j] \times 1 / \left(\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} (x[i, j] - \hat{x}[i, j])^2 \right) \right\}.$$

Для анализа алгоритмов сжатия изображений параметр MSE наиболее часто задается с помощью эквивалентной величины – пикового соотношения сигнал/шум PSNR, вычисляемого по формуле

$$PSNR(dB) = 10 \lg[(2^B - 1)^2 / MSE] = 20 \lg[(2^B - 1) / RMSE], \quad (9)$$

где B – разрядность исходных данных.

Учитывая, что наиболее распространенным числом разрядов для представления цветовых характеристик является $B=8$, формула для определения PSNR принимает вид:

$$PSNR(dB) = 10 \lg(255^2 / MSE) = 20 \lg(255 / RMSE), \quad (10)$$

где 255 – максимально возможное значение для 8 битов.

Качественно восстановленное изображение обычно имеет значение PSNR, равное 30 dB и более.

Следует отметить, что меньшее значение PSNR не обязательно свидетельствует об уменьшении качества для конкретного изображения. Метрики определения объективных ошибок (MSE, SNR, PSNR) не всегда точно устанавливают соотношение с субъективным измерением качества. Существуют ситуации, когда PSNR-значение для восстанавливаемого изображения является достаточно высоким, но субъективное качество, определяемое визуально, оказывается неудовлетворительным. Поэтому выбор объективного и субъективного качества при разработке алгоритма

компрессии и декомпрессии видеоданных часто зависит от области его применения.

3. Зависимость потери качества изображения от разрядности данных

При аппаратной реализации модели процесса вейвлет-преобразования качество восстановленного изображения зависит от числа разрядов, которые используются для представления коэффициентов лифтинговой схемы. Меньшая разрядность данных позволяет сократить аппаратные затраты за счет снижения качества изображения, к которому применяется вейвлет-преобразование. Для получения оптимального устройства для отношения “размер-качество” изображения необходимо промоделировать в целях определения влияния округления значений коэффициентов и результатов вычислений на внесение погрешности в обрабатываемые данные. При этом мерой изменения качества выбрано пиковое соотношение сигнал/шум PSNR (10).

Для определения качества изображения при заданных характеристиках разрядности данных разработано программное средство в среде Matlab[11], которое выполняет прямое и обратное вейвлет-преобразование Добеши, позволяет округлять значения коэффициентов, промежуточных и выходных результатов преобразований до заданного числа разрядов с последующим вычислением характеристики качества изображения PSNR. Тестовыми примерами являются два изображения. Первое (рис. 4) представляет собой картинку с плавными переходами тонов, второе (рис. 5) – сильнонасыщенное, с мелкими деталями. Значения качества PSNR для преобразования без внесения искажений представлены в табл 1.



Рис. 4. Цветок

Таблица 1. PSNR для DWT-преобразования без внесения дополнительных погрешностей

Изображение	PSNR
Цветок (PSNR1)	292,38
Franfurt (PSNR2)	297,11

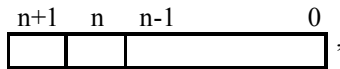


Рис. 5. Фрагмент аэропорта города Франкфурта

Целая часть коэффициентов лифтинговой схемы вейвлета Добеши 9/7 (1) находится в диапазоне $[-1,0]$, поэтому для ее представления достаточно двух разрядов. Значения масштабирующих коэффициентов – положительны и меньше 1. Они могут быть представлены только дробной частью. Коэффициенты масштабирования, вычисленные на основе формулы (8), представлены ниже:

$$K_0 = 0.812893066115961; K_1 = 0.615087052457.$$

В общем случае формат коэффициентов вейвлет-преобразования имеет следующий вид:



где число n представляет собой разрядность дробной части. Таким образом, $[n-1:0]$ есть дробная часть коэффициента, n – целая часть, $n+1$ – знаковый разряд.

Двоичное представление коэффициентов лифтинговой архитектуры приведено в табл. 2. Числа записаны в прямом коде с фиксированной точкой. Старший бит соответствует знаку, следующий за ним бит – целой части, остальные биты – дробной части коэффициента.

Таблица 2. Двоичный код коэффициентов лифтинговой схемы Добеши

Коэф.	Двоичная форма, прямой код																						
P1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
U1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
P2	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1
U2	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
K0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
K1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0

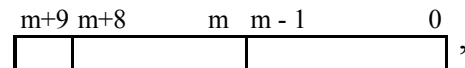
Формула (10) была использована для вычисления среднего PSNR, в зависимости от разрядности коэффициентов лифтинговой схемы (табл. 3). Здесь параметр N_{coef} соответствует общему числу битов для представления коэффициентов, n – размеру дробной

части. Из полученных данных видно, что коэффициенты, имеющие дробную часть ≤ 4 разрядов, не позволяют сохранить хорошее качество изображения, поскольку для них значение PSNR меньше 30 dB. Коэффициенты с 6 разрядами дробной части предоставляют значение PSNR близкое к 30 dB, но оно также не является достаточным, поскольку в этом случае, при определении PSNR не учитывалась погрешность округления промежуточных и окончательных результатов вычисления. Для выполнения анализа выбираются коэффициенты с разрядностью 6, 8, 10, 14, 16, 24 и 32 битов, с числом битов после запятой 8, 10, 12, 14, 22 и 30 соответственно.

Таблица 3. Зависимость качества изображения от разрядности дробной части коэффициентов

Ncoef	6	8	10	12	14	16	24	32
n	4	6	8	10	12	14	22	30
PSNR	23,76	30,01	40,06	55,32	78,71	94,35	131,8	186,7

На точность произведенных вычислений влияет разрядность формируемых результатов для низкочастотного (LL) и высокочастотного (HH) поддиапазонов, а также размерность промежуточных данных, получаемых путем использования лифтинговой архитектуры устройства. Разрядность отдельных каналов цветового изображения равна 8 битам. Однако результат DWT-преобразования, который может быть использован в качестве исходной информации для следующего уровня вычислений, может быть отрицательным. Поэтому к 8-ми битам данных добавляется 9-й знаковый бит. Результаты вычислений промежуточных и окончательных значений представляются в формате:



где m – размер дробной части.

Средние значения PSNR для различных возможных форматов представления данных приведены в табл. 4-10, где столбцы соответствуют разрядности высокочастотных результатов, а строки – низкочастотных. Разрядность промежуточных данных принимается равной количеству битов низкочастотного результата.

Таблица 4. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (N_{temp}) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 6 битами после запятой

6	m/Ntemp				
HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32	31/40
0/9	30,208	30,005	29,992	29,984	29,984
2/11	30,192	30,032	30,021	30,012	30,012
7/16	30,214	30,032	30,022	30,014	30,014
23/32	30,214	30,033	30,023	30,014	30,014
31/40	30,214	30,033	30,023	30,014	30,014

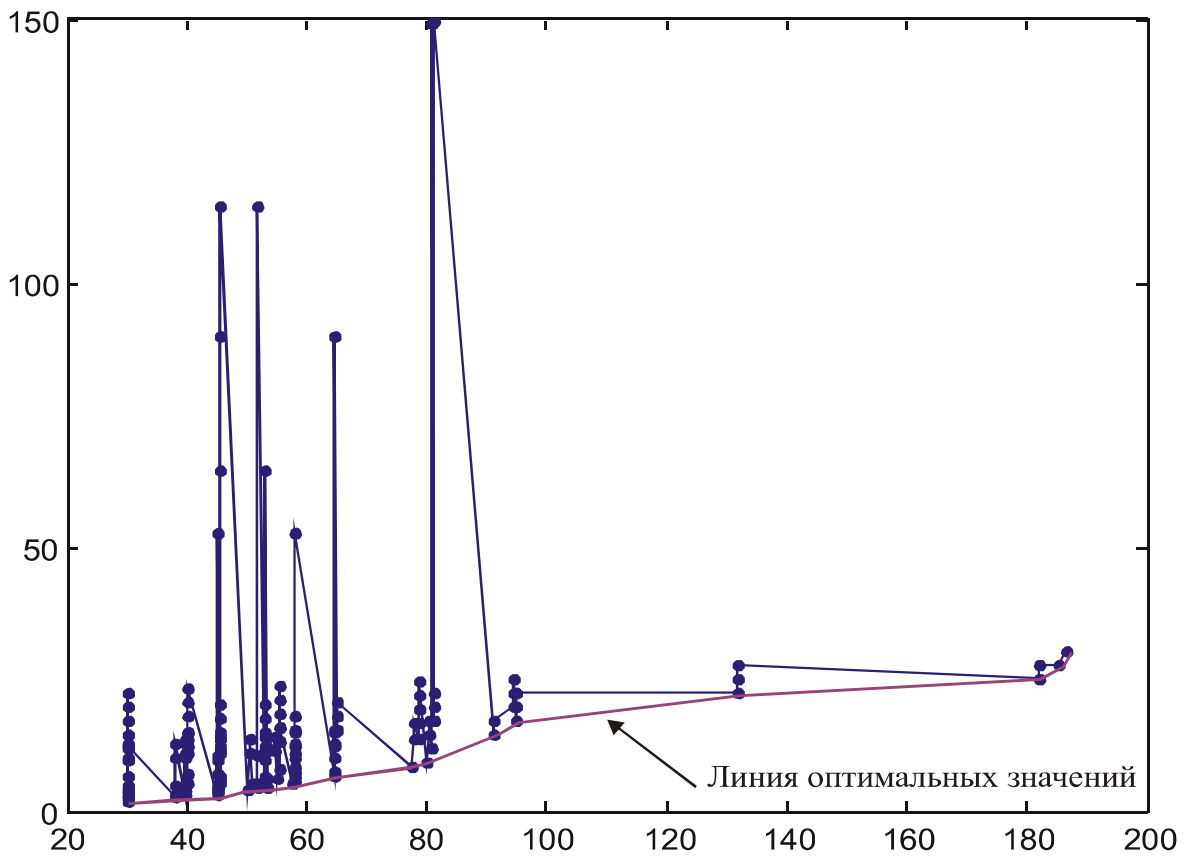


Рис. 6. Зависимость разрядности арифметического блока от PSNR

Таблица 5. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 8 битами после запятой

8	m/Ntemp				
HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32	31/40
0/9	37,991	39,659	39,756	39,782	39,782
2/11	37,962	39,907	40,016	40,046	40,046
7/16	38,035	39,91	40,033	40,064	40,064
23/32	38,034	39,912	40,034	40,064	40,064
31/40	38,034	39,912	40,034	40,064	40,064

Таблица 6. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 10 битами после запятой

10	m/Ntemp				
HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32	31/40
0/9	45,11	50,092	50,686	50,631	50,631
2/11	45,137	53,254	54,883	54,747	54,747
7/16	45,341	53,334	55,48	55,319	55,319
23/32	45,344	53,336	55,479	55,32	55,32
31/40	45,344	53,336	55,479	55,32	55,32

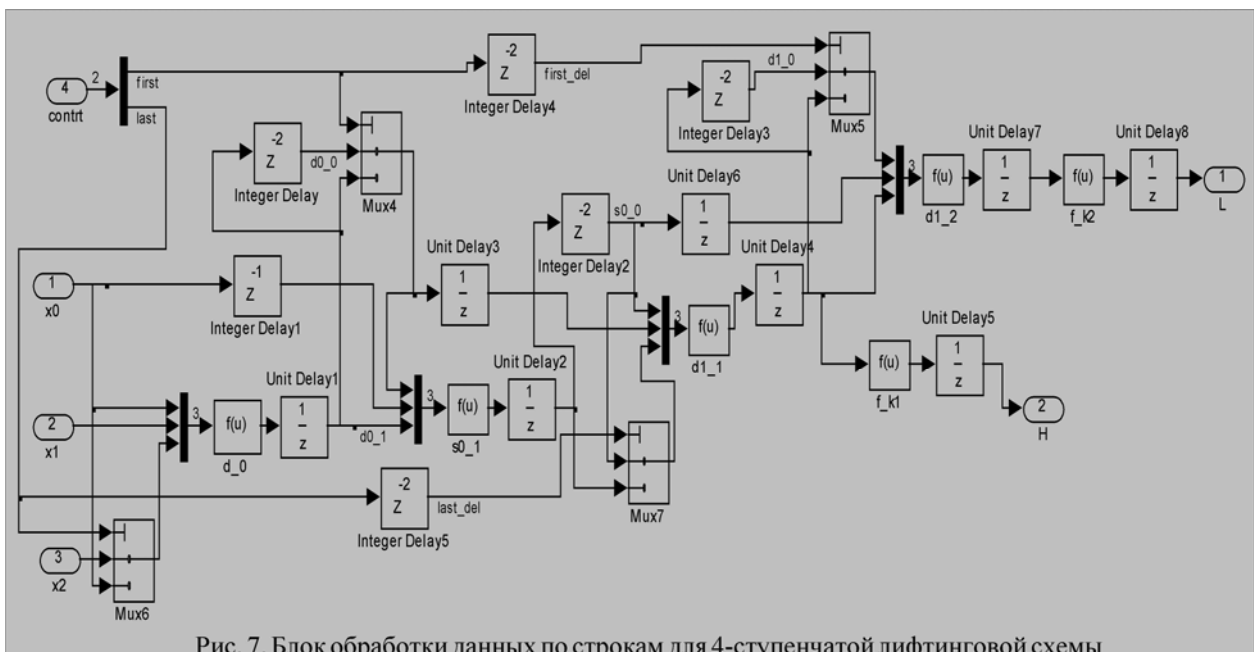


Рис. 7. Блок обработки данных по строкам для 4-ступенчатой лифтинговой схемы

Таблица 7. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 10 битами после запятой

12	m/Ntemp				
	HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32
0/9	45,158	51,923	52,857	52,855	52,855
2/11	45,205	57,737	64,537	64,538	64,538
7/16	45,397	57,947	77,645	78,576	78,576
23/32	45,396	57,951	77,842	78,706	78,706
31/40	45,396	57,951	77,842	78,706	78,706

Сформированные в таблицах данные позволяют выбрать необходимую конфигурацию арифметического блока в зависимости от требуемого качества PSNR. Однако в табл. 4-10 предлагается большое количество конфигураций системы при одинаковом значении PSNR. Для того чтобы иметь оптимальное решение, полученные данные сводятся в единую табл. 11, в которой: PSNR – значения пиковых соотношений <сигнал-шум>, взятых из табл. 4-10; PSNR' – целая часть числа PSNR; HH и LL – количество двоичных знаков после запятой для высокочастотного и низкочастотного результатов; n_coef – число двоичных знаков для коэффициентов лифтинга; Weight – вес, представляющий собой среднее значение битов для каждой конфигурации: $Weight_i = (HH_i + LL_i + n_coef_i)/3$. Параметр Weight позволяет одним значением определить сложность предлагаемой конфигурации. Графическая зависимость веса Weight от PSNR представлена на рис. 6. Нижние точки диаграммы являются оптимальными (минимальными) решениями конфигурации арифметического устройства для выбранного качества PSNR. Значения этих точек представлены в табл. 12.

Таблица 8. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 14 битами после запятой

14	m/Ntemp				
	HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32
0/9	45,118	51,933	52,86	52,865	52,865
2/11	45,159	57,778	64,642	64,734	64,734
7/16	45,355	57,996	80,025	91,327	91,327
23/32	45,356	57,999	80,492	94,346	94,346
31/40	45,356	57,999	80,492	94,346	94,346

Таблица 9. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 22 битами после запятой

22	m/Ntemp				
	HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32
0/9	45,132	51,935	52,861	52,865	52,865
2/11	45,166	57,77	64,655	64,752	64,752
7/16	45,364	57,993	80,607	94,872	94,872
23/32	45,365	57,992	81,102	131,78	131,78
31/40	45,365	57,992	81,102	131,78	131,78

Таблица 10. Зависимость PSNR (dB) от разрядности промежуточных (Ntemp) и конечных результатов (m) для коэффициентов лифтинга с 12 битами после запятой

30	m/Ntemp				
	HH/LL	0/9	2/11	7/16	23/32
0/9	45,133	51,936	52,861	52,865	52,863
2/11	45,167	57,771	64,654	64,752	64,751
7/16	45,365	57,994	80,61	94,873	94,873
23/32	45,365	57,994	81,102	181,98	185,13
31/40	45,365	57,994	81,102	182,12	186,66

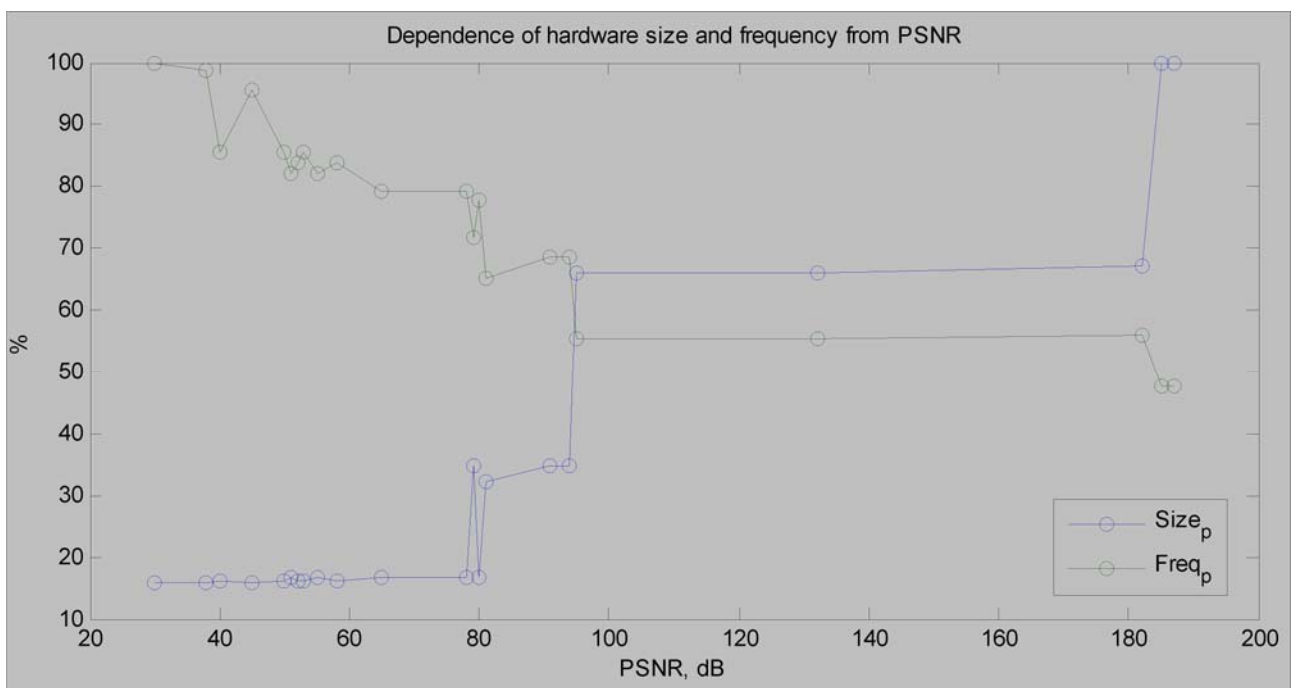


Рис. 8. Зависимость качества DWT от размера устройства и рабочей частоты

Таблица 11. Фрагмент представления обобщенных данных зависимости конфигурации от качества

№	PSNR	PSNR'	HH	LL	n_coef	Weight
1	30,208	30	0	0	6	2
2	30,191667	30	2	0	6	2,666667
3	30,214	30	7	0	6	4,333333
4	30,214	30	23	0	6	9,666667
5	30,214	30	31	0	6	12,333333
6	30,004667	30	0	2	6	2,666667
7	30,031667	30	2	2	6	3,333333
8	30,032333	30	7	2	6	5
9	30,032667	30	23	2	6	10,333333
10	30,032667	30	31	2	6	13
...

Таблица 12. Оптимальная конфигурация арифметического блока для различных значений качества

PSNR'	HH	LL	Nkoef	Weight
30	0	0	6	2
38	0	0	8	2,66667
40	0	2	8	3,33333
45	0	0	10	3,33333
50	0	2	10	4
51	0	7	10	5,66667
52	0	2	12	4,66667
53	2	2	10	4,66667
55	2	7	10	6,33333
58	2	2	12	5,33333
65	2	7	12	7
78	7	7	12	8,66667
79	7	23	12	14
80	7	7	14	9,33333
81	7	7	22	12
91	7	23	14	14,6667
94	23	23	14	20
95	7	23	22	17,3333
132	23	23	22	22,6667
182	23	23	30	25,3333
185	23	31	30	28
187	31	31	30	30,6667

4. HDL-модель арифметического блока для DWT-преобразования

Для аппаратной реализации арифметического блока DWT-преобразования используется выполняемая структурная модель, реализованная в редакторе Simulink, входящего в пакет Matlab [11], схема которой представлена на рис. 7. Пакет Simulink позволяет создавать модели устройств для тестирования и верификации функциональности алгоритма во времени. Модель арифметического блока состоит из элементов с задержками, выполняющих умножение и сложение функций, а также мультиплексирование. Схема содержит управляющие сигналы first и last для вычисления первых и последних элементов входной последовательности. Все блоки, составляющие схему, легко кодируются с помощью языков описания аппаратуры VHDL [12-15] и Verilog [12].

В процессе исследований была разработана VHDL-модель устройства арифметического блока. Его интерфейс имеет следующий вид:

```
entity Arith_for_raw is
    generic(n_data : positive := 9; n_koef : positive := 8);
    port(x0 : in std_logic_vector(n_data-1 downto 0);
         x1 : in std_logic_vector(n_data-1 downto 0);
         x2 : in std_logic_vector(n_data-1 downto 0);
         Clk : in std_logic;
         Rst : in std_logic;
         en : in std_logic;
         C_alu_raw : in STD_LOGIC_VECTOR(1 downto 0);
         L : out std_logic_vector(n_data-1 downto 0);
         H : out std_logic_vector(n_data-1 downto 0) );
end Arith_for_raw;
```

В интерфейсе VHDL-модели generic-константа n_data задает разрядность данных, а n_koef – число битов для коэффициентов лифтинга.

В качестве практических результатов следует считать синтез цифрового устройства и его имплементацию в кристалл микросхемы FPGA Xilinx Virtex II [16] для различных конфигураций арифметического блока. Параметры проекта – размер полученного устройства в эквивалентных вентилях и максимальная рабочая частота – представлены в табл. 13, из которой видно, что увеличение разрядности представления данных приводит к увеличению аппаратной сложности и снижению максимальной рабочей частоты устройства.

Таблица 13. Зависимость размерности арифметического блока и его максимальной рабочей частоты от разрядности операндов

PSNR'	NLL	Nkoef	Size	MHz
30	9	8	26141	59,0528
38	9	10	26141	58,2411
40	11	10	26585	50,5587
45	9	12	26141	56,427
50	11	12	26585	50,5076
51	16	12	27695	48,4966
52	11	14	26585	49,4731
53	11	12	26585	50,5076
55	16	12	27695	48,4966
58	11	14	26585	49,4731
65	16	14	27695	46,7858
78	16	14	27695	46,7858
79	32	14	57315	42,3926
80	16	16	27695	45,8863
81	16	24	53231	38,5609
91	32	16	57459	40,4482
94	32	16	57459	40,4482
95	32	24	109263	32,8084
132	32	24	109263	32,8084
182	32	32	110847	33,0066
185	40	32	165259	28,1841
187	40	32	165259	28,1841

Максимальную скорость (59 МГц) и минимальный размер схемы (26 141 эквивалентных вентилях) при достаточном качестве изображения ($\approx 30\text{dB}$) после преобразования дает конфигурация при $N_{LL} = 9$ (0 знаков после запятой) и $N_{coef} = 8$ (6 знаков после запятой).

Рис. 8 иллюстрирует зависимость аппаратной сложности и рабочей частоты проектируемого цифрового устройства от качества изображения. На диаграмме размерность и частота преобразователя измеряются в процентах относительно максимального полученного значения, взятого из табл. 13:

$$\text{Freq}_p = \text{Freq} * 100 / 49.47;$$

$$\text{Size}_p = \text{Size} * 100 / 110847.$$

Незначительное увеличение размерности устройства наблюдается уже при увеличении качества до $\text{PSNR} = 78\text{ dB}$. При этом снижение быстродействия (до 46 МГц) не является существенным. Дальнейший рост требований к качеству преобразования приводит к двукратному увеличению аппаратной сложности устройства и 50% снижению скорости.

Таким образом, оптимальной конфигурацией аппаратной реализации двумерного DWT-преобразования Добеши 9/7 для стандарта сжатия изображений JPEG2000 является 8-битовое представление коэффициентов лифтинга и 9-битовое задание результатов вычисления.

5. Заключение

Научная новизна работы заключается в построении функциональной зависимости сохранения качества изображения от разрядности представления данных и результатов вычисления при выполнении двумерного DWT-преобразования Добеши 9/7 для стандарта сжатия JPEG 2000.

Практическая значимость: 1) На основе проведенных вычислительных экспериментов предложена оптимальная конфигурация архитектуры с точки зрения <качество изображения – размер аппаратуры – максимальная частота устройства>. 2) Разработана VHDL-модель арифметического блока для специализированного цифрового устройства DWT-преобразования, ориентированного на его имплементацию в кремниевый кристалл. Для тестирования и верификации DWT-модуля использовалась модель системного уровня, реализованная в программе Simulink.

Направления дальнейших исследований связаны с аппаратной реализацией устройства DWT-преобразования в кристалле программируемой логики, полной верификацией HDL-модели, автоматическим генерированием управляющего блока для конвейерных архитектур DWT-преобразователя.

Следует также отметить, что в будущем необходимо акцентировать усилия на определение функциональных отношений между триадой компонентов: <качество преобразования, быстродействие, аппаратная сложность>. Нахождение функциональной экспериментальной зависимости может существенно упростить процесс создания новых преобразователей путем априорного отсеивания неоптимальных решений с позиции критериев, упомянутых выше.

Литература:

1. *Daubechies I. and Sweldens W.* Factoring wavelet transforms into lifting steps. Technical report. Bell Laboratories. Lucent Technologies. 1996. 368p.
2. *Daubechies I. and Sweldens W.* Factoring wavelet transforms into lifting schemes. J. Fourier Anal. Appl. Vol. 4. 1998. P. 247–269.
3. *Sweldens W.* The lifting scheme: a new philosophy in biorthogonal wavelet construction. Proc. SPIE 2569. 1995. P. 68–79.
4. *David S. Taubman, Michael W. Marcellin.* JPEG2000: image compression fundamentals, standards and practice. Kluwer Academic Publishers. 2002. 774 p.
5. *Majid Rabbani, Rajan Joshi.* An overview of the JPEG2000 still image compression standard. Signal Processing. Image Communication. 2002. P. 3–48.
6. *ISO/IEC 15444-1.* Information Technology-JPEG2000 Image Coding System-Part 1: Core Coding System. 2000. 211p.
7. *ISO/IEC 15444-2,* Final Committee Draft, “Information Technology-JPEG2000 Image Coding System-Part 2: Extensions. 2000. 198p.
8. *Andra K., Chakrabarti C., Acharya T.* A VLSI architecture for lifting-based forward and inverse wavelet transform – Signal Processing, IEEE Transactions on. Vol. 50. Issue 4. 2002. P. 966 - 977.
9. *Tinku Acharya, Ping-Sing Tsai.* JPEG2000 Standard for Image Compression. Concepts, Algorithms and VLSI Architectures. Wiley-Interscience publication. 2005. 292 p.
10. *Kotteri K.A., Barua S., Bell A.E., and Carletta J.E.* A comparison of hardware Implementations of the biorthogonal 9/7 DWT: Convolution Versus Lifting. IEEE Transactions 2002. P. 756 - 767.
11. www.mathworks.com.
12. *Хаханов В.И., Хаханова И.В.* VHDL + Verilog = Синтез за минуты. Харьков: СМИТ. 2007. 264 с.
13. *Семенец В.В., Хаханова И.В., Хаханов В.И.* Проектирование цифровых систем с использованием языка VHDL. Харьков: ХНУРЭ. 2003. 492 с.
14. *Charles H. Roth, Jr.* Digital Systems Design Using VHDL. Boston. PWS Publishing Company. 1998. 470 p.
15. *Ashenden, Peter J.* The designer's guide to VHDL. San Francisco. Calif. California. Morgan Kaufmann Publishers, Inc. 1996. 688 p.
16. [Xilinx.com](http://www.xilinx.com).

Поступила в редколлегию 28.08.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Кривуля Г.Ф.

Хаханова Ирина Витальевна, докторантка кафедры АПВТ ХНУРЭ. Научные интересы: проектирование цифровых систем на кристаллах. Увлечения: английский язык, музыка. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. 70-21-326. E-mail: hahanova@mail.ru.