

## СЕМЕЙСТВО АДАПТИВНО-МОДУЛИРУЮЩИХ ДИСКРЕТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

### Анализ исследований

Подстройка к характеристикам обрабатываемых сигналов, в частности, их амплитуде, дисперсии и т.д. обуславливает противоречивые требования к значению шага квантования, который, с одной стороны, должен быть достаточно большим для использования всего динамического диапазона АЦП, а с другой, – малым, с целью уменьшения интенсивности шумов квантования. Тем не менее, подавляющее число современных серийных АЦП имеют фиксированный шаг квантования и представляют выходную величину в ИКМ-коде.

По сравнению с импульсно-кодовой модуляцией разностная ИКМ (РИКМ), в том числе её простейший вариант – дельта-модуляция (ДМ), обеспечивает более высокую помехоустойчивость и меньшую избыточность, улучшает информативность и достоверность в сферах измерений, управления, неразрушающего контроля и т.д. [1-4]. Так, согласно отношению «сигнал/шум» РИКМ превосходит ИКМ на 4ч11 Дб, причем наибольший выигрыш достигается при переходе от систем без предсказания к с предсказателем первого порядка, несколько меньший – при увеличении значения порядка предсказания от одного до 4ч5, после чего улучшение незначительно [1].

Для достижения оптимальных характеристик в изменяющихся условиях необходимо использовать адаптивные квантователи, которые позволяют достигнуть выигрыша порядка 10÷12 Дб по сравнению с неадаптивным случаем при том же числе уровней. Кроме того, адаптивный квантователь позволяет расширить динамический диапазон АЦП, а в случае адаптации по выходной последовательности слов не требуется передавать (хранить) дополнительную информацию о шаге квантования [1].

### Постановка задачи

Цель данной работы состоит в создании на основе методологии быстрых дискретных преобразований [5] быстродействующих

© Пащенко В.А., Матвеева Н.А., 2006

аппаратно-алгоритмических средств для перехода от ИКМ-сигналов к кодам адаптивной РИКМ (АРИКМ) выбранной разрядности, а также для обратной их трансформации.

**Основная часть.** Используется линейный предсказатель первого порядка

$$x_i = [S_i - \alpha S_{i-1}]_k, \quad (i=0, 1, \dots, N-1) \quad (1)$$

где  $(S_0, S_1, S_2, \dots, S_{N-1})$  – исходный ИКМ-сигнал,  $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$  – его АРИКМ-аналог,  $N$  – натуральное число ( $N \geq 3$ ),  $[z]_k$  – оператор округления  $z$  до ближайшего сверху целого числа с последующим его усечением до  $k$  младших ( $k=1, 2, \dots, n$ ) двоичных разрядов и их насыщением единицами. Предлагается придавать коэффициенту предсказания  $\alpha$  следующие значения:

1. «Золотое сечение»  $\varpi = (1 + \sqrt{5}) / 2 \approx 1,618\dots$  [6] на нарастающих участках огибающей ИКМ-сигнала, т.е. при  $x_{i-1} \geq 0$ ; тогда  $x_i \geq 0$ , если последующая дискрета  $S_i$  больше предыдущей  $S_{i-1}$ , умноженной на  $\varpi$ , и  $x_i \leq 0$ , – в противном случае.
2. Обратное «золотому сечению» значение [6]:

$$\varpi^{-1} = \varpi - 1 \approx 0.618 \quad (2)$$

на убывающих участках огибающей ИКМ-сигнала, т.е. при  $x_{i-1} \leq 0$ ; тогда  $x_i \leq 0$ , если одноименная дискрета  $S_i$  меньше предыдущей  $S_{i-1}$ , умноженной на  $\varpi^{-1}$ , и  $x_i \geq 0$ , – в альтернативном случае.

При несовпадении знаков у  $x_i$  и  $x_{i-1}$ , т.е. при переходе от нарастающего участка к ниспадающему или наоборот, модифицируется уравнение предсказания (1) путем замены  $\varpi$  на  $\varpi^{-1}$  при  $x_{i-1} \geq 0$  и  $x_i \leq 0$ , а также замены  $\varpi^{-1}$  на  $\varpi$  при  $x_{i-1} \leq 0$  и  $x_i \geq 0$ .

Заметим, что АРИКМ разрядности  $k$  представляет собой адаптивную дельта-модуляцию (АДМ) при  $k=1$ , а при  $k=n$  оператор  $[z]_n$  лишь округляет  $z$  до ближайшего сверху целого числа.

**ПРИМЕР.** В табл. 1 нумерованными и интерполированными дискретами представлен типичный пример бимодального ИКМ-сигнала, а также иллюстрируется процесс вычисления его АРИКМ-аналогов разрядности  $k=8$  и  $k=1$ .

Таблица 1

Вычисление значений АРИКМ-кодов разрядности  $k=8$ , для исходного и линейно-интерполированного ИКМ-сигналов

$N_0$	$S_i$	$[S_i - \alpha S_{i-1}]_8$	$[S_i - \alpha S_{i-1}]_8$	$S_i$	$[S_i - \alpha S_{i-1}]_8$	$[S_i - \alpha S_{i-1}]_8$
0	1	$[1 - \tau \cdot 0]_8=1$	1	1	$[1 - \tau \cdot 0]_8=1$	1
				1.5	$[1.5 - \tau \cdot 1]_8=-1$	-1
1	2	$[2 - \tau \cdot 1]_8=1$	1	2	$[2 - \tau^{-1} \cdot 1.5]_8=2$	1
				3	$[3 - \tau \cdot 2]_8=-1$	-1
2	4	$[4 - \tau \cdot 2]_8=1$	1	4	$[4 - \tau^{-1} \cdot 3]_8=3$	1
				7	$[7 - \tau \cdot 4]_8=1$	1
3	10	$[10 - \tau \cdot 4]_8=4$	1	10	$[10 - \tau \cdot 7]_8=-2$	-1
				18.5	$[18.3 - \tau \cdot 10]_8=3$	1
4	27	$[27 - \tau \cdot 10]_8=11$	1	27	$[27 - \tau \cdot 18.5]_8=-3$	-1
				48.5	$[48.5 - \tau^{-1} \cdot 27]_8=36$	1
5	70	$[70 - \tau \cdot 27]_8=27$	1	70	$[70 - \tau \cdot 48.5]_8=-9$	-1
				124	$[124 - \tau^{-1} \cdot 70]_8=81$	1
6	178	$[178 - \tau \cdot 70]_8=65$	1	178	$[178 - \tau \cdot 124]_8=-23$	-1
				131.5	$[131.5 - \tau^{-1} \cdot 178]_8=28$	1
				5		
7	85	$[85 - \tau \cdot 178]_8=-204$	-1	85	$[85 - \tau \cdot 131.5]_8=-129$	-1
				57.5	$[57.5 - \tau^{-1} \cdot 85]_8=6$	1
8	30	$[30 - \tau^{-1} \cdot 85]_8=-23$	-1	30	$[30 - \tau \cdot 57.5]_8=-64$	-1
				27	$[27 - \tau^{-1} \cdot 30]_8=10$	1
9	24	$[24 - \tau^{-1} \cdot 30]_8=6$	1	24	$[24 - \tau \cdot 27]_8=-19$	-1
				52	$[52 - \tau^{-1} \cdot 24]_8=38$	1
10	80	$[80 - \tau \cdot 24]_8=-42$	-1	80	$[80 - \tau \cdot 52]_8=-3$	-1
				136	$[136 - \tau^{-1} \cdot 80]_8=87$	1
11	192	$[192 - \tau^{-1} \cdot 80]_8=63$	1	192	$[192 - \tau \cdot 136]_8=-29$	-1
				140	$[140 - \tau^{-1} \cdot 192]_8=22$	1
12	88	$[88 - \tau \cdot 192]_8=-223$	-1	88	$[88 - \tau \cdot 140]_8=-139$	-1
				62	$[62 - \tau^{-1} \cdot 88]_8=8$	1
13	36	$[36 - \tau^{-1} \cdot 88]_8=-19$	-1	36	$[36 - \tau \cdot 62]_8=-65$	-1
				24	$[24 - \tau^{-1} \cdot 36]_8=2$	1
14	12	$[12 - \tau^{-1} \cdot 36]_8=-11$	-1	12	$[12 - \tau \cdot 24]_8=-27$	-1
				8.5	$[8.5 - \tau^{-1} \cdot 12]_8=2$	1
15	5	$[5 - \tau^{-1} \cdot 12]_8=-3$	-1	5	$[5 - \tau \cdot 8.5]_8=-9$	-1
				3.5	$[3.5 - \tau^{-1} \cdot 5]_8=-1$	-1
16	2	$[2 - \tau^{-1} \cdot 5]_8=-2$	-1	2	$[2 - \tau \cdot 3.5]_8=-4$	-1

Начальный участок области большой положительной (отрицательной) крутизны порождает последовательность значений '2<sup>k</sup>-1' (значений '-(2<sup>k</sup>-1)') как, например, на интервале 0÷6 (и интервале 12÷16) при  $k=1$ . С уменьшением  $k$  возрастает длина этих последовательностей, т.е. перегрузка по крутизне проявляется рельефнее. Тем не ме-

нее, увеличение шага квантования согласно (1) позволяет отслеживать нарастание крутизны.

Области дробления (на интервале  $8 \div 11$ , табл. 1) соответствует строго чередующаяся последовательность из  $+(2k-1)$  и  $-(2k-1)$ , когда шаг квантования быстро уменьшается и остается таковым, пока крутизна мала.

Поскольку минимальный шаг квантования ограничен разрешающей способностью используемого АЦП, то шум дробления можно существенно уменьшить. С другой стороны, максимальный шаг квантования с течением времени можно сделать большим, чем максимальная крутизна входного сигнала, что приведет к уменьшению шума перегрузки по крутизне.

Процесс преобразования ИМК-сигнала в АРИКМ-код  $(x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$  можно представить посредством умножения вектора  $(S_0, S_1, \dots, S_{N-1})$  на модифицированные матричные операторы:

$$Trst \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega & 1 \end{bmatrix} Trst \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\omega^{-1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega^{-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega^{-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

на участках с, соответственно, положительной и отрицательной крутизной, причем  $Trst$  – операция усечения с насыщением ('truncation with saturation');

$$Trst \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\omega^{-1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega^{-1} & 1 \end{bmatrix} Trst \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega^{-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

на участках дробления при нечетном числе строк и столбцов матрицы;

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{K-2} \\ x_{K-1} \\ x_K \\ x_{K+1} \\ x_{K+2} \\ \vdots \\ x_{W-2} \\ x_{W-1} \end{bmatrix} = Trst \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & -\omega & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -\omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -\omega^{-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega^{-1} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{K-2} \\ S_{K-1} \\ S_K \\ S_{K+1} \\ S_{K+2} \\ \vdots \\ S_{W-2} \\ S_{W-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

на участке с перегибом крутизны ( $K \approx W/2$ ).

Нижнетреугольный вид матриц типа (3) – (5) обеспечивает выполнение адаптивной модуляции в реальном масштабе времени согласно уравнению (1), причем как неизменному, так и преобразованному с помощью равенства (2):

$$x_i = [S_i - \omega S_{i-1}]_k, \text{ если } x_{i-1} \geq 0 \quad (6)$$

$$x_i = [(S_i + S_{i-1}) - \omega S_{i-1}], \text{ если } x_{i-1} \leq 0, \quad (7)$$

т.е. с привлечением вычислений линейной сложности: умножения на  $-\omega$  и двух- или трехоперандного сложения в каждом такте.

Логическая схема устройства представлена на рис. 1. С его входов очередная дискрета  $S_i$ , представленная в двоичном коде, поступает на первую группу входов сумматора, а также на входы регистра 1, где хранится в течение следующего такта. Предыдущая дискрета  $S_{i-1}$  из регистра 1 поступает на первую группу входов матричного умножителя, помножающего на код ( $-\omega$ ), а также на вторую группу входов сумматора, которая стробируется знаковым разрядом регистра 2, хранящего полученное в предыдущем такте слово АРИКМ-кода. Если знаковый разряд содержит '0' (положительное число), то сумма вычисляется согласно (6), а в противном случае, – с помощью (7). Логические схемы ИЛИ обеспечивают усечение  $m$ -разрядной суммы до  $k$  младших разрядов с их насыщением единицами, если полученная сумма ненулевая в разрядах, старше  $k$ -го.

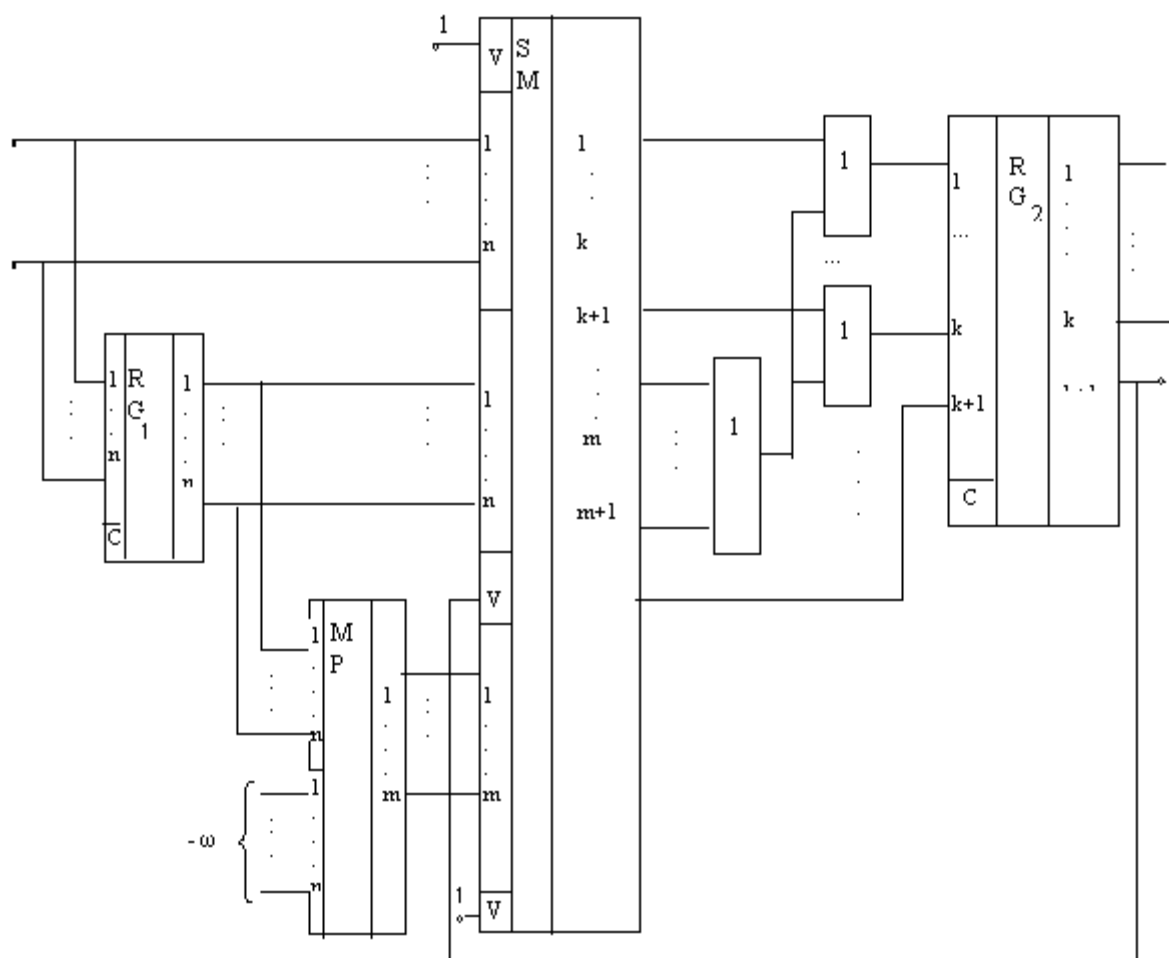


Рис.1 – Логическая схема преобразователя ИКМ-сигнала в АРИКМ-код разрядности k

Обратные АРИКМ-преобразования, обеспечивающие получение восстановленных ИКМ-сигналов  $(\hat{S}_0, \hat{S}_1, \dots, \hat{S}_{N-1})$ , задаются путем умножения кодового слова  $(x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$  на матрицы, обратные (3) – (5), в частности:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega^2 & \omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \omega^{N-1} & \omega^{N-2} & \omega^{N-3} & \omega^{N-4} & \dots & \omega & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega^{-2} & \omega^{-1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \omega^{1-N} & \omega^{2-N} & \omega^{3-N} & \omega^{4-N} & \dots & \omega & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

для участков с положительной и отрицательной крутизной, соответственно;

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & \omega^{-1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega & 1 & \omega & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \omega & 1 & \omega & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & \omega^{-1} & 1 & \omega^{-1} & \dots & \omega^{-1} & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & \omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \omega^{-1} & 1 & \omega^{-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ \omega^{-1} & 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & \omega & 1 & \omega & \dots & \omega & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

для участков с дроблением при нечетном числе строк и столбцов матрицы;

$$\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \dots \\ S_{K-1} \\ S_K \\ S_{K+1} \\ S_{K+2} \\ \dots \\ S_{W-2} \\ S_{W-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -\omega & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & -\omega & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\omega^{-1} & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -\omega & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -\omega^{-1} & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\omega^{-1} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \dots \\ S_{K-1} \\ S_K \\ S_{K+1} \\ S_{K+2} \\ \dots \\ S_{W-2} \\ S_{W-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

для участков с перегибом крутизны ( $W$ - нечетное).

В случае произвольного слова АРИКМ-кода разрядности  $k$ , у которого  $x_j \in \{-2^k + 1, \dots, -1, 1, \dots, 2^k - 1\}$  ( $j=0, 1, \dots, N-1$ ), элементы матрицы обратного адаптивно-модулирующего преобразования таковы:

$$a_{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } i < j \\ 1, & \text{если } i = j, (i, j=0, 1, \dots, N-1) \\ \omega^{\sum_{s=0}^{i-1} \text{sign}\{x_s\} - j}, & \text{если } i > j \end{cases} \quad (11)$$

причем

$$\text{sign}\{x_s\} = \begin{cases} +1, & \text{если } x_s \geq 0 \\ -1, & \text{если } x_s < 0 \end{cases}.$$

Нижнетреугольный вид матриц обратного адаптивно-модулирующего преобразования с элементами, задаваемыми (11), обеспечивает восстановление ИКМ-сигнала, исходя из его АРИКМ-кода разрядности  $k$  в реальном масштабе времени согласно рекуррентным соотношениям:

$$\hat{S}_i = x_i + \varpi \cdot \hat{S}_{i-1}, \text{ если } x_{i-1} \geq 0 \text{ (} i=0, 1, \dots, N-1 \text{)} \quad (12)$$

$$\hat{S}_i = x_i + \varpi^{-1} \cdot \hat{S}_{i-1} = (x_i - \hat{S}_{i-1}) + \varpi \cdot \hat{S}_{i-1}, \text{ если } x_{i-1} < 0. \quad (13)$$

Следовательно, в каждом из  $N$  тактов используется умножение на  $\varpi$  и двух- или трехоперандное сложение, т.е. сложность вычислений – линейная.

В табл. 2 представлены результаты восстановления с помощью соотношений (12) и (13) сглаженного ИКМ-сигнала, приведенного в табл. 1, исходя из АРИКМ-кода разрядности  $k=8$ . Применение линейной интерполяции позволило уменьшить максимальную погрешность (относительно динамического диапазона АЦП) на порядок благодаря тому, что соседние кодовые слова  $x_i$  имеют чередующиеся знаки (прогнозируемые значения поочередно больше и меньше амплитуды ИКМ-сигнала).

Логическая схема преобразователя  $k$ -разрядного слова АРИКМ-кода в восстановленный ИКМ-сигнал представлена на рис. 2. В каждом такте с входов устройства на первую группу входов сумматора поступает очередное  $k$ -разрядное двоичное слово  $x_i$ . В триггере хранится знаковый разряд предыдущего слова  $x_{i-1}$ : если оно положительно (содержится логический нуль), то вычисление реализуется согласно (12), а в противном случае – посредством (13), когда через вторую группу входов, преобразуясь в дополнительный код, в сумматор поступает предыдущая восстановленная дискрета  $\hat{S}_{i-1}$  из регистра. Эта дискрета также помножается матричным множителем на константу  $\varpi=(1,101001001\dots)_2$ , после чего подается на третью группу входов сумматора, который и формирует дискрету  $\hat{S}_i$ , хранимую в регистре и присутствующую на выходах устройства в следующем такте.



## Восстановление ИКМ-сигнала по 8-разрядному АРИКМ-аналогу

№	$x_i$	$\hat{S}_i = X_i + \alpha \hat{S}$	$\frac{S_i - \hat{S}_i}{256} 100, \%$	$x_i$	$\hat{S}_i = X_i + \alpha \hat{S}$	$\frac{S_i - \hat{S}_i}{256} 100, \%$
0	1	1	0	1	1	0
				-1	0,618	0,345
1	1	2,618	-0,241	2	2,382	-0,149
				-1	2,854	0,057
2	1	5,236	-0,483	3	4,764	-0,298
				1	8,708	-0,667
3	4	12,472	-0,966	-2	12,089	-0,816
				13	20,471	-0,770
4	11	31,179	-1,633	-3	30,122	-1,220
				32	50,616	-0,826
5	27	77,448	-2,909	-9	72,896	-1,131
				81	126,050	-0,801
6	65	190,311	-0,048	23	180,948	-1,152
				22	133,826	-0,909
7	-204	103,923	-7,392	-128	88,531	-1,380
				5	59,712	-0,864
8	-23	41,224	-0,044	-64	32,614	-1,021
				9	29,155	-0,842
9	6	31,477	-2,921	-20	27,173	-1,240
				38	54,793	-1,091
10	42	92,930	-5,051	-5	83,655	-1,428
				87	138,699	-1,054
11	63	213,360	-8,344	-29	195,415	-1,334
				22	142,767	-1,081
12	-223	122,216	-13,366	139	91,946	-1,561
				8	64,834	-1,115
13	-19	56,529	-8,019	-65	39,933	-1,536
				2	26,679	-1,046
14	-11	23,935	-4,662	-27	16,166	-1,627
				2	11,991	-1,364

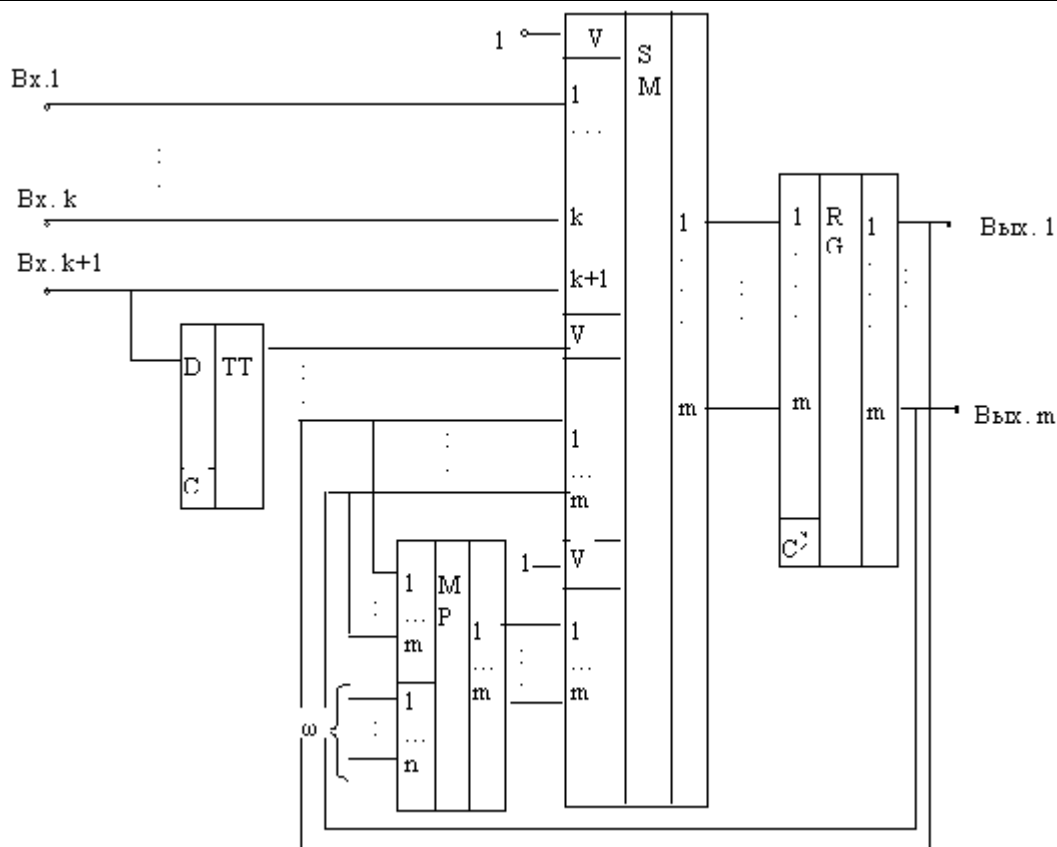


Рис. 2 – Логическая схема преобразователя k-разрядных слов АРИКМ-кода в восстановленный ИКМ-сигнал

Логические схемы (рис. 1 и рис. 2) для вычисления прямого и обратного адаптивно-модулирующих преобразований во многом идентичны друг другу, поэтому могут быть реализованы в виде единого программируемого устройства с режимами работы: кодирование и декодирование. Эти логические схемы отличаются близкими к единице значениями коэффициента использования оборудования, а также допускают микропрограммную реализацию специализированными процессорами ЦОС, архитектуре которых полностью адекватны.

**Выводы.** Использование методологии быстрых дискретных преобразований и линейного прогнозирования с привлечением золотого сечения применительно к процессам адаптивной модуляции и восстановления ИКМ-сигналов позволило создать простые аппаратно-алгоритмические средства, отличающиеся близкими к единице значениями коэффициента использования оборудования и адекватные типовой архитектуре специализированных процессоров ЦОС.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. – М.: Радио и связь, 1981. – 496 с.
2. Дельта-модуляция: Теория и применение/ Венедиктов М.Д. и др. – М.: Связь, 1976. – 271 с.
3. Стил Р. Принципы дельта-модуляции. – М.: Связь, 1979. – 368с.
4. Погрибной В. А. Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов. - М: Радио и связь, 1990. – 216с.
5. Дагман Э.Е., Кухарев Г.А. Быстрые дискретные ортогональные преобразования. – Новосибирск: Наука, 1983. – 256с.
6. Воробьев Н.Н. Числа Фибоначчи. – М.: Наука, 1978. – 142 с.

Получено 30.01.2006 г.