

при $n_0=1$ (сплошная линия). Переходные процессы по фазе (сплошные соединительные линии) и частоте (штриховые линии) при $\Delta\omega_d=0,1$ без компенсации переходных процессов ($K_i=0$) и с компенсацией при $n_0=1$ в фильтрах Баттерворта четвертого порядка и Чебышева третьего порядка при $\epsilon^2=0,2$ изображены на рис. 2а, 2б соответственно. Выбор порядка фильтра Чебышева обеспечивает наименьшее превышение ослабления в полосе пропускания его амплитудно-частотной характеристики (6 дБ на октаву) по сравнению с фильтром Баттерворта. Характерно, что переходный процесс по частоте слабо зависит от величины $\Delta\omega_d$. Всюду на рис. 1, 2 отношение частоты

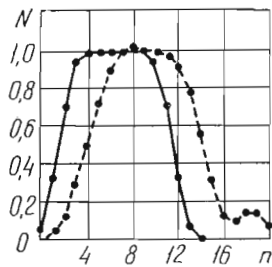


Рис. 1

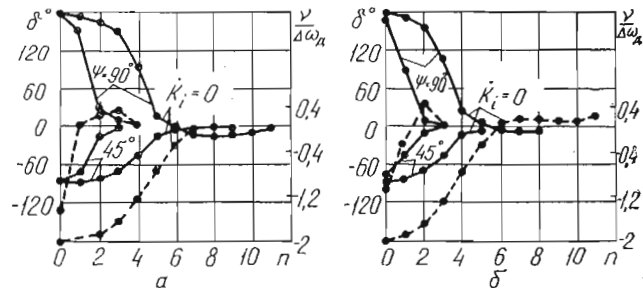


Рис. 2

дискретизации к частоте среза фильтра (ω_c) равно 10, а $\omega_n/\omega_c=0,4$. При выбранных параметрах введение предсказаний обеспечивает уменьшение длительности переходных процессов в 2...3 раза. Следует иметь в виду, что компенсация переходных процессов сопровождается расширением спектра выходного сигнала фильтра.

Результаты работы могут использоваться при создании систем связи с цифровой обработкой сигналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.— М.: Мир, 1978.—848 с.
2. Gerst I., Diamond J. The Elimination of Intersymbol by Input Signal Shaping // Proc. IRE.— 1961.— P. 1195—1203.
3. Гиллемин Е. А. Синтез пассивных цепей.— М.: Связь, 1970.—720 с.
4. Брюханов Ю. А. Компенсация межсимвольных искажений ЧМ колебания в полосовом усилителе // Радиоэлектроника.— 1986.— № 7.— С. 75—78. (Изв. высш. учеб. заведений).

Поступила в редакцию после переработки 19.01.87.

УДК 621.372.54.037.372

УМЕНЬШЕНИЕ РАЗРЯДНОСТИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ВВЕДЕНИЕМ КРАТНОСТИ ПОЛЮСОВ И НУЛЕЙ

А. Т. МИНГАЗИН

Увеличивая порядок N каскадных рекурсивных цифровых фильтров (ЦФ), можно существенно уменьшить разрядность коэффициентов. При непосредственном увеличении N появляется большой допуск на отклонение характеристики затухания ЦФ, дающий возможность найти решения с разрядностью коэффициентов меньшей, чем при минимально необходимом $N=N_{\min}$. В данной работе рассматривается другой подход, основанный на перераспределении требований к характеристике затухания между r -фильтрами (субфильтрами), также приводящий к снижению разрядности коэффициентов.

Пусть, для простоты, все r субфильтров идентичны, что соответствует результирующему фильтру с r -кратными полюсами и нулями передаточной функции. Для аналоговых фильтров введение кратности приводит к уменьшению добротности полюсов и к увеличению N результирующего фильтра [1, 2]. Аналогичная ситуация имеет место и для ЦФ, полученных путем билинейного z -преобразования аналогового фильтра-прототипа. Значение N результирующего ЦФ определяется как $N=rN'$, порядок субфильтра N' рассчитывается по предельно допустимым параметрам характеристики затухания $\Delta a'_{\max} = \Delta a_{\max}/r$; $a'_{0\min} = a_{0\min}/r$; $\omega_{1\min}$; $\omega_{2\max}$.

Здесь, имея в виду ЦФ нижних частот (ЦФНЧ), обозначим: Δa — неравномерность характеристики затухания в полосе пропускания; a_0 — минимальное затухание в полосе задерживания; ω_1 , ω_2 — граничные частоты полосы пропускания и задерживания.

Если для определенности положить, что N — четно, а N' — нечетно, то для ЦФНЧ с простыми полюсами и нулями

$$H(z) = \prod_{i=1}^{N/2} \frac{1 + B_i z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_{1i} z^{-1} + A_{2i} z^{-2}}, \quad (1)$$

для ЦФНЧ с полюсами и нулями кратности r при $K = (N' + 1)/2$

$$H(z) = \left(\frac{1 + z^{-1}}{1 + A_{1k} z^{-1}} \prod_{i=1}^{k-1} \frac{1 + B_i z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_{1i} z^{-1} + A_{2i} z^{-2}} \right)^r. \quad (2)$$

Хорошо известно, что для ЦФНЧ Чебышева или Баттерворта $B_i = 2$ при всех i в (1), (2). Поэтому для этих ЦФ нет смысла говорить о введении в (2) кратности нулей. Для инверсных Чебышева и эллиптических ЦФНЧ (2) будет соответствовать полюсам и нулям кратности r .

Рассмотрим два варианта требований к характеристике затухания ЦФНЧ. Вариант 1: $\Delta a_{\max} = 2$ дБ, $a_{0 \min} = 84$ дБ, $\omega_{1 \min} = 2\pi \cdot 0,08$, $\omega_{2 \max} = 2\pi \cdot 0,16$. Вариант 2: $\omega_{1 \min} = 2\pi \cdot 0,11$, $\omega_{2 \max} = 2\pi \cdot 0,22$; Δa_{\max} , $a_{0 \min}$ — те же самые. Частота дискретизации сигнала принята равной единице. Требованиям вариантов 1, 2 удовлетворяют ЦФ Чебышева при $N = N_{\min} = 8$. В табл. 1 представлены результаты расчетов для $N = 8$, $N = 10$ и $N = rN' = 2 \times 5$. Все решения получены при использовании метода минимизации разрядности коэффициентов, основанного на вариации исходных параметров характеристики затухания. В табл. 1: M — максимальное число разрядов в дробной части квантованных коэффициентов A_{1i}^* , A_{2i}^* ; $\tilde{\Delta a}$, \tilde{a}_0 — параметры соответствующих характеристик затухания ЦФ. Значения $\tilde{\Delta a}$, \tilde{a}_0 оценивались по 100 частотным точкам в полосе пропускания и одной точке в полосе задерживания. Для варианта 1 наименьшее M свойственно подходу с введением кратности полюсов, для варианта 2 — с простым увеличением N . На практике желательно рассматривать оба альтернативных подхода для выбора наилучшего из них в конкретных случаях. Представляется что степень различия по M при этом может достигать и более одного бита.

Таблица 1

Вариант	N	M	i	A_{1i}^*	A_{2i}^*	$\tilde{\Delta a}$, дБ	\tilde{a}_0 , дБ
	8	7	1	-1,726 562 5	0,968 75	1,9	85,5
			2	-1,734 375	0,906 25		
			3	-1,781 25	0,867 187 5		
			4	-1,820 312 5	0,835 937 5		
1	10	5	1	-1,6875	0,9375	0,8	90,6
			2	-1,625	0,84 375		
			3	-1,625	0,75		
			4	-1,625	0,718 75		
			5	-1,656 25	0,6875		
2×5	4	4	1	-1,625	0,875	1,3	84,6
			2	-1,5625	0,6875		
			3	-0,8125	—		
	8	6	1	-1,484 375	0,9375	0,7	84,9
			2	-1,5	0,828 125		
			3	-1,578 125	0,734 375		
			4	-1,640 615	0,6875		
2	10	3	1	-1,375	0,875	1,3	86,5
			2	-1,375	0,75		
			3	-1,25	0,625		
			4	-1,375	0,5		
			5	-1,375	0,5		
2×5	4	4	1	-1,3125	0,8125	1,5	87,0
			2	-1,375	0,625		
			3	-0,75	—		

На рис. 1, 2 для вариантов 1, 2 показаны карты полюсов передаточных функций в z плоскости, построенные по коэффициентам из табл. 1. Как видим, при $N > N_{\min} = 8$ полюсы расположены дальше от окружности единичного радиуса ($|z|=1$), чем при $N = N_{\min}$. Для ЦФ с кратными полюсами это выражается в большей степени и поэтому можно ожидать у этих ЦФ лучшие шумовые свойства.

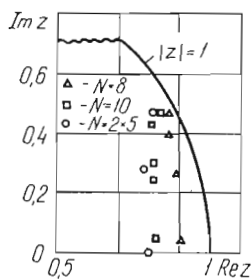


Рис. 1

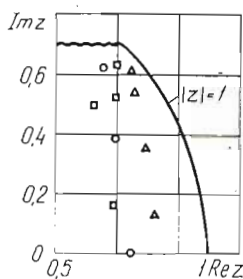


Рис. 2

характеристиками затухания [3] (структуры на основе комбинаций идентичных ЦФ) проведено в [4].

В конкретных применениях для ЦФ с кратными полюсами и нулями, именно благодаря кратности, можно сократить объем памяти, необходимый для хранения коэффициентов, по сравнению с ЦФ с простым увеличением N . Это дополнительное преимущество рассмотренного подхода.

В заключение отметим, что исследование соотношений между порядком N и разрядностью коэффициентов нерекурсивных ЦФ применительно к прямой форме и структурам с обостренными ха-

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Христин В. В. Метод снижения добротности полюсов аппроксимирующих функций // Радиоэлектроника.— 1974.— № 2.— С. 112—114. (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Мингазин А. Т. Максимальная добротность полюсов передаточных функций фильтров // СВЧ и измерительная техника в микроэлектронике.— М.: МИЭТ, 1978.— № 37.— С. 236—242.
3. Kaiser J. F., Hamming R. W. Sharpening the response of symmetric nonrecursive filter by multiple use of the same filter // IEEE Trans.: ASSP-25.— 1977.— No. 5.— P. 415—422.
4. Kodek D., Steiglitz K. Filter—length word—length tradeoffs in FIR digital filter design // IEEE Trans.: ASSP-28.— 1980.— No. 6.— P. 739—744.

Поступила в редакцию 23.05.86.

УДК 621.396.677

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ДВУМЕРНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ БЫСТРЫЕ ОРТОГОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

М. Б. СВЕРДЛИК, В. В. РАДИОНОВ

Эффективным средством сокращения вычислительных затрат алгоритмов адаптивной пространственной обработки является учет структурных свойств корреляционной матрицы помех R .

Как показано в [1], учет теплицевой структуры матрицы R , формируемой на выходах элементов линейной эквидистантной антенной решетки (АР), позволяет уменьшать число арифметических операций на этапе умножения обратной матрицы на вектор выборки в $O(N/\log_2 N)$ раз, где N — размерность АР. В случае же плоской эквидистантной АР размера $N \times M$ с прямоугольной конфигурацией и расположением элементов в узлах прямоугольной сетки, как легко показать, корреляционная матрица является блочно-теплицевой порядка NM , причем каждый блок представляет собой теплицевую матрицу, что обеспечивает персимметричность корреляционной матрицы. Указанные структурные свойства матрицы R проявляются не только на этапах оценивания и обращения выборочной матрицы \hat{R} , но и на этапе умножения обратной матрицы на вектор. Оценивание выборочной корреляционной матрицы в этом случае должно производиться в классе блочно-теплицевых структур, например, на основе метода максимального правдоподобия, предложенного в [2]. Пути сокращения вычислительных затрат операции обращения блочно-теплицевых матриц приведены в работе [3]. Ниже рассмотрен метод снижения вычислительной сложности этапа умножения матрицы \hat{R}^{-1} на вектор X для двумерной АР в предположении о блочно-теплицевой структуре оценочной корреляционной матрицы.

С целью получения матричного описания указанной процедуры представим, согласно [4], обратную корреляционную матрицу в виде