

В. М. ЕФИМОВ, М. А. ЗОЛОТУХИНА, В. В. КУЗНЕЦОВ, В. С. ЯКУШЕВ

(Новосибирск)

СПЕЦПРОЦЕССОР СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО ЧАСТОТНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ

При $1/m$ -октавном анализе в n октавах спецпроцессор должен обеспечивать одновременную фильтрацию в $L = nm$ полосах. Как отмечалось в [1], «лобовое» решение задачи в реальном времени требует очень высокой производительности (числа отсчетов, обрабатываемых в секунду) спецпроцессора, равной $F_{\max} = \alpha f_{\max} nm$. Здесь f_{\max} — правая граница исследуемого частотного диапазона; α — коэффициент, обеспечивающий согласование частоты среза предварительного аналогового фильтра нижних частот (АФНЧ) и частоты дискретизации ($\alpha \geq 2$). В то же время ясно, что фактически можно обойтись гораздо меньшим числом операций. Действительно, частота дискретизации $f_0 = \alpha f_{\max}$ необходима только для самой правой элементарной полосы анализа. Для следующей полосы уже достаточна частота $f_0 2^{-1/m}$ и т. д. Снижение частоты дискретизации, а следовательно, и требований к производительности может быть осуществлено путем применения прореживателя отсчетов после предварительной обработки потока отсчетов в соответствующем цифровом фильтре нижних частот (ЦФНЧ). При этом укрупненная блок-схема спецпроцессора содержит линейку цифровых полосовых фильтров (ЦПФ), линейку ЦФНЧ

и линейку усреднителей, включающих в себя квадратичные детекторы. Алгоритм работы спецпроцессора предусматривает обработку l правых полос диапазона с частотой f_0 , следующих l полос — с частотой $f_0 2^{-1/m}$, третьей группы из l полос — с частотой $f_0 2^{-2/m}$ и т. д.

При использовании такой процедуры работы требуемая производительность спецпроцессора при $1/m$ -октавном анализе определяется соотношением*

$$F_{\Sigma} = f_0(l+1)(1-2^{-nm/l})/(1-2^{-l/m}). \quad (1)$$

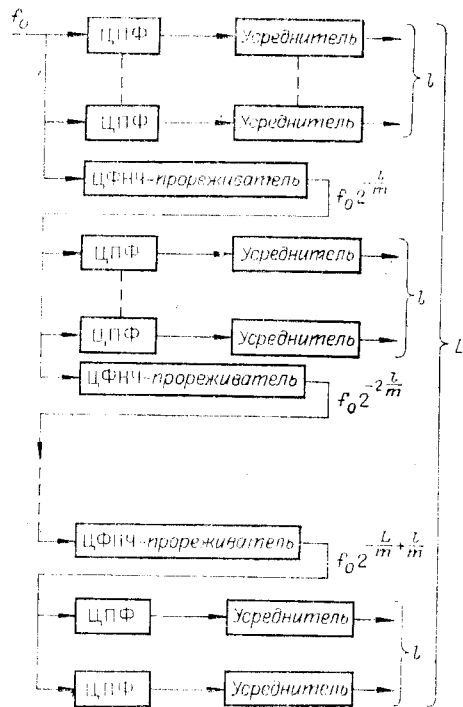


Рис. 1.

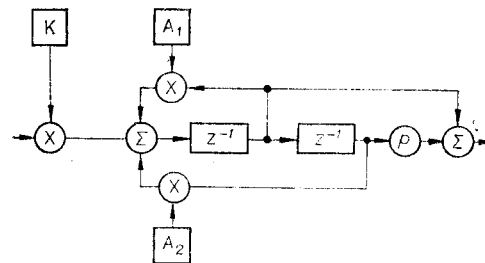


Рис. 2.

* Производительность усреднителя $F = f_0 l (1 - 2^{-nm/l}) / (1 - 2^{-l/m})$.

таким образом, функционирование специпроцессора в 1/1- и 1/2-октавном режимах сводится к октавной обработке сигнала.

Стандартная технология построения аналоговых фильтров с заданными характеристиками заключается в последовательном соединении двухполюсников [2]. Аналогичный способ может быть использован для создания цифровых фильтров. В этом случае «ячейкой» фильтра является цифровой двухполюсный резонатор [3]. В самом общем случае в цифровом двухполюснике при обработке отсчета должно производиться шесть операций умножения и две операции суммирования. Для построения ЦИФ и ЦФНЧ схему двухполюсника можно упростить, оставив три операции умножения и две операции суммирования. Передаточная функция такого двухполюсника (рис. 2) задается выражением

$$H(z) = K(1 + pz)/(1 + A_1z + A_2z^2), \quad (2)$$

где

$$z = \exp[-i2\pi f/f_0].$$

Для двухполюсников, используемых в ЦФНЧ, коэффициент p равен $+1$ или 0 , а для двухполюсников ЦИФ — -1 или 0^* . Требуемая частотная характеристика двухполюсника обеспечивается надлежащим выбором констант K , A_1 и A_2 ** . Следует отметить особенность цифровой фильтрации, заключающуюся в том, что переменная z в (2) зависит от относительной частоты. Поэтому при последовательном прореживании потока отсчетов с одинаковым коэффициентом прореживания константы K , A_1 и A_2 двухполюсников для всех групп фильтров остаются неизменными. Для использования этого обстоятельства в полной мере (в целях упрощения конструкции специпроцессора) необходимо, чтобы частотная характеристика ЦФНЧ была идентична характеристике АФНЧ, а эффект ее искажения за счет многократной низкочастотной фильтрации был бы мало ощутим. При выполнении этого условия константы всех ЦФНЧ также могут быть одинаковыми. В связи с этим искажения частотной характеристики АФНЧ на правой границе анализируемого диапазона должны быть невелики, и из условия малости этих искажений может быть выбрана частота среза АФНЧ. Для фильтра Баттерворта

$$f_c \cong f_{\max} (10 \lg e / \delta_1)^{1/2r}. \quad (3)$$

Здесь δ_1 — уровень искажений в децибеллах, r — количество полюсов фильтра.

С другой стороны, частота дискретизации f_0 определяется уровнем искажений δ_2 от наложения спектров на правой границе частотного диапазона:

$$f_0 \cong f_{\max} [1 + (10 \lg e / \delta_1)^{1/2r} 10^{\delta_2/20r}]. \quad (4)$$

Приемлемые результаты получаются при $\delta_1 \cong 0,1$ дБ, $\delta_2 \cong 50$ дБ и $r = 12$. При этом $f_c \cong 1,17 f_{\max}$, $f_0 \cong 2,9 f_{\max}$. Дальнейшее понижение частоты дискретизации за счет увеличения числа полюсов АФНЧ становится уже малоэффективным. Например, при тех же уровнях искажений δ_1 и δ_2 удвоение числа полюсов АФНЧ приводит к тому, что $f_0 \cong 2,4 f_{\max}$. Кроме того, создание АФНЧ с таким количеством полюсов связано с существенными техническими трудностями.

Основными элементами двухполюсника являются арифметические устройства: три устройства умножения и два сумматора. Они могут ра-

* Двухполюсник (см. рис. 2) может реализовать и передаточную функцию $H(z) = K(1 + pz^2)/(1 + A_1z + A_2z^2)$.

** Колесников А. Н. Методика расчета рекурсивных цифровых фильтров специпроцессора системы цифрового частотного анализа. (См. следующий выпуск журнала).

ботать по принципу параллельного или последовательного действия. Как в первом, так и во втором случае процесс обработки отсчета в двухполюснике сводится к конвейерной процедуре. При организации целочисленных вычислений в арифметических устройствах двухполюсника по последовательному принципу полное время обработки одного отсчета занимает $s = i + j$ тактов, где i — разрядность входного слова; j — разрядность констант двухполюсника. Следовательно, производительность двухполюсника есть $F_0 = 1/s\tau$, где τ — длительность такта.

Отметим, что при фиксированном значении величины s разрядности входного слова и констант двухполюсника должны быть сбалансированы. Слишком малая разрядность констант делает невозможным создание ЦПФ с частотной характеристикой, удовлетворяющей требованиям стандарта. Чрезмерное увеличение разрядности констант сужает динамический диапазон специпроцессора. Добавим, что так как коэффициент усиления двухполюсника по амплитуде есть величина порядка $2^{-2/m}/(1 - 2^{-1/m})$, т. е. растет с ростом спектрального разрешения, то увеличение m при фиксированном s также приводит к уменьшению динамического диапазона.

Как следует из (1), в режиме $1/m$ -октавной обработки и октавного прореживания отсчетов суммарная производительность линейки ЦПФ $F_{\text{ЦПФ}} \cong 2mf_0$. Если в качестве ЦПФ используется r_1 -полюсник, то количество двухполюсников, необходимое для реализации $1/m$ -октавного режима, может быть определено из очевидного соотношения

$$r_{\text{ЦПФ}} = r_1 F_{\text{ЦПФ}} / 2F_0 = mr_1 f_0 s \tau. \quad (5)$$

Так как производительность линейки ЦФНЧ $F_{\text{ЦФНЧ}} \cong 2f_0$, т. е. в m раз ниже, чем линейки ЦПФ, то количество двухполюсников, необходимое для низкочастотной фильтрации,

$$r_{\text{ЦФНЧ}} = r_2 f_0 s \tau, \quad (6)$$

где r_2 — количество полюсов ЦФНЧ. Производительность усреднителя должна совпадать с производительностью линейки ЦПФ.

Из выражения (5) следует, что объем оборудования линейки ЦПФ специпроцессора пропорционален произведению величин, связанных со спектральным разрешением m , показателем качества характеристики полосового фильтра r , диапазоном анализируемых частот f_0 и длительностью обработки отсчета в двухполюснике ($s\tau$). При этом, если специпроцессор обеспечивает $1/m_1$ -октавный анализ в реальном времени, то он может производить аналогичную обработку в режиме $1/m_2$ -октавного анализа при $m_2 < m_1$ и показателе качества характеристики полосового фильтра, не превосходящем величины $r_1 m_1 / m_2$.

В случае когда $m_2 > m_1$, возможна реализация $1/m_2$ -октавного анализа, но не в реальном времени, а последовательная, с числом этапов m_2/m_1 . Такая процедура вполне допустима при спектральном анализе стационарных сигналов.

Специпроцессор системы цифрового частотного анализа обеспечивает обработку сигналов в реальном времени в режимах $1/4$ - и $1/3$ -октавного анализа в диапазоне частот до 11,2 кГц и последовательный анализ в $1/12$ -октавном режиме. Снижение частоты среза АФНЧ и соответствующее уменьшение частоты тактового генератора позволяют анализировать спектральный состав сигнала в диапазоне низких и инфранизких частот в перечисленных выше режимах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бредихин С. В. и др. Система цифрового частотного анализа сигналов.— Автоматика, 1984, № 4.
2. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/Под ред. А. А. Кузнецовского.— М.: Энергия, 1977, №2.
3. Верешкин А. Е., Катковник В. Я. Линейные цифровые фильтры и методы их реализации.— М.: Сов. радио, 1973.

Поступила в редакцию 1 февраля 1984 г.