

СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ МЕАНДР-ФИЛЬТРОВ ПОДСИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, Республика Беларусь

Глинка П.А.

Козлов С.В. – д.т.н., доцент

Приведен способ построения меандр-фильтров средств радиомониторинга с использованием эффекта субдискретизации, с учетом которого частотная характеристика в каждом канале обработки, образованном прореживанием цифрового сигнала на входе, периодически повторяется. Обоснована структура устройства определения частоты и требования к его параметрам.

К подсистемам определения частоты средств радиомониторинга предъявляются требования высокоточного определения центральной частоты и ширины спектра сигналов с априори неизвестными характеристиками в широкой полосе частот при минимальном времени измерения («мгновенное» измерение частоты) [1].

При субдискретизации спектр сигнала из второй и последующих зон Найквиста переносится (сжимается) в основную полосу частот, где может быть подвергнут частотной фильтрации [2]. Зоны Найквиста чередуются с частотой дискретизации, поэтому периодическое повторения частотной характеристики может быть использовано для построения меандр-фильтров подсистемы определения частоты средств радиомониторинга.

Будем рассматривать задачу определения грубого частоты действительного узкополосного сигнала $y(t)$ с центральной частотой спектра f_0 , находящейся в пределах полосы частот $[f_{\min}, f_{\max}]$ и шириной спектра $\Delta f_0 \ll f_{\max} - f_{\min}$. Частота дискретизации сигнала $F_d \geq 2f_{\max}$. Необходимо построить экономичную в числительном плане процедуру грубого, с точностью до ширины спектра сигнала, определения центральной частоты его спектра.

Пусть на заданном временно интервале получено $k = \overline{0, K-1}$ отсчетов $Y_k = y(t_k)$ сигнала, где $t_k = k\Delta t$; Δt - период дискретизации; K - четное число. Образум из последовательности Y_k путем прореживания $n = \overline{1, N}$ последовательностей отсчетов

$$\begin{aligned} Z_{k_1}^{(1)} &= Y_k; k_1 = \overline{0, K-1}; \\ Z_{k_2}^{(2)} &= Y_{2k_2}; k_2 = \overline{0, K/2-1}; \\ Z_{k_3}^{(3)} &= Y_{4k_3}; k_3 = \overline{0, K/4-1}; \\ &\dots\dots\dots; \\ Z_{k_N}^{(N)} &= Y_{2^{N-1}k_N}; k_N = \overline{0, K/2^{N-1}-1}. \end{aligned} \tag{1}$$

Каждая n -я последовательность $Z_{k_n}^{(n)}$ представляет собой результат дискретизации исходного сигнала $y(t)$ при частотах дискретизации $F_{дn} = F_d / 2^{n-1}$. Полоса частот исходного сигнала для частоты дискретизации $F_{д1} = F_d$ расположена в первой зоне Найквиста [2]. Для других частот дискретизации $F_{дn}$, $n = \overline{2, N}$ полоса частот исходного сигнала расположена, последовательно, во второй, второй и третьей и так далее зонах Найквиста.

Для обработки каждой сформированной последовательности используется фильтр нижних частот (ФНЧ) с высоким значением коэффициента прямоугольности и нормированной (к частоте дискретизации) частотой среза $\gamma_{\text{ср}}^* = 0,25$. При прохождении сигнала через ФНЧ будут выделяться полосы частот $\Delta F_n = kF_{дn} \pm \gamma_{\text{ср}}^* F_{дn} = (k \pm \gamma_{\text{ср}}^*) F_{дn}$. Частотная диаграмма для случая $f_{\min} = 0$, $f_{\max} = F_d / 2$ в виде исходной полосы частот и полос частот на выходе ФНЧ в каждом канале (штриховка) для трех каналов обработки приведена на рисунке 1.

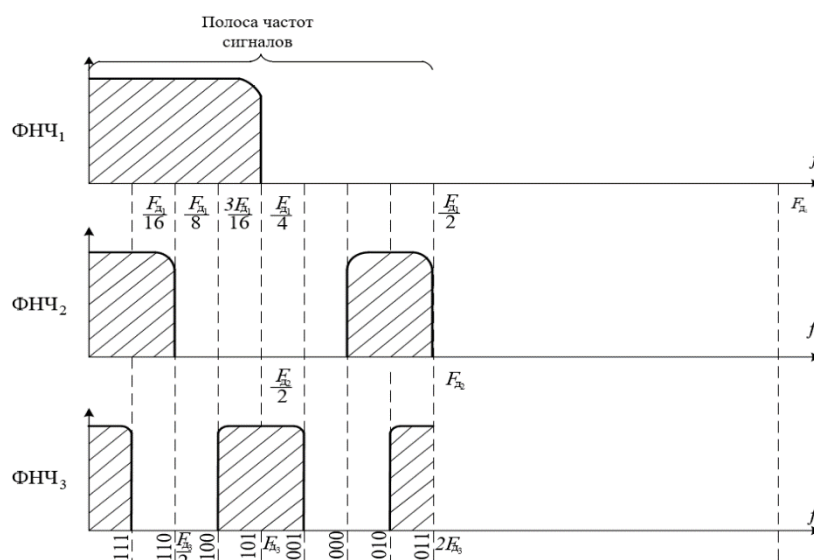


Рисунок 1. Частотная диаграмма

Как видно из рисунка 1, при попадании узкополосного сигнала в полосу частот $[0; F_{д1} / 16]$ сигнал появится на выходе всех трех ФНЧ, в полосу частот $[F_{д1} / 16; F_{д1} / 8]$ сигнал появится на выходе только первого и второго ФНЧ, а на выходе третьего он будет отсутствовать и т.д. Коды комбинаций сработавших ФНЧ для трех каналов приведены на рисунке 1. По кодам сработавших ФНЧ возможно однозначное определение диапазона частот, в пределах которого находится центральная частота спектра узкополосного сигнала, причем зависимость формируемого кода q от истинного значения частоты f является нелинейной.

Устройство определения центральной частоты узкополосного сигнала в заданной полосе частот содержит энергетический обнаружитель сигнала и $n=1, N$ каналов обработки. Каждый канал обработки включает устройство прореживания в 2^{n-1} раз, ФНЧ с нормированной частотой среза $\gamma_{ср}^* = 0,25$ и энергетический обнаружитель, осуществляющий суммирование квадратов отсчетов сигнала и сравнение с порогом. Выходные сигналы обнаружителей представляют собой двоичный код q полосы частот, в котором находится спектр узкополосного сигнала. По указанному коду в устройстве декодирования определяется истинное значение центральной частоты спектра сигнала.

Рациональное число каналов устройства оценивается из соотношения

$$N = \left\lceil \log_2 \frac{f_{\max}}{\Delta f_0} \right\rceil, \quad (2)$$

где $\lceil \bullet \rceil$ - целая сверху часть числа.

Обоснованный способ и устройство определения центральной частоты на основе меанд-фильтров при субдискретизации сигналов являются простыми в реализации и могут быть использованы в подсистемах определения частоты средств радиомониторинга.

Список использованных источников:

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы и средства / под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 492 с.
2. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера. 2010. 328 с.