

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ГРАДУИРОВКИ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТЕРМОАНЕМОМЕТРОВ

183-189

Зори А.А., д.т.н., проф., Кузнецов Д.Н., аспирант
Донецкий государственный технический университет

Предложено использование цифровых методов фильтрации измерительных сигналов с целью минимизации погрешности и повышения быстродействия градуировки первичных измерительных преобразователей термоанемометров.

Use digital methods for filtration of measuring signals is offered with the purpose minimization of an error and increase speed of graduation primary measuring converters of thermoanemometers.

В настоящее время в СКТБ "Турбулентность" градуировка первичных измерительных преобразователей (ПИП) термоанемометров (ТА) постоянной температуры осуществляется с помощью автоматизированной системы градуировки [1]. Градуировка заключается в одновременном измерении усредненных скоростей потока воздуха в аэротрубе при различных скоростях и температурах с помощью образцового средства измерения (ОСИ) и ТА с градуируемым ПИП. Результаты измерений накапливаются в ПЭВМ и в дальнейшем обрабатываются с целью расчета градуировочных характеристик. Эффективность градуировки во многом определяется точностью усреднения и необходимым для этого временем. Повышение эффективности градуировки предполагает выбор оптимального метода и параметров усреднения, направленных на минимизацию погрешности усреднения при максимальном быстродействии системы. Однако погрешность усреднения обратно пропорциональна длительности интервала усреднения. Чем выше требуется точность, тем больше необходимо времени для выполнения операции усреднения при прочих равных условиях. Доминирующая составляющая погрешности усреднения обусловлена наличием пульсаций скорости потока. Задачей усреднения является выделение постоянной составляющей входного сигнала

и подавление присутствующих в сигнале пульсаций и помех. Следовательно, улучшение параметров усреднения связано с выбором оптимального фильтра. Спектр флюктуаций в общем случае имеет непрерывный характер. Высокочастотные составляющие этого спектра довольно эффективно могут быть ослаблены с помощью простого пассивного фильтра нижних частот (ФНЧ). Построение же фильтра для низкочастотных составляющих пульсаций помех сопряжено с рядом трудностей. Во-первых, постоянная времени этого фильтра может оказаться недопустимо большой, что обуславливает неконструктивные массогабаритные параметры фильтра, во-вторых, инерционность фильтра отрицательно влияет на быстродействие измерительного канала, вследствие длительных переходных процессов. В таких случаях оказывается оправданным применение цифрового фильтра (ЦФ), основанного на реализации специальной весовой функции конечной длительности. Целесообразность перехода от аналоговых фильтров к цифровым вытекает из их сравнительной оценки. Например в ЦФ гораздо легче реализовать высокий порядок аппроксимирующей функции, обеспечить жесткие допуски на точность реализации, стабильность характеристик и устойчивость в работе. Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) обладают некоторыми положительными свойствами: они всегда устойчивы и физически реализуемы. Весовые функции усредняющих КИХ-фильтров называют усредняющими окнами [2].

Алгоритм, реализуемый цифровыми КИХ-фильтрами, предполагает нахождение взвешенной суммы определенного конечного числа мгновенных выборок фильтруемого сигнала. Для его реализации необходимы аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровое вычислительное устройство (ЦВУ). АЦП вырабатывает коды, пропорциональные мгновенным значениям входного аналогового сигнала $x(t)$. Далее эти коды обрабатываются в ЦВУ, где воспроизводится алгоритм работы цифрового КИХ-фильтра (рис.1). Для осуществления цифровой фильтрации измерительных сигналов рассматриваемая система градуировки не требует доработки, т.к. уже содержит АЦП и ПЭВМ [1]. Небольшой доработки требует лишь программное обеспечение.

Очевидно, что в идеальном случае спектр окна (или, что то же самое, АЧХ усредняющего фильтра) должен совпадать с АЧХ иде-

ального ФНЧ, имеющего требуемую предельно узкую полосу пропускания.

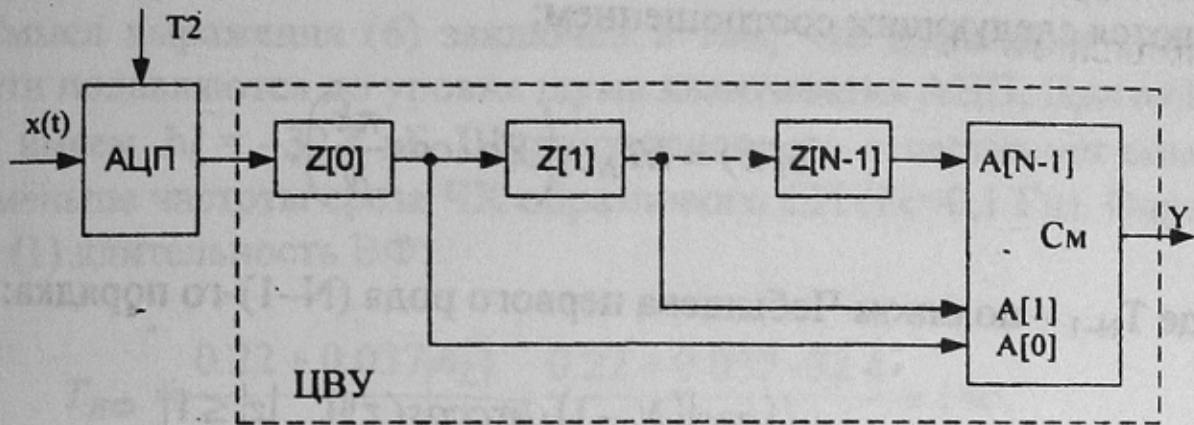


Рисунок 1 – Структурная схема цифрового КИХ-фильтра

Однако такой идеальный вариант нереализуем. Качество реальных окон оценивают с помощью приведенной ширины основного лепестка F_h , равной произведению ширины основного лепестка АЧХ F_0 и длительности весовой функции (ВФ) $T_{ВФ}$. Чем меньше F_h , тем при прочих равных условиях более быстродействующий фильтр может быть реализован на основе данного окна. Оптимальным в таком отношении является окно Дольфа-Чебышева, которое при одинаковом уровне боковых лепестков h имеет наименьшую ширину основного лепестка. Это значит, что при одинаковой нижней границе полосы подавляемых помех ВФ Дольфа-Чебышева будет иметь меньшую длительность. Отличительной особенностью окна Дольфа-Чебышева является то, что оно сразу было разработано в виде дискретной функции. Непрерывный аналог этой функции не найден. Приведенная ширина основного лепестка для окна Дольфа-Чебышева приближенно описывается линейной функцией от h_L :

$$Fh = 0.22 + 0.037 \cdot |h_L|, \quad (1)$$

где h_L – уровень боковых лепестков, выраженный в децибелах.

Весовые коэффициенты ВФ Дольфа-Чебышева можно определить методом частотных выборок. Суть метода заключается в том, что вначале находят N равноотстоящих отсчетов частотной характе-

ристики (ЧХ), а затем методом обратного дискретного преобразования Фурье определяют ВФ $a(n)$. Равноотстоящие отсчеты ЧХ определяются следующим соотношением:

$$b(k) = hT_{N-1}\left(Z_0 \cdot \cos \frac{\pi k}{N}\right), \quad (2)$$

где T_{N-1} – полином Чебышева первого рода $(N-1)$ -го порядка:

$$T_{N-1} = \begin{cases} \cos[(N-1) \cdot \arccos(z)], & |z| \leq 1 \\ \operatorname{ch}[(N-1) \cdot \operatorname{arch}|z|], & |z| \geq 1 \end{cases}. \quad (3)$$

Входящий в (2) параметр Z_0 определяется исходя из заданного уровня боковых лепестков h :

$$Z_0 = \operatorname{ch}\left(\frac{1}{N-1} \cdot \operatorname{arch}\left(\frac{1}{h}\right)\right). \quad (4)$$

Коэффициенты ВФ Дольфа-Чебышева определяются по формуле:

$$a(n) = \frac{1}{N} \left\{ b(0) + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k b(k) \cos \left[\frac{\pi k}{N} (2n+1) \right] \right\}, \quad (5)$$

где $M=N/2-1$ при четном N и $M=(N-1)/2$ при нечетном N .

Выполним расчет весовых коэффициентов усредняющего окна Дольфа-Чебышева для моделирования его частотных характеристик. Определим оптимальное значение уровня боковых лепестков ЧХ:

$$h_L = \frac{1}{(2^n - 1) \cdot \sigma}, \quad (6)$$

где n – разрядность АЦП, σ – среднее квадратическое отклонение пульсаций скорости потока.

Смысл выражения (6) заключен в том, что пульсации сигнала скорости подавляются до уровня шума квантования АЦП. При $n=12$ и $\sigma=0.01$ имеем $h_L = -32,4$ дБ. Ширину основного лепестка нет смысла брать меньше частоты среза ЧХ образцового СИ ($F_c=0,1$ Гц). Определим из (1) длительность ВФ:

$$T_{ВФ} = \frac{0.22 + 0.037|h_L|}{F_c} = \frac{0.22 + 0.037 \cdot 32.4}{0.1} \approx 14 \text{ с.} \quad (7)$$

Необходимое число дискретных отсчетов входного сигнала:

$$N = T_{ВФ} \cdot fd = 14 \cdot 100 = 1400, \quad (8)$$

где fd – частота дискретизации.

Подставим найденные значения N и h_L в (2...5) и найдем соответствующий им массив весовых коэффициентов $a(n)$ окна Дольфа-Чебышева.

АЧХ цифрового КИХ-фильтра определяется выражением:

$$G(f) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} a(n) e^{-j2n \frac{f}{fd}} \right|. \quad (9)$$

Из полученной АЧХ (рис.2) видно, что рассчитанное временное окно действительно имеет ширину основного лепестка равную 0,1 Гц, а уровень боковых лепестков не превышает -32 дБ.

Рассчитанный фильтр обладает максимальным быстродействием. Для параметров, указанных выше, время переходного процесса в таком фильтре составляет 14 секунд. Для сравнения, широко распространенная методика усреднения, заключающаяся в нахождении среднего арифметического N -го количества измерений, при той же длительности в 14 с и частоте дискретизации 100 Гц имеет гораздо худшую АЧХ (рис.3). Необходимо отметить, что методика усреднения посредством нахождения среднего арифметического ряда изме-

рений, является частным случаем цифрового КИХ-фильтра, все весовые коэффициенты которого равны $1/N$.

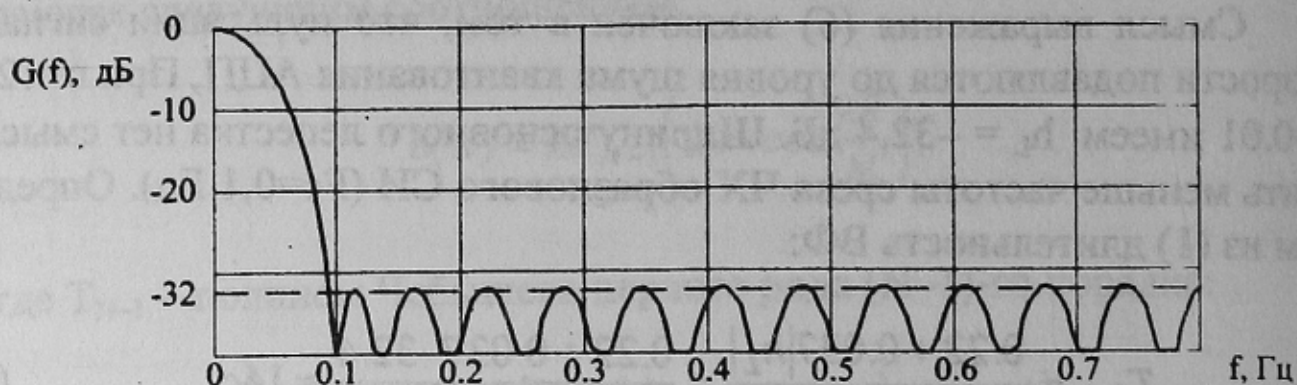


Рисунок 2 – АЧХ временного окна Дольфа-Чебышева.

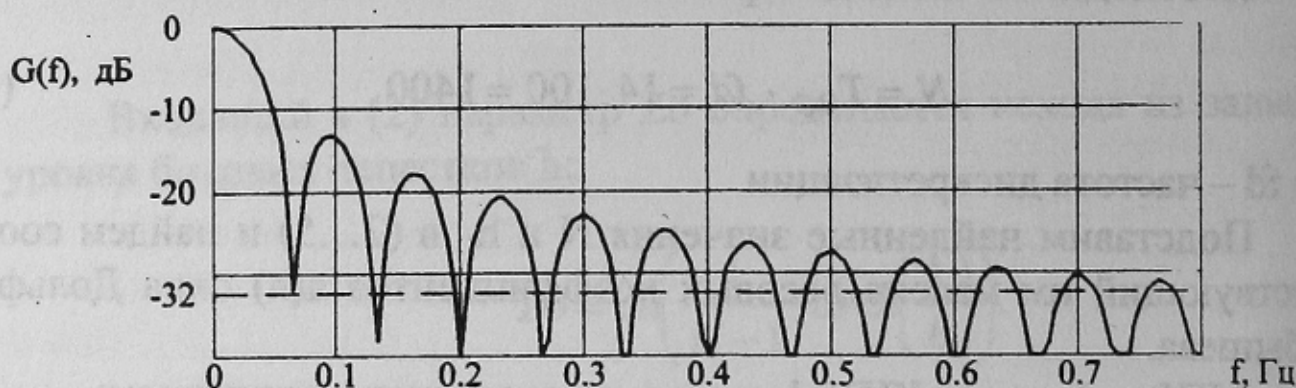


Рисунок 3 – АЧХ при усреднении посредством нахождения среднего арифметического

Проведем сравнительное моделирование рассматриваемых фильтров. Подадим на вход каждого из них входное воздействие в виде суммы постоянной составляющей и гармонической помехи частотой 0.15 Гц, лежащей за пределами полосы пропускания (0.1 Гц).

Найдем реакции фильтров на указанное входное воздействие. Из результатов моделирования (см.рис.4) видно, что окно Дольфа-Чебышева гораздо лучше подавляет помеху, при одинаковой длительности переходного процесса. Для того, чтобы качество фильтрации по методике нахождения среднего арифметического ряда измерений приблизилось к качеству фильтрации посредством окна Дольфа-Чебышева, необходимо не менее чем в 3...4 раза увеличить интервал усреднения, что существенно понизит быстродействие системы.

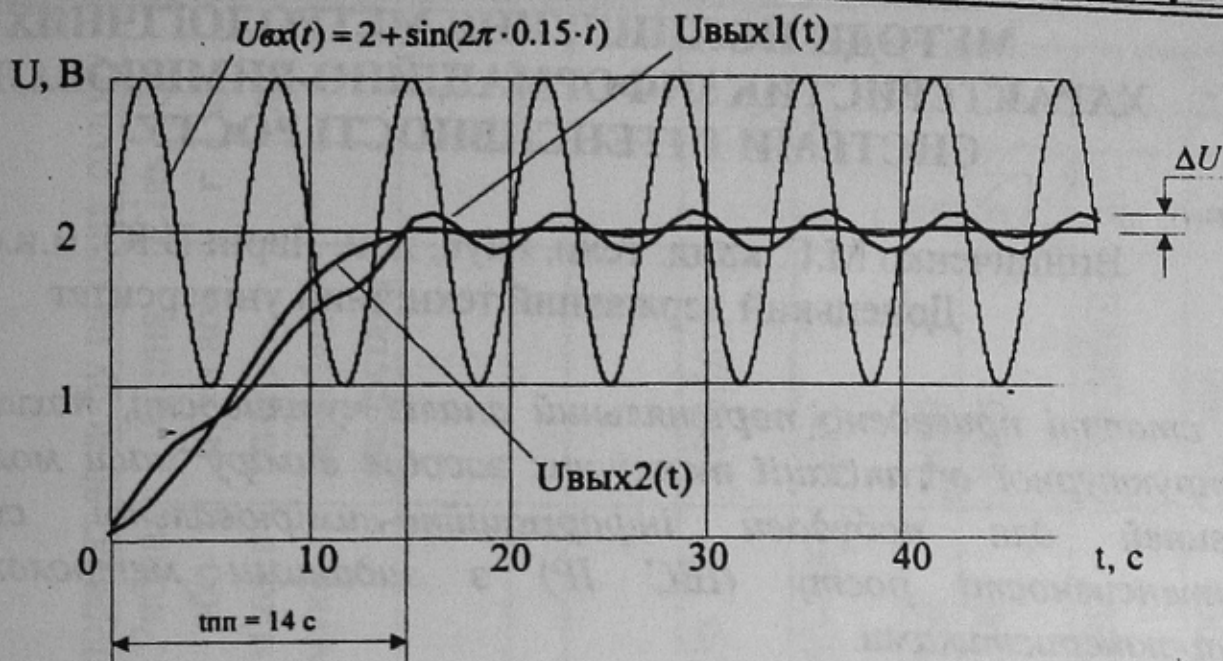


Рисунок 4 – Реакции фильтров на входное воздействие $U_{вх}(t)$:
 $U_{вых1}(t)$ – при нахождении среднего арифметического;
 $U_{вых2}(t)$ – при использовании окна Дольфа-Чебышева.

ВЫВОДЫ

1. Для повышения эффективности градуировки в автоматизированной системе градуировки ПИП ТА предложено использовать цифровой КИХ-фильтр, реализующий весовую функцию Дольфа-Чебышева.
2. Использование усредняющего окна Дольфа-Чебышева позволяет обеспечить требуемую погрешность усреднения при выигрыше по времени в 3...4 раза в сравнении с усреднением по методике, основанной на нахождении среднего арифметического ряда измерений.

Список источников.

1. Зорі А.А., Український Ю.Д., Кузнецов Д.М. Система автоматизації градування первинних вимірювальних перетворювачів термоанемометрів. Наукові праці Донецького державного технічного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація, випуск 20: – Донецьк: ДонДТУ, 2000.–с. 260-268.
2. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов.–Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.–192 с.