

АДАПТИВНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННО - ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

к.т.н. В.В. Лукин, к.т.н. С.В. Хуторненко
(представил д.т.н., проф. А.А. Зеленский)

Показано, что Z - параметром можно распознать ряд характерных фрагментов сигналов и рекомендовать адаптивным образом использовать для их обработки различные, наиболее подходящие нелинейные алгоритмы. Приведены результаты численного моделирования, подтверждающие эффективность предложенных методов и алгоритмов фильтрации.

В ряде случаев информационный сигнал частотных датчиков, представленный в виде последовательности равноотстоящих отсчетов, является нестационарным, т.е. содержит скачки и/или разрывы первой производной, и искажен вследствие влияния помех с негауссовским распределением, например, смеси флуктуационного (аддитивного и/или мультипликативного) и импульсного шума. Для повышения точности измерения используют нелинейные методы фильтрации, реализуемые в виде цифровой обработки сигналов микропроцессорным вторичным преобразователем датчика. Оптимальные линейные методы при этом оказываются неприменимыми в связи с нестационарностью информационного сигнала и негауссовским характером помех. Информационные сигналы могут содержать гладкие участки и претерпевать «резкие» изменения значений. Все эти характерные точки желательно сохранить [1].

В качестве модели такой временной зависимости рассмотрим кривую, описывающую сглаженный перепад:

$$S(t_i) = h_0 + k_a \operatorname{arctg}(\gamma t_i); \quad (1)$$

$$\max |\gamma t_i| > 2, 3, \dots, t_i = (i - i_0)\Delta t, \quad (2)$$

где γ - переменный параметр; Δt - временная дискретность.

Очевидно, что в зависимости от значения $\gamma \Delta t$ модель представляет гладкую кривую или перепад.

Комплексная модель шума в обобщенном виде

© к.т.н. В.В. Лукин, к.т.н. С.В. Хуторненко, 1998

$$\mathbf{n}(t_i) = \mathbf{n}_f(t_i) + \mathbf{n}_{imp}(t_i), \quad (3)$$

где $\mathbf{n}_f(t_i)$ - флуктуационная компонента, имеющая нулевое математическое ожидание, гауссовское распределение (когда $\mathbf{S}(t) = \mathbf{const}$) и дисперсию

$$\sigma_n^2 = \sigma_0^2 + k_0 \sigma^2(\mathbf{S}(t)), \quad (4)$$

представляющую собой сумму сигнально-независимой и сигнально-зависимой (мультипликативной) составляющих.

Один из возможных вариантов - следующий:

$$\sigma^2(\mathbf{S}(t)) = \mathbf{S}^2(t), k_0 < 0.1. \quad (5)$$

Варьируя значение k_0 в пределах от 0 до 0,1, а также σ_0^2 , можно моделировать воздействие стационарного аддитивного шума, мультипликативных помех и их смеси.

Импульсная помеха описывается следующим выражением :

$$\mathbf{n}_{imp}(t_i) = \begin{cases} \mathbf{n}_p, & \text{с вероятностью } P_p \\ \mathbf{n}_n, & \text{с вероятностью } P_n \\ \mathbf{0}, & \text{с вероятностью } 1 - P_p - P_n \end{cases}, \quad (6)$$

где значения \mathbf{n}_p и $\mathbf{n}_n (\mathbf{n}_p > \mathbf{0}, \mathbf{n}_n > \mathbf{0})$ значительно больше, чем

$$\sqrt{\sigma_0^2 + k_0 \max(\sigma^2(\mathbf{S}(t)))}.$$

Динамические ошибки на выходе рассмотренных нелинейных фильтров [2,3], аппроксимируются выражениями

$$\Delta^W \approx 0.9 \cdot \Delta'; \quad (7)$$

$$\Delta^H \approx 0.85 \cdot \Delta'; \quad (8)$$

$$\Delta^\alpha \approx 0.6 \cdot \Delta', \quad (9)$$

где $\Delta^W, \Delta^H, \Delta^\alpha, \Delta'$ соответственно динамические ошибки на выходе фильтров Вилкоксона, Ходжеса - Лемана, α - урезанного и линейного усредняющего.

Учитывая, что динамические ошибки линейного фильтра зависят от размера скользящего окна, увеличиваясь по мере возрастания N (числа отсчетов), аналогичная тенденция наблюдается и для нелинейных алгоритмов фильтрации с заданной структурой. В то же время способность фильтров, как линейных, так и нелинейных, подавлять флуктуационные помехи с ростом N улучшается. Однако, если для линейных фильтров эффективность

подавления шума и N связаны прямо пропорционально, то для нелинейных такая зависимость имеет место не всегда [4]. Эффективность оказывается зависящей от угла наклона для линейно изменяющихся участков сигнала, точнее от соотношения $\Delta S/\sigma$, где $\Delta S = S'(ti)\Delta t$. Причем при $\Delta S/\sigma_0 > 4$ медианный фильтр практически не подавляет помехи, поскольку зашумленный сигнал становится его стабильной точкой. Именно это свойство является важным фактором в пользу использования иных нелинейных алгоритмов вторичной обработки - фильтров Вилкоксона, Ходжеса - Лемана, α -урезанных, L - фильтров и т. д., для которых зависимость эффективности подавления помех в гораздо меньшей степени определяется соотношением $\Delta S/\sigma$ и улучшается по мере роста N почти пропорционально этому параметру. Робастные свойства этих алгоритмов при $N > 7$, как правило, достаточны для успешного функционирования при наличии выбросов.

Таким образом, увеличение N приводит к возрастанию динамических ошибок и уменьшению остаточных флуктуаций в выходном сигнале. Поэтому при неизвестном поведении информационного сигнала и уровне помех выбор оптимального нелинейного однопроходного фильтра проблематичен. Предлагается использовать принцип локальной адаптации, заключаемый в «оценивании» свойств сигналов и помех для окрестности каждого отсчета на основе «анализа» значений параметра адаптации и выборе фильтра с минимальной суммарной ошибкой для вторичной обработки сигнала. Одним из важнейших параметров адаптации является Z - параметр [4]

$$Z_i = \frac{\sum_{r=-k}^k X_{i+r}^f - U_{i+r}}{\sum_{r=-k}^k |X_{i+r}^f - U_{i+r}|}, \quad (10)$$

где X_{i+r}^f - выходной сигнал промежуточного фильтра со «средними» динамическими и статистическими характеристиками.

В работе [3] дано теоретическое обоснование для оптимального выбора размера апертуры N_i фильтра Вилкоксона, осуществляемое сравнением $|Z_i|$ с несколькими порогами. Недостаток этого алгоритма состоит в следующем. Большие значения $|z_i|$, при которых рекомендуется использовать фильтр Вилкоксона с $N = 5$, могут наблюдаться как на участках с большими динамическими ошибками промежуточного фильтра, т.е. с резкими из-

менениями сигнала, так и при наличии одного или нескольких выбросов. Но фильтр Вилкоксона с $N = 5$ не способен устранить два выброса с одним знаком. Поэтому при $|z_i| > Z_{tmax}$, где Z_{tmax} - максимальный порог, следует использовать обычный медианный фильтр с $N = 5$ или $N = 7$. Вторым недостатком фильтра Вилкоксона - это его низкое быстродействие. Поэтому ниже рассмотрим возможность либо при тех же порогах Z_{tq} использовать фильтры Ходжеса - Лемана вместо фильтров Вилкоксона с теми же апертурами, либо α - урезанные фильтры с теми же апертурами, но смещением порогов Z_{tq} в сторону увеличения.

Конкретизируем условия, при которых проведем численное моделирование. В качестве промежуточного фильтра используем фильтры Вилкоксона (**В**), Ходжеса - Лемана (**Х**) и α - урезанный (α) с $N = 9$ для применения этих алгоритмов в качестве компонент адаптивного фильтра. $N_{min} = 5$, $N_{max} = 13$, пороги равны 0,15 и 0,35 для первых двух случаев и 0,20 и 0,40 для последнего. Варьировалась дисперсия аддитивных помех σ_0 и P_i , k_0 полагали равным 0. Эффективность фильтрации оценивали по интегральной дисперсии остаточной ошибки, ее значения рассчитывались как для адаптивного фильтра, так и для каждой из компонент, т.е. однопроходных фильтров с разными апертурами: χ_5 , χ_9 и χ_{13} . Результаты численного моделирования сведены в таблицу 1.

Таблица 1 - Результаты численного моделирования

σ_0^2	P_i	Компонентные фильтры	χ_5	χ_9	χ_{13}	$\chi_{ад.}$
0,001	0	В	0,00026	0,00037	0,00104	0,00022
0,003	0	В	0,00070	0,00062	0,00123	0,00055
0,001	0,01	В+медиан.(5)	0,00050	0,00049	0,00116	0,00051
0,003	0,01	В+медиан.(5)	0,00098	0,00076	0,00136	0,00095
0,001	0	Х	0,00026	0,00036	0,00090	0,00023
0,003	0	Х	0,00070	0,00064	0,00121	0,00057
0,001	0,01	Х+медиан.(5)	0,00061	0,00050	0,00107	0,00049
0,003	0,01	Х+медиан.(5)	0,00100	0,00081	0,00137	0,00099
0,001	0	α	0,00026	0,00020	0,00027	0,00020
0,003	0	α	0,00076	0,00050	0,00050	0,00051
0,001	0,01	α +медиан.(5)	0,00047	0,00029	0,00042	0,00040
0,003	0,01	α +медиан.(5)	0,00087	0,00063	0,00066	0,00071

Как видно из анализа результатов, адаптивный алгоритм в большинстве ситуаций обеспечивает наилучшую эффективность обработки, в редких случаях лишь немного проигрывая наилучшему из однопроходных фильтров, причем это имеет место при значительных изменениях свойств помех. Замена фильтра Вилкоксона фильтром Ходжеса - Лемана практически не ощущается на результатах, но при этом выигрыш в быстродействии ощутим. Использование α - урезанных фильтров приводит к еще более значительному выигрышу в быстродействии, при этом эффективность второй обработки иногда даже возрастает.

На основе результатов для набора тестовых сигналов получены выражения, позволяющие предсказывать уровень ошибок выходных сигналов нелинейных фильтров, оценивать их, используя Z - параметры, и осуществлять локально-адаптивную обработку, получая при этом низкий уровень интегральных ошибок. Указанные свойства неадаптивных и адаптивных фильтров, а также Z - параметров проиллюстрированы и количественно подтверждены для тестовых сигналов, искаженных различными видами помех. Дополнительными преимуществами предложенных алгоритмов являются их робастность, т.е. способность функционировать в условиях воздействия разнообразных помех и ограниченных априорных сведений о характеристиках сигналов и шумов, высокое быстродействие и реализуемость с помощью стандартных цифровых блоков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pitas I., A.N. Venetsanopoulos A.N. Nonlinear Digital Filters: Principles and Application, Kluwer Academic Publisher, 1990. - 382 p.
2. Лукин В.В., Погребняк А.В. Устойчивые алгоритмы фильтрации оценок пространственных координат движущихся объектов // Космическая наука и техника: Сб. научно - техн. ст., вып. 7.- К.: Наукова думка, 1993. - С. 60 - 63.
3. Зеленский А.А., Лукин В.В., Погребняк А.Б. Локально - адаптивные алгоритмы устойчивой фильтрации информационных данных // Функционирование радиотехнических систем в условиях негауссовских помех: Сб. научно - техн. тр. - М: МТИ, 1992. - С. 45 - 53.
4. Willner K., Kuosmanen P., Lukin V., Pogrebniak A. Nonlinear filters and rapidly increasing/decreasing signals corrupted with noise // CD-ROM Proc. of NSIP'97, Michigan, USA, Sept. 1997, 4 p.