

УДК 621.397.13

В.М. Исквйв ст. преподаватель

Севастопольский национальный технический университет,

Студгородок, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: iskiv@mail.ru

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ВИДЕОСИГНАЛОВ

Предложен метод адаптивной фильтрации видеосигнала, предназначенный для повышения отношения сигнал – шум. Разработана структурная схема устройства, реализующего предложенный метод. Приведены результаты расчета эффективности работы предлагаемого устройства. Показаны возможные области применения.

В современных телевизионных системах для повышения качества изображения используется последетекторная обработка видеосигнала. Наибольший выигрыш в отношении сигнал – шум за счет наиболее полного соответствия спектру видеосигнала обеспечивают гребенчатые фильтры. АЧХ таких фильтров содержит большое количество максимумов, отстоящих друг от друга на значение строчной или кадровой частоты. Структурная схема такого фильтра изображена на рисунке 1.

Нормированная амплитудно-частотная характеристика такого фильтра имеет вид

$$K_{\text{гф}}(\Omega) = \frac{1 - b}{\sqrt{1 + b^2 - 2b \cdot \cos(\Omega T)}},$$

где Ω – частота; $b = 0 \dots 1$ – коэффициент передачи цепи обратной связи (линия задержки и усилитель); T – время задержки в линии задержки.

Выигрыш в отношении сигнал – шум, обеспечиваемый таким фильтром, можно определить по формуле:

$$B_{\text{гф}} = \frac{\int_0^{F_g} G_{\text{ш}}(F) dF}{\int_0^{F_g} K_{\text{гф}}^2(F) \cdot G_{\text{ш}}(F) dF},$$

где $G_{\text{ш}}(F)$ – спектральная плотность мощности шума на входе фильтра (то есть на выходе демодулятора).

Величина получаемого выигрыша зависит от модели шума. В случае нормального белого шума при выборе коэффициента передачи цепи обратной связи $b=0,9$ получаем выигрыш $B_{\text{гф}}=7,5$ дБ.

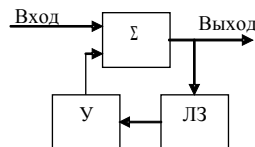


Рисунок 1 – Структурная схема гребенчатого фильтра:
Σ – сумматор; У – усилитель; ЛЗ – линия задержки

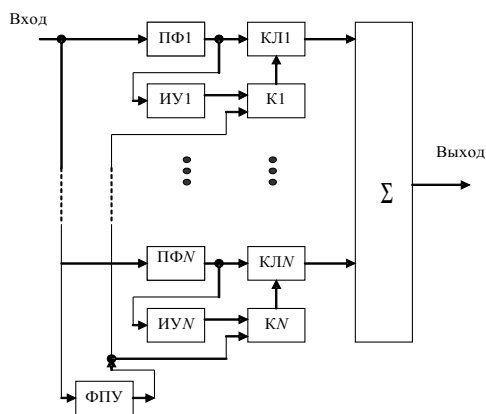
Однако данный фильтр не учитывает тот факт, что спектр реального видеосигнала изменяется во времени в соответствии с передаваемым изображением. Кроме того, известно, что спектр среднестатистического телевизионного видеосигнала сосредоточен в области частот до 1 МГц. Очевидно, что, исключив из общего спектра неинформативные участки, можно, не уменьшая уровень сигнала, уменьшить уровень шума, и за счет этого получить выигрыш в отношении сигнал – шум. Исходя из этого, предлагается для дополнительной последетекторной обработки видеосигнала ввести в схему многоканальный адаптивный фильтр видеосигнала, сходного по принципу действия с многоканальным пороговым шумоподавителем, применяемым в профессиональной аналоговой аудиозаписи. Структурная схема адаптивного фильтра видеосигнала показана на рисунке 2.

На этом рисунке приняты следующие обозначения: ПФ – полосовой фильтр; ИУ – измеритель уровня сигнала; КЛ – ключ; К – компаратор; ФПУ – формирователь порогового уровня; $1, 2 \dots N$ – номер канала.

Формирователь порогового уровня на основе анализа общего уровня сигнала в тракте вырабатывает некоторый пороговый уровень, который в каждом канале сравнивается с помощью компаратора К с уровнем сигнала, измеренным с помощью измерителя уровня ИУ. Управляющий сигнал с выхода компаратора включает или выключает ключ КЛ, который пропускает, или не пропускает на выход сигнал соответствующей частотной полосы. Выходы ключей всех каналов нагружены на сумматор, который складывает сигналы, соответствующие информативным участкам спектра.

говый
вень
жен
баты-
исходя
лиза
шения
– шум.
этого
ходимо
брать
частот-
диапа-
свобод-
спек-
ных со-

Рисунок 2 – Структурная схема адаптивного фильтра видеосигнала



Поро-
уро-
дол-
выра-
ваться
из ана-
отно-
сигнал
Для необ-
вы-
полосу
ного
зона,
ную от
траль-
став-

ляющих полезного сигнала (например выше его верхней частоты) и измерить в этой полосе уровень шума. Далее, исходя из выбранной модели

шума, можно рассчитать мощность шума в полосе частот полезного сигнала и отношение сигнал – шум.

Отдельно следует остановиться на выборе значения порога. Если порог выбрать слишком низким, то увеличится вероятность того, что шум в частотном канале может быть принят за полезный сигнал и пропущен на выход фильтра. Если же порог выбрать чрезмерно высоким, то возможны искажения сигнала, вызванные исключением из спектра сигнала компонент с малым уровнем. Для решения указанного противоречия целесообразно уровень порога сделать регулируемым, и выбирать его, исходя из качества получаемого сигнала.

Если в качестве модели используется нормальный белый шум, то выигрыш, получаемый от адаптивного фильтра можно определить по формуле:

$$B_{\text{АФ}} = \frac{\Pi}{n \cdot \Delta \Pi},$$

где n – количество одновременно включенных частотных каналов; Π – общая полоса анализируемых частот; $\Delta \Pi$ – полоса частот каждого канала.

Из этой формулы следует, что максимально достижимый выигрыш зависит от количества частотных каналов. Кроме того, получаемый выигрыш зависит от текущего спектра сигнала и, следовательно, носит статистический характер.

В первом частотном канале вместо полосового фильтра можно применить фильтр нижних частот. Кроме того, к канальным фильтрам предъявляется ряд специфических требований, а именно:

- для обеспечения равномерности совместной АЧХ, амплитудно-частотные характеристики соседних каналов должны пересекаться на уровне – 3 дБ;
- для обеспечения линейности совместной ФЧХ, фазочастотные характеристики соседних каналов должны на совместной границе полос пропускания отличаться на целое число полных периодов ($2\pi n$ где n целое);
- групповое время задержки в фильтрах каналов должно быть одинаковым.

Для выполнения всех этих требований в канальные фильтры необходимо ввести звенья фазовой коррекции. Специфических требований по выбору полосы пропускания нет.

Выигрыш, получаемый от такого адаптивного фильтра, можно определить аналогично гребенчатому фильтру по формуле:

$$B_{\text{АФ}} = \frac{\int_0^{F_b} G_{\text{ш}}(F) dF}{\int_0^{F_b} K_{\text{АФ}}^2(F) \cdot G_{\text{ш}}(F) dF}.$$

Максимальное значение выигрыша получится в том случае, если весь спектр видеосигнала сосредоточен в полосе пропускания фильтра нижних частот первого частотного канала, то есть в полосе частот $0 \dots F_1$. В этом случае максимальный выигрыш равен:

$$B_{\text{АФмакс}} = \frac{\int_0^{F_b} G_{\text{ш}}(F) dF}{\int_0^{F_1} G_{\text{ш}}(F) dF}.$$

Если выбрать частоту среза этого фильтра $F_1 = 500$ кГц и в качестве модели принять нормальный белый шум, то величина выигрыша адаптивного фильтра составит $B_{\text{АФмакс}} = 10$ дБ для видеосигнала стандарта *PAL* и 13 дБ для стандарта *SECAM*.

Если видеосигнал получен с выхода ЧМ детектора тюнера спутникового телевидения или приемника радиорелейной линии, то спектр шума на выходе такого детектора не равномерный, и является функцией отношения сигнал – шум на входе детектора. В общем случае спектр шума на выходе ЧМ демодулятора можно определить по формуле

$$G_{\text{ш}}(F) = (1 - e^{-\rho})^2 \cdot (2\pi F)^2 \exp\left(-\pi \frac{F^2}{\Pi^2}\right) + e^{-\rho} \sqrt{2\pi}^2 \Pi \sum_{n=1}^{\infty} n^{-\frac{3}{2}} \exp\left[-\frac{\pi}{2n} \left(\frac{F}{\Pi}\right)^2\right],$$

где ρ – отношение сигнал – шум на входе ЧМ демодулятора; Π – полоса пропускания фильтра промежуточной частоты, предшествующего ЧМ демодулятору.

В нормальном режиме работы отношение сигнал – шум на входе ЧМ демодулятора должно быть выше порога демодулятора, который для стандартных демодуляторов составляет 10...15 дБ. При $\rho > 10$ спектр шума принимает параболический вид (спектральная плотность мощности шума прямо пропорциональна квадрату частоты).

Примем полосу пропускания УПЧ равной 30 МГц, а отношение сигнал – шум на входе демодулятора равным 20 (13 дБ). При полосе пропускания ФНЧ равной $F_1 = 500$ кГц (12 фильтров с равными полосами пропускания) максимально достижимый выигрыш достигает 28 дБ, при $F_1 = 600$ кГц (10 фильтров с равными полосами пропускания) максимально достижимый вы-

игрыш достигает 27 дБ, а при $F_1=1$ МГц (5 фильтров с равными полосами пропускания) максимально достижимый выигрыш достигает 21 дБ.

Указанные значения являются максимальными и в реальных условиях величина получаемого выигрыша будет меньше. При этом, чем более спектр сигнала насыщен спектральными составляющими, тем меньше выигрыш, получаемый от адаптивного фильтра. Однако такой спектр соответствует изображению, содержащему множество мелких деталей, на фоне которых шум менее заметен.

Если сравнить полосу пропускания одного канала предлагаемого фильтра со спектром видеосигнала, то можно увидеть, что в пределах полосы одного канала размещается большое количество спектральных составляющих видеосигнала. Следовательно выходной сигнал адаптивного фильтра можно дополнительно обработать гребенчатым фильтром для получения дополнительного выигрыша.

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

- использование фильтров изменяющих форму своей АЧХ в соответствии с текущим спектром видеосигнала позволяет получить выигрыш в отношении сигнал – шум сравнимый, или даже больший, чем выигрыш от использования гребенчатых фильтров;
- получаемый выигрыш имеет статистический характер и зависит от характера передаваемого телевизионного сообщения;
- возможна совместная работа адаптивного фильтра и гребенчатого фильтра, при этом суммарный выигрыш будет больше;
- применение адаптивной фильтрации видеосигнала особенно эффективно при использовании в составе систем передачи телевизионных сигналов методом частотной модуляции (аналоговое спутниковое телевидение или радиорелейные линии передачи телевизионных сигналов).

В качестве задачи дальнейшего исследования следует рассмотреть возможность автоматизации выбора порогового уровня, а также возможность совместной работы предлагаемого устройства с устройствами цифровой обработки видеосигналов.

Библиографический список

1. Новаковский С.В. Новые системы телевидения. Цифровые методы обработки видеосигналов / С.В. Новаковский, А.В. Котельников. – М.: Радио и связь, 1992. — 88 с.
2. Сманцер А.Н. Передача сигналов телевидения по РРЛ /А.Н. Сманцер, А.М. Шендерович, Н.З. Стрижевский. – М.: Радио и связь, 1983. — 216 с.
3. Системы спутниковой связи: Учеб. Пособие для вузов / А.М. Бонч-Бруевич, В.Л. Быков, Л.Я. Кантор, И.С. Поволоцкий — М.: Радио и связь, 1992. — 224 с.

Поступила в редакцию 22.03.2005 г.