

ПОДАВЛЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВОГО СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА В УСТРОЙСТВАХ БЫСТРОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Бабинцев В.В., Прозоров Д.Е.

Вятский государственный университет
610000, г. Киров, ул. Московская, 36, E-mail: res@riac.ru

Реферат: Предложен метод защиты от гармонических помех устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов на основе применения цифрового сглаживающего фильтра.

В настоящее время широкое распространение получили системы передачи информации (СПИ), использующие шумоподобные сигналы (ШПС) на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП). При этом возникает проблема быстрого установления кодовой синхронизации в приемном устройстве (ПУ). Действенным решением является использование ПУ на основе адаптивного алгоритма нелинейной фильтрации ШПС [1], что доказали результаты исследования ПУ в условиях действия белого гауссовского шума.

В реальных СПИ кроме собственного шума на входе ПУ могут действовать помехи, различные по характеру и мощности, наиболее значительное влияние из которых оказывают мощные гармонические помехи (ГП).

Для повышения эффективности широко распространенного компенсационного метода, использующего структурные отличия ШПС и ГП, в [2] предложено решение, заключающееся в применении цифровых методов оценивания параметров мощной ГП. Несмотря на существенное снижение влияния ГП метод эффективен только для борьбы с мощными ГП. Также в случае действия более одной ГП либо ГП с периодом, близким к длительности элементарного импульса ПСП, существенно снижается точность оценивания параметров ГП.

Работа посвящена разработке и исследованию устройства борьбы с ГП, позволяющего преодолеть указанные недостатки. С этой целью предлагается для выделения ГП из принимаемой смеси использовать цифровой сглаживающий фильтр (ЦСФ) [3,4], основу которого составляет симметричный трансверсальный фильтр (рис.1) с откликом на входной сигнал

$$y_k = \frac{1}{2\Delta + 1} \sum_{l=k-\Delta}^{k+\Delta} x_l, \quad (1)$$

где k – номер такта, Δ – целое число, зависящее от размера фильтра M ($M = 2\Delta + 1$).

Импульсная характеристика ЦСФ имеет вид

$$h_l = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta + 1}, & l = k - \Delta, \dots, k, \dots, k + \Delta \\ 0, & |l - k| > \Delta \end{cases}. \quad (2)$$

Преобразование Фурье от h_l дает частотную характеристику фильтра

$$H(\omega) = \sum_{l=k-\Delta}^{k+\Delta} \frac{1}{2\Delta + 1} e^{-j\omega l T} = \frac{\sin \frac{2\Delta + 1}{2} \omega T}{(2\Delta + 1) \sin \frac{1}{2} \omega T} = \frac{\sin \frac{M}{2} \omega T}{M \sin \frac{1}{2} \omega T}, \quad (3)$$

где T – период дискретизации. Из формулы (3) следует, что если в сигнале имеются составляющие с частотой

$$\omega_v = \frac{2\pi v}{MT}; \quad (v = \overline{1, \Delta}), \quad (4)$$

то они полностью подавляются ЦСФ.

Структура устройства подавления ГП представлена на рис.1 и содержит $(2\Delta_0 + 1)$ элементов памяти, многоходовой сумматор, блок деления на константу $(2\Delta + 1)$, блок оценки частоты помехи $\hat{\omega}_n$ и блок вычитания оценки ГП из задержанного на Δ_0 тактов входного сигнала. Выход устройства подавления ГП подключен к ПУ быстрого поиска ШПС [1].

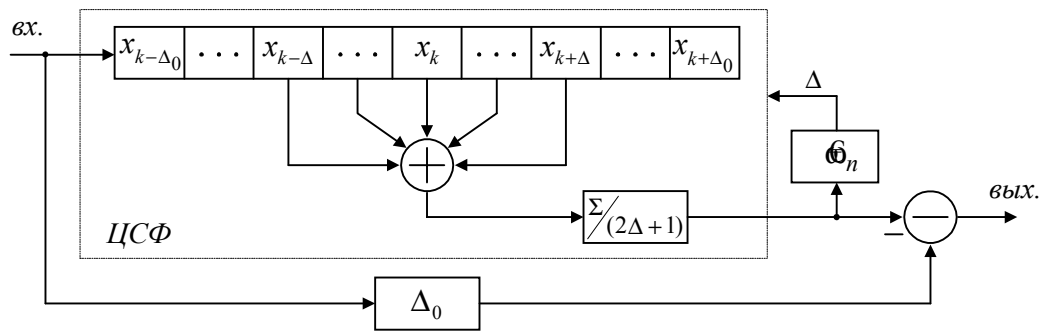


Рис.1.

В соответствии с формулой (4) составляющие на выходе ЦСФ с частотой $\omega \geq 2\pi/MT$ полностью или в значительной степени подавляются, что позволяет сформулировать условие эффективного выделения ГП: $\omega_n \ll \omega_v$.

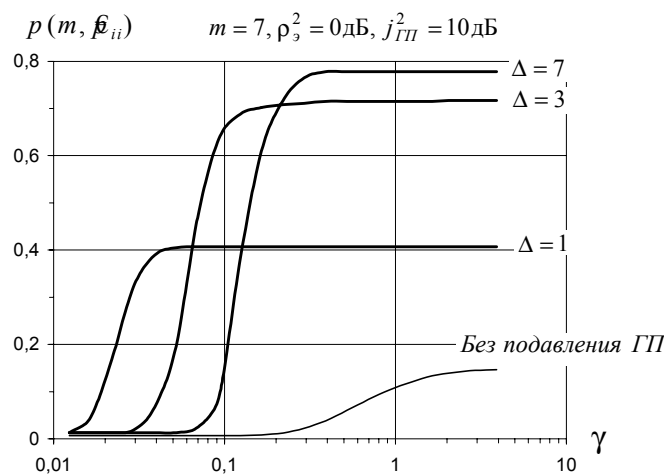


Рис.2.

Начальным условиям работы ЦСФ соответствует значение $M = 3$ ($\omega_v = 2\pi/3T$, где T - период следования элементов ПСП). По мере уточнения частоты ГП в блоке оценки частоты значение M может изменяться. Если априорно известна верхняя граничная частота $\omega_{n\max}$, то задержку Δ_0 можно найти из условия $\Delta_0 \leq \pi/\omega_{n\max}T$.

Введем обозначения: m - разрядность регистра опорной ПСП искомого ШПС с периодом LT ($L = 2^m - 1$), ρ_s^2 - отношение сигнал-шум по мощности, $j_{ГП}^2$ - отношение помеха-сигнал по мощности, γ - отношение полупериода ГП к длине ШПС.

В качестве меры оценки качества при моделировании устройства выбрана вероятность распознавания исходной m -значной кодовой комбинации $p(m, \mathbf{f}_{ii})$.

На рис.2 помещены графики зависимости вероятности распознавания $p(m, \mathbf{f}_{ii})$ от значения γ при различных значениях величины Δ . Тонкой линией обозначена кривая при работе ПУ без мер защиты от ГП.

Анализ зависимостей рис.2 показывает, что эффективность работы ЦСФ зависит от выбора значения Δ , особенно при малых значениях γ . Очевидно, что выбор Δ должен быть адаптивным в отношении периода ГП.

На рис.3 показана зависимость вероятности распознавания $p(m, \mathbf{f}_{ii})$ от мощности шума для $j_{ГП}^2 = 0$ и 9 дБ при $m = 7, \gamma = 0,25$. Пунктирной линией показана кривая, соответствующая отсутствию действия ГП.

Анализ графиков показывает, что работа ЦСФ слабо зависит от мощности ГП и интенсивности шума. Потери после компенсации ГП не превышают одного дБ, то есть использование ЦСФ дает значительный выигрыш в отношении помеха-сигнал.

На рис.4 показана зависимость вероятности распознавания $p(m, \hat{f}_{ii})$ от интенсивности ГП при $m = 7$, $\rho_3^2 = 0$ дБ, $\gamma = 0,25$. Отметим, что применение ЦСФ эффективно, начиная с $j_{ГП}^2 = -8$ дБ и слабо зависит от мощности ГП.

Моделирование подтвердило высокую эффективность адаптивного ЦСФ в условиях действия на входе нескольких ГП различной мощности и частоты. Кроме того устройство способно подавлять вновь появляющиеся ГП без предварительного исследования помеховой обстановки, измерения и накопления статистических данных о ГП.

В рассмотренном ЦСФ основным узлом, определяющим аппаратные затраты и быстродействие, является FIR фильтр. Для реализации устройства с использованием PLD семейств FLEX6000 или SPARTAN при производительности 80 MSPS потребуется 960 LEs, из которых 600 логических элементов необходимо для построения восьмиразрядного FIR фильтра шестнадцатого порядка. Повысить производительность устройства в три раза при снижении числа логических элементов в два раза позволяет использование PLD семейства Mercuru.

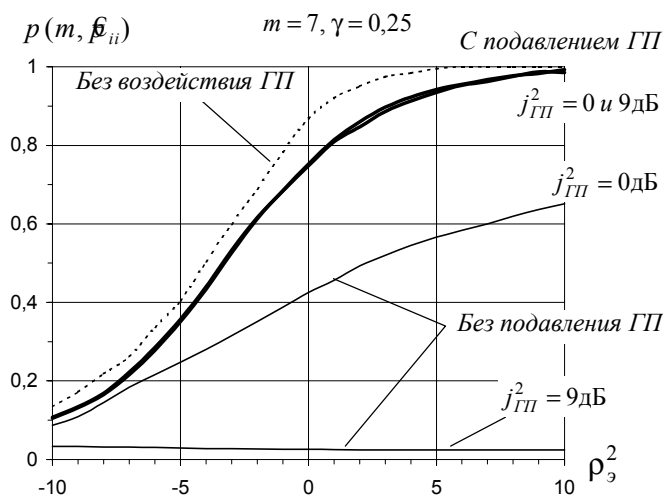


Рис.3.

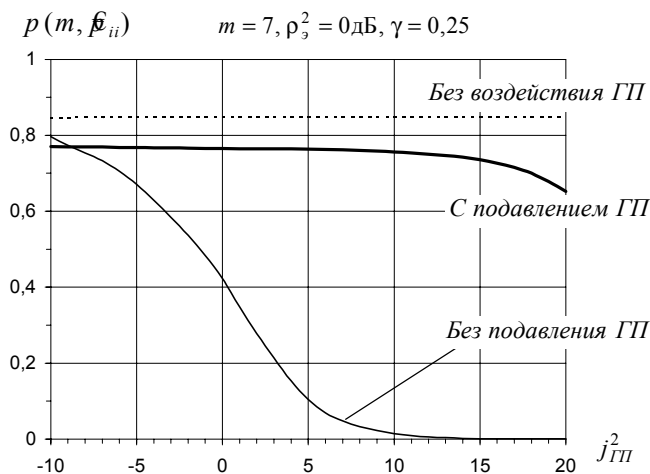


Рис.4.

Литература

1. Петров Е.П., Частиков А.В., Мильчаков Д.Л. Адаптивный поиск псевдослучайных сигналов, сформированных на основе двоичных рекуррентных последовательностей символов / Вятск. госуд. техн. ун-т.- Киров, 1996.-16 с. - Деп. в ВИНТИ 10.09.96, № 2787-В96.
2. Частиков А.В. Метод подавления гармонической помехи в нелинейном устройстве быстрого поиска шумоподобных сигналов. // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиолокация. - М.: МГТУ ГА - 2001. - Вып. 36. - С. 43-47.
3. Омура Т., Татибана Я. Адаптивный цифровой фильтр для подавления гармонического шума // Дэнси цусин гаккай ромбунси, 1981, v.64, № 9, p. 767-774.
4. Прозоров Д.Е., Петров И.Е. Адаптивное подавление гармонических помех в системах связи с шумоподобными сигналами. // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем: Сб. тр. III Всерос. НПК - Ульяновск, 2001 г., с.108-110.



SUPPRESSION OF HARMONICAL INTERFERENCE WITH THE DIGITAL SMOOTHING FILTER IN EQUIPMENT OF FAST SEARCH OF PSEUDONOISE SIGNALS

Babintsev V., Prozorov D.

Vyatka state university
36, st. Moscow, Kirov, 610000, E-mail: res@riac.ru

The communication systems using pseudonoise signals (PNS) are subject to action of harmonical interference (HI). In [1] the compensation method of struggle against powerful HI is offered. This method is based on digital estimation parameters of HI. Because of decreasing accuracy of a parameter estimation HI with operating several HI the efficiency of a method is descended. It is fair even at small intensity of interferences.

To overcome lacks it is offered for distinction HI from a received mixture to use a digital smoothing filter (DSF) [2,3]. The main unit of DSF is the FIR filter (fig. 1).

Criterion of quality is the probability of recognition of an initial m -character code pattern $p(m, \hat{p}_{ii})$.

In a fig. 2 the relation of probability of recognition $p(m, \hat{p}_{ii})$ from power HI is shown ($m = 7$; $\rho_e^2 = 0$ dB; $\gamma = 0,25$; where m - register capacity required PNS, ρ_e^2 - the signal-to-noise ratio, j_{HI}^2 - the interference-to-signal ratio, γ - the half-cycle of HI to length of PNS ratio).

The analysis of results of modelling has shown, that the device effectively works in a wide range intensity of HI and noise. Characteristics substantially depend on a choice of value Δ , especially at small values of γ . At action of several HI various power and frequency overall performance of the digital smoothing filter is reduced insignificantly. Losses after compensation of HI do not exceed 1-3 dB.

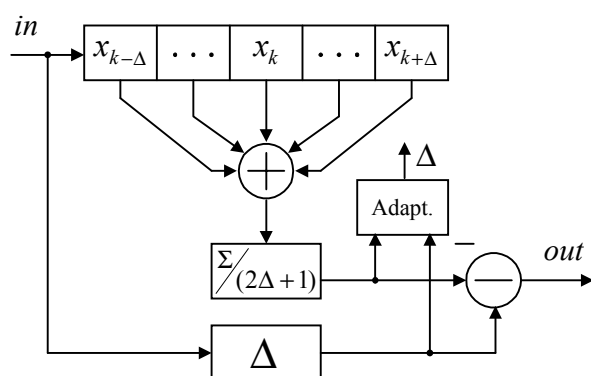


Fig.1.

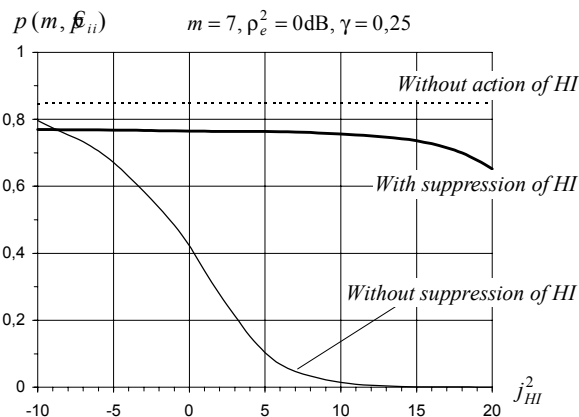


Fig.2.

References

1. Частиков А.В. Метод подавления гармонической помехи в нелинейном устройстве быстрого поиска шумоподобных сигналов. // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиолокация. - М.: МГТУ ГА - 2001. - Вып. 36. - С. 43-47.
2. Омута Т., Татибана Я. Адаптивный цифровой фильтр для подавления гармонического шума // Дэнси цусин гаккай ромбунси, 1981, v.64, № 9, p. 767-774.
3. Прозоров Д.Е., Петров И.Е. Адаптивное подавление гармонических помех в системах связи с шумоподобными сигналами. // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем: Сб. тр. III Всерос. НПК - Ульяновск, 2001 г., с.108-110.