

БЛОК ЗАЩИТЫ ОТ ПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Бабинцев В.В., Петров И.Е., Частиков А.В.

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

Реферат: Разработан блок защиты от подобных помех устройства быстрого поиска шумоподобных сигналов, построенных на псевдослучайных последовательностях максимального периода.

1. В связи с наблюдающейся тенденцией применения в системах передачи информации (СПИ) длинных псевдослучайных последовательностей (ПСП) для формирования шумоподобных сигналов (ШПС), возрастает актуальность проблемы сокращения времени установления кодовой синхронизации искомого ШПС с приемным устройством (ПУ) [1].

Один из вариантов решения задачи предложен в [2], где на основе представления двоичной рекуррентной ПСП максимального периода сложной цепью Маркова с двумя равновероятными состояниями и использования теории условных марковских процессов получены уравнения нелинейной фильтрации ШПС. Результаты исследований [3] помехоустойчивости синтезированного в соответствии с уравнениями адаптивного ПУ с нелинейным фильтром (НФ) в условиях действия белого гауссовского шума показали более высокую эффективность поиска бинарных ШПС, чем в аналогичных устройствах быстрого поиска ШПС.

В реальных СПИ на входе кроме собственного шума ПУ действуют помехи, различные по характеру и мощности. Установлено [4,5], что устройства быстрого поиска ШПС наиболее подвержены действию мощных структурных помех, подобных полезному сигналу и поэтому называемых в литературе подобными помехами (ПП). В данных работах также отмечается, что в цифровых СПИ с ШПС практически отсутствуют эффективные методы борьбы с ПП. Нашедший распространение компенсационный метод подавления [6], основанный на выделении ПП с помощью полосового фильтра и амплитудного ограничения, из-за низкой точности оценки структуры ПП не позволяет добиться надежной компенсации ПП.

2. Работа посвящена разработке блока защиты от ПП адаптивного ПУ с НФ при совместном действии на входе искомого ШПС, мощных ПП и белого гауссовского шума. Поставленная цель - максимально использовать для борьбы с ПП особенности генерации и обработки ПСП в цифровой форме. Результаты получены для случая, когда ПП представляют собой ШПС, построенные на рекуррентных ПСП максимального периода с правилами формирования, отличными от правил формирования ПСП искомого ШПС.

Учитывая, что искомый ШПС и ПП независимы и используя результаты синтеза ПУ с НФ для поиска ШПС [2,3], построенных на двоичных рекуррентных ПСП, по аналогии получены уравнения совместной фильтрации искомого ШПС и ПП

$$u_{k+1}^{\Sigma} = [f_{k+1}(\Phi_1) - f_{k+1}(\Phi_2)] + \hat{u}_k + z(\hat{u}_k, \hat{p}_{ii}) + \sum_{q=1}^Q \left\{ [f_{q(k+1)}(\Phi_1) - f_{q(k+1)}(\Phi_2)] + \hat{u}_{qk} + z_q(\hat{u}_{qk}, \hat{p}_{qii}) \right\},$$

где u_{k+1} , $u_{q(k+1)}$ - логарифмы отношения апостериорных вероятностей дискретного параметра ШПС и q -й ПП соответственно; $f_{k+1}(\Phi_i)$, $f_{q(k+1)}(\Phi_i)$ ($i=1,2$) - логарифмы функции правдоподобия дискретного параметра ШПС и q -й ПП соответственно; \hat{u}_k , \hat{u}_{qk} - экстраполированные на такт оценки значений u_{k+1} ; $u_{q(k+1)}$ (знаки \hat{u}_k и \hat{u}_{qk} однозначно определяются комбинацией принятых символов, записанных в регистры сдвига генератора опорной ПСП и опорной q -й ПП). Характерной особенностью уравнения фильтрации дискретного параметра ШПС является наличие слагаемых $z(\hat{u}_k, \hat{p}_{ii})$ и $z_q(\hat{u}_{qk}, \hat{p}_{qii})$, включающих в себя всю априорную информацию о статистике дискретного параметра искомого ШПС и ПП, а p_{ij} , p_{qij} ($i, j = 1, 2$) - элементы матрицы вероятности переходов за один такт дискретного параметра ШПС и q -й ПП, принимающие значения \hat{p}_{ij} и \hat{p}_{qij} в результате адаптации.

Синтезированное в соответствии с уравнением ПУ с НФ для быстрого поиска ШПС с параллельными каналами оценивания параметров нескольких ПП и блоком их компенсации уже при числе ПП $Q=3...5$ представляет сложное для реализации устройство. Упрощения ПУ можно достичь

выбором тактики поочередного обнаружения и измерения параметров ПП, начиная с наиболее мощной ПП, и последующей ее компенсацией. Устройство (рис.1) состоит из канала поиска (КП) ШПС и блока защиты от ПП, основу которого составляет канал обнаружения и оценивания параметров (КОП) ПП. Базовый алгоритм работы ПУ реализуется цифровым сигнальным процессором (ЦСП), эмулирующего решающее устройство обнаружения и распознавания (определения коэффициентов \vec{a} порождающего полинома ПСП) искомого ШПС. Работу КОП координирует периферийный цифровой сигнальный процессор (ПЦСП), реализующий алгоритмы обнаружения, распознавания (определения коэффициентов \vec{a}_q порождающего полинома ПСП) и оценивания амплитуды q -й ПП.

В исходном состоянии включен режим поиска ПП. Наличие ПП фиксируется по превышению порога $U_{qпор}$ в ПЦСП, который после обнаружения ПП переходит в режим слежения, осуществляя оценку амплитуды ПП методом текущего усреднения. Затем в ПЦСП вырабатываются сигнал, который в соответствии с найденными коэффициентами порождающего полинома \vec{a}_q запускает генератор копии ПП (ГПП). Затем ПЦСП включает режим компенсации с помощью ключа К после чего на вычитающий вход сумматора Σ_2 начинают поступать оценки значений ПП. Перед включением режима компенсации параметр адаптации \hat{p}_{ij} в КП устанавливается в начальное значение $p_{ij}^H=0,5$. Исчезновение ПП определяется по уменьшению p_{qij} в КОП ниже порогового значения, что служит сигналом для переключения КОП в режим поиска ПП путем размыкания ключа К.

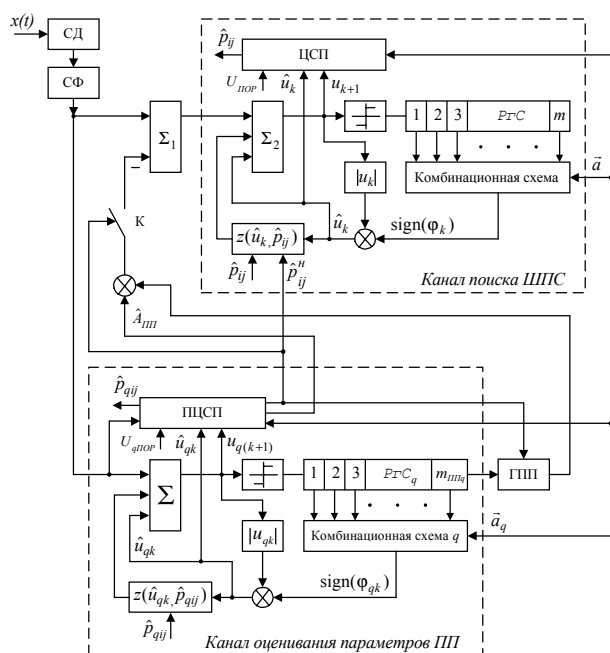


Рис.1. Структура ПУ с блоком защиты от ПП

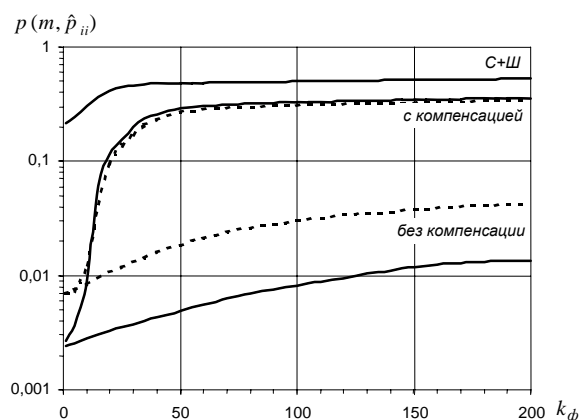


Рис.2. Зависимость изменения $p(m, \hat{p}_{ii})$ от числа тактов фильтрации k_ϕ

3. Качество работы ПУ с НФ оценивалось вероятностью распознавания m -значных комбинаций символов ПСП искомого ШПС $p(m, \hat{p}_{ii})$, оценки которых позволяют распознать ПСП и определить задержку ШПС относительно начальной m -значной комбинации. По результатам моделирования на рис.2 построены графики вероятности распознавания m -значных комбинаций символов ПСП искомого ШПС $p(m, \hat{p}_{ii})$ на выходе адаптивного ПУ с НФ без компенсации и с компенсацией ПП.

Моделирование проводилось при следующих условиях: а) для искомого ШПС степень порождающего полинома ПСП $m=9$, отношение сигнал-шум $\rho_s^2=-3$ дБ, б) для ПП степень порождающего полинома ПСП $m_{ПП}=7$; отношения помеха-сигнал $j_{ПП}^2=6$ дБ (пунктирная линия) и

$j_{III}^2 = 9$ дБ (сплошная линия). Для рассматриваемых случаев потери от действия ПП составляют 8 дБ при $j_{III}^2 = 6$ дБ и 14 дБ для $j_{III}^2 = 9$ дБ. За счет введения компенсации на основе оценивания структуры и амплитуды ПП потери снизились до 1,5-2 дБ.

4. Основным узлом устройства быстрого поиска и блока защиты от ПП является адаптивный НФ, который определяет основные затраты на их реализацию и оказывает решающее воздействие на скорость поиска ШПС и ПП. Оценим быстродействие и аппаратные затраты на реализацию адаптивного НФ. Для вычисления нелинейной функции выбран табличный способ реализации, при котором значения функции хранятся в ПЗУ. Сравнительные расчеты аппаратных затрат на реализацию адаптивного НФ на FPGA приведены ниже.

| Наименование элемента НФ | XC4000 | FLEX10K |
|---|--------|---------|
| 16-разр. сумматор на три входа, CLB | 18 | 32 |
| 16-разр. буферный регистр, CLB | 8 | 16 |
| 32-разр. регистр сдвига, CLB | 16 | 32 |
| 32 и 16-разр. мультиплексоры 2-1, CLB | 24 | - |
| 32-разр. сумматор по модулю 2, CLB | 6 | 12 |
| Комбинационная логика, CLB | 4 | 8 |
| Блок вычисления нелинейной функции $z(\hat{u}_k, \hat{p}_{ij})$, CLB | 192 | 40 |
| Блок адаптивного оценивания параметра p_{ij} | 40 | 55 |
| Итого, CLB | 308 | 195 |

Общее время задержки выходного отсчета в адаптивном НФ составляет

$$\tau = \tau_{сдв} + \tau_{mod2} + \tau_{бвнф} + \tau_{к} + \tau_{сум} + \tau_{ад}$$

где $\tau_{сдв}$ - задержка при сдвиге в РС; τ_{mod2} - время задержки в 32-входовом сумматоре по модулю два; $\tau_{к}$ - задержка переключения в ключах; $\tau_{бвнф}$ - время считывания значения нелинейной функции из ПЗУ; $\tau_{сум}$ - время суммирования в трехвходовом сумматоре с ускоренным переносом; $\tau_{ад}$ - время вычисления нового значения \hat{p}_{ij} .

Расчеты показали, что общее время задержки при реализации адаптивного НФ на FPGA семейства XC4000(-3) фирмы Xilinx составляет 80 нс, а на FPGA фирмы Altera FLEX10K(-3) - 68 нс. Добиться повышения скорости работы адаптивного НФ в два-три раза можно используя FPGA семейства XC4000 с задержкой менее 1 нс.

Литература

1. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи. - М.: Радио и связь, 1986. - 240 с.
2. Петров Е.П., Мильчаков Д.Л., Частиков А.В. Быстрый поиск двоичных псевдослучайных сигналов // Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи: Вестник ВВО АТН - Нижний Новгород. - 1999. - Вып. №1(6). - С. 148-157.
3. Петров Е.П., Частиков А.В. Исследование адаптивного устройства распознавания псевдослучайных последовательностей /Вятск. госуд. техн. ун-т. - Киров, 1996. - 25 с. - Деп. в ВИНТИ 06.11.96, № 3242-В96.
4. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами /Г.И.Тузov, В.А.Сивов, В.И.Прытков и др.; Под ред. Г.И.Тузova. - М.: Радио и связь, 1985. - 264 с.
5. Кудaeв В.С., Нехорошев Г.В., Волобуев А.Г. Последовательный поиск ШПС по задержке на фоне подобных помех // Сб. тр. V МНТК. - Воронеж, 1999. - В 3-х т., т. 1. - С. 596-600.
6. Baier P.W., Friederichs K.J. A nonlinear device to suppress strong interfering signals with arbitrary angle modulation in spread-spectrum receivers. // IEEE Trans. Commun., 1985, vol. COM-33, pp. 300-302.



THE BLOCK OF A PROTECTION AGAINST SIMILAR JAMMER

Babintsev V., Petrov I., Chastikov A.

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

The abstract: the block of a protection against similar jammer for the device of fast search of pseudonoise signals built on pseudo-random sequences of maximum period is developed.

1. It is established [1,2], that the device of fast search of pseudonoise signals (PNS) is very critical to presence jammers, similar (SJ) to a signal. It is marked [1,2], that in digital systems with PNS practically there are no effective methods of suppression of SJ.

2. The report is devoted to development of the block of a protection against SJ in an adaptive receiving device (RD) of PNS with a nonlinear filter (NF) [3]. PNS in combine with high-power SJ plus additive white Gaussian noise is present on an input. The basic purpose of development is the maximal use of advantages of digital signal processing. Let's suspect, that PNS and SJ are independent. We shell use results of synthesis RD with NF for search PNS [3], constructed on binary recurrent pseudo-random sequences (PRS). Let's write down the equations of a joint filtration

$$u_{k+1}^{\Sigma} = [f_{k+1}(\Phi_1) - f_{k+1}(\Phi_2)] + \hat{u}_k + z(\hat{u}_k, \hat{p}_{ii}) + \sum_{q=1}^Q \left\{ [f_{q(k+1)}(\Phi_1) - f_{q(k+1)}(\Phi_2)] + \hat{u}_{qk} + z_q(\hat{u}_{qn}, \hat{p}_{qii}) \right\}.$$

Synthesized RD with NF for fast search PNS with parallel path of parameters estimation SJ is very complex. We must simplify this device. With this purpose the serial detection and measurements of parameters SJ, was used, starting with the most powerful SJ. Next SJ is compensated. The block of protection is based on the path of detection of parameter of SJ. The basic algorithm of work RD is realized by the digital signal processor (DSP), emulating algorithm of recognition of PRS of a signal. The Operation of the path of search SJ is controlled by peripheral DSP, realizing algorithms of detection, recognition and estimation of amplitude of q -th SJ.

3. The simulation was made under following conditions: a) for PNS a degree of a generating polynomial PRS $m = 9$ signal-to-noise ratio $\rho_e^2 = -3$ dB, б) for SJ - $m_{SJ} = 7$; the jammer-to-signal ratio $j_{SJ}^2 = 6$ dB (dashed line) and $j_{SJ}^2 = 9$ dB (solid line). The losses from a presence of SJ ware 8 dB for $j_{SJ}^2 = 6$ dB and 14 dB for $j_{SJ}^2 = 9$ dB. At the expense of introduction of compensation on a basis of estimations of structure and amplitudes of SJ the loss have decreased up to 1,5-2 dB.

4. Basic unit of the considered devices is adaptive NF, which determines the basic costs of their realization and speed of search. The implementation adaptive NF with the use of FPGA requires: a) 308 CLB (XC4000), b) 195 CLB (FLEX10K). The counted general time of delay of output readout in adaptive NF at implementation on FPGA is in the range of: a) XC4000 (-3) - 80 ns, b) FLEX10K (-3) - 68 ns. The increasing of speed of work adaptive NF from two to three times is possible with using FPGA of family XC4000 with a delay less than 1 ns.

The bibliography

1. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами /Г.И.Тузов, В.А.Сивов, В.И.Прытков и др.; Под ред. Г.И.Тузова. - М.: Радио и связь, 1985. - 264 с.
2. Кудаев В.С., Нехорошев Г.В., Волобуев А.Г. Последовательный поиск ШПС по задержке на фоне подобных помех // Сб. тр. V МНТК. - Воронеж, 1999. - В 3-х т., т. 1. - С. 596-600.
3. Петров Е.П., Мильчаков Д.Л., Частиков А.В. Быстрый поиск двоичных псевдослучайных сигналов // Высокие технологии в радиоэлектронике, информатике и связи: Вестник ВВО АТН - Нижний Новгород. - 1999. - Вып. №1(6). - С. 148-157.