

КОМПЕНСАЦИЯ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ПАРАЗИТНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ В ЧМ-РАДИОУРОВНЕМЕРЕ

Болонин В.А., Витязев В.В., Гусинский И.С., Иванов С.В.

ООО «Контакт-1».

390010, г.Рязань, ГСП, пр.Шабулина, 18.

Тел.: (0912) 53-17-36; Факс: 21-42-18.

Реферат – Рассматривается метод компенсации паразитных низкочастотных составляющих в разностном сигнале ЧМ-радиоуровнемера. Показывается возможность использования алгоритмов адаптивной обработки сигналов и многоскоростной фильтрации для решения этой задачи.

Введение и постановка задачи. Методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов находят широкое применение во многих областях науки и техники, в том числе и в задачах радиолокации. В данном докладе рассматривается применение алгоритмов ЦОС в ЧМ-радиоуровнемере. Принцип работы такого уровнемера основан на оценивании значения дальности, исходя из информации о значении частоты разностного сигнала [1]. В действительности существуют мешающие факторы, которые значительно снижают точность оценки частоты данного сигнала. Одним из таких факторов является присутствие в разностном сигнале паразитных низкочастотных составляющих, вызванных остаточной несогласованностью элементов СВЧ-модуля. Эти составляющие являются аддитивными, и при строгом соблюдении линейного закона изменения частоты ЛЧМ-сигнала [1] представляют собой сумму гармоник, кратных частоте модуляции этого сигнала (обычно 50 Гц) плюс постоянную величину. Данное явление получило название паразитной амплитудной модуляции (ПАМ). Экспериментальные исследования показали, что наибольшее влияние на результаты измерения оказывают гармоники ПАМ с 1-й по 8-ю, расположенные в полосе до 400 Гц. В зависимости от различных факторов мощность ПАМ может как значительно превышать мощность полезного сигнала (в худшем случае), так и быть меньше ее. В случае, когда спектры полезного сигнала и ПАМ разнесены в частотной области, ПАМ можно отфильтровать при помощи обычного фильтра с постоянными параметрами, однако, если их спектры перекрываются, это сделать не удастся. Таким образом, необходимо решить задачу повышения соотношения полезный сигнал / ПАМ, если известно, что ПАМ представляет собой сумму гармоник, кратных 50 Гц в полосе до 400 Гц плюс постоянную составляющую, а полезный сигнал - узкополосный, и может находиться в области от 300 Гц до 10 кГц при частоте дискретизации 40 кГц.

Использование методов адаптивной фильтрации для компенсации ПАМ. Одним из способов решения поставленной задачи является использование адаптивного компенсатора помех [2]. Основопологающим принципом работы данного устройства служит то, что на вход адаптивного фильтра поступает эталонный сигнал, коррелированный с помехой. Этот сигнал фильтруется и вычитается из смеси полезного сигнала и помехи. В результате исходная помеха подавляется или значительно ослабляется. Для решения приведенной выше задачи предполагается, что обучающим сигналом для адаптивного фильтра должен служить непосредственно ПАМ. Поэтому настройка адаптивного фильтра на ПАМ возможна лишь в случае, когда спектры полезного сигнала и ПАМ разнесены в частотной области. Эталонный сигнал формируется на основе сведений о ПАМ. Априорно известно, что ПАМ представляет собой сумму гармоник, кратных частоте модуляции (50 Гц). Амплитуда и фаза этих гармоник неизвестна также, как и амплитуда постоянной составляющей. Поскольку известно, что наибольшее мешающее воздействие оказывают первые 8 гармоник ПАМ, то эталонный сигнал должен представлять собой сумму 8-ми гармоник в полосе 50 Гц – 400 Гц и постоянной величины. Принцип работы данного устройства компенсации следующий. Обучающий сигнал формируется при помощи низкочастотного формирующего фильтра. После обучения адаптивный фильтр из сигнала с эталонного источника образует сигнал, близкий к обучающему по критерию минимума среднеквадратической ошибки [3]. Компенсация происходит следующим образом. При далеко разнесенных спектрах полезного сигнала и ПАМ, из исходного сигнала целесообразнее вычитать обучающий, поскольку выходной сигнал адаптивного фильтра вычисляется с некоторой ошибкой. Если частота полезного сигнала приближается к диапазону частот ПАМ, решающее устройство вырабатывает сигнал, запрещающий дальнейшую адаптацию, и одновременно переключающий сигнал на входе вычитающего устройства с обучающего на выходной сигнал адаптивного фильтра. Сам адаптивный фильтр в это время работает как обычный фильтр с постоянными параметрами, настроенными на параметры обучающего сигнала. Моделирование показало, что на больших расстояниях соотношение сигнал / ПАМ составляет 40дБ, на малых расстояниях 20дБ при первоначальных –20дБ.

Для дальнейшей обработки сигнала биений необходимо соотношение сигнал / ПАМ не менее 40дБ, поэтому требуется усовершенствование компенсирующего устройства. При работе с моделью устройства было обнаружено, что в случае, когда обучающий и эталонный сигналы представляют собой односторонние сигналы, устройство обеспечивает требуемое подавление. При увеличении числа гармоник ошибка компенсации возрастает. В результате было принято решение усложнить структуру устройства компенсации так, как это показано на рис.1.

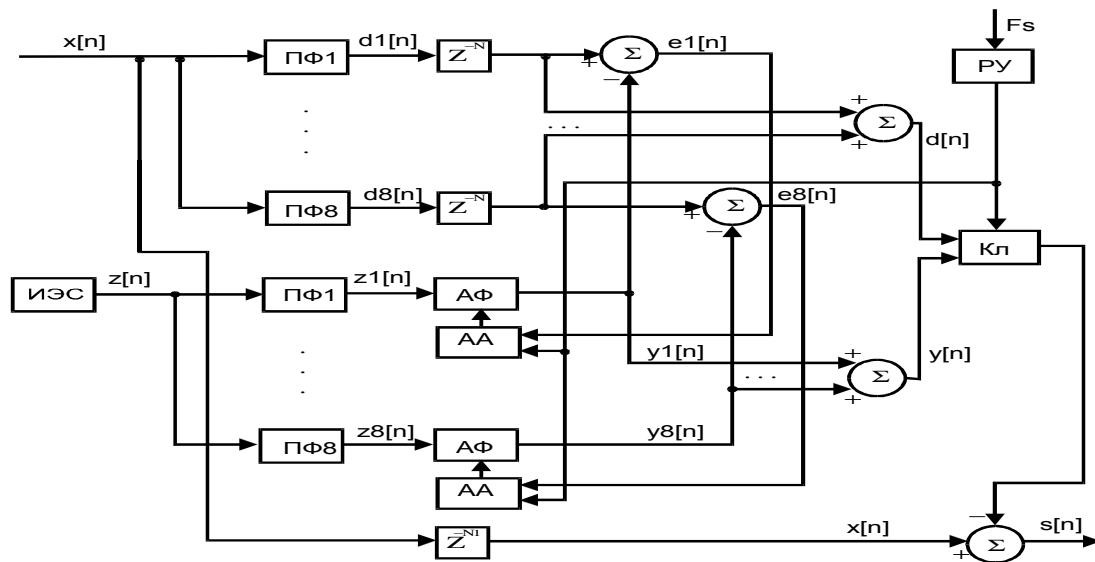


Рис.1. Структурная схема адаптивного устройства компенсации ПАМ.

На рисунке: $x[n]$ - входной сигнал, $d1[n] \div d8[n]$ – обучающие сигналы, $d[n]$ – суммарный обучающий сигнал, ПФ1 ÷ ПФ8 – набор полосовых фильтров, $e1[n] \div e8[n]$ – ошибки адаптации, РУ – решающее устройство, F_s – сигнал от измерителя частоты, ИЭС – источник эталонного сигнала, $z[n]$ – эталонный сигнал, АФ - адаптивный фильтр, АА – адаптивный алгоритм, $y1[n] \div y8[n]$ – выходные сигналы адаптивных фильтров, $y[n]$ – суммарный выходной сигнал набора адаптивных фильтров, Кл – ключевая схема, $s[n]$ – выходной сигнал устройства компенсации, Z^{-N} – задержка, обусловленная ПФ, Z^{-N1} – суммарная задержка, обусловленная ПФ и АФ.

В данной структуре обеспечивается разделение гармоник обучающего сигнала и эталонного сигнала при помощи набора полосовых фильтров (ПФ1 – ПФ8) и обработка каждой из них в отдельности при помощи набора адаптивных фильтров. Моделирование показало хорошие результаты в ослаблении ПАМ. Отношение сигнал / ПАМ в данном случае не ниже 40дБ как на больших, так и на малых расстояниях.

Рассмотрим пример, когда на вход устройства компенсации поступает смесь сигнала биений, соответствующего расстоянию 1.1м (частота 330 Гц), и ПАМ (см. рис. 2).

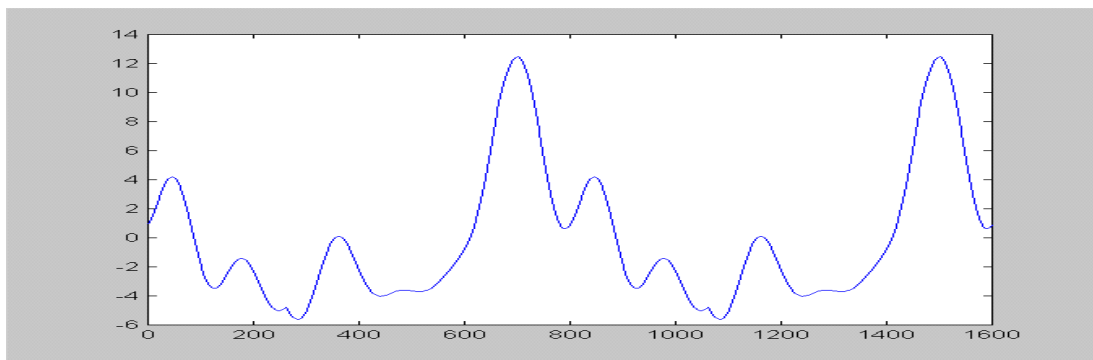


Рис.2. Смесь полезного сигнала и ПАМ в случае перекрытия их спектров.

На выходе устройства компенсации получается сигнал, приведенный на рис.3.

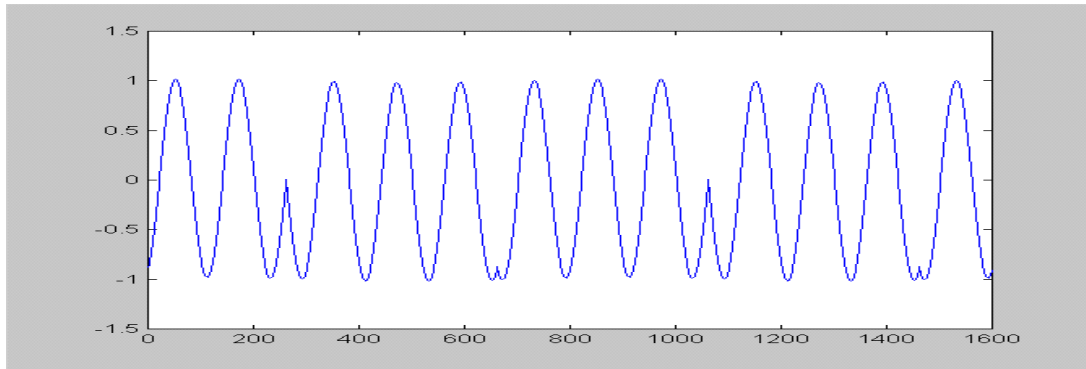


Рис.3. Сигнал на выходе устройства компенсации.

Использование методов многоскоростной фильтрации узкополосных процессов. В рассматриваемом выше методе компенсации ПАМ для выделения ее гармоник используются фильтры, коэффициент узкополосности которых настолько высок, что, согласно [4], для выполнения данных условий, необходим КИХ-фильтр как минимум 3000-го порядка. Поскольку таких фильтров в структуре 16, то для работы устройства в реальном масштабе времени производительность процессора должна составить 1,92 млрд. операций умножения–накопления в секунду, в то время как реальная производительность, например, процессора ADSP–2181 – 33 млн. операций в секунду. Одним из способов решения данной проблемы является использование методов многоскоростной фильтрации [4]. Согласно данному подходу, узкополосный фильтр представляет собой структуру, состоящую из фильтров-дециматоров, собственно формирующего фильтра и фильтров-интерполяторов. Фильтры-дециматоры понижают частоту дискретизации входного процесса, как бы “растягивая” спектр узкополосного входного процесса на весь диапазон, определяемый частотой дискретизации. Для обработки широкополосного сигнала нужен формирующий фильтр значительно меньшего порядка. Затем фильтры-интерполяторы восстанавливают сигнал. В данной структуре применяются также методы квадратурной демодуляции/модуляции, соответственно переносящие сигнал в область нижних частот и возвращающие его в первоначальную полосу частот. В рассматриваемом случае коэффициент прореживания/интерполяции ν принят равным 400. Следовательно, новая частота дискретизации равна 100 Гц. Порядок формирующего фильтра в данном случае не превышает 16. Однако фильтр-дециматор и фильтр-интерполятор в этом случае настолько узкополосные, что их порядки не намного меньше первоначального порядка формирующего фильтра. Поэтому применяется многоступенчатая схема фильтра-дециматора и фильтра-интерполятора [4], с коэффициентами $\nu_1 = 5, \nu_2 = 5, \nu_3 = 4, \nu_4 = 4$. Порядки фильтров на каждой ступени не превышают 20. Использование параллельной структуры построения фильтров-дециматоров позволяет снизить затраты на их реализацию с 1 млн.оп./с до 202 тыс.оп./с. Вычислительные затраты на реализацию одного полосового фильтра составят 1.203 млн.оп./с. Для реализации всей структуры потребуется производительность 20 млн.оп./с. Таким образом, использование методов многоскоростной фильтрации узкополосных процессов приводит к снижению вычислительных затрат примерно в 100 раз по сравнению с методами классической фильтрации, не ухудшая при этом точности компенсации.

Выводы. Цифровое устройство компенсации ПАМ, построенное на основе методов адаптивной и многоскоростной фильтрации, работая в реальном масштабе времени, позволяет повысить соотношение полезный сигнал / ПАМ на 60 дБ. При этом повышается точность измерения ЧМ-радиоуровнемера как на больших, так и на малых расстояниях.

Список литературы:

1. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. -М.: Советское радио, 1968.
2. Ундрю Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989.
3. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988.
4. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993.

THE COMPENSATION OF LOW-FREQUENCY STRAY AMPLITUDE MODULATION IN FM RADIOLOCATION LEVEL-METER

Bolonin V.A., Vityazev V.V., Gusinsky I.S., Ivanov S.V.

“Contact-1”

390010, Ryazan, Shabulina, 18.

Tel. (0912) 53-17-36, Fax 21-42-18.

Referat – It is considered the compensation method of low-frequency stray amplitude modulation in FM level-meter. Appears the possibility of use the adaptive signal processing and multirate filtration algorithms for decision of this problem.

Introduction and statement of the problem. The methods and algorithms of digital signal processing find broad using in many areas of science and technology, including in radiolocation problems. In given report is considered using the DSP algorithms in FM level-meter, there are exists the disturbing factors, which vastly reduce accuracy of frequency estimation of beatings signal. One of the such factors is a presence in beatings signal stray low-frequency component, caused by remaining unbalance of OHF-module elements. These component are additive, and at adherence of linear law of change the frequency LFM-signal present itself amount of harmonicas, multiple frequency to inflexions of this signal (usually 50 Hz) plus constant value. This phenomena is called low-frequency stray amplitude modulation (LFSAM). When spectrums of useful signal and LFSAM are far off in frequency area, LFSAM can be filtered by usual filter with constant parameters. If spectrums of this signals are overlayed, it is impossible to use this filter. Thus, it is necessary to increase the useful signal / LFSAM attitude, if known that LFSAM presents itself as amount of harmonicas, multiple 50 Hz in band before 400 Hz plus constant forming and useful signal is narrow-band and can be placed in frequency band from 300 Hz to 10kHz. The sampling rate - 40 kHz.

Using the adaptive signal processing and multirate processing methods for LFSAM compensation. One of the the ways of decision of supplied problem is use the adaptive compensator of disturbing signals [1]. The main principle of functioning the given device serves that on entering the adaptive filter enters the standart signal correlated with disturbing signal. This signal is filtered and subtracted from mixture of useful and disturbing signals. As a result, initial disturbing signal is suppressed or is vastly weakened. For decision brought above problems is expected that training signal for adaptive filter must serve directly to LFSAM. So adjusting the adaptive filter on LFSAM is possible only when spectrums of useful signal and LFSAM are far off in frequency area. The standart signal is formed on base of information about LFSAM that brought above. Thus, we know the frequencies of LFSAM components, but we do not know their amplitudes and phases. Training signal is formed with the help of low-frequency forming filter. After learning adaptive filter from signal with standart source forms the signal close to training on criterion of minimum an average square of mistake. If spectrums of useful signal and LFSAM are far off in the frequency band, as compensating signal more comfortable use training signal. If frequency of useful signal approaches to range of frequencies to LFSAM, solving device works out the signal, prohibiting most further adaptation, and simultaneously switching signal at the input subtracting devices with training on output signal of adaptive filter. Adaptive filter itself in this time works as usual filter with constant parameters, adjusted on parameters training signal. Modeling has shown that on greater distances a signal / LFSAM attitude forms 40dB, on small distances 20dB under initial -20dB. For the further processing the signal of beating necessary a signal / LFSAM attitude not less than 40dB so it is required the improvement compensating devices. So it is provided division of harmonicas training signal and standart signal by set of bandpass filters and processing each of them separately by set of adaptive filters. Modeling has shown the good results in weakening to LFSAM. The signal / LFSAM attitude in this instance not below 40dB both on greater, and on small distances.

Use in structure of filters with high factor of narrowness brings about sharp increasing the computing expenses on realization of device. These expenses vastly exceed real capacity of processor. One of the the ways of decision of given problem is use the methods of multirate signal processing [2]. According to given approach, narrow-band filter presents itself structure, consisting of filters-decimators, strictly forming filter and filters-interpolators. Decimation filters reduce the input sample rate. Thus, the spectrum of input signal is expanded on the frequency band, defined by sample rate. For this broad-band signal needs filter vastly smaller order than for narrow-band signal. Then, filters-interpolators restore the signal. In given structure are used also methods an quadrature demodulation / modulation, accordingly carrying signal in area of lower frequencies and returning its in initial band of frequencies. For reduction of filters-decimators and interpolators orders is used the multistage form of their building. The computing expenses in this case fall from several milliards operation per second to several decades millions operations per second.

Results. The digital device of LFSAM compensation, built on base of adaptive and multirate filtration methods, working in real scale of time, allows to raise the useful signal / LFSAM attitude on 60 dB. Herewith increases accuracy of FM level-meter measurement both on greater, and on small distances.

The list of literature:

1. **Widraw B., Stearns S.** Adaptive signal processing. – M.: Radio & communication, 1989.
2. **Vityazev V.V.** Digital frequency signal selection. – M.: Radio & communication, 1993.