

МЕТОД АДАПТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ АДДИТИВНЫХ ПОМЕХ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОМЕТРИИ

Витязев В.В., Иванов С.В.

ООО "Контакт-1".
390010, г.Рязань, ГСП, пр.Шабулина, 18.

Реферат. В статье рассмотрен метод компенсации аддитивной помехи с кратными гармониками, в основе которого лежит способ адаптивного моделирования источника помехи. Представлена структура устройства с использованием принципа многоскоростной обработки сигналов.

Введение и постановка задачи. Рассматривается следующая задача: необходимо на основе данных, полученных на коротком интервале наблюдения, сформировать достоверное представление об измеряемом параметре. Одним из известных подклассов этой задачи является измерение параметра (уровня, дальности) по частоте гармонического сигнала. Такой подход лежит в основе организации радиодальномера с частотной модуляцией (ЧМ). Принцип его работы [1] основан на применении непрерывного зондирующего ЧМ-сигнала, частота которого изменяется по симметричному пилообразному закону. При отражении от поверхности, находящейся на расстоянии R , в устройство возвращается сигнал, задержанный на время t_R . Задержка отраженного сигнала приводит к пропорциональному смещению во времени его мгновенной частоты. По значению разностной частоты (частоты биений) можно судить о дальности до облучаемой поверхности.

На практике решение задачи оценки частоты биений с требуемой точностью сталкивается с рядом проблем. Одной из таких проблем является наличие в разностном сигнале кроме полезной составляющей аддитивных помех. Среди таких помех, действующих в измерительном устройстве, наиболее мощной является аддитивная помеха с кратными гармониками, обусловленная неидеальной развязкой СВЧ трактов приемной и передающей частей устройства. Анализ практических данных позволил сформулировать следующие особенности такой помехи:

1. Частоты составляющих мультигармонической помехи кратны частоте повторения пилообразного закона модуляции зондирующего ЧМ-сигнала F_m ;
2. Основная мощность помехи сосредоточена в области низких частот;
3. Мощность помехи в некоторых случаях может превышать мощность полезного сигнала на 20дБ;
4. Возможна ситуация, когда спектр полезного сигнала и спектр мультигармонической помехи перекрываются.

В настоящей работе рассматривается цифровой метод обработки сигнала, позволяющий ослабить мощность помехи до уровня, достаточного для оценки частоты полезного сигнала с требуемой точностью.

Решение задачи. Предлагаемый метод заключается в формировании модели источника помехи и использовании выходного сигнала этой модели для компенсации помехи в измеряемом сигнале. Для формирования модели источника помехи используется адаптивный цифровой фильтр.

Представим помеху $P[nT]$ как выходной сигнал некоторой неизвестной системы W , входным сигналом которой служит известный эталонный сигнал $x[nT]$ (рис.1). Этот же сигнал ($x[nT]$) поступает на вход адаптивного фильтра (АФ). После завершения процесса настройки выходной сигнал АФ $y[nT]$ становится близким (в среднеквадратическом смысле) к сигналу $P[nT]$. В этом случае АФ является моделью системы W [2].

Согласно постановке задачи основная мощность помехи сосредоточена на низких частотах, поэтому для получения обучающего сигнала $d[nT]$ для АФ может быть использован низкочастотный фильтр (НЧФ), осуществляющий выделение первых M гармоник помехи в измеряемом сигнале. В этом случае полезный сигнал должен быть за пределами диапазона частот помехи (измеряемая дальность должна быть достаточно велика).

Известно, что для обеспечения эффективной работы адаптивного фильтра эталонный сигнал $x[nT]$ должен быть коррелирован с помехой $P[nT]$. В данном случае такой сигнал предлагается сформировать из симметричного пилообразного модулирующего сигнала передающего устройства. Анализ показал, что в спектре этого сигнала, также как и в спектре помехи $P[nT]$, содержатся составляющие с частотами, кратными частоте F_m . Кроме того, что очень важно, совпадают фазы этих сигналов. Следует отметить, что процесс адаптации не может осуществляться в течение всего времени функционирования устройства, т.к. при измерении малых дальностей спектры полезного сигнала и помехи перекрываются. При приближении полезного сигнала к

диапазону частот помехи процесс адаптации приостанавливается и выходной сигнал с модели помехи вычитается из измеряемого сигнала (режим компенсации).

Принцип работы алгоритма следующий (рис.1):

1. Производится моделирование источника сигнала (при условии, что полезный сигнал находится на средних или высоких частотах):
 - При помощи НЧФ выделяется обучающий сигнал $d[nT]$;
 - Осуществляется настройка АФ на сигнал $d[nT]$;
 - Выходной сигнал НЧФ $d[nT]$, с учетом задержки, обусловленной фильтрацией, вычитается из входного сигнала устройства подавления $U[nT]$;
2. Если частота полезного сигнала F_6 приближается к диапазону частот сигнала $d[nT]$, то выполняются следующие действия:
 - Процесс обучения завершается, параметры АФ запоминаются;
 - Из сигнала $U[nT]$ вычитается не сигнал $d[nT]$, а сигнал $y[nT]$ (выходной сигнал сформированной модели источника помехи).

Применение метода многоскоростной фильтрации для уменьшения затрат на реализацию алгоритма. Основные вычислительные затраты и затраты памяти данных для реализации структуры устройства подавления аддитивной мультигармонической помехи приходится на реализацию НЧФ и алгоритма адаптации.

Вычислительные затраты (V_T) и затраты памяти данных (S) для реализации НЧФ определяются по формулам:

$$V_T = NF_s \quad (1)$$

$$S = N \quad (2),$$

где N – порядок фильтра, F_s – частота дискретизации.

Значение порядка НЧФ определяется исходя из заданных параметров частотной избирательности [4]:

$$N = \alpha\beta L(\varepsilon_1, \varepsilon_2) \quad (3),$$

где $\alpha = \frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2} - \omega_{c1}}$ - коэффициент прямоугольности АЧХ, $\beta = \frac{2\pi}{\omega_{c1}}$ - коэффициент узкополосности

АЧХ, $L(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = -\frac{2}{3} \log(10\varepsilon_1\varepsilon_2)$ - показатель частотной избирательности, ω_{c1}, ω_{c2} - частоты среза

полосы пропускания и зоны непрозрачности, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ - допустимые неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания и зоне непрозрачности, $\omega = 2\pi fT$, T – период дискретизации.

Из (3) следует, что значение порядка фильтра напрямую зависит от показателя узкополосности. Сокращение вычислительных затрат может быть достигнуто уменьшением зависимости порядка фильтра от этого показателя. Одним из наиболее эффективных подходов к решению этой проблемы является использование методов вторичной дискретизации (децимации) при обработке сигнала. Коэффициент прореживания v определяется по формуле [4]:

$$v \leq \frac{\alpha\beta}{2\alpha + 1} \quad (4).$$

Следствием децимации (прореживания) является понижение частоты дискретизации в v раз. При этом порядок формирующего фильтра (ФФ) также уменьшается в V раз:

$$N_0 = \frac{\alpha\beta L(\varepsilon_1, \varepsilon_2)}{v} \quad (5).$$

Кроме того, операция фильтрации выполняется реже в v раз. После обработки сигнала на пониженной частоте фильтр-интерполятор восстанавливает частоту следования отсчетов сигнала.

Для уменьшения затрат, связанных с реализацией фильтра-дециматора (ФД) и фильтра-интерполятора (ФИ), может применяться многоступенчатая форма их построения [4].

Значительный выигрыш в вычислительной сложности и затратах памяти данных достигается при использовании методов многоскоростной обработки сигналов при реализации структуры адаптивного фильтра. Порядок адаптивного фильтра определяется разрешением по частоте δF , достаточным для эффективного воспроизведения обучающего сигнала:

$$N_{\text{АФ}} \cong \frac{F_s}{\Delta F} \quad (6).$$

Из прямой зависимости порядка адаптивного фильтра от значения частоты дискретизации следует, что понижение частоты дискретизации в ν раз приведет к уменьшению в ν раз порядка адаптивного фильтра. Кроме того, в этом случае итерации адаптивного алгоритма также будут выполняться в ν раз реже.

Если в качестве адаптивного алгоритма используется метод МНК [2], то выигрыш в вычислительных затратах составит число, пропорциональное ν^2 . Выигрыш при использовании метода РНК [3] будет представлять собой число, пропорциональное ν^3 . Выигрыш в затратах памяти данных при использовании первого метода составит число, пропорциональное ν , при использовании второго метода – число, пропорциональное ν^2 .

С учетом всего изложенного структурная схема устройства, реализующего метод подавления низкочастотной помехи с кратными гармониками, принимает вид, представленный на рис.1.

Моделирование работы устройства показало, что описанный метод обеспечивает эффективное подавление помехи рассматриваемого вида практически на всем рабочем диапазоне частот полезного сигнала с высокой точностью. В общем случае на выходе устройства может быть достигнуто соотношение мощностей полезного сигнала и помехи до 40 дБ.

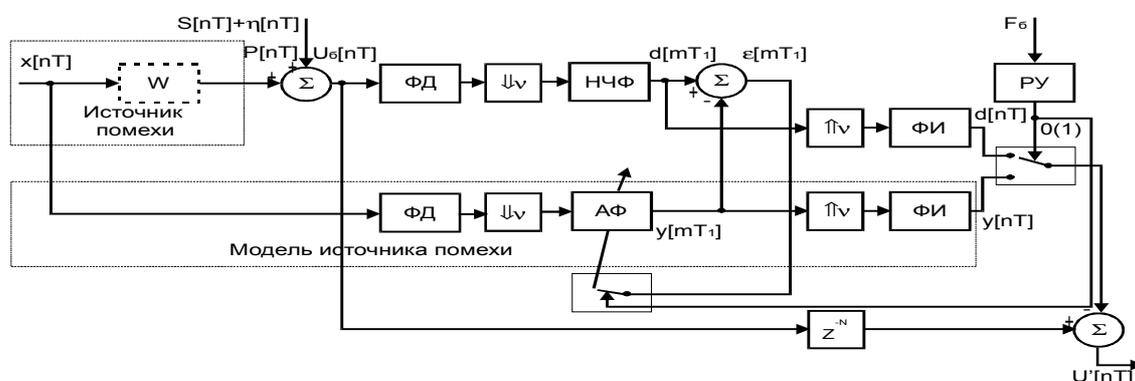


Рис.1.

Литература

1. М.И.Финкельштейн. Основы радиолокации. – М: Радио и связь, 1983.
2. Б.Уидроу, С.Стирнз. Адаптивная обработка сигналов. – М: Радио и связь, 1989.
3. К.Ф.Н.Коуэн, П.М.Грант. Адаптивные фильтры. – М: Мир, 1988.
4. В.В.Витязев. Цифровая частотная селекция сигналов. – М: Радио и связь, 1993.



THE ADAPTIVE METHOD OF CANCELLATION OF ADDITIVE INTERFERENCES IN DIGITAL SYSTEMS OF RADIO-MEASUREMENT

Vityazev V., Ivanov S.

“Kontakt-1”

390010, Ryazan, Shabulina, 18.

Abstract. The method of cancellation of additive interference with multiple harmonics is considered in this article. This method is based on the way of adaptive modeling of interference source. The structure of device, using multirate signal processing methods is also presented in the article.

Introduction and statement of the problem. It is considered the problem: necessary to form the realistically notion about measured parameter on the base of short data array. One of the known subclasses of this problem is a measurement of this parameter (level, distance) on the frequency of harmonic signal. The organization of radar level-meter with frequency modulation (FM) based on the such approach. The principle of its work is founded on using FM-signal, which frequency changes on a symmetric sawtooth law. At reflection from surface placed on the distance R , signal delayed on the time t_R returns to device. The delay of reflected signal brings about the proportional offset in the time of its instant frequency. On the value of beatings frequency we can know about the distance to the investigated surface. Practically, decision of problem of estimation of frequency of beating with required accuracy faces with the problems. One of the such problems is the additive interferences presence in beatings signal. The most powerful interference is additive interference with multiple harmonics caused by nonideal uncoupling of UHF tracts of receiving and sending parts of device. Given interference has following particularities:

1. The frequencies of its components is proportional to repetition frequency of sawtooth law of inflexion FM-signal F_m ;
2. The main power of interference is concentrated in the field of low frequencies;
3. The power of interference can exceed the power of useful signal on 20dB;
4. It is possible the situation, when spectrum of useful signal and spectrum of interference is overlaid.

Solution for the problem. Proposed method is concluded on the forming of the model of interference source. The output signal of this model is used for compensation of interference in the beatings signal. For forming the model of interference source is used the adaptive digital filter. Present the interference $P[nT]$ as output signal of certain unknown system W . The input signal of this system is the known standard signal $x[nT]$. This signal is also input signal for the adaptive filter (AF). After termination of adjustment process, the AF output signal $y[nT]$ becomes close to signal $P[nT]$ on the criterium of least mean squares. In this case AF is a model of system W [1]. Because the basic part of the interference power is concentrated on low frequencies area, for the forming of the training signal $d[nT]$ for the AF can be used low-frequency filter. This filter misses the first M harmonics of the interference in measured signal. In this case useful signal must be outside the range of frequencies of interference (measured distance must be enough great). For ensuring the efficient functioning the adaptive filter standard signal $x[nT]$ must be correlated with interference $P[nT]$. In this instance such signal can be formed from symmetric sawtooth modulate signal of sending device. According to analysis, spectrum of this signal contains the components with frequencies, multiple F_m , as well as spectrum of interference $P[nT]$. Besides, it is coordinated the phases of these signals. The process of adaptation can be not realized for the whole time of device functioning, because on the small distances the spectrums of useful signal and interference are overlaid. If useful signal approached to area of interference frequencies, then the process of adaptation paused and output signal of interference model subtracted from measured signal (the mode of compensation).

The principle of functioning the algorithm is following:

1. It is produced the modeling of signal source (provided that useful signal inheres on average or radio frequency):
 - With the help of LFF stands out training signal $d[nT]$;
 - AF realizes the adjustment on the signal $d[nT]$;
 - Output signal of LFF $d[nT]$, with provision for delays, caused by filtration, is subtracted from input signal of cancellation device ($U[nT]$);
2. If frequency of useful signal F_0 approaches to area of frequencies of signal $d[nT]$, that are executed the following actions:
 - Process of education is terminated, AF parameters are remembered;
 - From signal $U[nT]$ is subtracted not signal $d[nT]$, but signal $y[nT]$ (output signal of formed model of interference source).

Using the multirate signal filtration method to reduce the expenses on the realization of algorithm. The main computing and memory expenses account for realization LFF and adaptation algorithms. The value of LFF order depends on factor of filter narrowness. The reducing of computing expenses can be reached by reduction of dependency of filter order from this factor. One of the most efficient approaches to decision of this problem is use the methods of decimation when processing the signal. The decimation effect is reduction of sampling frequency on the factor of ν . The order of forming filter is also reduced on the factor of ν . The operation of filtration algorithm is executed less on the factor of ν . After the signal processing on the reduced sample rate, filter-interpolator restore the initial sample rate. For reduction of expenses caused by filter-decimator and filter-interpolator, can be used the multistage form of their building [2].

The significant advantage in expenses is reached under using the multirate signal processing methods if realize the adaptive filter structure. Order of adaptive filter depends on the frequency permit δF ,

which enough for efficient reproducing training signal: $N_{AF} \cong \frac{F_s}{\delta F}$. Then, reducing the sampling frequency

on the factor of ν brings to reducing the AF order on the factor of ν . Besides in this case iterations of the adaptive algorithm will also be executed less on the factor of ν .

If as adaptive algorithm is used least mean squares method (LMS) [1], that advantage in computing expenses will form number proportional ν^2 . Advantage when use the recursive least mean squares method (RLS) [1] will present itself number, proportional ν^3 . Advantage in expenses of data memory given under use of first method will form number proportional ν , under use of second method - number proportional ν^2 .

Modeling of functioning the device has shown that given method provide the efficient interference cancellation on all range of frequencies of useful signal with pinpoint accuracy. In the output of the device can be reached correlation of powers of useful signal and interference before 40 dB.

Literature

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