

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОЙ ПОМЕХИ В ПАССИВНОЙ СИСТЕМЕ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ

Введение и постановка задачи

Одним из источников погрешностей частотно-временной синхронизации многопозиционной системы синхронизации (МПСС) [1] является многолучевость канала распространения сигнала общего источника (ОИ) и в ряде работ рассматривается вопрос повышения точности частотно-временных сличений за счет устранения (компенсации) этого источника погрешности. В [2] показано, что многолучевость распространения радиоволн (РРВ) вызывает появление дополнительных пиков взаимокорреляционной функции (ВКФ) принятых сигналов, что снижает вероятность верного сличения. Кроме того, многолучевость вносит погрешность в результат сличения. Борьба с многолучевостью является актуальной и для задач ГНСС-позиционирования. Рекомендациями Международного союза электросвязи предусмотрена необходимость принятия мер к компенсации влияния многолучевости РРВ [3].

Многолучевой сигнал представляет собой частично коррелированную помеху во временном стробе разрешения, которая занимает ту же полосу частот, что и полезный сигнал. Для подавления такой помехи могут быть использованы известные методы пространственной селекции, применение которых требует наличия дополнительной приемной антенны и реализации так называемого компенсационного канала [4]. Однако для случая многопозиционной системы, если хотя бы в одном из приемных пунктов многолучевость отсутствует, появляется возможность выделения помехового сигнала для его последующей компенсации. Здесь положительным моментом является особенность функционирования МПСС, которая заключается в использовании режима обработки информации с временной задержкой. То есть, сигналы принимаются в разнесенных пунктах, преобразовываются в цифровую форму и передаются в другие пункты для совместной обработки. Сигналы сличаемых эталонов настолько стабильны, что за время обработки информации сдвиг их шкал, если таковой имеется, остается практически неизменным. Подавление сигнала, который не различается по частоте, возможно при его временном разрешении, что в пределах строба реализуемо за счет эффекта сжатия сложных сигналов, например фазоманипулированных, которые наиболее широко применяются в наземных и спутниковых телекоммуникационных системах и могут быть использованы в МПСС.

Практическая реализация алгоритма компенсации многолучевой помехи в МПСС

В [5] предложен алгоритм компенсации многолучевой помехи, суть которого заключается в следующем. Считаем, что в пункте А наблюдается эффект многолучевости при приеме сигнала ОИ. Такой сигнал запишем в виде (здесь и далее по тексту квадратные скобки обозначают дискретизацию по времени):

$$X^A [i] = x^A [i] + \sum_{j=1}^k b_j x^A [i - \tau_j] + n^A [i],$$

где b_j – коэффициент ослабления отдельного дополнительного луча; τ_j – временное запаздывание луча; k – количество принимаемых дополнительных лучей.

При $\tau_j < \tau_{кор}$ ВКФ содержит дополнительные лепестки, отстоящие от главного на τ_j . Полагая, что фрагменты сигнала ОИ идентичны, то есть $x^A [i] \approx x^B [i]$ с точностью до фазы, при вычитании $X^B [i]$ из $X^A [i]$ получаем помеховую составляющую сигнала в пункте А:

$$\begin{aligned}
 X_n^A[i] &= X^A[i] - X^B[i] = x^A[i] + \sum_{j=1}^k b_j x^A[i - \tau_j] + n^A[i] - x^B[i] - n^B[i] = \\
 &= \sum_{j=1}^k b_j x^A[i - \tau_j] + n^A[i] - n^B[i].
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Эту помеховую составляющую теперь можно вычесть из принятого в пункте А сигнала ОИ

$$X^A[i] - X_n^A[i] = x^A[i] + n^B[i].
 \tag{2}$$

Изложенный принцип компенсации может быть реализован в МПСС, математическая модель которой приведена на рис. 1. Принцип функционирования такой системы заключается в следующем. Сигнал ОИ фиксируется в синхронизируемых пунктах в пределах строка записи с учетом априори известной разности времени запаздывания. В математической модели штрихпунктиром выделены два идентичных по составу функциональных блока (аттенюатор, перемножитель, интегратор и сумматор), в первом из которых выделяется многолучевая помеха. Во втором блоке эта помеха складывается в противофазе с зашумленным сигналом и на его выходе формируется сигнал, который используется для сличения эталонов.

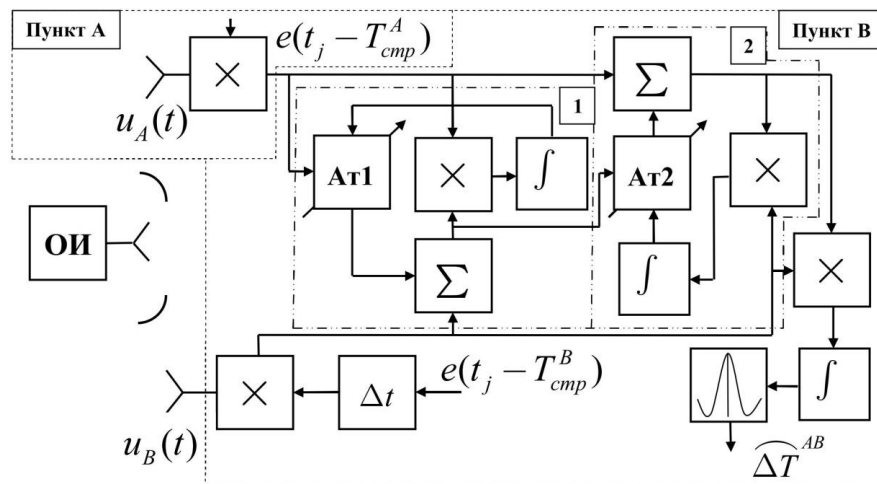


Рис.1. Математическая модель МПСС с компенсацией многолучевой помехи

Для проверки алгоритма компенсации многолучевого сигнала в МПСС в соответствии с выражениями (1), (2) реализована аппаратнопрограммная экспериментальная установка, структурная схема которой представлена на рис. 2. В состав данной установки входят два идентичных радиоприемных канала (полосовые фильтры – ПФ, смесители – См. и гетеродины – Гет.), обеспечивающие прием одного и того же вещательного канала цифрового наземного телевидения и его преобразование на промежуточную частоту 32 МГц. Эти сигналы поступают на входы двухканального цифрового осциллографа (ЦО), который выполняет функцию аналого-цифрового преобразователя, то есть непрерывные сигналы $s^A(t)$ и $s^B(t)$ переводятся в дискретную форму $s^A[t]$ и $s^B[t]$. Последующая часть схемы реализована в виде специализированного программного обеспечения, при помощи которого на первом этапе вычисляются значения квадратурных составляющих и определяются текущие значения огибающих принятых сигналов ОИ, для чего используются фазовращатели на 90° (ФВ1, ФВ2), а также блок вычисления значений амплитуды и фазы этих сигналов.

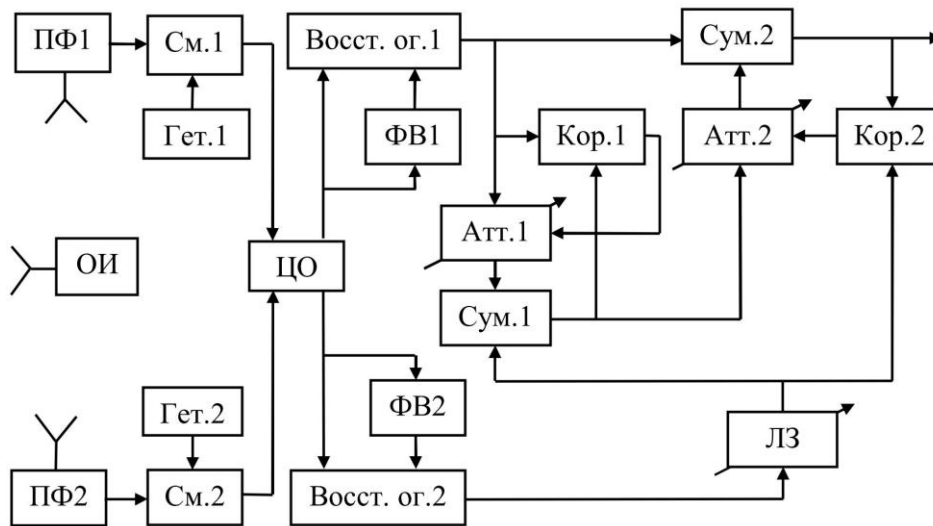


Рис. 2. Структурная схема экспериментального стенда

Восстановление огибающих сигналов ОИ выполняется с использованием преобразования Гильберта дискретных сигналов $s^A[t]$ и $s^B[t]$ и получения квадратурных составляющих [6 – 8]:

$$\begin{cases} X^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl}] A[t_{kl}] \\ Y_{\perp}^{A(B)} = \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{m-1} y[t_{kl} + T_0/4] A[t_{kl} + T_0/4], \end{cases}$$

где $A[t]$ – дискретная огибающая сигнала; $y[t]$ – смесь сигнала и помехи; T_H – интервал наблюдения; m – число отсчетов в сигнальной выборке; t_{kl} – текущий временной отсчет; T_0 – период высокочастотного заполнения радиоимпульсов.

Принимаем $s^A[t] = X^A$, $s^B[t] = X^B$. Квадратурные составляющие этих сигналов получаем через преобразование Гильберта $Y_{\perp}^A = X^{GA}$, $Y_{\perp}^B = X^{GB}$.

Гильбертово преобразование в дискретной форме:

$$X^G[k] = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} X[n]/[k-n],$$

где $X^G[k]$ – комплексно сопряженный сигнал; $X[n]$ – исходный сигнал.

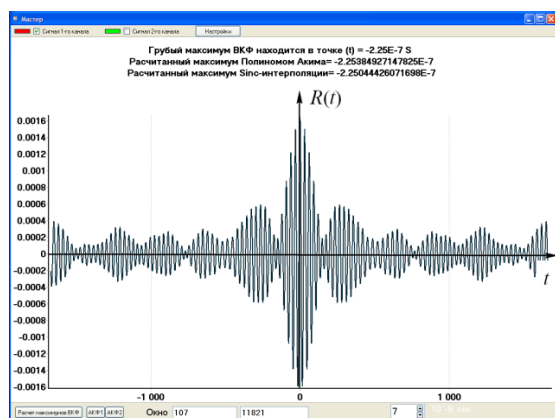
Таким образом, дискретная огибающая сигнала и ее фаза при $k = n$:

$$A[k] = \sqrt{(X^G[k])^2 + (X[k])^2}; \quad \varphi[k] = \arctg \frac{X[k]}{X^G[k]}.$$

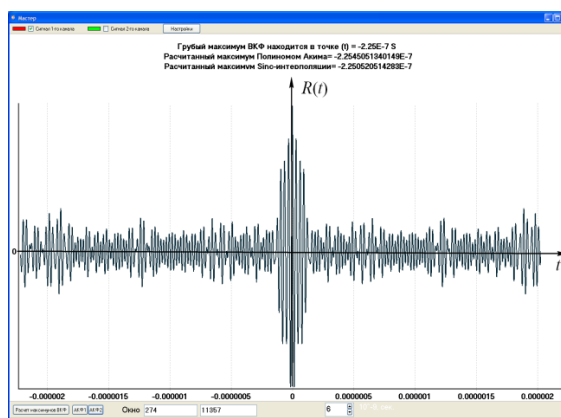
Переход от сигнала промежуточной частоты к огибающей этого сигнала позволяет исключить влияние взаимной нестабильности гетеродинов преобразователей частоты на точность работы МПСС.

Остальные элементы схемы – управляемые аттенюаторы (Атт.), сумматоры (Сум.), регулируемая линия задержки (ЛЗ) и корреляторы (Кор.) – обеспечивают подавление многолучевой помехи и получение незашумленного сигнала для выполнения сличений.

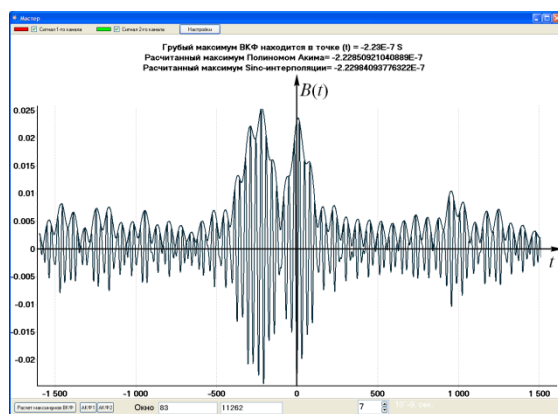
На рис. 3 представлены АКФ и ВКФ исходных сигналов, которые использовались для проверки работоспособности стенда, программного обеспечения и алгоритма подавления многолучевого сигнала. Так на рис. 3, а и б показаны АКФ идентичных сигнальных выборок, принятых в канале без помехи (рис. 3, а) и при наличии переотраженного сигнала (рис. 3, б).



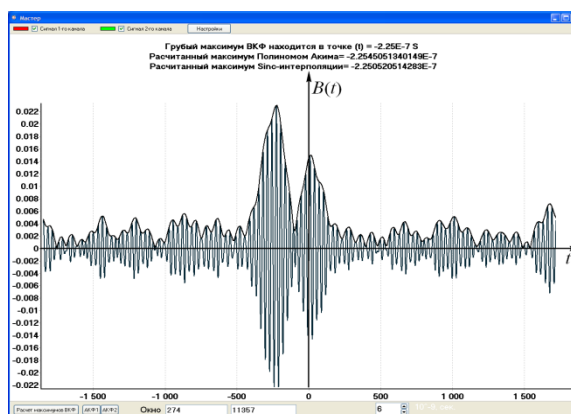
а – АКФ сигнала ОИ без помехи



б – АКФ зашумленного сигнала ОИ



в – ВКФ сигналов при уровне помехи 90%



г – ВКФ сигналов при уровне помехи 70%

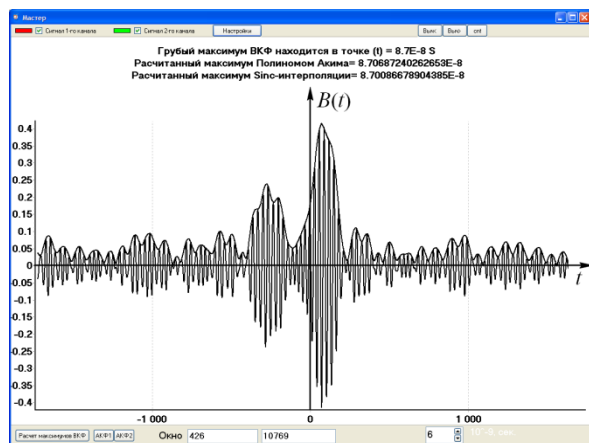
Рис. 3. АКФ и ВКФ сигналов ОИ при наличии многолучевой помехи в одном из каналов

На рис. 3, в, г приведены ВКФ сигналов в приемных каналах при различном уровне переотраженного сигнала в одном из каналов и разным временем запаздывания принимаемых сигналов ОИ. Из сравнения этих рисунков следует, что более сложные условия для работы МПСС отражает ситуация, показанная на рис. 3, в, где уровень помехи составляет приблизительно 90 % от уровня основного сигнала. Поэтому для исследований выбран именно этот случай.

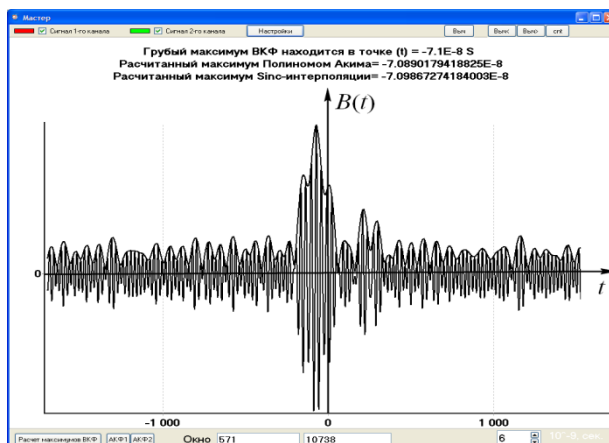
Рис. 4 демонстрирует работу схемы при подавлении полезного сигнала и выделении помехи с последующим подавлением помехового сигнала. Для работы компенсатора необходимо обеспечить как можно более полное временное совпадение основных сигналов ОИ, зафиксированных в приемных каналах. При этом также надо выровнять амплитуды этих сигналов. В качестве критерия равенства фаз принятых сигналов принят критерий минимума суммы амплитудных отсчетов разностного сигнала на выходе первого сумматора при взаимном дискретном смещении выборок в возможном диапазоне временного рассогласования:

$$\sum_{i=0, j=0}^n \{X^A[i] - X^B[j]\} = \min.$$

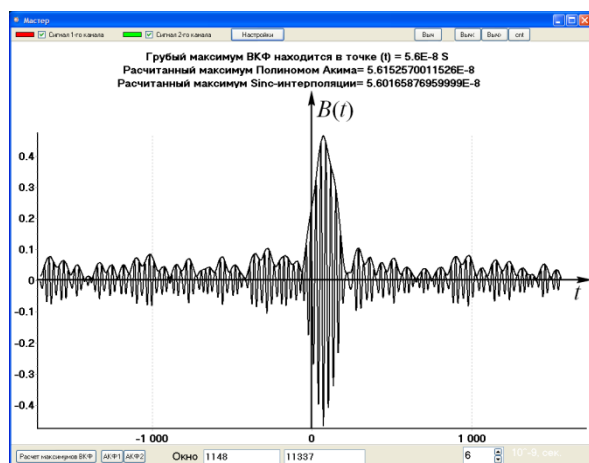
Выравнивание амплитуд полезных сигналов происходит при помощи первого attenuатора по результату определения остаточного уровня полезного сигнала на выходе первого коррелятора, что демонстрируют рис. 4, а, в. Этот сигнал через второй attenuатор поступает в противофазе на вход второго сумматора, в котором и происходит подавление помехи. Коэффициент передачи второго attenuатора регулируется по уровню нескомпенсированного сигнала многолучевой помехи на выходе второго коррелятора, что демонстрируют рис. 4, б, г. Выходным является сигнал второго сумматора, который далее и будет использоваться для выполнения частотно-временных сличений.



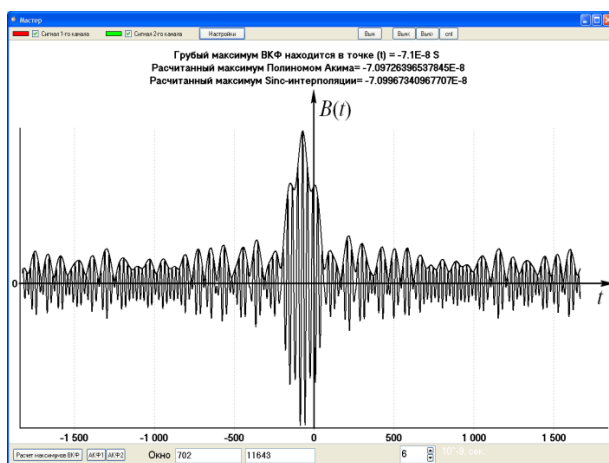
а – Подавление полезного сигнала на 50 % (выход первого коррелятора)



б – Подавление сигнала помехи на 50 % (выход второго коррелятора)



в – Полное подавление полезного сигнала (выход первого коррелятора)



г – Полное подавление сигнала помехи (выход второго коррелятора)

Рис. 4. Работа алгоритма подавления многолучевой помехи

Выводы

Полученные практические результаты полностью подтверждают теоретическое обоснование возможности подавления частично коррелированной помехи, находящейся в пределах временного stroba разрешения, которой для МПСС является переотраженный сигнал ОИ при его многолучевом распространении. В проведенном эксперименте помеховый сигнал составлял приблизительно 90 % от уровня полезного сигнала, что не оказалось на работоспособности предложенного алгоритма.

В дальнейшем планируется проведение экспериментальных исследований по сличению эталонов времени и частоты при наличии многолучевого сигнала в одном из приемных пунктов и определение количественных характеристик по улучшению точности сличения.

Представляет практический интерес исследование возможности подавления в МПСС высокоэнергетических индустриальных, а также активных прямошумовых помех.

Разработанный алгоритм подавления многолучевой помехи может применяться и в других разнесенных радиотехнических системах, принцип работы которых базируется на совместной обработке информации.

Список литературы: 1. Должиков В.В. Исследования макета пассивной системы синхронизации по фазе несущей частоты аналогового телевизионного сигнала / В.В. Должиков, А. А. Костыря, В.Н. Наumenко, С.А. Плехно, С.И. Ушаков // Радиотехника. – 2014. – Вып. 178. – С. 111 – 118. 2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1989. – 440 с. 3. Рекомендация МСЭ-R F.1093-2 Влияние многолучевости распространения радиоволн на проектирование и работу цифровых систем фиксированной беспроводной связи прямой видимости. [Электронный ресурс] – Режим доступа: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.1093-2-200604-I!!PDF-R.pdf 4. Защита от радиопомех ; под ред. М.В. Максимова. – М. : Сов. радио, 1976. – 496 с. 5. Компенсация многолучевости сигнала общего источника в пассивной системе синхронизации времени и частоты / А.А. Костыря, В.Н. Наumenко, С.И. Ушаков // Радиотехника. – 2015. – Вып. 183. – С. 13 – 17. 6. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1983. – 288 с. 7. Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen. The Hilbert-Huang transform and its applications. – Singapore: World Scientific Publishing Company, 2005. – 324 p. 8. Huang N. E., Shen Z., Long S. R., Wu M. C., Shih H. H., Zheng Q., Yen N. C., Tung C. C., Liu H. H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and nonstationary time series analysis // Proc. R. Soc. London, Ser. A. – 1998. – No.454. – P. 903-995.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.02.2016