

Поляков В.И., Дереченник С.С., Стрибук А.М.

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Введение. В настоящее время большое количество радиоэлектронных систем (РЭС) используют периодические (как импульсные, так и непрерывные) сигналы. Одной из основных проблем для таких РЭС является их защита от пассивных помех - отражений зондирующего сигнала от мешающих отражателей (земной и морской поверхности, гидрометеоров и др.).

В литературе [1–4] описаны методы и устройства защиты РЭС от пассивных помех, которые сводятся к внутри- и междупериодной обработке полезного сигнала на фоне помех. Основными элементами такой обработки являются гребенчатые фильтры: накопления (ГФН) полезного сигнала и подавления (ГФП) пассивных помех. Как ГФН, так и ГФП строятся на элементах памяти (линиях задержки), основным недостатком которых, существенно влияющим на качество подавления помех, является нестабильность параметров.

Данная работа посвящена изысканию возможностей для повышения качества обнаружения полезного сигнала на фоне пассивных помех (ПП) путем снижения влияния временной нестабильности элементов задержки.

Анализ оптимального алгоритма обработки сигнала на фоне пассивных помех. Проведенный в [1–3] синтез алгоритма оптимальной обработки сигнала на фоне ПП показал, что при одноканальном обнаружении сигнала с полностью известными параметрами такой алгоритм имеет вид весового интеграла

$$\dot{Z}(\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{Y}(t) \cdot \dot{R}^*(t) dt, \quad (1)$$

где $\dot{Y}(t)$ – комплексная амплитуда входного колебания; $\dot{R}^*(t)$ – комплексная весовая функция, определяемая из интегрального уравнения

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \dot{\Phi}(t-s) \cdot \dot{R}(s) ds = \dot{X}(t). \quad (2)$$

Здесь: $\dot{\Phi}(t-s)$ – комплексная корреляционная функция помехи, а $\dot{X}(t)$ – комплексная амплитуда ожидаемого сигнала.

В условиях стационарности помеховых колебаний можно перейти в частотную область, используя преобразование Фурье от обеих частей уравнения (2). Итак, умножая обе части на множитель $\exp(-j2\pi ft)$ и интегрируя по времени, получаем:

$$\dot{N}(f) \cdot \dot{G}_R(f) = \dot{G}_X(f), \quad (3)$$

где $\dot{N}(f)$ – спектральная плотность мощности помех; $\dot{G}_R(f)$ – преобразование Фурье от весовой функции $\dot{R}(s)$; $\dot{G}_X(f)$ – спектральная плотность сигнала.

С учетом (1) оптимальную процедуру можно выполнить с помощью фильтра, частотная характеристика которого имеет вид

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = \dot{G}_R^*(f) = \frac{\dot{G}_X^*(f)}{\dot{N}(f)} e^{-j2\pi f t_0}, \quad (4)$$

где $e^{-j2\pi f t_0}$ – множитель запаздывания в фильтре на время t_0 , обеспечивающее его физическую реализуемость.

Частотная характеристика (4) может быть реализована известной схемой с последовательным включением согласованного фильтра одиночного импульса (для внутривнутрипериодной обработки сигнала), гребенчатого фильтра подавления ГФП и гребенчатого фильтра накопления ГФН [1–3]. При этом междупериодная обработка с помощью ГФП и ГФН предполагает, в числе прочего, наличие в них нескольких элементов памяти – линий задержки на время, равное периоду следования импульсов (для сигнала в виде когерентной пачки импульсов).

Анализ показывает, что качество обнаружения сигнала на фоне ПП, в конечном счете, определяется междупериодным коэффициентом корреляции [1–3], величина которого зависит от многих факторов. В их числе важнейшее значение для качества подавления помех и накопления полезного сигнала имеет идентичность и неизменность параметров линий задержки. Нестабильность (например, температурная) этих элементов проявляется в несоответствии времени задержки в ГФН и ГФП периоду следования зондирующих сигналов. Такое несоответствие может быть в значительной мере снижено, если использовать одну и ту же линию задержки – как для формирования зондирующего сигнала, так и для его междупериодной обработки в ГФН и ГФП.

Устройство формирования и обработки сигнала с общей линией задержки. Практически используемые ультразвуковые линии задержки на монокристаллах NaCl с преобразователями на кварце Y-среза обеспечивают, при резонансной частоте кварца 35 МГц, полосу пропускания шириной от 13 до 22 МГц [1,2]. Известные и применяемые на практике гребенчатые фильтры построены обычно следующим образом: ГФН – в виде рециркуляторов, ГФП – по схеме многократного череспериодного вычитания [1–4].

Если в качестве формирователя зондирующего сигнала, а также элементов памяти ГФН и ГФП использовать одну и ту же линию задержки, соответствующие операции формирования и обработки сигнала необходимо осуществлять на различных частотах в пределах полосы пропускания данного элемента памяти.

Упрощенная структурная схема предлагаемого устройства приведена на рисунке 1. Устройство построено на трех основных составляющих: ГФП с двукратной череспериодной автокомпенсацией; ГФН в виде рециркулятора; кольцо синхронизатора сигнала зондирующего канала (ЗК) на базе рециркулятора. Остальные элементы схемы предназначены для преобразования частоты с использованием единого гетеродина и полосовых фильтров, что позволяет сформировать рабочие частотные каналы устройства. Принцип их формирования в пределах полосы пропускания линии задержки показан на рисунке 2.

Функционирование ГФП и ГФН, включенных последовательно, подробно описано в литературе [1–4]. Там же указана возможность стабилизации периода следования импульсов с помощью рециркулятора. Поэтому в данной работе целесообразно описать только последовательность прохождения обрабатываемых колебаний по частотным каналам.

Поляков Виктор Иванович, к.т.н., доцент, профессор кафедры ЭВМ и систем Брестского государственного технического университета. Беларусь, БрГТУ, 224017, г. Брест, ул. Московская, 267.

Стрибук Александр Михайлович, директор ОАО «Цветотрон», г. Брест.

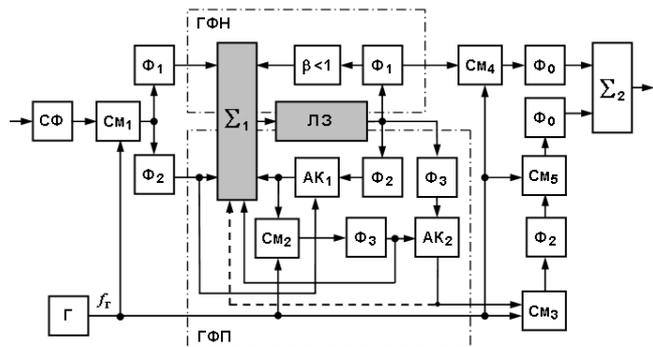


Рис. 1. Схема обработки сигнала с общей линией задержки

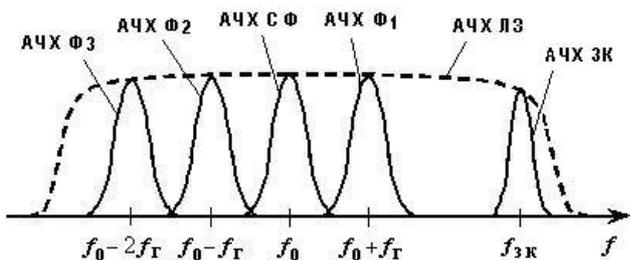


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики линии задержки и каналов обработки сигнала

Входная смесь полезного сигнала и ПП на частоте f_0 подвергается внутриволновой обработке в согласованном фильтре СФ. Затем в преобразователе частоты (генератор Г частоты f_r , смеситель См₁) выполняется трансформация в два колебания на частотах $f_0 + f_r$ и $f_0 - f_r$, которые выделяются полосовыми фильтрами Φ_1 , Φ_2 и подаются на вход линии задержки ЛЗ через первый сумматор Σ_1 . Задержанные колебания с выхода ЛЗ через аналогичную пару фильтров Φ_1 , Φ_2 поступают в цепи обратной связи ГФН и ГФП. В цепи обратной связи ГФП колебания, после вычитания в автокомпенсаторе АК₁ задержанных и незадержанных напряжений, с помощью второго преобразования частоты в смесителе См₂ перемещаются на частоту $f_0 - 2f_r$, а затем осуществляется второй цикл задержки в ЛЗ и вычитания (с предварительной обработкой двумя полосовыми фильтрами Φ_3) в автокомпенсаторе АК₂. После этого выходные колебания ГФП с помощью двойного преобразования частоты (соответственно, элементами См₃, Φ_2 и См₄, Φ_0) переносятся на исходную несущую частоту f_0 и объединяются во втором сумматоре Σ_2 с колебаниями ГФН, перенесенными на эту же частоту с помощью смесителя См₃ и фильтра Φ_0 .

В силу практической линейности анализируемого устройства, накопление полезного сигнала и подавление ПП осуществляются независимо друг от друга, а результат обработки получается таким же, как и при последовательной обработке в ГФП и ГФН на одной частоте, но на разных ЛЗ.

Если необходимо череспериодное вычитание большей кратности, колебание следует опять направить на вход линии задержки (показано на схеме пунктирной линией связи от автокомпенсатора

АК₂ к сумматору Σ_1), а затем обработать дополнительными аналогичными элементами (смесителем, фильтрами, автокомпенсатором). Кратность череспериодного вычитания определяет эффективность подавления помехи, но ограничивается полосой пропускания линии задержки и шириной спектра сигнала (см. рисунок 2).

На рисунке 1, с целью упрощения понимания схемы, показаны не все каналы ГФН, реализуемые аналогично представленному рециркулятору на частоте $f_1 = f_0 + f_r$, с использованием этой же линии задержки на частотах $f_0 + 2f_r$, $f_0 + 3f_r$ и т.д. Число таких каналов зависит от интервала однозначного измерения частоты (возможной радиальной скорости цели) и необходимой разрешающей способности. Циркуляции сигнала в ГФН осуществляются на одной из этих частот (для случая одной цели) и затухают в соответствии с выбранным коэффициентом обратной связи $\beta < 1$.

На схеме также не показан рециркулятор на отдельном частотном канале $f_{ЗК}$, который необходим для стабилизации периода следования зондирующих импульсов и не связан с рассмотренными выше каналами никакими элементами схемы, за исключением общей линии задержки и сумматора.

Возможные различия запаздывания в разных частотных каналах ЛЗ могут быть устранены за счет одного или нескольких дополнительных каскадов усиления в каждом частотном канале, необходимых для компенсации затухания колебаний в линии задержки (эти каскады на рисунке 1 также не показаны).

Заключение. Таким образом, предложенная схема обработки сигнала на фоне помех позволяет, используя лишь одну линию задержки, обеспечить выполнение операций накопления полезного сигнала и подавления пассивных помех. При этом качество выделения сигнала на фоне помех не будет зависеть от возможной нестабильности периода следования зондирующих импульсов, так как он синхронизируется той же линией задержки.

В качестве недостатка данной схемы следует отметить появление нового источника нестабильности, а именно – гетеродина. Тем не менее, добиться устойчивости параметров гетеродина на практике значительно проще, чем обеспечить сравнимую по эффективности стабильность характеристик линий задержки. Кроме того, на качество обработки сигнала может повлиять возможное нарушение линейности приемного тракта за счет ввода в схему преобразователей частоты. Хотя эти устройства, в принципе, являются нелинейными элементами, однако при обеспечении соотношения напряжений сигнала и гетеродина $U_C(t) \ll U_r(t)$ приемный тракт в целом считают линейным.

СПИСОК ЦИТИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана – М.: Радиотехника, 2007.
2. Ширман, Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – Харьков: ВИРТА, 1984.
3. Дереченник, С.С. Радиоэлектронная системотехника / С.С. Дереченник, В.И. Поляков. – Брест: БрГТУ, 2011.
4. Чердынцев, В.А. Радиотехнические системы. – Мн.: Выш. школа, 1988.

Материал поступил в редакцию 08.12.11

POLYAKOV V.I., DERECHENNIK S.S., STRIBUK A.M. About possibility of improvement of quality of detection of the signal against passive hindrances

The analysis of optimum algorithm of detection of a radio signal against hundred-tsonarynh passive hindrances, and also known devices of its realization on the basis of the edge frequency filters including of some lines of a delay to which high demands on stability and identity of characteristics are made is made. The device scheme in which the same line of a delay provides performance of all operations of processing of a signal in the form of a coherent pack of impulses is offered: accumulation of a useful signal, suppression of a hindrance, stabilization of frequency of following of probing impulses. Instability of characteristics of a line of a delay becomes thus less critical that will allow to raise quality of detection of a useful signal.