

УДК 621.372.852.5

ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПРИЕМА ЛЧМ-СИГНАЛОВ

В.В.Дженов, А.Г.Батин, С.В.Аверкин

THE ANALOG TRANSVERSAL FILTER FOR LFM SIGNALS

V.V.Dzhenov, A.G.Batin, S.V.Averkin

ОАО «ОКБ-Планета», djenovvv@okbplaneta.ru

Рассматривается способ построения согласованных фильтров для сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) диапазона СВЧ на отрезках линий передач, в частности, на микрополосковых линиях, который может быть выполнен в виде топологии печатной платы. Фильтр представляет собой пассивное устройство. Предполагается, что применение подобных фильтров позволит упростить состав радиолокационной системы, сократить энергопотребление, повысить надежность функционирования. Сокращение топологических размеров фильтра происходит с ростом рабочей частоты и уменьшением длительности зондирующего ЛЧМ-импульса, что делает привлекательным применение подобных фильтров в системах со сверхкороткими импульсами.

Ключевые слова: ЛЧМ, трансверсальный фильтр, делители мощности, линии задержки

This article is devoted to the method of constructing a matched filter for signals with linear frequency modulation (LFM) of the microwave range on the segments of transmission lines, in especially in microstrip lines. The method can be done in the form of the PCB topology. The filter is a passive device. It is assumed that the use of such filters will simplify the structure of a radar system, reduce power consumption, and improve reliability of the operation. The filter topological size reducing occurs along with increasing the operating frequency and decreasing the duration of the chirped probe pulse. This makes the use of such filters in systems with ultrashort pulses more attractive.

Keywords: LFM, transversal filter, power dividers, delay lines

Введение

Радиолокационное наблюдение и обнаружение различных объектов является гарантией безопасности в наше время. Одной из проблем радиолокации является то, что отраженный от цели сигнал приходит на вход приемного устройства РЛС малым по амплитуде и сильно зашумленным.

На сегодняшний день можно выделить два основных метода выделения слабых сигналов из смеси сигнал-шум: метод накопления (интегрирования) и метод, основанный на применении специального класса сигналов (сложных сигналов) [1].

Одним из наиболее распространенных сложных сигналов является сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Для детектирования ЛЧМ-сигнала наиболее удобно применять цифровой согласованный фильтр.

В СВЧ-диапазоне применение цифровых фильтров возможно только с переносом частоты вниз по спектру, что серьезно усложняет систему обработки сигнала (рис.1). Фильтры на ПАВ, в том числе согласованные для ЛЧМ и ФКМ сигналов, практически не реализуемы для частот свыше 1 ГГц из-за высоких требований к технологическому процессу и материалам. Согласованные фильтры для ЛЧМ-сигнала на дисперсионных линиях задержки СВЧ-диапазона чаще всего оказываются нетехнологичны и требуют сложного расчета.

Перечисленные проблемы и определяют актуальность разработки аналогового трансверсального

СВЧ-фильтра (ТАФ), выполняющего функцию цифрового согласованного фильтра для сложных сигналов, в частности, для ЛЧМ-сигнала, в СВЧ-диапазоне.

Сравнение трактов цифрового приемника и приемника с ТАФ

Для более точного определения применимости ТАФ СВЧ диапазона, рассмотрим классический метод приема и обработки ЛЧМ сигнала на рис.1.

Применение ТАФ позволило бы реализовать упрощенный метод, представленный на рис.2. При этом компаратор и микропроцессор (п.п. 7 и 8) с заданной программой обработки можно реализовать на ПЛИС, что еще сокращает количество блоков.

Рассмотрим особенности построения ТАФ фильтра в сравнении со структурой классического цифрового фильтра. Будем считать, что фильтр имеет конечную импульсную характеристику, тогда разностное уравнение КИХ фильтра не содержит рекурсивной части и имеет вид [2]:

$$y(k) = \sum_{m=0}^k b_m \cdot x(k-m)$$

где $y(k)$ — отсчеты на выходе фильтра, $x(k-m)$ — входные отсчеты, b_m — коэффициент разностного уравнения.

Структурная схема цифрового КИХ-фильтра показана на рис.3.

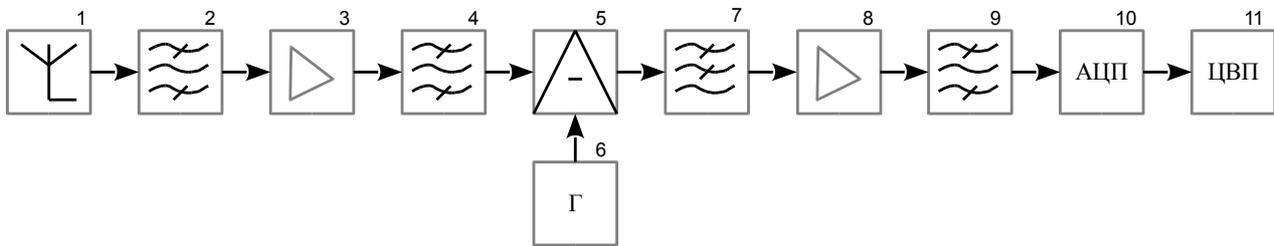


Рис.1. Классический метод приема и обработки ЛЧМ-сигнала: 1 — антенно-фидерное устройство; 2 — полосовой фильтр; 3 — малошумящий усилитель (МШУ); 4 — полосовой фильтр; 5 — смеситель; 6 — гетеродин; 7 — полосно-пропускающий фильтр (ППФ) или фильтр нижних частот (ФНЧ); 8 — усилитель промежуточной частоты (УПЧ); 9 — полосно-пропускающий фильтр УПЧ; 10 — аналогово-цифровое преобразование (АЦП); 11 — центральный вычислительный процессор (ЦВП)

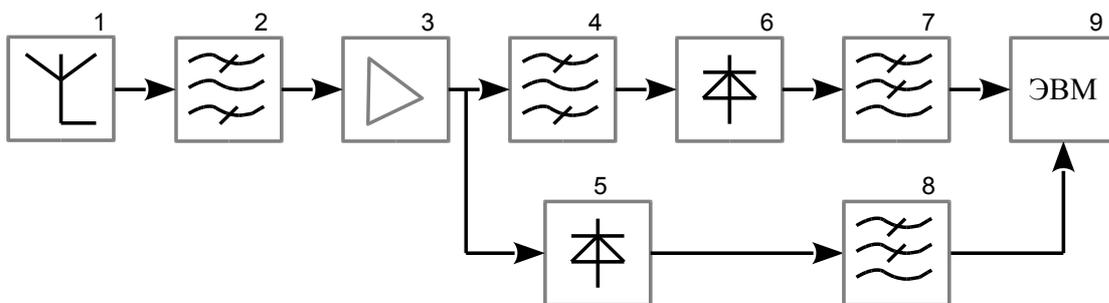


Рис.2. Упрощенный метод приема и обработки ЛЧМ-сигнала: 1 — антенно-фидерное устройство; 2 — полосовой фильтр (пре-селектор); 3 — малошумящий усилитель (МШУ); 4 — ТАФ; 5, 6 — детектор мощности; 7, 8 — фильтр нижних частот; 9 — ЭВМ

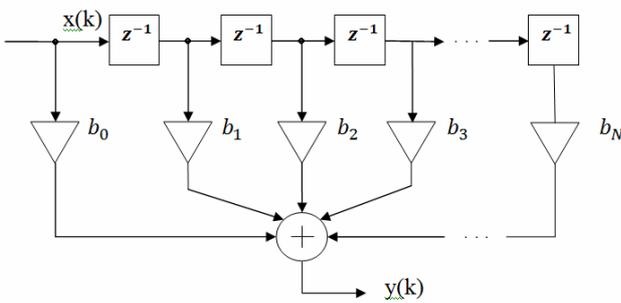


Рис.3. Структурная схема цифрового КИХ-фильтра

Сигнал на выходе фильтра $y(k)$ зависит от задержанного входного сигнала $x(k)$. Задержка на один отсчет соответствует умножению на z^{-1} для цифровых фильтров. КИХ фильтр порядка N содержит N линий задержки и $N+1$ коэффициент. Если коэффициент $b_0=1$, то получим КИХ-фильтр порядка N , у которого умножение на $b_0=1$ будет тривиальным. Импульсная характеристика КИХ-фильтра определяется коэффициентами множителей фильтра.

Таким образом, цифровой фильтр обусловлен своей импульсной характеристикой, являющейся правой частью разностного уравнения. Для получения комплексного коэффициента передачи требуется взять от импульсной характеристики преобразование Фурье. Если комплексный коэффициент передачи — периодическая функция частоты (что и наблюдается в КИХ фильтрах), то импульсная характеристика $h(k)$ дискретного фильтра определяется как разложение в ряд Фурье $H(e^{j\omega})$:

$$h(k) = \int_0^{\pi} H(e^{j\omega}) \cdot \exp(j \cdot \omega \cdot k) d\omega, k=0,1,2,\dots,$$

где ω — нормированная круговая частота, j — мнимая единица, k — отсчеты импульсной характеристики.

Так как $h(k)$ убывает с увеличением k , то можно рассчитать количество отсчетов импульсной характеристики фильтра, требуемое для реализации передаточной характеристики, при помощи обратного преобразования Фурье [2].

Аналогичные выводы о получении требуемой передаточной характеристики можно сделать и для трансверсального аналогового фильтра, как это продемонстрировано для ПАВ-фильтров [3]. Основное отличие от цифрового фильтра заключается в том, что входной сигнал является непрерывной, в общем случае, функцией и существует не только в моменты тактирования. Другим отличием является возможность выборки значений сигнала для обработки с изменяющимся по времени шагом (аналог неэквидистантных преобразователей в технике ПАВ), что упрощает построение согласованных фильтров для ЛЧМ-сигналов.

Реализация ТАФ диапазона СВЧ

Для реализации ТАФ на СВЧ необходимо реализовать структуру цифрового фильтра в виде анало-

говых СВЧ эквивалентов используемых функциональных узлов. Для этого функциональный узел запоминания сигнала (задержка на такт) заменяется на требуемую линию задержки (ЛЗ). Отводы сигнала выполняются с помощью делителей мощности. Весовые коэффициенты пересчитываются для реализации при помощи аттенуаторов. Сумматор сигнала выполняется на сумматоре мощности (топологически эквивалентен делителю).

Для построения ТАФ проводится расчет требуемых длин линий задержки и определение влияния разрядности фильтра на его габаритные размеры. В случае больших габаритных размеров нужно либо уменьшить количество отсчетов, либо использовать материал подложки с большей диэлектрической проницаемостью.

Наиболее рациональным представляется переход к топологии в виде цепочки направленных ответвителей или, что проще, в виде цепочки неравновесных делителей мощности. Предложенная последовательная схема ТАФ имеет один существенный недостаток, заключающийся в сложности расчета делителей мощности таким образом, чтобы на сумматор приходила одинаковая мощность. Другими словами, для N отсчетов фильтра потребуется, чтобы 0-й делитель обеспечивал отвод мощности в соотношении $1/N$, 1-й делитель отводил $1/N-1$ и т. д. [4].

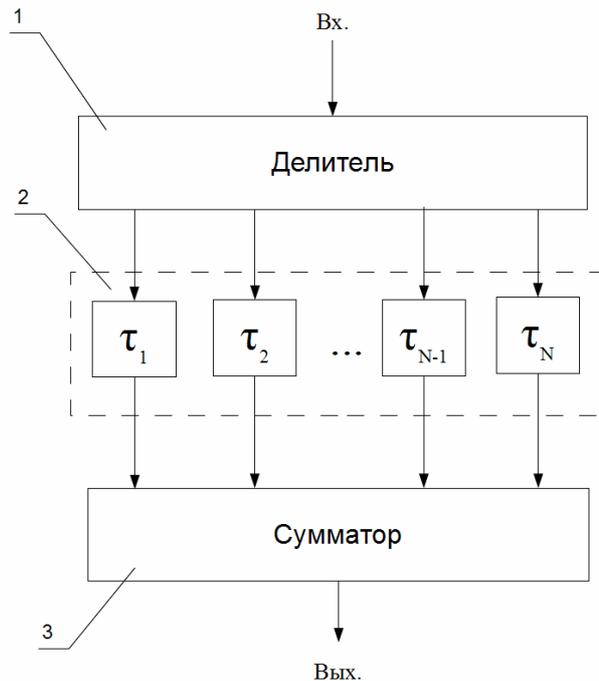


Рис.4. Параллельная структурная схема ТАФ (τ — линия задержки)

Параллельная схема избавлена от указанного недостатка, но требует длинных линий задержки. В параллельной схеме ТАФ, показанной на рис.4, сигнал сначала делится на N при помощи каскадов делителей наиболее подходящей схемы и топологии, а затем подается на линии задержки [5].

Для сокращения длины линий задержки можно предложить параллельно-последовательную схему, где сигнал делится на нужное количество каналов, а

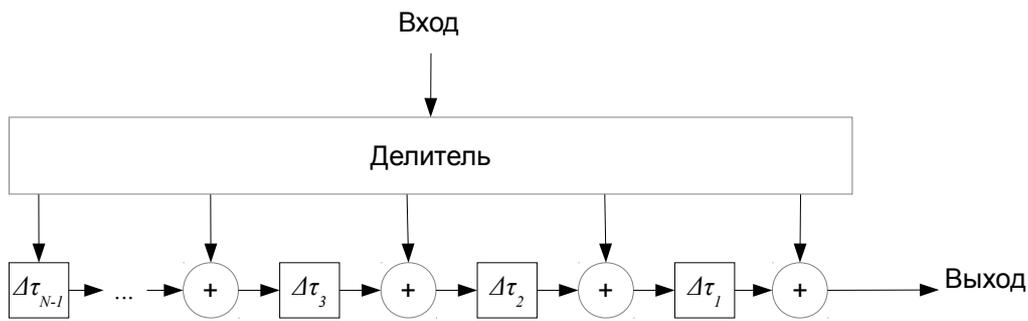


Рис.5. Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ

затем собирается последовательной цепочкой сумматоров, причем необходимые линии задержки включены в указанную цепочку [6].

Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ показана на рис.5, где задержки рассчитываются как $\Delta\tau_i = \tau_i - \tau_{i-1}$, для $i=1, \dots, N-1$. Применение указанной схемы сокращает необходимую длину ЛЗ, поскольку самая длинная ЛЗ будет включать в себя все предыдущие, но при расчете ЛЗ потребуются учет дополнительных задержек сигнала внутри сумматоров мощности.

Такая схема является компромиссом между простотой расчета и топологическими требованиями.

Реализация ТАФ в общем случае происходит в следующей последовательности:

- выбор схемы построения фильтра,
- расчет делителей (сумматоров) мощности,
- расчет линий задержки на микрополосковых линиях,
- расчет аттенуаторов (в случае единичных весовых коэффициентов не требуется).

Примерный вид топологии фильтра для детектирования коротких ЛЧМ импульсов показан на рис.6. Данный фильтр построен по параллельной схеме и производит свертку сигнала по восьми временным точкам (аналог выборок для дискретных устройств).

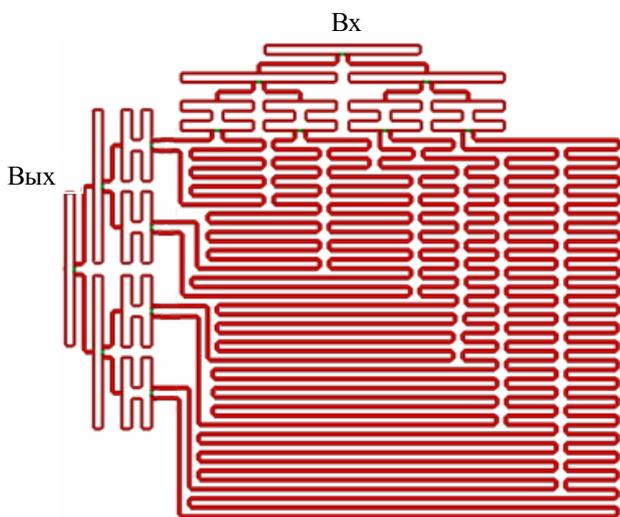


Рис.6. Топология фильтра для детектирования коротких ЛЧМ импульсов

Расчет ТАФ для ЛЧМ-сигнала ведется аналогично расчету цифрового фильтра с некоторыми особенностями. ЛЧМ-сигнал характеризуется линейным изменением частоты от нижней границы до верхней за длительность импульса. Импульсную характеристику можно реализовывать двумя способами: когда отсчеты идут через фиксированное время задержки и когда отсчеты берутся в максимумах импульсной характеристики. Для того чтобы сформировать импульсную характеристику, необходимо реализовать как положительные, так и отрицательные ее отсчеты. Это значит, что на входе фильтра должен стоять трансформатор, имеющий два выхода, сигнал на которых находится в противофазе. В случае согласованного ТАФ для ЛЧМ-сигнала, если использование трансформатора затруднительно, импульсная характеристика подбирается так, чтобы она содержала коэффициенты только одного знака.

Для ТАФ, принимающего ЛЧМ-сигнал, не зависимо от реализации, будет использована только часть энергии сигнала при приеме и свертке. Если, в отличие от цифровых фильтров, брать отсчеты в точках максимума ЛЧМ-сигнала путем подбора времени задержки ЛЗ, то можно избавиться от аттенуаторов (все весовые коэффициенты равны единице).

Покажем работоспособность такой схемы на примере математической модели для свертки ЛЧМ, а также добавим шум, чтобы наглядно увидеть полученный результат. Длительность сигнала возьмем равной 1 нс, начальную частоту равную 8 ГГц, длительность моделирования 2 нс.

Задаем график ЛЧМ-сигнала с отметками, где мы берем отсчеты сигнала.

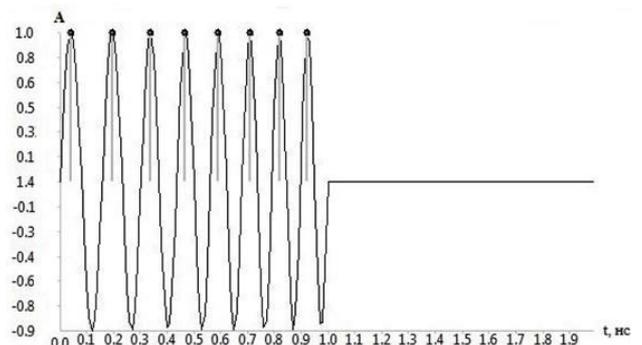


Рис.7. График ЛЧМ сигнала с отметками

Сигнал на выходе трансверсального фильтра является корреляционной функцией входного сигнала и импульсной характеристики фильтра. Согласованный фильтр должен производить свертку входного сигнала с эталонным. Чтобы корреляция стала сверткой, вид импульсной характеристики фильтра должен представлять собой зеркальное отображение входного сигнала во временной области.

В нашей модели требуемые отсчеты сигнала берутся не через равные промежутки времени, а тогда, когда сигнал имеет одинаковые значения (единицы). Из графика видно, что отметки берутся примерно в максимумах. Выбор отсчетов вблизи максимумов сигнала позволяет смоделировать эффекты от технологической погрешности изготовления фильтра. Как видно на рисунке, взято восемь отсчетов.

Далее добавим мешающий сигнал на частоте 7,8 ГГц. Задаем графики ЛЧМ-сигнала и помехи:

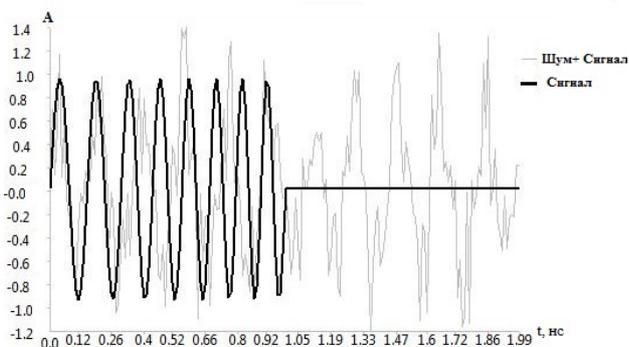


Рис.8. Графики ЛЧМ-сигнала и помехи

Сумма полезного сигнала и помехи представлена на рис.8. Как видно из этого рисунка, выявить входной ЛЧМ-сигнал на фоне мешающего сигнала становится сложнее.

Выходной сигнал представим как сумму копий исходного сигнала, задержанного на необходимые значения времени. Задержки рассчитываются по исходному ЛЧМ сигналу, после чего располагаются обратно во времени.

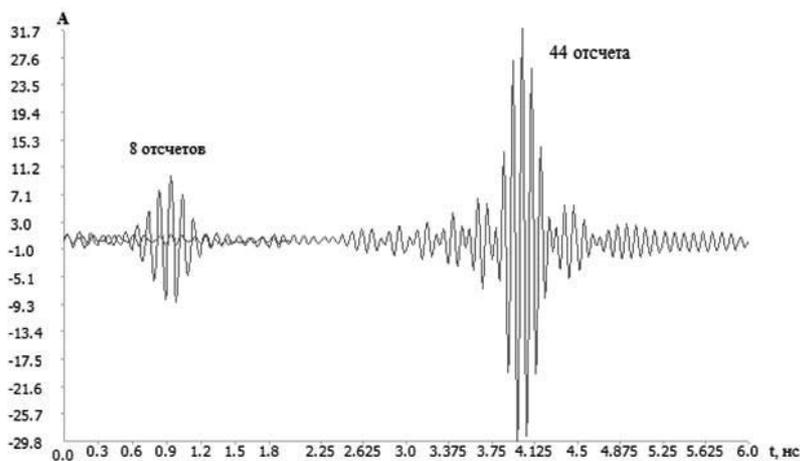


Рис.10. Сравнения сигналов с выхода фильтра для 8 отсчетов и 44 отсчета

Принцип задания задержки для ТАФ параллельной схемы таков: нулевая задержка для последнего отсчета сигнала, задержка для предпоследнего, сумма предыдущего и текущего, сумма всех предыдущих и текущего и так далее.

$$S_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} S(t - \tau_i),$$

где τ_i — время задержки для i -й линии задержки, $S(t)$ — исходный сигнал (с шумом), N — количество отводов ТАФ.

Мы не можем инвертировать во времени сигнал, а это значит, что на выходе ТАФ будет присутствовать сумма входных сигналов, задержанных во времени соответственно всем линиям задержки. График выходного сигнала ТАФ представлен на рис.9.

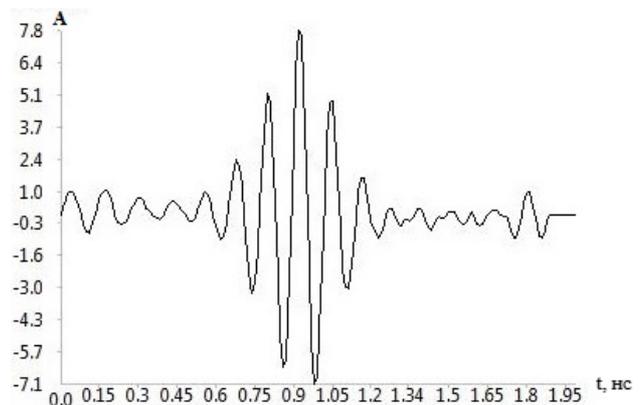


Рис.9. Сигнал на выходе согласованного фильтра

Как видно из последнего графика, в выходном сигнале присутствует явный максимум по амплитуде и произошло подавление шума. Таким образом, сигнал на выходе ТАФ представляет собой аналог свертки исходного сигнала с его зашумленной копией.

На рис.10 показано сравнение сигналов с выхода фильтра для 8 отсчетов и 44 отсчета в условных единицах амплитуды.

Как видно из рисунка, увеличение длительности ЛЧМ-сигнала, при условии такого же увеличения количества отсчетов, позволяет значительно поднять

уровень полезного сигнала при одновременном подавлении шумов.

Заключение

В статье приведены результаты разработки аналогового трансверсального СВЧ-фильтра (ТАФ), выполняющего функцию цифрового согласованного фильтра для сложных сигналов, в частности, для ЛЧМ-сигнала, в СВЧ-диапазоне.

Существует возможность построения согласованных фильтров для ЛЧМ сигналов СВЧ-диапазона, а также упрощенных систем для приема таких сигналов, например, в составе РЛС. Согласованный ТАФ для приема ЛЧМ-сигналов может быть выполнен в топологическом виде по отработанной технологии. При этом такой фильтр является пассивным устройством.

Применение ТАФ для приема ЛЧМ-сигналов позволит уменьшить стоимость радиосистемы, ее энергопотребление и повысить надежность ее работы (применение пассивных компонентов, стойкость к повышенному уровню входных сигналов, меньшее количество элементов).

Рассмотренный тип фильтров хорошо подходит для приема ЛЧМ-сигналов на достаточно коротких временных отрезках (до 10 нс), но плохо подходит для приема ЛЧМ-сигналов большой длительности в виду роста длин линий задержки и, как следствие, размеров платы фильтра. Следовательно, данный вид фильтров удобен для использования в радиолокационных системах на сверхкоротких импульсах (СКИ).

1. Тяпкин В.Н., Фомин А.Н., Гарин Е.Н. и др. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск. Красноярск: Сиб. федер. ун-т. 2011. 536 с.
2. Введение в цифровую фильтрацию: Пер. с англ. / Под ред. Р.Богнера и А.Константинидиса. М.: Мир, 1976. 212 с.
3. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 416 с.
4. Проектирование полосковых устройств СВЧ: Учебное пособие. Ульяновск, 2001. 123 с.
5. Патент №2290751. МПК H03H17/06. Устройство свертки сигнала / М.В.Агунов, А.В.Агунов, Н.М.Вербова. Заявл. 01.04.2005. Опубл. 27.12.2006. Бюл. №2005109468/09. С.7.
6. Патент №156824. МПК H03H15/00. Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ-сигнала диапазона СВЧ / В.В.Дженов, А.Г.Батин, С.В.Аверкин. Заявл. 27.07.2015. Опубл. 23.10.2015. Бюл. №2015131175. С.11.

References

1. Tiapkin V.N., Fomin A.N., Garin E.N. et al. Osnovy postroeniia radiolokatsionnykh stantsii radiotekhnicheskikh voisk [Basic principles of constructing radar stations for the radio-technical troops]. Krasnoyarsk, SibFU Publ., 2011. 536 p.
2. Bogner R.E., Constantinides A.G., eds. Introduction to digital filtering. New York, Wiley, 1975. (Russ. ed.: Bogner R., Konstantinidis A., eds. Vvedenie v tsifrovuiu fil'tratsiiu. Moscow, "Mir" Publ., 1976. 212 p.).
3. Morgan D.P. Surface-wave devices for signal processing. Elsevier, Amsterdam, 1985. (Russ. ed.: Morgan D. Ustroistva obrabotki signalov na poverkhnostnykh akusticheskikh volnakh. Moscow, "Radio i sviaz" Publ., 1990. 416 p.).
4. Proektirovanie poloskovykh ustroistv SVCh. Uchebnoe posobie [Design of microwave stripline devices]. Ulyanovsk, 2001. 123 p.
5. Agunov M.V., Agunov A.V., Verbova N.M. Ustroistvo svertki signala [The device for signal convolution]. Patent RF, no. 2290751, 2006.
6. Dzenov V.V., Batin A.G., Averkin S.V. Transversal'nyi analogovyi fil'tr dlia priema LChM signala diapazona SVCh [The analog transversal filter for LFM signals of the microwave range]. Patent RF, no. 156824, 2015.