

Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники

Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин

**Быстродействующие устройства аналоговой
обработки и защиты информации**

Учебное пособие

Томск, 2000

Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Быстродействующие устройства аналоговой обработки и защиты информации: Учебное пособие. – Томск: ТУСУР, 2000. – 60 с.

В пособии рассмотрены теоретические основы аналоговой обработки сигналов с малыми потерями энергии, вопросы синтеза устройств, реализующих данную обработку, и их применения для защиты каналов передачи от несанкционированного съёма информации. Рассмотрена структура кодеков для одноканальных и многоканальных линий связи, основные принципы их расчета, оценки криптостойкости, принципиальные схемы звеньев кодеков, освещены вопросы влияния погрешностей и дестабилизирующих факторов.

Для студентов специальностей, изучающих дисциплину «Инженерно-технические средства защиты информации». Будет полезно для специалистов, занимающихся вопросами информационной безопасности.

Содержание

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	5
ВВЕДЕНИЕ	6
1. Теоретические основы аналоговой обработки сигналов при минимальных потерях энергии	8
1.1. Используемые представления сигналов и основные определения	8
1.2. Задачи аналоговой обработки сигналов и фазовые фильтры как основа их решения	12
1.3. Преобразование формы импульсного сигнала фазовым фильтром	12
1.4. Синтез заданной зависимости группового времени запаздывания	14
1.5. Реализации звеньев фазовых фильтров	16
2. Фазовые фильтры на основе связанных линий	19
2.1. Основные положения теории связанных линий	19
2.2. Методы синтеза фазовых фильтров на основе связанных линий	21
2.2.1. Морфологический синтез фазовых фильтров на основе связанных линий. Обобщенная структурная схема ФФ	22
2.2.2. Метод синтеза фильтров на распределенных структурах по прототипу на сосредоточенных элементах	23
2.3. Основные типы звеньев фазовых фильтров на основе связанных линий	24
2.3.1. С-секция	24
2.3.2. N-секция	25
2.3.3. Модифицированная N-секция	27
2.3.4. P-секция	28
2.3.5. X-секция	29
3. Кодеки на основе фазовых фильтров	31
3.1. Структурная схема и принцип действия кодека на основе фазовых фильтров	31
3.2. Классификация способов кодирования информации при помощи фазовых фильтров	33
3.3. Синтез кодека на основе фазовых фильтров	34
3.3.1. Синтез каскадного соединения звеньев	35
3.3.2. Генерация полной группы вариантов разбиения фильтра	41
3.3.3. Выбор криптостойких вариантов (проверка «условий несовместимости»)	41
3.4. Влияние погрешностей элементов на характеристики фильтров и оценка реализуемости	44

4. Кодеки на основе фазовых фильтров для симметричных и многоканальных линий связи	48
4.1. Постановка задачи	48
4.2. Некоторые подходы к решению	49
5. Прочие применения фазовых фильтров	52
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	56
ЛИТЕРАТУРА	57
ПРИЛОЖЕНИЕ. Перечень программ, рекомендуемых к использованию при изучении курса	60

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ГВЗ – групповое время запаздывания
ЛП – линия передачи
СВЧ – сверхвысокие частоты
СЛ – связанные линии
ФФ – фазовый фильтр
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ШПС – шумоподобный сигнал

ВВЕДЕНИЕ

Последние несколько десятилетий прошли под знаком развития теории и техники цифровой обработки информации. Однако в самом принципе цифровой обработки есть существенное внутреннее противоречие: цифровая схема всегда работает на тактовых частотах повторения импульсов значительно меньших, чем верхние граничные частоты спектральных составляющих этих импульсных сигналов. Поэтому элементы схемы должны быть достаточно высокочастотными. Таким образом, образуется «зазор», в котором информация с таким спектром не может быть обработана цифровыми схемами, хотя элементы, составляющие схему, способны функционировать на этих частотах. Развитие же технологии лишь смещает этот зазор в область более высоких частот, не устраняя этот недостаток в принципе.

Наиболее ярко разрыв верхних граничных частот элементов и тактовых частот проявляется в схемах, реализующих пассивную обработку информации, поскольку пассивные элементы по своей физической природе обеспечивают высокое быстродействие¹.

Излишне говорить, что желание инженеров обрабатывать информацию с максимально доступной элементам скоростью (а не с меньшей в несколько раз), вполне понятно. В последнее время потребность в устройствах аналоговой обработки на сверхвысоких частотах (СВЧ) стимулируется также активно развивающимися системами импульсной радиосвязи и радиолокации [1-5, 33-34].

Общие принципы защиты информации путем аналоговой обработки сигналов сводятся к двум действиям: сначала к искажению сигнала за счет воздействия на один или несколько его параметров, а затем к восстановлению сигнала с такой степенью точности, которая достаточна для получения неискаженной информации, «защитой» в данном сигнале.

Если мы как-либо произведем трансформацию сигнала в широком частотном диапазоне применением аналоговых устройств, то обратная его обработка оказывается невозможна цифровыми средствами. При этом, если алгоритм обработки неизвестен, то задача его отыскания оказывается весьма затруднительной.

В настоящем пособии рассматривается применение средств аналоговой обработки сигналов для целей защиты передаваемой информации.

¹Среди прочих аргументов применения пассивных устройств то, что при передаче и обработке шумоподобных сигналов повышенное влияние имеют мультипликативные помехи [7-8]. Это накладывает требования к высокой линейности устройств обработки шумоподобных сигналов, которым в наибольшей степени отвечают пассивные устройства.

В разработке отдельных разделов настоящего пособия принимали участие: Маничкин А.Н. (разделы 3.3.1, 3.4), Милешина Ю.Е. (раздел 3.3.3), Дьячков А.В. (раздел 4). Специальную благодарность мы выражаем заведующему кафедрой радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа Ильюшенко В.Н. за ценные замечания при работе над пособием.

Форма и объемы изложения материала предполагают знание методов спектрального анализа, анализа переходных процессов в линейных цепях, методов матричного анализа, теории связанных линий. Почти все рассмотренные в пособии задачи подкреплены программными продуктами. Читатель, пользуясь предлагаемыми программами, сможет самостоятельно решать задачи защиты информации за счет применения рассматриваемых технических средств. Ссылки на программы приведены по ходу изложения, а их сводка дана в приложении. К пособию может быть приложен носитель программ на компакт-диске или дискетах.

За справками рекомендуем обращаться по электронным адресам: ndm@tusur.ru (Малютин Николай Дмитриевич); sew@tusur.ru (Семенов Эдуард Валерьевич).

1. Теоретические основы аналоговой обработки сигналов при минимальных потерях энергии

1.1. Используемые представления сигналов и основные определения

Рассмотрим кратко основные положения спектрального анализа Фурье и характеристики сигналов и устройств, которые будем широко использовать в дальнейшем.

Небольшой исторический экскурс [6]. Начиная примерно с 1740 г. Д. Бернулли, Ж.Даламбер, Ж.Лагранж и Л.Эйлер, изучая некоторые проблемы математической физики, оказались вовлеченными в жаркие споры по поводу возможности представления более или менее произвольной функции с периодом 2π в виде суммы тригонометрического ряда. В 1811 г. Ж.Фурье выразил уверенность в возможности такого представления, а в 1822 г. после выхода в свет его книги «*Theorie Analytique de la Chaleur*» стали обычно связывать тригонометрический ряд вида

$$\frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos\omega_0 nt + b_n \sin\omega_0 nt) \quad (1.1)$$

с именем Фурье. Здесь ω_0 - частота периодического сигнала, n - номер гармоники. Коэффициенты этого ряда определяются так:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \cos(\omega_0 nt) dt, \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u(t) \sin(\omega_0 nt) dt$$

и называются дискретным спектром периодической функции.

Впоследствии такое представление сигнала было обобщено на случай непериодического сигнала $u(t)$ [29]:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega, \quad \text{где } s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{j\omega t} \cdot dt. \quad (1.2)$$

Комплексная функция частоты $s(\omega)$ называется спектром функции $u(t)$, и благодаря однозначности формул (1.2), является однозначным линейным отображением функции-прототипа $u(t)$ из временной области в частотную. Модуль $s(\omega)$ называют амплитудным спектром, аргумент $s(\omega)$ - фазовым спектром. Квадрат модуля $s(\omega)$ имеет смысл спектральной плотности мощности сигнала.

Удобство спектрального представления сигнала при анализе линейных цепей заключается в том, что воздействие линейного устройства на спектр сигнала $s_{ex}(\omega)$ сводится к изменению амплитуды и фазы спектральных составляющих:

$$s_{вых}(\omega) = s_{ex}(\omega) \cdot \overline{K(\omega)},$$

где черта сверху – символ комплексного сопряжения. При этом $K(\omega)$ называется комплексной передаточной функцией устройства.

Необходимо отметить, что, несмотря на схожесть интеграла (1.2) и ряда Фурье (1.1) в том отношении, что оба представляют взвешенную сумму (интеграл) экспоненциальных составляющих, ряд и интеграл Фурье – понятия весьма различные. В частности, коэффициенты ряда Фурье a_n , b_n имеют размерность исходного сигнала, а спектр $s_{\text{ex}}(\omega)$ – размерность исходного сигнала, деленную на радиан в секунду, и имеет смысл спектральной плотности. Данный факт не позволяет даже отображать дискретные и непрерывные спектры на одном графике [35].

Для практических вычислений спектра с применением ЭВМ используется ряд Фурье. Быстрота и наглядность компьютерного анализа создала в настоящее время качественно новую ситуацию, когда численное моделирование оказывается более эффективным, чем теоретический поиск общих решений. Однако численные алгоритмы анализа накладывают ряд требований и создают ряд специфических ситуаций. В частности, дискретное представление спектра сигнала требует дискретизации передаточной функции с теми же параметрами частотной сетки.

Выделим несколько важных для дальнейшего рассмотрения определений.

Определение 1. Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) устройства называется зависимость модуля комплексной передаточной функции $|K(\omega)|$ от частоты.

Определение 2. Функцией затухания называется величина, обратная передаточной функции.

Определение 3. Фазочастотной характеристикой (ФЧХ) устройства называется зависимость главного значения аргумента комплексной передаточной функции от частоты:

$$\varphi(\omega) = \arg(K(\omega)).$$

Определение 4. Характеристикой группового времени запаздывания (ГВЗ) называется первая производная фазочастотной характеристики по частоте, взятая с отрицательным знаком:

$$\tau(\omega) = -\frac{d[\arg(K(\omega))]}{d\omega}.$$

ГВЗ также можно определить через функцию затухания $H(\omega)$:

$$\tau(\omega) = \frac{d[\arg(H(\omega))]}{d\omega}. \quad (1.3)$$

Полезно отметить, что между ГВЗ и ФЧХ имеется взаимно однозначное соответствие, т.е. они содержат полную информацию друг о друге. Это легко понять имея в виду, что интегрируя

производную можно найти исходную функцию за исключением постоянного слагаемого (в данном случае фазового сдвига). Но неопределенность в сдвиге ФЧХ по оси ординат устраняется тем фактом, что фазовый сдвиг на нулевой частоте всегда нулевой (постоянный ток не может иметь фазового сдвига).

Тем не менее, ГВЗ во многих случаях более наглядный и удобный параметр, поэтому рассмотрим подробнее особенности его вычисления.

1.1.1. Об особенностях расчета группового времени запаздывания

Если необходимо отыскать аналитическое выражение для ГВЗ конкретной схемы, то непосредственно воспользоваться формулой (1.3) проблематично, т.к. она содержит функцию $\arg(\cdot)$, являющуюся трансцендентной. Более удобная для использования в аналитических выкладках формула получается, если в общем виде взять производную от $\arg(\cdot)$ [15]:

$$\tau(\omega) = \frac{\operatorname{Im}'(H(\omega)) \cdot \operatorname{Re}(H(\omega)) - \operatorname{Im}(H(\omega)) \cdot \operatorname{Re}'(H(\omega))}{\operatorname{Re}^2(H(\omega)) + \operatorname{Im}^2(H(\omega))}, \quad (1.4)$$

где штрих обозначает дифференцирование по частоте.

Проблема также возникает при численном определении ГВЗ. В этом случае ГВЗ вычисляется как конечная разность:

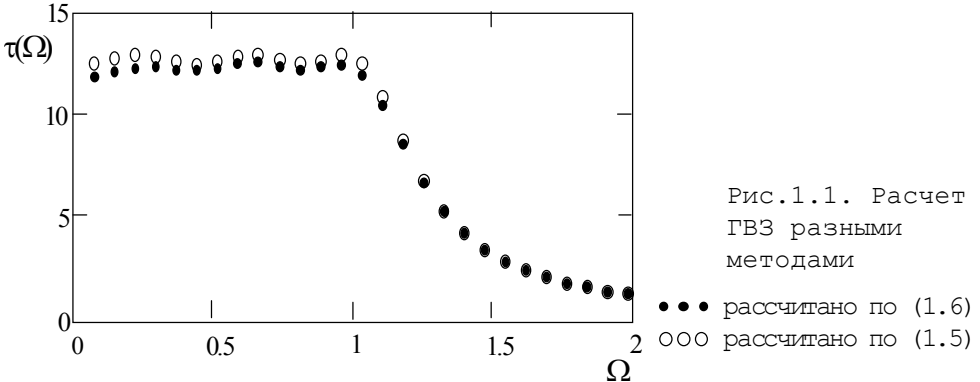
$$\tau(\omega_i) \approx \frac{\arg(H(\omega_i)) - \arg(H(\omega_{i-1}))}{\omega_i - \omega_{i-1}}, \quad (1.5)$$

где i – номер точки. Приближенное равенство отражает оценочный характер вычисления ГВЗ как конечной разности. При вычислении $\arg(\cdot)$ фазовый угол с необходимостью переводится в главную область определения, и на границах этой области ($-\pi$ и π) функция принимает разрывный характер, вследствие чего ее численное дифференцирование по формуле (1.5) дает некорректные результаты. Можно обнаруживать точки разрыва по скачку фазы, близкому по модулю к 2π , и соответствующим образом корректировать вычисления. Например, пакет для математических вычислений MathLab имеет специальную встроенную функцию для этого. Однако более удобную формулу можно получить, если $\operatorname{Re}'(\cdot)$ и $\operatorname{Im}'(\cdot)$ в формуле (1.5) заменить их конечными разностями [15]:

$$\tau(\omega_i) \approx \frac{\operatorname{Im}(H(\omega_i)) - \operatorname{Im}(H(\omega_{i-1})) \cdot \operatorname{Re}(H(\omega_i)) - \operatorname{Im}(H(\omega_i)) \cdot \operatorname{Re}(H(\omega_{i-1})) - \operatorname{Re}(H(\omega_i)) - \operatorname{Re}(H(\omega_{i-1}))}{\omega_i - \omega_{i-1} \cdot \operatorname{Re}^2(H(\omega_i)) + \operatorname{Im}^2(H(\omega_i))},$$

$$\tau(\omega_i) \approx \frac{1}{\omega_i - \omega_{i-1}} \cdot \frac{\text{Im}(H(\omega_i)) \cdot \text{Re}(H(\omega_{i-1})) - \text{Im}(H(\omega_{i-1})) \cdot \text{Re}(H(\omega_i))}{\text{Re}^2(H(\omega_i)) + \text{Im}^2(H(\omega_i))}. \quad (1.6)$$

Эту формулу можно использовать для оценки ГВЗ по таблично заданному коэффициенту затухания. Нужно учитывать, что при значительной разности фаз между соседними отсчетами формула (1.6) приводит к несколько иным результатам, чем традиционная формула (1.5). На рис.1.1 приведены результаты вычислений ГВЗ



некоторого фильтра: точками представлено ГВЗ, вычисленное по (1.6), кружками – по (1.5) (с учетом коррекции разрывов при переходах $-\pi$ и π). Расхождение результатов уменьшается при уменьшении разности фаз между соседними по частоте отсчетами фазы, приближаясь к точному значению группового времени запаздывания, поскольку оценки ГВЗ по обеим формулам являются несмещенными.

Упражнение 1.

Практическое освоение задач спектрального анализа рекомендуем начать с программы Analog_spectr1.mcd (программа моделирования, спектрального анализа и аппроксимации (синтеза) периодических импульсных сигналов), разработанной авторами настоящего пособия. Программа может поставляться как дополнение к пособию. Программа написана в среде MathCad 7. В программе имеется достаточное количество комментариев, поэтому рекомендуется их внимательно прочитать.

Задание: освоить моделирование, спектральный анализ и аппроксимацию (синтез) периодических импульсных сигналов. Форму сигнала и его параметры определяет преподаватель.

Упражнение 2.

Попрактиковаться с преобразованиями импульсных сигналов простейшими пассивными цепями можно при помощи программы

Analog_spectr2.mcd.

Программа построена по следующему сценарию.

1. Первая часть повторяет предыдущую программу спектрального анализа периодического импульсного сигнала.

2. В основной части программы проводится расчет частотных характеристик цепи в терминах матрицы передачи.

3. После вычисления частотных характеристик производится обработка периодического импульсного сигнала моделируемой цепью.

Программа содержит большое количество комментариев, пользователь может изменить параметры импульса и цепи.

1.2. Задачи аналоговой обработки сигналов и фазовые фильтры как основа их решения

Обработку сигнала желательно производить без потери его мощности, т.е. устройство обработки должно вносить минимальное затухание в полосе рабочих частот, а собственно обработка сигнала обеспечиваться за счет воздействия на другие, неэнергетические параметры. Такими параметрами могут быть, например, фазовый сдвиг, групповое время запаздывания.

Изменение зависимости фазовой характеристики от частоты – один из самых эффективных способов аналоговой обработки сигналов при такой постановке задачи [14]. При этом можно реализовывать различные цели обработки:

- 1) коррекцию (восстановление) сигналов, подвергшихся искажению при их передаче от источника к приемнику;
- 2) формирование сигналов заданной формы;
- 3) кодирование и декодирование сигналов.

Устройство, реализующее упомянутую обработку сигналов, не должно вносить значительного затухания и должно иметь нелинейную ФЧХ. Эти требования фактически совпадают с определением фазового фильтра (ФФ).

Определение 5. Фазовым фильтром называется устройство, имеющее равномерную амплитудно-частотную характеристику и нелинейную фазочастотную характеристику [9].

Под обработкой сигнала с помощью фазовых фильтров будем понимать линейное преобразование формы сигнала с малыми потерями его энергии.

1.3. Преобразование формы импульсного сигнала фазовым фильтром

Наиболее просто проследить принцип работы ФФ в спектральной области. Пусть задан импульсный сигнал $u(t)$ формы, показанной на рис.1.2 сплошной линией, с амплитудным (рис.1.3, сплошная линия) и фазовым (рис.1.4, сплошная линия) спектрами.

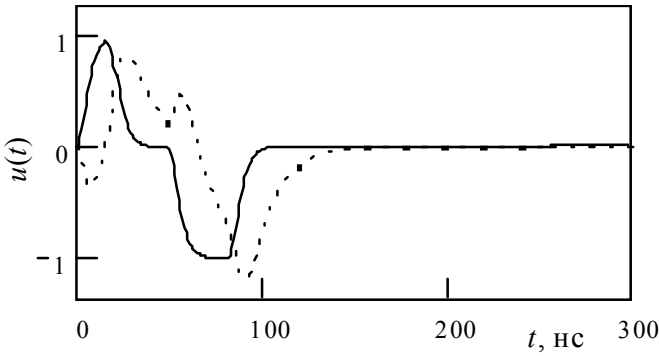


Рис.1.2. Входной (сплошная линия) и выходной (пунктирная линия) сигналы фазового фильтра

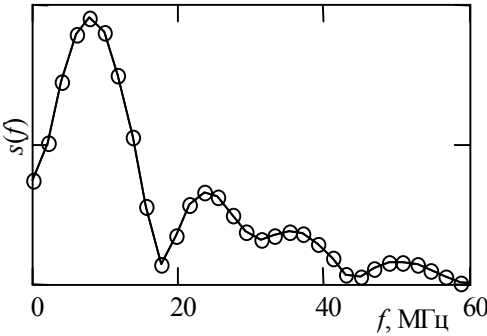


Рис.1.3. Спектр мощности входного (сплошная линия) и выходного (кружочки) сигнала

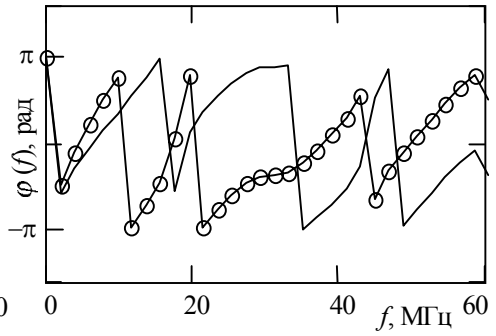


Рис.1.4. Фазовый спектр входного (сплошная линия) и выходного (кружочки) сигнала

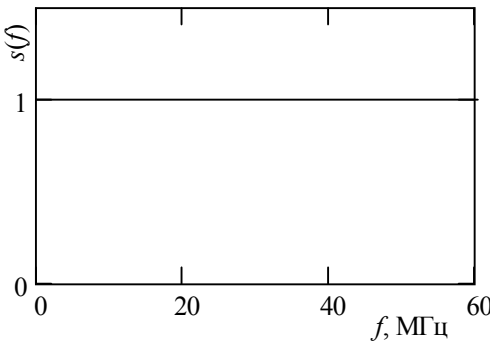


Рис.1.5. Амплитудно-частотная характеристика фазового фильтра

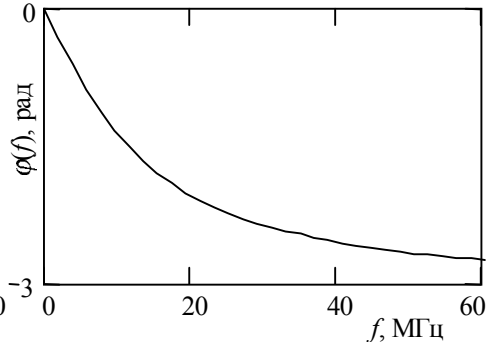


Рис.1.6. Фазочастотная характеристика фазового фильтра

Подадим данный сигнал на вход фазового фильтра с плоской по определению АЧХ (рис.1.5) и ФЧХ вида, показанного на рис.1.6. Сигнал на выходе фильтра будет иметь тот же самый амплитудный

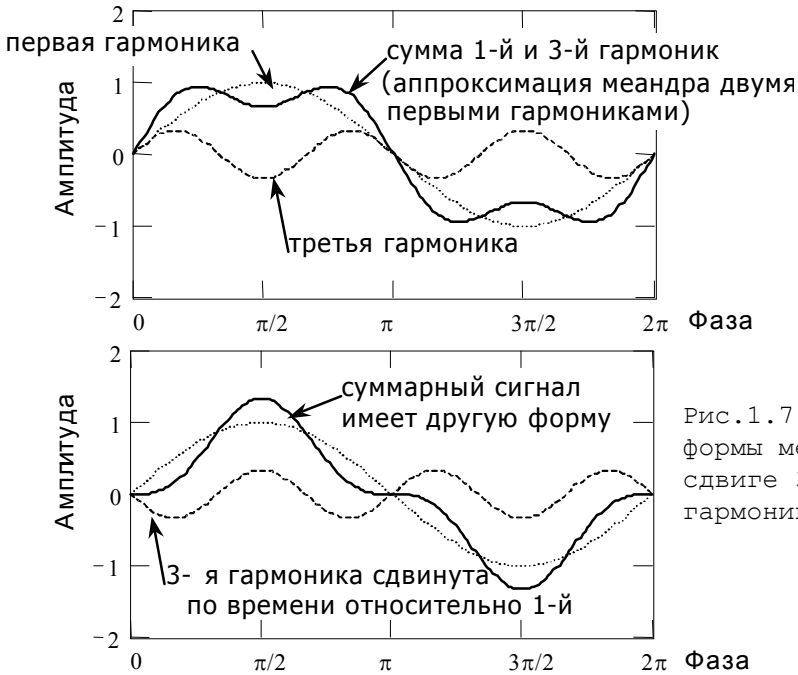


Рис.1.7. Изменение формы меандра при сдвиге 3-й гармоники

спектр (рис.1.3, кружочки), но существенно отличающийся фазовый спектр (рис.1.4, кружочки). Вследствие этого, его спектральные компоненты будут складываться в другую форму (рис.1.2, пунктирная линия). Этот процесс проиллюстрирован также на рис.1.7 на примере изменения фазовых соотношений для двух первых гармоник меандра.

Упражнение 3.

При помощи программы Analog_spectr3.mcd можно изучить преобразование формы импульсного сигнала фазовым фильтром.

Ко всем действиям, выполняемым программой, имеются подробные комментарии. Алгоритм предусматривает формирование ступенчатого импульсного сигнала с последующей обработкой в два этапа. На первом он фильтруется с помощью цепи с минимально-фазовыми свойствами, что приводит к потерям части энергии. На втором сигнал обрабатывается с помощью фазового фильтра без потерь энергии.

1.4. Синтез заданной зависимости группового времени запаздывания

Итак, изменение формы сигнала без потерь энергии определяется фазочастотной характеристикой фазового фильтра или, что то же самое, его характеристикой ГВЗ. Таким образом,

задача реализации заданного изменения формы сигнала оказывается задачей синтеза соответствующей характеристики ГВЗ.

Основой синтеза заданной характеристики ГВЗ [15] является ее представление в виде суперпозиции характеристик ГВЗ фильтров второго порядка:

$$\tau(\Omega) = 4 \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{p}{p^2 + \Omega^2} \right), \quad (1.7)$$

где Ω - нормированная частота, $p = \alpha_n + j \cdot \Omega_n$ - полюс передаточной функции (рис.1.8). Размерность ГВЗ $\tau(\Omega)$, исходя из (1.7), обратна размерности нормированной частоты. Если нормированную частоту полагать безразмерной, то ГВЗ также будет безразмерным. Пример синтеза характеристики ГВЗ в виде суммы ГВЗ фазовых фильтров второго порядка приведен на рис.1.9.

Допущение об аддитивности характеристик ГВЗ каскадов оказывается возможным сделать в связи с тем, что каскадно соединенные ФФ оказывают друг на друга влияние, значительно меньшее, чем, например амплитудные фильтры. Условие малых потерь с необходимостью означает малое отличие входного z_{in} и выходного z_{out} сопротивлений фильтра от сопротивления подводящих линий ρ . Необходимо отметить, что на практике условие $z_{in} = z_{out}$ выполняется не в точности, поэтому реальные характеристики фильтра могут отличаться от рассчитанных по методикам [11-13], что отмечается, в частности, в [15].

Особое место в задачах кодирования и декодирования занимают взаимно обратные преобразования формы сигнала. Это накладывает специфические требования на их ГВЗ, которые будут рассмотрены в разделе 3.

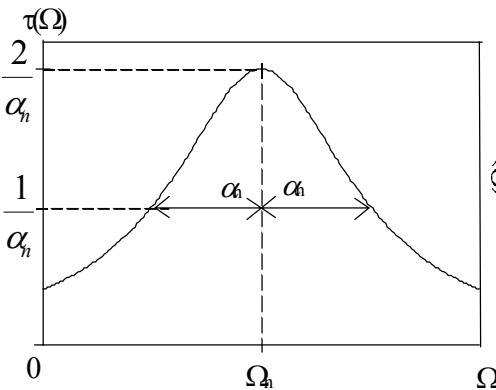


Рис.1.8. Характеристика ГВЗ фазового фильтра второго порядка

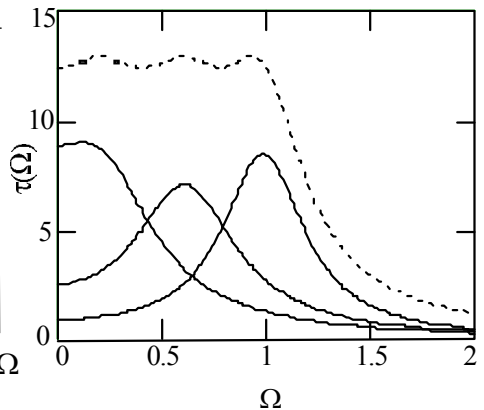


Рис. 1.9. Пример синтеза сложной зависимости ГВЗ

1.5. Реализации звеньев фазовых фильтров

Практически ФФ могут быть реализованы на основе RC-, LC-структур [11-13], как активные схемы, а также на основе распределенных структур, в частности, на связанных линиях (СЛ) [14-18]. Примеры схем ФФ приведены на рис.1.10.

Схема рис.1.10,а является примером пассивного ФФ, не содержащего индуктивностей, и служит в основном иллюстрацией простейшего ФФ. С другой стороны, она представляет собой реализацию так называемой скрещенной схемы фазового фильтра, которая является своего рода отправной точкой для анализа и синтеза значительно более сложных схем ФФ [12]. Исторически ФФ с парафазным входом/выходом появились первыми, а затем в связи с доминированием несимметричных ВЧ трактов были разработаны

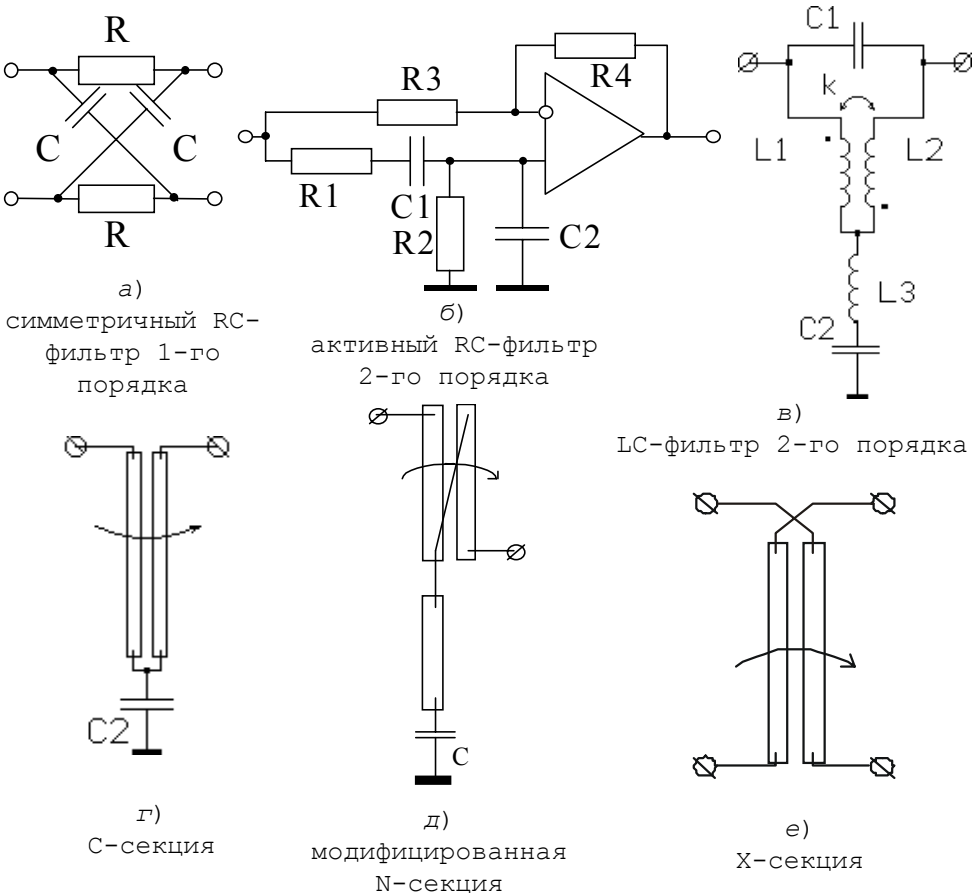


Рис.1.10. Примеры звеньев фазовых фильтров

несимметричные ФФ. В настоящее время развитие симметричных и многоканальных линий связи (см. раздел 4), а также СВЧ микросхемотехники способно вновь сделать актуальными симметричные схемы ФФ.

Схема активного RC фазового фильтра (см. рис.1.10,б) применяется в области низких (звуковых) частот, поскольку индуктивности в LC фильтрах оказываются неприемлемо большими. Недостатками схемы являются ограниченный сверху (свойствами операционного усилителя) диапазон частот, а также более высокий, чем в пассивных схемах, уровень аддитивных и мультипликативных помех.

Схема рис.1.10,в представляет собой "каноническую" схему LC фазового фильтра на сосредоточенных элементах, которая широко применяется в диапазоне частот от единиц до сотен мегагерц. К недостаткам ее относится ограниченный сверху диапазон частот (за счет увеличения с частотой влияния паразитных параметров сосредоточенных элементов).

Фильтры на основе распределенных структур рис.1.10,г-е рассматриваются более подробно в разделе 2.

Как уже отмечалось, передаточная функция фазового фильтра второго порядка на сосредоточенных элементах (рис.1.10,б,в) описывается выражением (1.7). Такую же характеристику, как частный случай, могут иметь и фильтры на основе распределенных структур (в частности, модифицированная N-секция, см. раздел 2.3). Вообще же характеристики распределенных фильтров гораздо более многообразны, и даже явные формулы ГВЗ имеются далеко не для всех типов звеньев и только для «ключевых» сочетаний параметров [15]. Характеристики фильтров на основе распределенных структур с точки зрения формирования взаимно обратных характеристик будут рассмотрены в разделе 3.3.1.

Однако, как уже отмечалось во введении, наиболее актуально применение аналоговой обработки там, где затруднительна цифровая, то есть на сверхвысоких частотах. А на СВЧ наиболее эффективно применение именно распределенных структур, в частности связанных линий. Поэтому фазовые фильтры на распределенных структурах рассмотрим особо далее в разделе 2.

[пропущено]

ЛИТЕРАТУРА

1. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильющенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; Под ред. В.Н. Ильющенко. - М.: Энергоатомиздат, 1993. - 368 с.
2. Scholtz R.A. Multiple-Access with Time-Hopping Impulse Modulation / MILCOM '93, Boston, MA, October 11-14, 1993.
3. Scholtz R.A. Win M.Z., Fullerton L.W. Time-hopping SSMA techniques for impulse radio with an analog modulated data subcarrier / Proceedings of the IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), Mainz, Germany, September 22-25, 1996, pp. 359-364.
4. Withington P. Impulse Radio Overview: http://www.time-domain.com/paper_iro.html.
5. Шендл Д. Использование фазоимпульсной модуляции для реализации системы персональной радиосвязи // Электроника.-1993.- №14.- С.8-9.
6. <http://www.uwb.org>.
7. Эдвардс Р. Ряды Фурье в современном изложении / Пер. с англ.- М.: Мир, 1985. - 264 с.
8. Кремер И.Я. К вопросу об анализе модулирующих помех // Радиотехника и электроника. - 1966. - Вып. 8.
9. Кремер Я.И. О влиянии модулирующих (мультипликативных) помех на системы связи, использующие широкополосные импульсные сигналы // Электросвязь. - 1969. - №7. - С.1-8.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - 4-е изд., перераб. и доп. М.:. - Связь, 1978.
11. Сильвинская К.А., Гольшко З.И. Расчет фазовых и амплитудных корректоров: Справочник. - М.: Связь, 1969. - 116 с.
12. Давыдов Г.Б. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей.-М.: Связьиздат, 1958. - 293 с.
13. Трифонов И.И. Синтез линий задержки на фазовых контурах с чебышевскими характеристиками отклонения фазы от линейной // Электросвязь. - 1966. - №8.
14. Семенов Э.В. Синтез устройств обработки широкополосных сигналов на СВЧ с минимальными потерями энергии на основе связанных линий // Доклады международных научных симпозиумов "Распространение радиоволн в городе" и «Конверсия науки - международному сотрудничеству». Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 1997. - С.143-149.
15. Семенов Э. В. Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных

сигналов: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Томск, ТУСУР, 1998. – 134 с.

16. Shiffman B.M. A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters// IRE Trans. on MTT, 1958. № 4. – P. 232-237.

17. Дрогалев С.В., Малютин Н.Д. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30-32.

18. Ширяев Д. // Тр. РТИ. – 1979. – Т.37.

19. Воронин М.Я. Элементы теории нерегулярных линий передачи и их применение на СВЧ // Измерительная техника.– 1985. – № 10.– С. 44-46.

20. Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В. Экспертная система «FILTEX» для синтеза микрополосковых фильтров // Труды ИИЭР – Российской конференции «1997 Микроволновая электроника больших мощностей: измерения, идентификация, применение», Новосибирск, 1997. – С. 110-115.

21. Дьячков А.В., Семенов Э.В. Постановка задачи защиты информации в многоканальных линиях связи // Радиотехнические и информационные системы и устройства: Тезисы докладов региональной научно-технической конференции. Томск, 25 мая 1999 г. – Томск: ТУСУР.

22. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Мелехин А.Б. Росолов Ю.И. Широкополосные устройства для аналоговой обработки сигналов с целью их коррекции, кодирования и декодирования // Труды международной научно-технической конференции «Спутниковые системы связи и навигации», Красноярск, 30 сентября – 3 октября, 1997. Т. 3. – С.172-179.

23. Semyonov E.V., Mileshina Yu.E. Choice of crypto protection realization a cosounding board on the base of the phase filters / The third International Symposium «Application of the Conversion Research Results for International Cooperation» (Sibconvers-99). Proceedings.–Tomsk: TUCSR.– p.99-100.

24. <http://www.citforum.ru/nets/lvs/contents.shtml>.

25. <http://www.hp.com/rnd/technol/100vg/appnote/anylan.htm.htm>.

26. Озеркин Д.В., Алексеев В.П., Кузнецов Г.В. Системное проектирование термостабильных РЭС // Труды IV Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-98. Новосибирск.

27. Group Delay Equalized IF Filters: www.teleport.ee/~miteq/flteq.htm.

28. Equalizers: www.miteq.com/satcomeq/equalize/index.htm.

29. Бермант А.Ф. Краткий курс математического анализа для вузов. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1961.

30. Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройства и их применение. – М.: Радио и связь, 1981.

31. Ильющенко В.Н., Титов А.А. Многоканальные импульсные устройства с частотным разделением каналов // Радиотехника. – 1991. – №1. – С.22–24.

32. Авраменко В.Л., Галямичев Ю.П., Ланнэ А.А. Электрические линии задержки и фазовращатели: Справочник. – М: Связь, 1973. – 107 с.

33. Шайдуров Г.Я., Алексеев А.В., Савкин С.Н., Кулаев А.В. Об использовании сверхширокополосных сигналов на скоростных линиях радиосвязи // Труды международной научно-технической конференции «Спутниковые системы связи и навигации», Красноярск, 30 сентября – 3 октября, 1997. Т. 1. – С.66–71.

34. Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра // Радиотехника и электроника. – 1996. – №7.

35. Лосев А.К. Теория линейных электрических цепей: Учебник для ВУЗов. – М.: Высш. шк., 1987. – 512 с.

36. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

37. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Маничкин А.Н., Мелехин А.Б., Росолов Ю.И. Новые типы фазовых звеньев и корректоров группового времени запаздывания на основе связанных линий для ВЧ и СВЧ диапазонов // Труды IV международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-98). Новосибирск, 23–26 сентября 1998. Т.10. – С.127–130.