

Федеральное агентство по образованию
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации

Б.И.Авдоченко

**ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ
БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА**

Курс лекций

2007

Рецензент:

Авдоченко Б.И.

Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства: Курс лекций. –
Томск: 2007 165 с.

Курс лекций предназначен для студентов очной формы обучения по специальности 210302 «Радиотехника» и других специальностей радиотехнического направления.

Предисловие.....	5
Введение.....	7
Глава 1. Свойства и области применения сигналов субнаносекундных и пикосекундных длительностей.....	8
1.1 Основные свойства предельно коротких сигналов.....	8
1.2 Применение пикосекундных сигналов.....	10
1.2.1 Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов.....	10
1.2.2 Исследование частотных характеристик.....	12
1.2.3 Перспективные системы передачи информации.....	13
1.2.4 Радиоэлектронные устройства и системы с малым энергопотреблением.....	13
Глава 2. Оптимальные характеристики систем.....	14
2.1 Амплитудно-частотные, фазочастотные и переходные характеристики быстродействующих устройств.....	14
2.2 Влияние отклонения частотных характеристик на переходные характеристики.....	17
2.3 Аппроксимация изменений частотных характеристик.....	18
2.4 Влияние изменения амплитудно-частотной характеристики на форму переходной характеристики.....	19
2.5 Влияние изменения фазочастотной характеристики на переходную характеристику.....	21
2.6 Влияние изменения частотной или фазовой характеристики на переходную характеристику в минимально-фазовых цепях.....	22
2.7 Основные выводы по второй главе.....	23
2.8 Тестовые задания по связи частотных и переходных характеристик.....	24
Глава 3. Моделирование частотных и переходных характеристик в быстродействующих устройствах пикосекундного диапазона.....	27
3.1 Проблемы моделирования переходных процессов.....	27
3.2 Математические и структурные модели линейных пикосекундных устройств.....	28
3.3 Моделирование искажения спектра сигнала.....	31
3.4 Модели корректирующих цепей.....	35
3.5. Основные выводы по моделированию характеристик быстродействующих устройств.....	37
Глава 4. Корректирующие цепи быстродействующих устройств.....	37
4.1 Условия физической реализуемости минимально – фазовых и неминимально – фазовых устройств.....	37
4.2 Кольцевая корректирующая параллельного типа.....	38
4.3 Кольцевая корректирующая цепь последовательного типа.....	41
4.4 Применение отрезков линии передачи для коррекции характеристик.....	42
4.5 Коррекция переходной характеристики изменением фазовой характеристики.....	43

4.6	Компенсация неминимально-фазового сдвига.....	46
Глава 5.	Исследования с помощью пикосекундных импульсов	48
5.1	Принцип импульсного зондирования.....	48
5.2	Стробоскопическое преобразование сигнала	49
5.3	Определение параметров неоднородностей линии передачи	51
5.4	Определение времени задержки через преобразование Гильберта.....	56
5.5	Селекция объектов по размерам. Поиск малоразмерных объектов.	58
5.6	Измерение диэлектрической проницаемости	61
Глава 6.	Реализации оптимальных характеристик в пикосекундных устройствах	63
6.1	Особенности реализации оптимальных характеристик.....	63
6.2	Реализация неминимально-фазовых передаточных функций в устройствах пикосекундного диапазона.....	63
6.3	Коррекции переднего фронта устройства.....	65
6.4	Управление полярностью сигнала.....	67
6.5	Повышение выходного напряжения в быстродействующих усилителях	68
6.6	Расширение динамического диапазона входных сигналов.....	70
Глава 7.	Элементы и узлы быстродействующих устройств и систем	71
7.1	Общие требования к элементам.....	71
7.2	Транзисторы	72
7.3	Полупроводниковые диоды.....	76
7.4	Интегральные микросхемы.....	83
7.5	Пассивные элементы	95
7.6	Быстродействующие усилители импульсных сигналов.....	102
7.7	Аттенюаторы и регуляторы коэффициента передачи	109
7.8	Формирователи и генераторы импульсов с пикосекундными фронтами	118
Глава 8.	Области применения быстродействующих устройств пикосекундного диапазона.....	137
8.1	Исследование объектов с помощью импульсных воздействий пикосекундной длительности	137
8.2	Сверхширокополосные системы связи	138
8.3	Подповерхностная локация	148
8.4	Проблема безопасности в угольной отрасли	150
8.5	Нефтегазодобывающая промышленность.....	151
8.5	Охранные системы	156
8.7	Ядерная физика	159
8.8	Вычислительная техника.....	160
8.9	Волоконно-оптические системы связи	161
8.10	Акустическая микроскопия.....	162
Список литературы.....		165

Предисловие

Дисциплина «Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства» введена для инженерной подготовки студентов старших курсов радиотехнических специальностей. Формирование выпускников как специалистов требует их знакомства не только с последними достижениями науки и техники, но и с перспективными в ближайшем будущем методами получения, обработки и использования информации.

Целью данной дисциплины является знакомство студентов с теорией, принципами проектирования и современными достижениями в разработке устройств и систем, использующих импульсные сигналы пикосекундной длительности, с шириной спектра от десятков – сотен килогерц до единиц – десятков гигагерц. Такие сигналы имеют ряд количественных и качественных особенностей, что обусловило появление специфических решений при построении узлов и систем, перспективных для использования в новых и при модернизации старых разработок.

Повышение объема и скорости передачи информации в современных радиотехнических системах приводит к необходимости использования сигналов субнаносекундного и пикосекундного диапазона длительностей

(10^{-12} - 10^{-10} с), с шириной спектра от десятков – сотен килогерц до единиц – десятков гигагерц. Такие сигналы имеют ряд количественных и качественных особенностей, что обусловило появление специфических решений при построении узлов и систем, перспективных для использования в новых и при модернизации старых разработок. В курсе «Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства» рассмотрена теория, принципы проектирования и современные достижения в разработке устройств и систем, использующих импульсные сигналы пикосекундной длительности, а также перспективные направления развития пикосекундной техники.

Основными задачами изучения дисциплины «Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства» являются:

- изучение общих подходов к проектированию быстродействующих устройств;
- освоение студентами методик расчета и принципов проектирования, оптимизации и синтеза быстродействующих устройств пикосекундного диапазона;
- знакомство с областями применения и перспективными направлениями разработки устройств пикосекундной техники, подготовка к работе с современными высокоскоростными системами и устройствами передачи, приема и обработки информации.

Изучение дисциплины базируется на основе знаний, полученных при изучении следующих дисциплин: «Математика» (преобразования Фурье, Лапласа, Гильберта, функции комплексного переменного); «Основы теории цепей»; «Радиотехнические цепи и сигналы»; «Основы компьютерного

проектирования и моделирования радиоэлектронных устройств»; «Устройства генерирования и формирования сигналов»; «Электродинамика и распространение радиоволн».

В результате изучения дисциплины студент должен знать:

- основы моделирования быстродействующих процессов;
- формы оптимальных характеристик быстродействующих устройств и связи между ними;
- способы коррекции частотных и переходных характеристик;
- основные структуры корректирующих цепей, условия их физической реализуемости;
- методы определения основных характеристик объектов, исследуемых с помощью коротких импульсных сигналов;
- области применения пикосекундных сигналов, устройств и систем с их использованием.

Студент должен уметь:

- определять характеристики необходимых корректирующих и формирующих цепей;
- проводить расчет и реализовывать корректирующие и формирующие цепи на основе неоднородных линий передачи и неминимально-фазовых структур.
- использовать при проектировании новых систем и устройств методы моделирования характеристик, определять рациональные структуры построения устройств и систем пикосекундного диапазона.

Итогом практических занятий должно быть умение студентов оценивать потенциальные возможности высокоскоростных скоростных устройств и систем, определять пути повыше

Введение

История радиотехники начинается с опытов Максвелла, Герца и Попова. Используя метод проб и ошибок, они проводили опыты с электрическими импульсами. Практическое применение электрических импульсов как сигналов, используемых для связи, началось после изобретения антенн и опытов А.С.Попова. Посылаемые сигналы представляли собой импульсы длительностью от единиц миллисекунд до единиц микросекунд.

Широкое применение радиосигналов для связи началось с появлением резонансного колебательного контура, впервые исследованного Максвеллом, и избирательных резонансных систем его на основе, запатентованных Маркони. Использование явления резонанса позволило осуществить одновременную работу нескольких независимых передатчиков и произвести селективный прием нужного сигнала, что обеспечило в дальнейшем приоритетное использование в радиотехнике гармонических сигналов, надолго определивших направление развития радиотехники. В результате развития этого направления весь спектр частот оказался распределенным на диапазоны для различных применений, и наиболее удобные диапазоны быстро оказались переполненными.

Однако оказалось, что резонанс существует не только для синусоидальных сигналов, а синусоидальные сигналы имеют ряд существенных недостатков. Многие устройства, использующие дискретные или цифровые сигналы для решения различных радиотехнических задач, оказываются существенно проще в реализации и совершеннее в работе, чем использующие гармонические сигналы.

Формально существует связь между гармоническими и импульсными сигналами через преобразования Лапласа и Фурье, которые позволяют использовать общую теорию при анализе сигналов, поиске путей улучшения системы или устройства. Но при таком подходе исследование многих процессов, например нелинейных, нестационарных значительно усложняется или становится невозможным.

Количественной особенностью современной быстродействующей техники является крайне широкий спектр электрических сигналов, простирающийся от постоянного тока или единиц - десятков килогерц до единиц и десятков гигагерц. Элементная база используется на предельных по частотным свойствам возможностях, поэтому для проведения анализа работы устройств требуются достаточно точные эквивалентные схемы всех используемых на предельных возможностях элементов с учетом их геометрических размеров и паразитных связей. Для описания характеристик устройств пикосекундного диапазона используются дробно-рациональные передаточные функции. Порядок этих функций из-за сложности эквивалентных схем и сверхширокого диапазона частот достигает значения нескольких десятков – сотен единиц даже при описании характеристик сравнительно несложных устройств. По этой причине существенно возрастает

сложность анализа и тем более синтеза функциональных звеньев и систем, для оптимизации и исследования характеристик устройств используются численные методы. Подход, основанный на дробно-рациональных передаточных функциях, хотя и используется в пикосекундной технике, не является эффективным при разработке и исследовании.

Качественные особенности сигналов подобных длительностей связаны со следующими их свойствами.

1. Время задержки сигнала в пассивных и активных элементах устройств становится соизмеримым с длительностями сигналов, что создает предпосылки к разработке новых способов обработки сигналов.

2. Спектр пикосекундных сигналов (единицы – десятки гигагерц) наилучшим образом подходит для использования в радиолокаторах, в том числе подповерхностных, и в связи. Эти частоты в наименьшей мере ослабляются различными средами, расположены ниже частоты резонанса молекул воды, что позволяет избежать ослабления сигналов дождем и туманом.

3. Малая протяженность сигналов в пространстве (сигнал можно представить в виде сгустка энергии длиной 0,3-30 мм, распространяющегося со скоростью света и взаимодействующего со всеми встречающимися объектами) позволяет получить высокое разрешение по размерам при локации, определять форму и внутреннюю структуру объектов.

Глава 1. Свойства и области применения сигналов субнаносекундных и пикосекундных длительностей

1.1 Основные свойства предельно коротких сигналов

Основные свойства предельно коротких сигналов рассмотрим на основе свойств δ -функции:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}, \text{ при условии } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

Вид δ -функции приведен на рисунке 1а

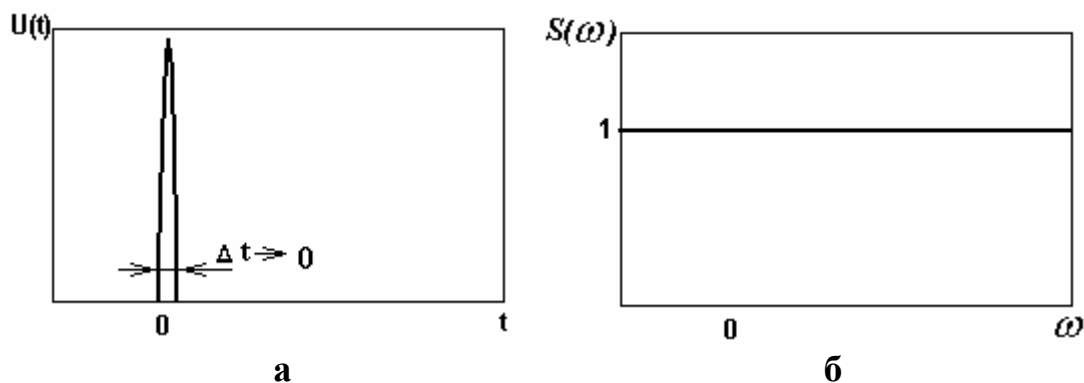


Рисунок 1. а- δ -функция , б-ее спектр

Функция имеет следующие важные для практического применения свойства:

1. Фильтрующие свойства:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) f(t) dt = f(t_0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = f(t_0)$$

Умножение любой подынтегральной функции $f(t)$ на δ -функцию позволяет приравнять интеграл произведения значению функции в точке $t = t_0$. Это свойство позволяет локализовать исследуемые объекты во времени и в пространстве.

2. Спектральное свойство:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = e^{-j\omega t_0}$$

При $t = 0$ $S(\omega) = 1$,

Спектр δ -функции приведен на рисунке 1б.

Это свойство - бесконечный и равномерный спектр δ -функции, позволяет исследовать в широких пределах частотные свойства различных объектов и обуславливает хорошие проникающие способности δ -импульсов.

3. Энергетическое свойство:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) / R \cdot dt = 1.$$

При длительности импульса, стремящейся к нулю, амплитуда импульса стремится к бесконечности.

Если используются одиночные или редкоповторяющиеся импульсы, со скважностью $Q \rightarrow \infty$, то может производиться накопление энергии в промежутках между импульсами, что позволяет при генерации мощных импульсов использовать маломощные источники питания.

4. Временное свойство:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{t_0 - \Delta t}^{t_0 + \Delta t} \delta(t) dt$$

Промежуток интегрирования можно сделать сколь угодно малым, лишь бы он включал в себя точку x_0 .

Это свойство позволяет использовать короткие импульсы при передаче информации для формирования множества независимых каналов, просматривать структуру объекта при локации.

5. Спектральная плотность.

Как показано выше, δ -функция имеет сплошной спектр. При скважности $Q \rightarrow \infty$ её спектральная плотность $S(\omega) \rightarrow 0$. Такие сигналы невозможно обнаружить с помощью аппаратуры для гармонических сигналов. При спектральной плотности, меньшей спектральной плотности шума, такие

сигналы невозможно обнаружить даже с помощью специальной аппаратуры, если неизвестны интервалы между импульсами.

Пикосекундные сигналы не являются в полном смысле δ -функциями, хотя по свойствам для большинства применений близки к ним. Например, ширина спектра сигнала длительностью 100 пикосекунд простирается до 10 ГГц, и при исследовании объектов с размерами в десятки сантиметров и более такой сигнал с малой погрешностью можно считать δ -функцией.

1.2 Применение пикосекундных сигналов

Пикосекундные сигналы используются тогда, когда их применение дает преимущества по сравнению с гармоническими сигналами. Основные области их применения вытекают из рассмотренных выше свойств.

Применение сигналов пикосекундной длительности для решения различных задач радиотехники сложились в новое научное направление, интенсивно развивающееся в последние годы. Краткие сведения, приведенные в этом разделе, отражают лишь небольшую часть примеров использования пикосекундной импульсной техники, ее применение непрерывно расширяется.

1.2.1 Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов

В основу импульсного метода исследования объектов положен анализ реакции исследуемого объекта на зондирующий импульс. Такой объект может быть стационарным, нестационарным и нелинейным. Применение импульсов пикосекундной длительности в качестве зондирующих позволяет существенно повысить разрешающую способность метода и исследовать не только объект в целом, но и его внутреннюю структуру.

При зондировании объекта гармоническим сигналом весь объем объекта заполняется электромагнитным полем, изменяющимся в каждой точке непрерывно, по гармоническому закону, а отраженный сигнал можно рассматривать как сумму векторов сигналов, отраженных от каждой неоднородности. Отраженный сигнал характеризует объект в целом.

Малая протяженность сигналов в пространстве (сигнал можно представить в виде сгустка энергии длиной 0,3-30 мм, распространяющегося со скоростью света и взаимодействующего со всеми встречающимися объектами, рисунок 2), позволяет получить высокое разрешение по размерам при локации, определять форму и внутреннюю структуру объектов. Короткий зондирующий импульс локализуется на малом участке объекта, после взаимодействия с этим участком отраженный сигнал характеризует отражающие свойства объекта во времени, определяет его внутреннюю структуру.

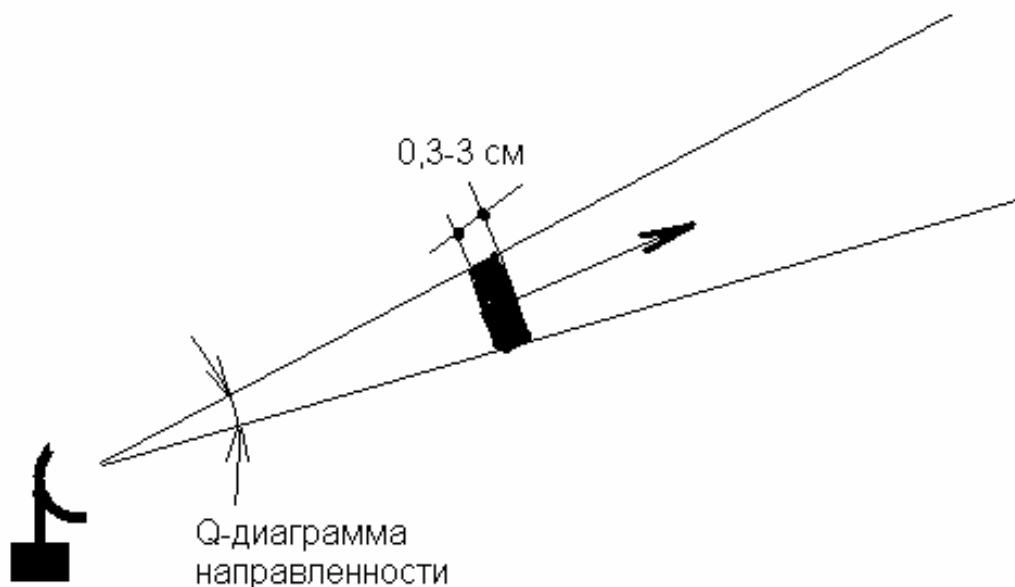


Рисунок 2. Протяженность пикосекундного сигнала в пространстве

Взаимодействие с внутренними неоднородностями порождает разнесенные во времени сигналы, которые характеризуют пространственные параметры и свойства объекта [3].

Локализация сигнала в небольшом объеме пространства определило применение пикосекундных сигналов в локационных системах, работающих с большим количеством неоднородностей, например, в подповерхностной локации, в охранных системах, в системах, определяющих внутреннюю структуру и материалы из которых состоит объект.

Малая пространственная протяженность сигналов позволяет определять форму малоразмерных и протяженных объектов.

По отраженным сигналам производится определение характеристик и идентификация нестационарных и нелинейных объектов (устройств, материалов и сред). Исследуемые объекты относятся к радиоэлектронике, физике, химии, биологии, медицине и другим областям науки и техники.

В физике импульсный метод измерений находит применение при исследовании диэлектрических и магнитных свойств материалов. В химии метод позволяет контролировать ход реакции полимеризации путем измерения комплексной диэлектрической проницаемости полимеров, например, на основе эпоксидных смол. В медицине сравнительное исследование диэлектрических свойств биологических жидкостей здоровых и больных людей расширяет методы диагностики заболеваний.

В радиоэлектронике локализация сигнала в небольшом объеме пространства определило приоритетное применение пикосекундных сигналов в локации сложных сред и для поиска объектов (не обязательно металлических), находящихся под землей.

1.2.2 Исследование частотных характеристик

Широкий спектр сигнала используется для определения частотных характеристик исследуемых объектов.

Поэтому следующая область применения – быстрое снятие частотных характеристик объектов.

Рассмотрим спектр импульсного сигнала с периодом повторения T , временем установления $t_{фр}$ и длительностью τ , приведенный на рисунке 3.

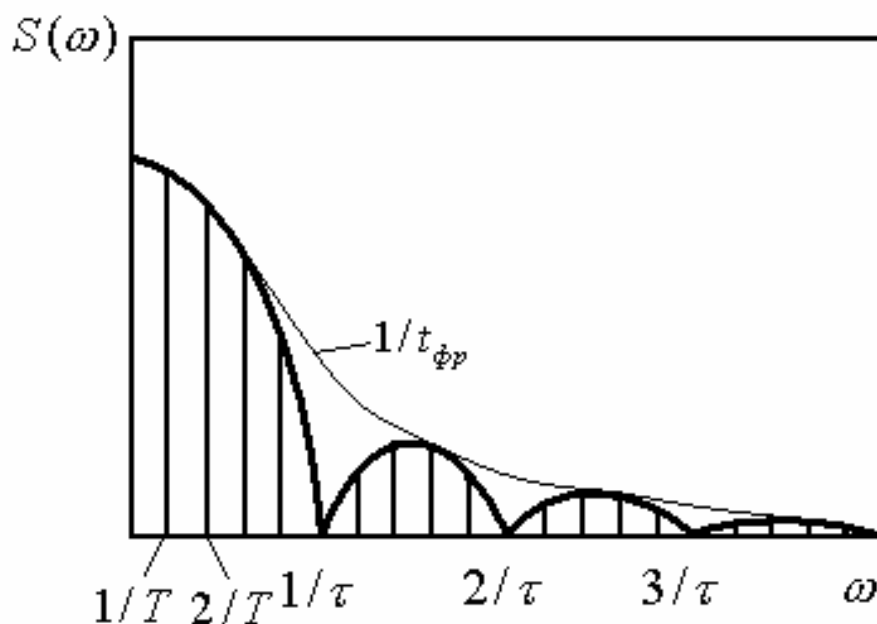


Рисунок 3. Спектр импульсного сигнала

Чем меньше длительность импульса τ , тем шире спектр сигнала, тем больше информации он несет. Так, например, при зондировании объектов возбуждаются практически все возможные типы собственных колебаний исследуемого объекта, по которым можно определять характеристики объекта. Можно по резонансам проводить идентификацию объектов.

Сравнивая спектры входного и выходного сигналов, можно определить частотные свойства объектов.

Высокая информативность пикосекундных импульсов в принципе позволяет за один импульс снять, например, S -параметры четырехполюсника в диапазоне частот от нуля до десятка гигагерц. Кроме того дополнительным преимуществом импульсного метода измерения являются пониженные требования к согласованию измерительного тракта. Неоднородности, находящиеся в тракте до исследуемого объекта, исключаются из временной зависимости.

Поэтому пикосекундные сигналы все шире применяются для быстрого снятия частотных характеристик объектов и идентификации объектов по частотным свойствам.

1.2.3 Перспективные системы передачи информации

Малая длительность и широкий спектр сигнала позволяют обеспечить высокую скорость передачи информации, организовать множество независимых каналов передачи информации.

Широкий спектр пикосекундных сигналов (единицы – десятки гигагерц) позволяет разработать системы связи с шумоподобными дискретными сигналами, обеспечивает высокую проникающую способность пикосекундных сигналов. Эти частоты в наименьшей мере ослабляются различными средами. Спектр сигналов расположен ниже частоты резонанса молекул воды, что позволяет избежать ослабления сигналов дождем и туманом. В зависимости от свойств среды распространения, через среду проходит определенная часть спектра сигнала. Это позволяет при использовании временной модуляции передавать информацию через железобетонные сооружения, под землю, под воду.

Малая спектральная плотность коротких дискретных сигналов позволяет разрабатывать системы связи с малым энергопотреблением, практически не мешающие обычным непрерывным системам передачи информации, обеспечить скрытность передачи информации простым схемотехническим решением.

1.2.4 Радиоэлектронные устройства и системы с малым энергопотреблением.

Дискретность и малая длительность сигналов позволяют организовать накопление энергии между импульсами, применить ждущий режим работы и снизить энергопотребление. Это позволяет резко уменьшить габариты устройства, их вес и расширить области применения пикосекундных сигналов. Разработаны различные датчики, использующие короткие импульсы. Так, например, разработан генератор для охранных систем зондирующих пикосекундных импульсов мощностью в 5 КВт, с общими габаритами генератора и источника питания (элемент типа «Корунд»), 10x4x2 см. Время непрерывной работы составляет несколько суток.

Глава 2. Оптимальные характеристики систем

2.1 Амплитудно-частотные, фазочастотные и переходные характеристики быстродействующих устройств

В быстродействующих устройствах сигналы характеризуются широким спектром, простирающимся до единиц-десятков гигагерц. Передача и обработка таких сигналов сопровождается неизбежным изменением их формы и вызванной им потерей части информации. Изменения возникают из-за ограничения полосы пропускания и амплитудных и фазовых искажений спектра сигнала.

Необходимо решить вопрос, какая форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), фазочастотной характеристики (ФЧХ) и переходной характеристики (ПХ) обеспечивает минимальные потери информации или является оптимальной при передаче и обработке сигналов при условии ограничения спектра.

Определение оптимальных форм АЧХ, ФЧХ, и ПХ необходимы также для применения объективных критериев сравнения усилителей с различными формами характеристик по быстродействию и для оценке величины отклонения характеристик от оптимальных.

При этом необходимо учесть реальные условия работы устройства - что полоса пропускания ограничена и что спектр реального входного сигнала спадает с ростом частоты. Степень искажения сигнала в устройстве можно определить по изменению выходного сигнала относительно входного.

В качестве объективного критерия степени искажения сигнала, с учетом реальных условий работы устройства применяется критерий минимального среднеквадратичного отклонения спектра нормированного выходного сигнала от входного.

Спектр входного сигнала $S_1(j\omega)$ определяется по его форме $x(t)$ через преобразование Фурье

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

Предположим, что спектр выходного сигнала ограничен частотой ω_g (рисунки 4., где ω_g - верхняя граничная частота полосы пропускания устройства).

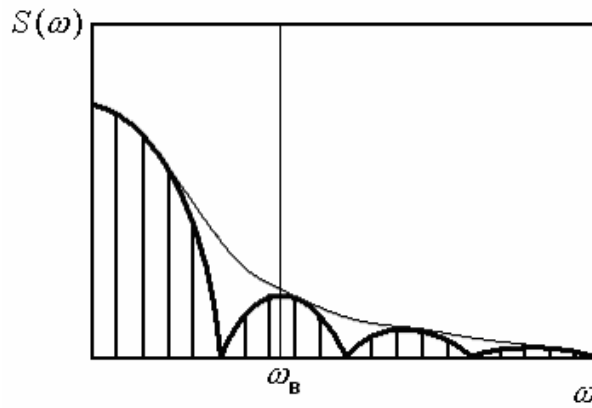


Рисунок 4. Спектры входного и выходного сигналов

Тогда выходной сигнал будет следующий:

$$\hat{y}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_B} \hat{S}_2(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

где

$$\hat{S}_2(j\omega) = S_1(j\omega)K(j\omega)/K_0 = S_1(j\omega) \left| \hat{K}(j\omega) \right| \exp[-j\varphi(\omega)],$$

$K(j\omega)$ – комплексная передаточная функция системы; $K_0 = K(0)$ при $K(0) \neq 0$; $\left| \hat{K}(j\omega) \right| = \hat{K}(\omega)$ – нормированная АЧХ системы; $\varphi(\omega)$ – ФЧХ системы. Подставляя (1.5) и (1.6) в (1.3), получаем

$$[y(t) - x(t)]^2 = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\infty} \left[\int_0^{\omega_B} S_1(j\omega) \exp(j\alpha t) d\omega - \int_0^{\omega_B} \hat{S}_2(j\omega) \exp(j\alpha t) d\omega + \int_{\omega_B}^{\infty} S_1(j\omega) \exp(j\alpha t) d\omega \right]^2 dt$$

Если в последнем выражении $S_1(j\omega) = \hat{S}_2(j\omega)$ на интервале $[0, \omega_B)$, то, используя равенство Парсеваля

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega,$$

находим минимальное значение среднеквадратической погрешности:

$$[y(t) - x(t)]^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_B}^{\infty} |S_1(j\omega)|^2 d\omega$$

Для достижения этого значения погрешности при передаче сигнала линейной системой, как следует из равенства $S_1(j\omega) = \hat{S}_2(j\omega)$, ФЧХ и АЧХ должны удовлетворять соотношениям

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \alpha\omega, \alpha = \text{const}, \omega \in [0, \omega_B] \\ \hat{K}(\omega) &= \begin{cases} 1, \omega \in I_\omega = [0, \omega_B]; \\ 0, \omega \notin I_\omega. \end{cases} \end{aligned} \quad (1)$$

Оптимальную переходную характеристику определим как реакцию системы на единичное ступенчатое воздействие $x(t) = 1(t)$, путем использования интегрального преобразования Фурье [4]:

$$h(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_g} \frac{|K(\omega)| \sin[\omega t - \varphi(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (2), \text{ откуда после}$$

преобразований получаем

$$\hat{h}(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{si} \left(\frac{t-a}{\omega_g} \right); \quad \text{где } \text{si}(t) - \text{табулированная функция -}$$

интегральный синус.

Графики функций (1), соответствующие оптимальным частотным характеристикам, приведены на рисунке 5а, оптимальная переходная характеристика (2) - на рисунке 5б.

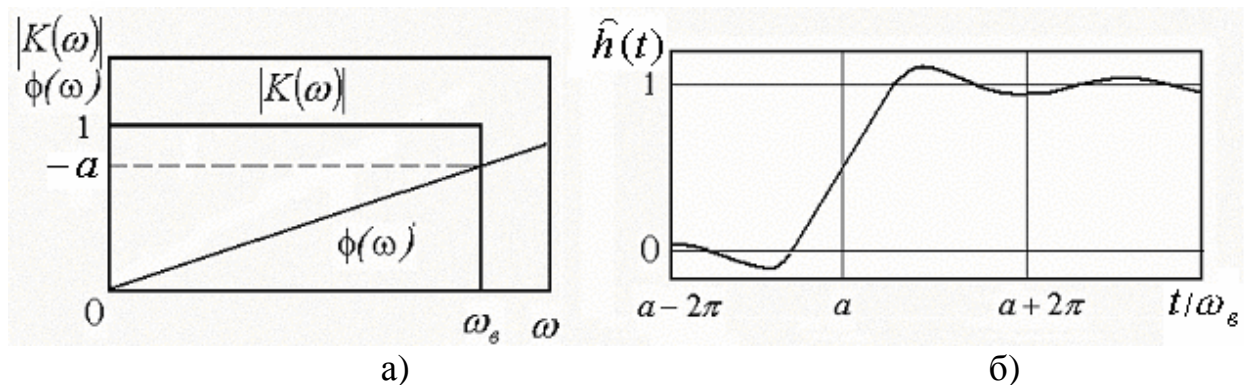


Рисунок 5 - Оптимальные характеристики быстродействующего устройства: а) АЧХ и ФЧХ, б) ПХ

Как следует из рисунков, при каскадном соединении устройств с оптимальными формами АЧХ, ФЧХ и ПХ результирующие характеристики не изменяются; характерной особенностью оптимальной переходной характеристики устройства является наличие отрицательного выброса перед передним фронтом, ликвидирующего затянутый начальный участок переходной характеристики.

2.2 Влияние отклонения частотных характеристик на переходные характеристики

Рассмотренные выше характеристики являются идеализированными и могут быть реализованы с определенными отклонениями. Возникает проблема сравнения устройств с различными формами АЧХ, ФЧХ и ПХ по быстрдействию. Поэтому необходимо определить, как отклонение частотных характеристик от оптимальных влияет на переходную характеристику.

Изменения частотных характеристик характеристики устройства представим в виде:

$$\begin{aligned} |K(\omega)| &= |K_o(\omega)| [1 + |\overline{\Delta K(\omega)}|] \\ \varphi(\omega) &= \varphi_o(\omega) + \Delta\varphi(\omega) \end{aligned} \quad (3)$$

где $|K_o(\omega)|$ и $\varphi_o(\omega)$ - исходные (например, оптимальные) АЧХ и ФЧХ;

$$|\overline{\Delta K(\omega)}| = \frac{|K(\omega)| - |K_o(\omega)|}{|K_o(\omega)|}; \quad \Delta\varphi(\omega) = \varphi(\omega) - \varphi_o(\omega) - \text{относительные}$$

изменения в частотных характеристиках.

Переходную характеристику определим через обратное преобразование Фурье (2), подставляя (3) в (2).

После необходимых тригонометрических преобразований [6] и учетом того, что нас интересуют характеристики, близкие к оптимальным [т.е. $|\overline{\Delta K(\omega)}| \ll 1$, $\Delta\varphi(\omega) \ll \pi$] получаем ПХ в виде:

$$h(t) = h_o(t) + \Delta h_k(t) + \Delta h_\varphi(t) \quad (4), \text{ где}$$

$$h_o(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{|K_o(\omega) \sin[\omega t + \varphi_o(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (5) - \text{исходная переходная}$$

характеристика (например, оптимальная);

$$\Delta h_k(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{|\overline{\Delta K(\omega)}| \sin[\omega t + \varphi_o(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (6) - \text{изменения в ПХ, вызванные}$$

отклонением АЧХ от исходной (оптимальной) характеристики;

$$\Delta h_\varphi(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\Delta\varphi(\omega) \cos[\omega t + \varphi_o(\omega)]}{\omega} d\omega \quad (7) - \text{изменения в ПХ,}$$

вызванные отклонением ФЧХ от исходной (оптимальной) характеристики.

Основное преимущество полученного выражения: можно рассматривать отдельно изменения в ПХ и вызванные независимыми изменениями АЧХ и ФЧХ.

Выражения (6) и (7) показывают, что отклонения АЧХ и ФЧХ от оптимальных характеристик по-разному изменяют переходные характеристики. Изменения ПХ, вызванные отклонениями АЧХ, описываются четной функцией, а отклонениями ФЧХ – нечетной функцией. Отсюда вытекает важный вывод: при независимом изменении амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик можно произвольно управлять формой переходной характеристики.

Отметим, что при вычислениях по (6) и (7) возникают погрешности из-за разложения тригонометрических функций в ряд и пренебрежения членами разложения второго и более высоких порядков. При этом действительные отклонения $\Delta h(t)$ будут меньше, чем рассчитанные по (6) и (7). Например, при $\Delta\varphi(\omega) = 0,2$ погрешность расчета составит минус 1,5%.

2.3 Аппроксимация изменений частотных характеристик

Изменения частотных характеристик представляют собой отклонения между рассматриваемой и какой – либо эталонной характеристикой, например, оптимальной. Для описания отклонений частотных характеристик будем использовать тригонометрический ряд Фурье, который удобен при использовании спектральных преобразований и обеспечивает минимальную среднеквадратичную погрешность аппроксимации.

В общем виде изменения частотных характеристик можно представить как

$$\Delta(\Omega) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos T_n \Omega + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin T_n \Omega \quad (8)$$

где $\Delta(\Omega) = \begin{cases} \Delta\varphi(\Omega) \\ |\Delta K(\Omega)| \end{cases}$ - при изменении ФЧХ и АЧХ; $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ -

нормированная частота; a_n и b_n - коэффициенты n-ой составляющей ряда Фурье;

$$T_n = \frac{2\pi}{\Omega_A} \cdot N \quad \text{- период n-ой гармоники}; \quad \Omega_A = \frac{\omega}{\omega_A};$$

ω_A - верхняя частота интервала аппроксимации.

Коэффициенты аппроксимирующего ряда Фурье в (8) находят из известных соотношений:

$$a_0 = \frac{2}{\Omega_A} \int_0^{\Omega_A} |\Delta K(\Omega)| d\Omega$$

$$a_n = \frac{2}{\Omega_A} \int_0^{\Omega_A} |\Delta K(\Omega)| \cos \frac{2\pi\Omega}{\Omega_A} \cdot N d\Omega \quad (9)$$

$$b_n = \frac{2}{\Omega_A} \int_0^{\Omega_A} \Delta\varphi(\Omega) \sin \frac{2\pi\Omega}{\Omega_A} \cdot N d\Omega \quad (10)$$

Для нахождения коэффициентов ряда Фурье обычно используются численные методы из-за сложного характера зависимостей $|\overline{\Delta K(\omega)}|$ и $\Delta\varphi(\omega)$.

2.4 Влияние изменения амплитудно-частотной характеристики на форму переходной характеристики

Амплитудно-частотная характеристика является четной функцией, поэтому для ее аппроксимации используется четный ряд Фурье:

$$|\overline{\Delta K(\omega)}| = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos T_n \Omega \quad (11), \text{ где } a_0, a_n - \text{коэффициенты ряда}$$

Фурье (8), вычисляемые по выражениям (9).

Подставляя изменения АЧХ в (6), получаем:

$$\Delta h_k(t) = \frac{a_0}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin[\Omega + \varphi_0(\Omega)]}{\Omega} d\Omega + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{2\pi} \left\{ \int_0^{\infty} \frac{\sin[(t + T_n)\Omega + \varphi_0(\Omega)]}{\Omega} d\Omega + \int_0^{\infty} \frac{\sin[(t - T_n)\Omega + \varphi_0(\Omega)]}{\Omega} d\Omega \right\}$$

откуда, с учетом (5), определим изменения в ПХ:

$$\Delta h_k(t) = a_0 h_0(t) + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n [h_0(t + T_n) + h_0(t - T_n)] \quad (12)$$

Из (12) следует, что изменения в ПХ представляют собой полусумму исходных ПХ с весовыми коэффициентами a_n (амплитудой гармоники с номером n аппроксимирующей функции) (9), сдвинутыми во времени на интервал $\pm T_n$ (период гармоники аппроксимирующей функции).

На рисунке 6 приведен пример влияния изменения АЧХ, описываемого двумя членами ряда Фурье, на ПХ.

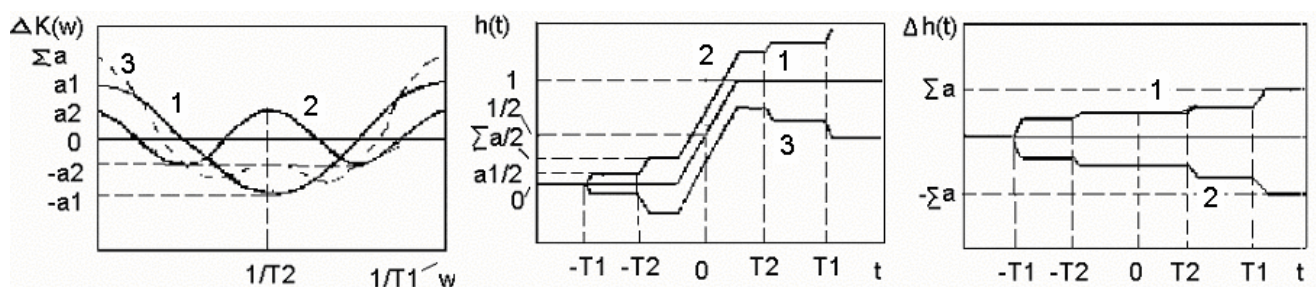


Рисунок 6 Коррекция ПХ изменением АЧХ

- а) изменения АЧХ а) 1 - $a_1 \cos T_1 \Omega$, 2 - $a_2 \cos T_2 \Omega$, 3 - $\sum a_n T_n \Omega$;
 б) измененная ПХ 1- $h_0(t)$, 2 - $h_0(t) + \Delta h_k(t)$, 3 - $h_0(t) - \Delta h_k(t)$;
 в) отклонения ПХ 1 - $\Delta h_k(t)$, 2- $[-\Delta h_k(t)]$

Рассмотрим важный случай, когда изменения в АЧХ нарастают с ростом частоты:

$$|\Delta K(\omega)| = \Omega \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin T_n \Omega .$$

После подстановки в (6) и преобразования получаем:

$$\Delta h_k(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n [\cos \Omega(t - T_n) + \cos \Omega(t + T_n)]$$

Соответствующие изменения $|\Delta K(\omega)|$ и $\Delta h_k(t)$ для случая $n=1$ приведены на рисунке 7.

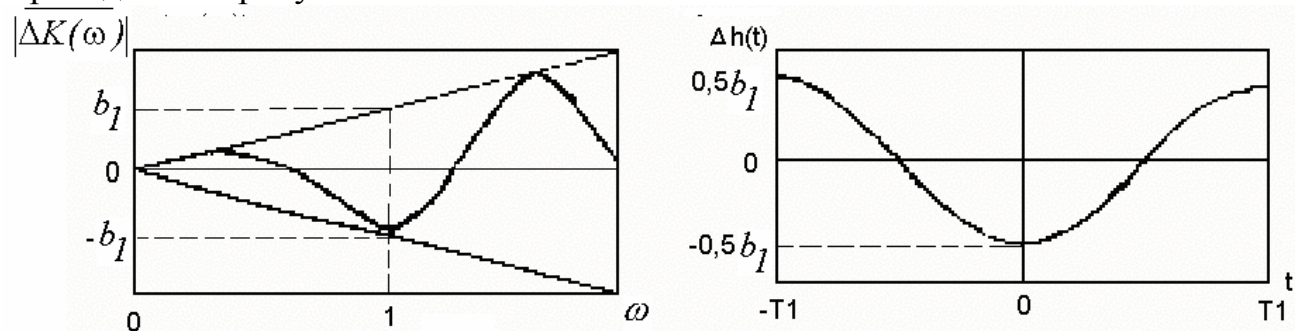


Рисунок 7. Коррекция ПХ при АЧХ , нарастающей с ростом частоты

Из полученного выражения следует вывод, что на любом временном интервале изменения ПХ не превышают $\Delta h_k(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n$ и при равномерном допуске на изменения ПХ допустимые отклонения АЧХ увеличиваются с ростом частоты. Следовательно, неравномерность АЧХ в области верхних частот вносит меньшие изменения в ПХ, чем искажения в области нижних частот.

На основе результатов, полученных в разделе 1.4, можно сделать следующие выводы:

- коррекция ПХ изменением АЧХ описывается нечетной функцией;
- уменьшение времени нарастания (при $T_n \geq$ времени установления переднего фронта исходной ПХ) возможно ценой увеличения выброса переднего фронта;
- возможно уменьшение времени нарастания при $T_n <$ времени установления переднего фронта исходной ПХ. Этот случай соответствует тривиальному расширению верхней граничной частоты усилителя;

- уменьшение величины выброса приводит к увеличению затянутого начального участка и увеличению времени нарастания.

2.5 Влияние изменения фазочастотной характеристики на переходную характеристику

Изменения ФЧХ в силу нечетности фазовой характеристики описывается нечетным рядом Фурье:

$$\Delta\varphi(\Omega) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin T_n \Omega \quad (13)$$

подставляя изменения ФЧХ в (7), получаем изменения в ПХ:

$$\begin{aligned} \Delta h_{\varphi}(t) &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin(t+T_n)\Omega}{\Omega} d\Omega - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin(t-T_n)\Omega}{\Omega} d\Omega \right] = \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[h_0(t+T_n) - h_0(t-T_n) \right] \quad (14) \end{aligned}$$

Изменения ПХ, вызванные изменением ФЧХ, представляют собой полусумму взвешенных по b_n разностей исходных ПХ, сдвинутых во времени на $\pm T_n$. Отличается от изменений, вызванных изменением АЧХ знаком перед вторым членом суммы.

На рисунке 8 приведен пример влияния периодического отклонения ФЧХ от исходной характеристики, аппроксимированной двумя членами ряда Фурье, на ПХ. На рисунке также приведена ПХ, соответствующая изменению знака $\Delta\varphi(\Omega)$.

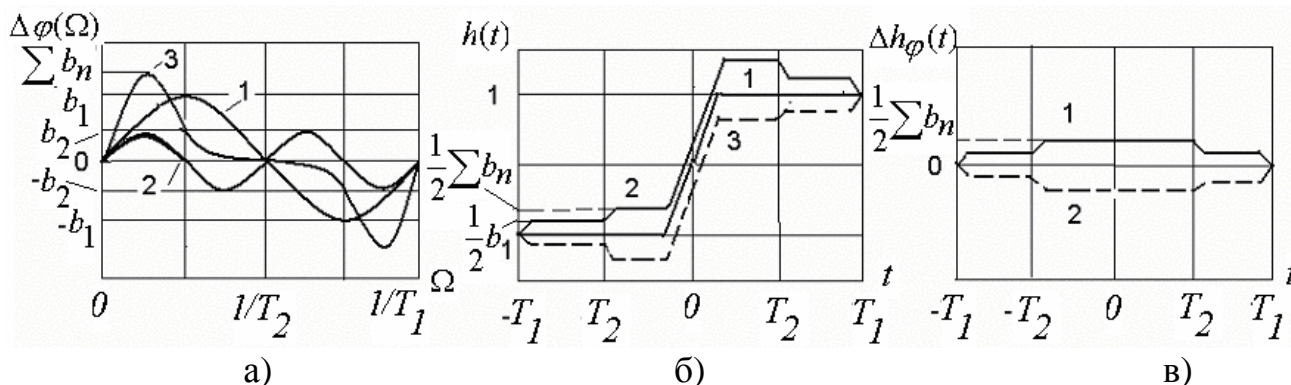


Рисунок 8 - Коррекция ПХ изменением ФЧХ

а) изменения ФЧХ: а) 1- $b_1 \sin T_1 \Omega$, 2- $b_2 \sin T_2 \Omega$, 3- $\sum b_n \sin T_n \Omega$

б) измененная ПХ 1- $h_0(t)$, 2- $h_0(t) + \Delta h_{\varphi}(t)$, 3- $h_0(t) - \Delta h_{\varphi}(t)$,

в) отклонения в ПХ 1- $\Delta h_{\varphi}(t)$, 2- $[-\Delta h_{\varphi}(t)]$

Анализ полученных результатов приводит к следующим выводам:

- изменения ПХ с помощью изменения ФЧХ описывается четной функцией;

- отклонения ПХ симметричны относительно центра исходной ПХ;
- величина изменения ПХ пропорциональна сумме коэффициентов ряда Фурье, аппроксимирующего ФЧХ;
- задержка в изменении ПХ пропорциональна периоду гармонике ряда Фурье;
- регулировкой фазовой характеристики можно перераспределять величину выбросов на ПХ при неизменной крутизне переднего фронта.

2.6 Влияние изменения частотной или фазовой характеристики на переходную характеристику в минимально-фазовых цепях

Выше рассмотрены независимые изменения АЧХ и ФЧХ, что возможно только в неминимально – фазовых цепях

В минимально - фазовых цепях характеристики связаны между собой преобразованием Гильберта, и по любой из частотных характеристик можно однозначно определить другую характеристику:

$$\Delta\varphi(\omega_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\Delta K(\omega)|}{\omega^2 - \omega_1^2} d\omega \quad (15)$$

$$|\overline{\Delta K(\omega_1)}| = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\Delta\varphi(\omega)|}{\omega^2 - \omega_1^2} d\omega$$

Подставив в (15) выражение, описывающее изменение АЧХ в виде (11), в случае отсутствия постоянной составляющей ($a_0=0$) получаем [1] выражение, описывающее изменения ФЧХ, вызванные изменениями АЧХ:

$$\Delta\varphi(\Omega) = - \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin T_n \Omega$$

Подставляя полученное выражение в (7), получим изменения в ПХ, вызванные изменением ФЧХ при изменении АЧХ в минимально-фазовой цепи:

$$\Delta h_{\varphi}(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin(t+T_n)\Omega}{\Omega} d\Omega - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin(t-T_n)\Omega}{\Omega} d\Omega \right]$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n [h_0(t+T_n) - h_0(t-T_n)]$$

Определим суммарные изменения ПХ в минимально-фазовых цепях, при изменении АЧХ с учетом (11):

$$\Delta h_{k,\varphi}(t) = \Delta h_k(t) + \Delta h_{\varphi}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n h_0(t-T_n) \quad (15)$$

При изменении ФЧХ в минимально – фазовой цепи, проделав аналогичные операции с выражениями (12),(14),(6) и суммируя с (13), получим соотношение, связывающее изменения в ПХ минимально-фазовой цепи по изменению ФЧХ:

$$\Delta h_{\varphi,k}(t) = - \sum_{n=1}^{\infty} b_n h_0(t - T_n) \quad (16)$$

Таким образом, при использовании минимально-фазовой цепи, изменения в ПХ можно определить по изменению любой из частотных характеристик.

Как следует из (15) и (16), при изменении АЧХ и ФЧХ в минимально-фазовой цепи в ПХ отсутствуют реакции перед передним фронтом

На рисунке 9 приведены графики для выражения (16), показывающие изменения в форме ПХ минимально-фазовой цепи, вызванные изменениями в ФЧХ, приведенными на рисунке 9а.

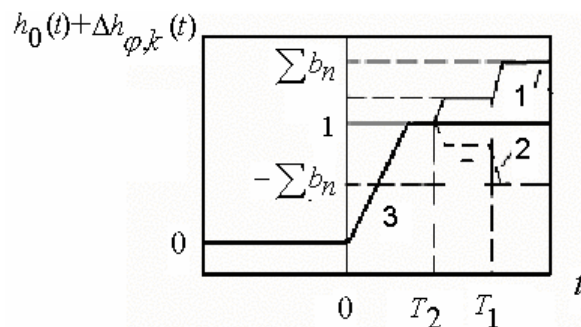


Рисунок 9. Изменения в ПХ минимально-фазовой цепи при изменениях в ФЧХ: 1- при положительных b_n ; 2- при отрицательных b_n ; 3 - исходная ПХ $h_0(t)$

Из выражений(15) и (16) следует, что:

- влияние изменения АЧХ и ФЧХ в минимально-фазовой цепи в два раза сильнее, чем отдельно влияние изменений АЧХ и ФЧХ в неминимально-фазовой цепи;

- характерной особенностью минимально – фазовой цепи является отсутствие изменений в переходной характеристике перед фронтом при изменениях амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик.

2.7 Основные выводы по второй главе

1. При каскадном соединении устройств с оптимальными формами АЧХ, ФЧХ и ПХ результирующие характеристики не изменяются.

2. Характерной особенностью устройства с оптимальной переходной характеристикой является наличие отрицательного выброса перед передним фронтом, ликвидирующего затянутый начальный участок переходной характеристики.

3. Реализация оптимальных характеристик возможно только в устройствах с неминимально – фазовыми свойствами.

4. Коррекция фазовой характеристики позволяет перераспределять величину выброса переходной характеристики при неизменной крутизне

переднего фронта. При линейной ФЧХ величина выброса перед фронтом и выброса переднего фронта становятся одинаковыми.

5. Максимальная крутизна переднего фронта достигается на середине фронта и определяется значением верхней граничной частоты устройства.

4. Характерной особенностью минимально – фазовой цепи является отсутствие выбросов в переходной характеристике перед фронтом.

5. Влияние изменения АЧХ и ФЧХ в минимально-фазовой цепи в два раза сильнее, чем отдельно влияние изменений АЧХ и ФЧХ в неминимально-фазовой цепи.

6. Величина изменения ПХ складывается из коэффициентов ряда Фурье, аппроксимирующего изменения частотных характеристики, а задержка во времени изменения ПХ соответствует периоду гармонике аппроксимирующего частотные характеристики ряда Фурье.

2.8 Тестовые задания по связи частотных и переходных характеристик

1. По приведенной на рисунках форме амплитудно-частотной характеристики минимально-фазового устройства определите, какая форма переходной характеристики, приведенная на рисунке 12, ей соответствует.

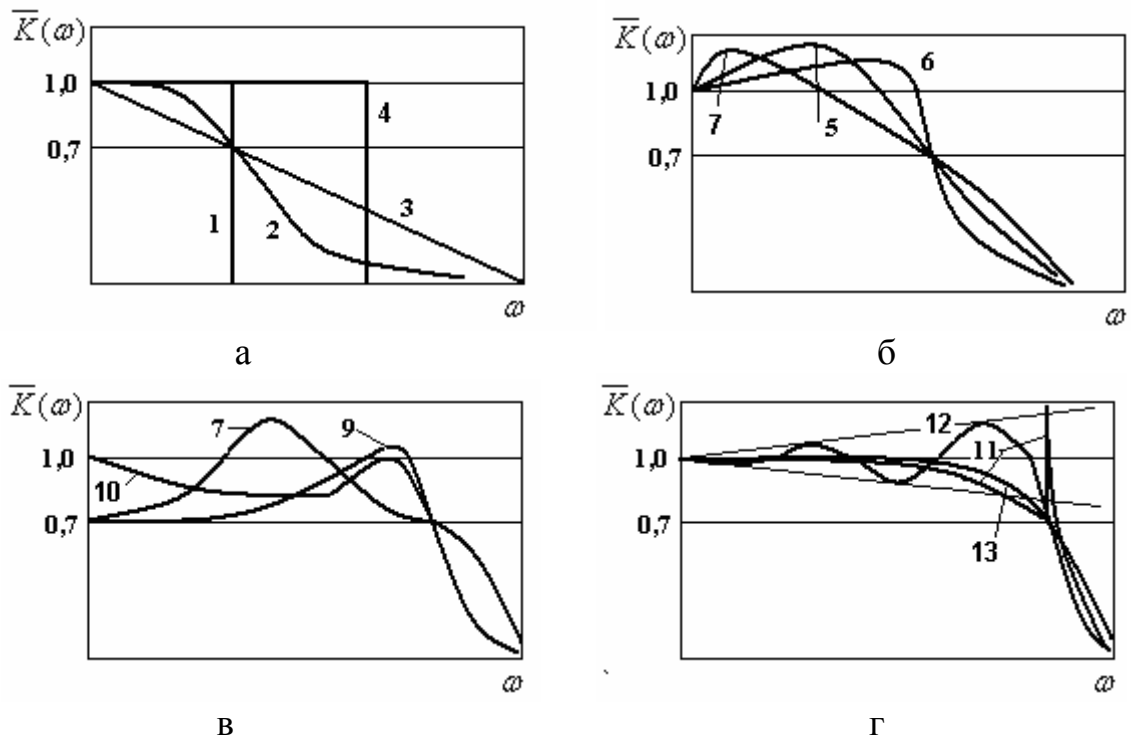


Рисунок 10. АЧХ устройства с минимально-фазовыми характеристиками

2. По приведенным на рисунке формам амплитудно-частотной и фазочастотной характеристики неминимально-фазового устройства определите, какая форма переходной характеристики из приведенных на рисунке 12, ей соответствует.

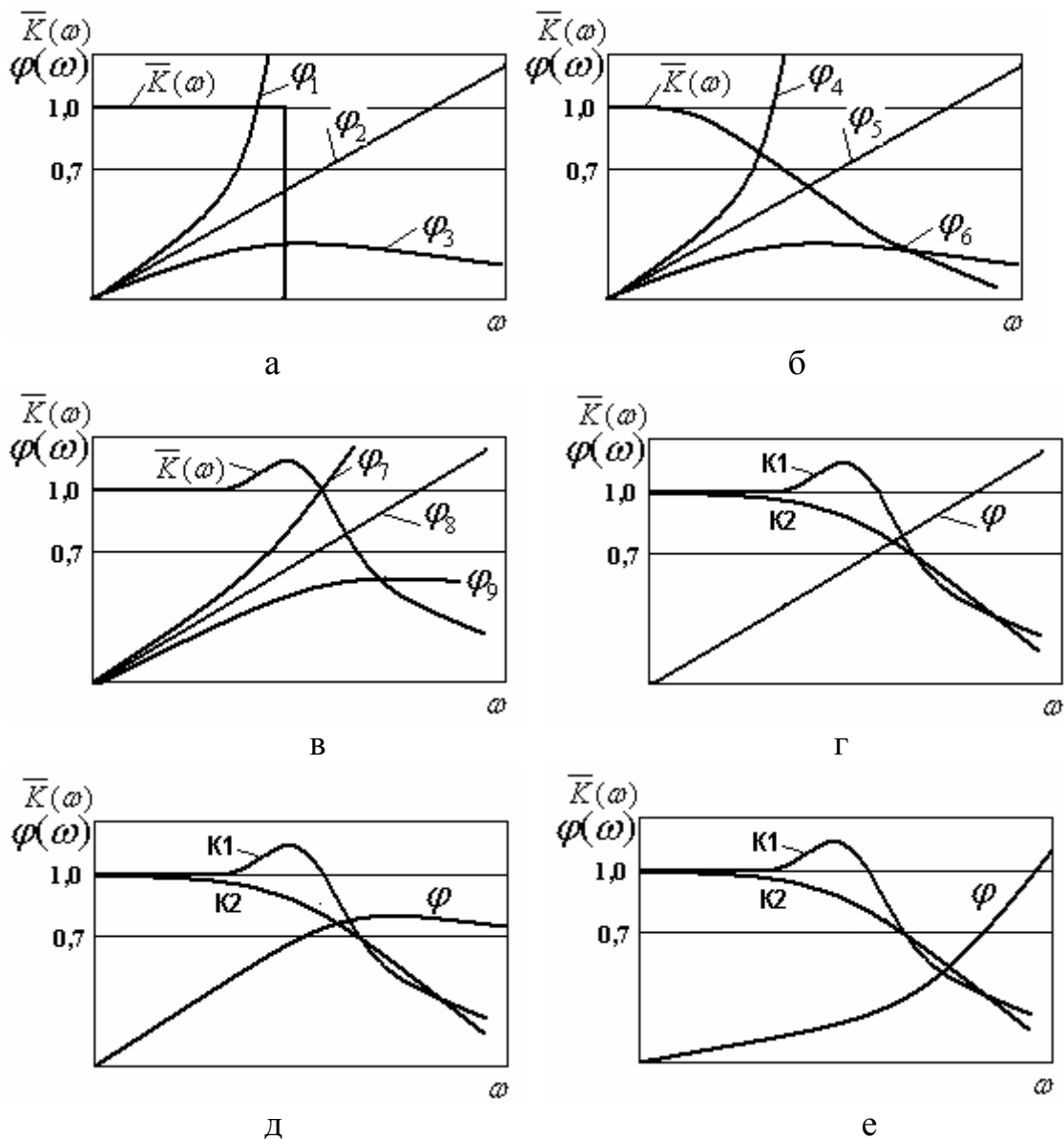
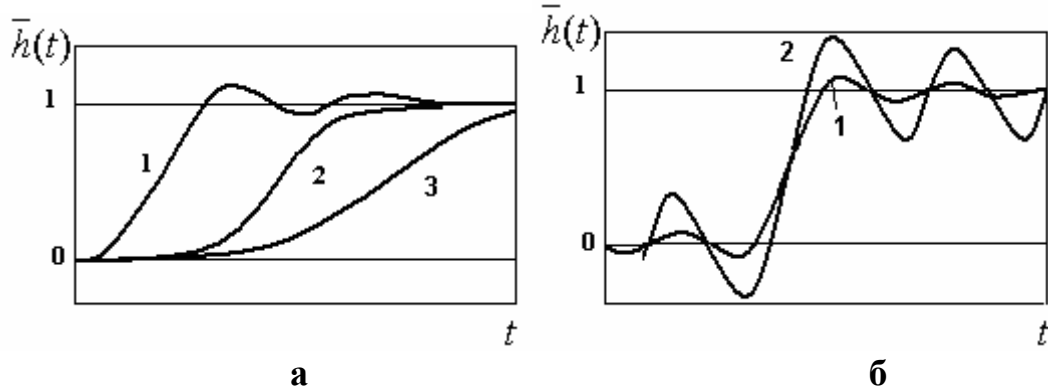


Рисунок 11. Амплитудно-частотная и фазочастотной характеристики неминимально-фазового устройства

3. По приведенной на рисунке 12 форме переходной характеристики устройства определите, к какому классу цепей (минимально-фазовому или неминимально-фазовому) относится это устройство и на каком из приведенных выше рисунков 10,11 приведены соответствующие этой переходной характеристике частотные характеристики.



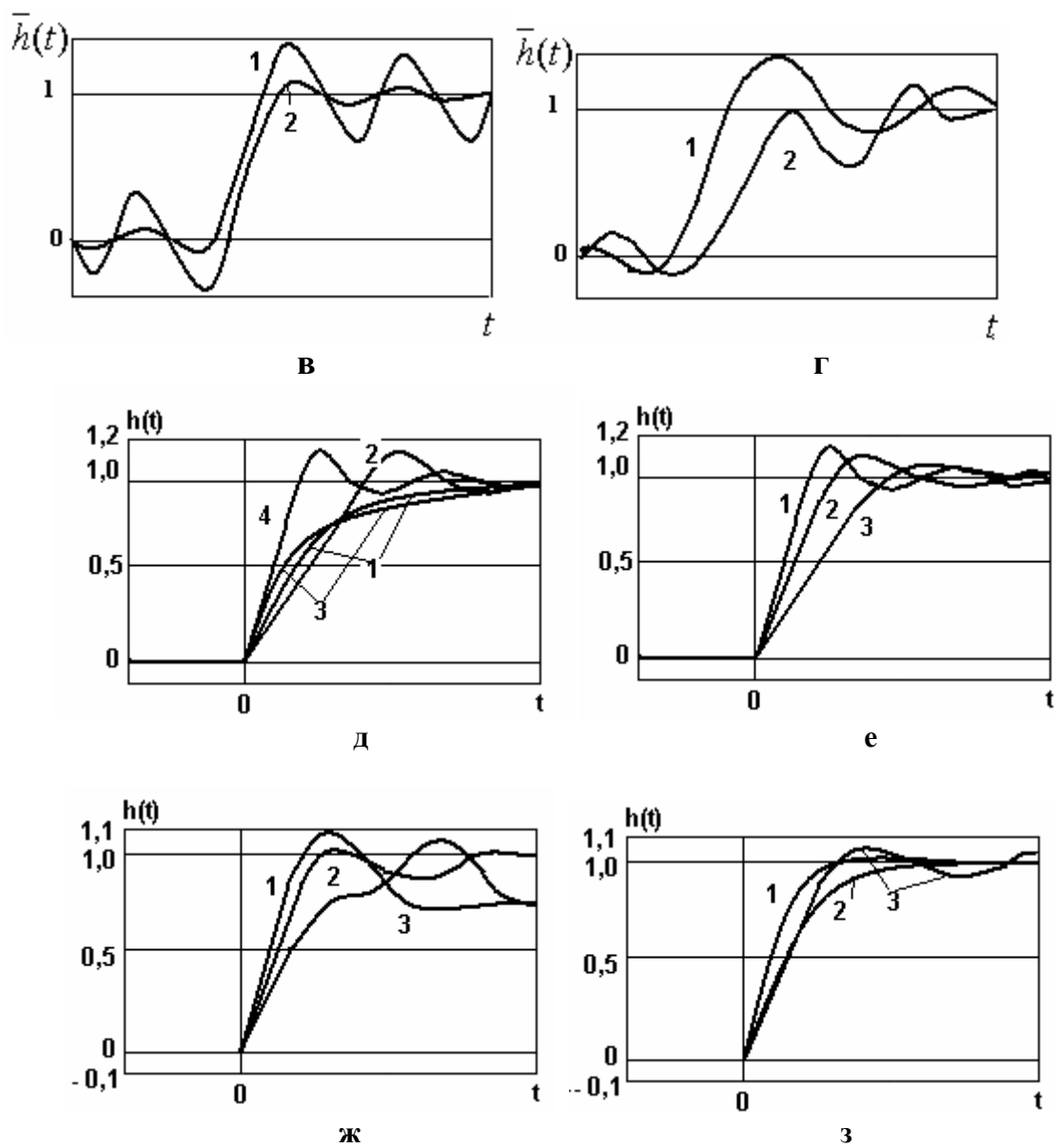


Рисунок 12. Формы переходной характеристики устройства

Глава 3. Моделирование частотных и переходных характеристик в быстродействующих устройствах пикосекундного диапазона

3.1 Проблемы моделирования переходных процессов

При моделировании характеристик радиоэлектронных устройств различного назначения широко используются математические модели в виде дробно-рациональных передаточных функций и структурные модели в виде электрических схем, а при исследовании временных характеристик устройства используются интегральные связи между передаточной функцией и переходной (импульсной) характеристикой.

В субнаносекундном и пикосекундном диапазонах подобный подход приводит к необходимости применения при оптимизации и исследовании численных методов. При этом теряется наглядность связей между структурой и характеристиками устройства, выполняется большой объем вычислений, часто не дающих приемлемых совпадений с результатами экспериментальных исследований из-за неточностей эквивалентных схем используемых на предельных возможностях элементов.

Для моделирования характеристик в пикосекундном диапазоне используются следующие предпосылки.

1. Многие элементы устройств действуют в одном частотном диапазоне, усиливая или компенсируя взаимное влияние друг друга. Поэтому действие нескольких элементов можно заменить действием одного, эквивалентного по действию на характеристики на данной частоте.

2. Для обеспечения независимого влияния каждого элемента модели на характеристики устройства необходимо использование ортогональных функций. Использование свойства линейности ортогональных функций позволяет определить результирующую частотную или временную характеристику путем суперпозиции. В результате становится возможной последовательная оценка влияния каждого элемента модели на характеристику устройства, что существенно упрощает анализ.

3. При использовании ортогональных функций происходит замена сложных интегральных связей в устройствах высокого порядка суммой элементарных интегралов от ортогональных функций. Упрощается поиск путей получения оптимальных форм частотных и переходных характеристик, выбор структур устройств и корректирующих цепей.

В качестве ортогональных функций удобно использовать ряд Фурье, который обеспечивает минимальную среднеквадратичную погрешность аппроксимации.

3.2 Математические и структурные модели линейных пикосекундных устройств

Физически реализуемую частотную характеристику с достаточной точностью можно аппроксимировать рядом Фурье с конечным количеством членов в виде (8). Выше было показано, как аппроксимированные рядом Фурье изменения в частотных характеристиках влияют на переходную характеристику. В этом случае изменение переходной характеристики описывается математическими выражениями (12), (14), (15), (16). Эти выражения можно рассматривать как математическую модель изменения переходной характеристики

Для наглядного отображения процесса частотных и временных искажений сигнала в устройстве необходимо перейти от математических выражений, описывающих изменения в частотных и переходных характеристиках на операции над сигналами, производимыми простыми, хорошо изученными элементами. Как следует из выражений, изменение переходной характеристики $\Delta \hat{h}(t)$ представляет собой сумму характеристик с весовыми коэффициентами a_n и b_n , смещенные во времени на интервалы T_n , где a_n , b_n , и T_n - соответствующие коэффициенты и период аппроксимирующего ряда Фурье, определяемые по выражению (9).

Операции суммирования, усиления или ослабления, определяемого коэффициентами a_n и b_n , задержки во времени на величину T_n могут быть реализованы с помощью стандартных структурных элементов: разветвителей, сумматоров, линий задержки, инверторов, устройств управления амплитудой сигнала. В результате реализации математических операций с помощью типовых элементов получим структурную многоканальную модель, которая описывает изменения переходной характеристики.

Возможны четыре варианта реализации математических выражений (12), (14), (16), (17) с помощью структурных схем, описывающих одинаковые изменения в переходной характеристике:

- схема с параллельным разделением сигнала, обработкой (нормированием коэффициентов a_n и b_n , задержкой на кратные интервалы T_n) и параллельным суммированием сигналов;
- схема с последовательным разделением сигнала, обработкой и параллельным суммированием;
- схема с параллельным разделением сигналов, обработкой и последовательным суммированием;
- схема с последовательным разделением сигналов, обработкой и последовательным суммированием.

Эти структурные схемы приведены на рисунке 13.

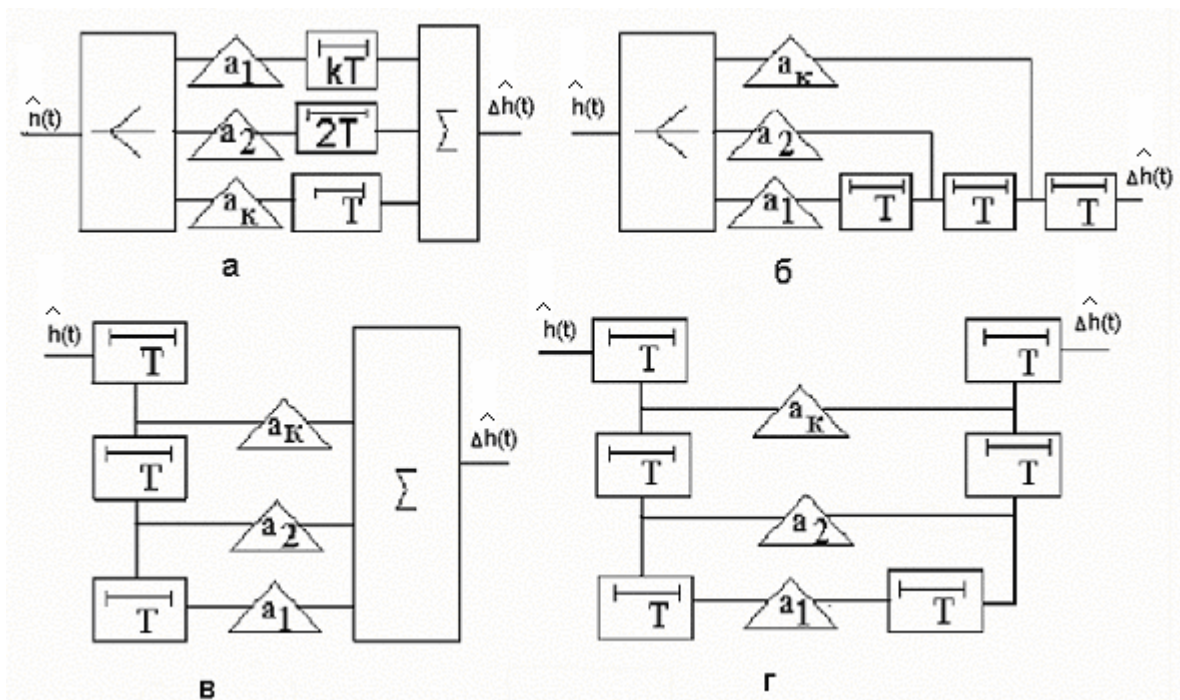


Рисунок 13. Структурные модели изменения переходной характеристики:

- а) параллельная модель б) параллельно-последовательная модель,
- в) последовательно-параллельная модель, г) последовательная модель.

Коэффициенты a_n и b_n являются весовыми коэффициентами, связывающими изменения амплитуды спектральных составляющих с изменениями формы переходной характеристики, а постоянные времени T_n показывают моменты времени, в которые происходит изменение переходной характеристики. Приведенные на рисунке 6 структуры отражают особенность устройств пикосекундного диапазона – многоканальность передачи сигнала.

После дополнения каналом с единичным коэффициентом передачи получим модели передаточных характеристик устройства, показывающих процесс изменения сигнала при прохождении через устройство. На рисунке 14 приведена параллельная структура, моделирующая формирование переходной характеристики в соответствии с выражением (4), а на рисунке 15 – структурная схема передаточной функции по выражению (3).

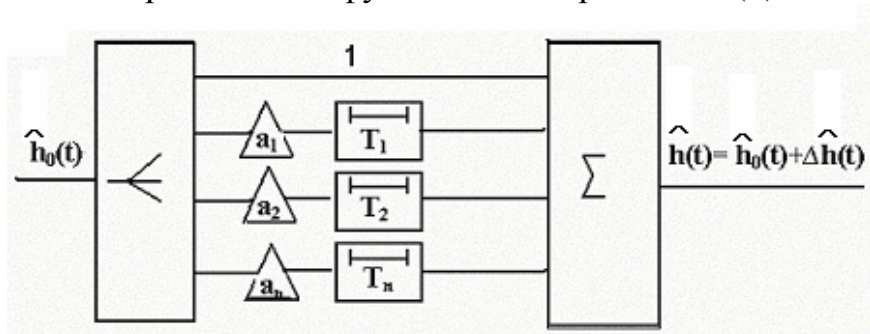


Рисунок 14. Структурная схема формирования переходной характеристики $\hat{h}(t) = \hat{h}_0(t) + \Delta \hat{h}_k(t)$

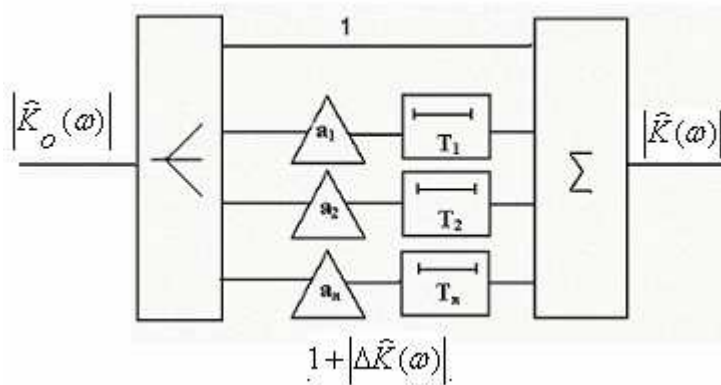


Рисунок 15. Структурная схема передаточной функции

$$|\widehat{K}(\omega)| = |\widehat{K}_o(\omega)| [1 + |\Delta\widehat{K}(\omega)|]$$

Преимуществом предложенной модели является последовательное во времени изменение переходной характеристики в моменты времени $T_1 \dots T_n$ и переход от передаточной функции высокого порядка к сумме характеристик невысокого (при инвариантных коэффициентах a_n и b_n – первого) порядка. Изменения сигнала при последовательном прохождении от входа к выходу устройства заменяется параллельным прохождением, и вклад каждого канала в результирующую переходную характеристику может рассматриваться независимо.

Процесс изменения переходной характеристики в устройстве в виде структурной модели может быть отображен без этапа аппроксимации изменения частотных характеристик рядом Фурье, непосредственно во времени. В качестве ортогональной функции во временной области можно использовать единичную дискретную функцию

$$Q_I(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } i\Delta t \leq t < (i+1)\Delta t \\ 0 & \text{при } t < i\Delta t \text{ или } t \geq (i+1)\Delta t \end{cases}$$

Для этого временной интервал разбивается на n интервалов длительностью Δt и используя функцию $Q_i(t)$ как временное окно, последовательно определяются значения переходной характеристики и изменения переходной характеристики в виде $\widehat{h}_{i+1}(t) = \widehat{h}_i(t) + \Delta\widehat{h}_i(t)$, где $\Delta\widehat{h}_i(t) = \widehat{h}_{i+1}(t) - \widehat{h}_i(t)$ - изменение переходной характеристики при переходе от временного интервала i к интервалу $i+1$. Пример подобной аппроксимации для двух корректируемых участков переходной характеристики приведен на рисунке 16.

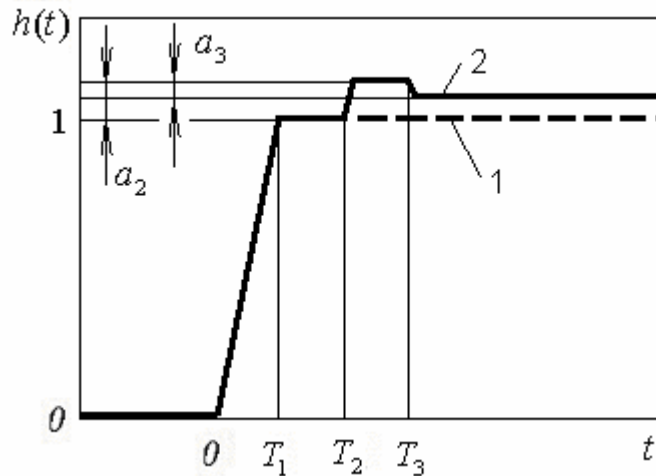


Рисунок 16. Аппроксимация переходной характеристики.

1 – требуемая ПХ $h(t)$, 2 – исходная ПХ $h_{II}(t)$

Аппроксимируя внутри каждого интервала Δt значения $h(t)$ и изменения $\Delta h(t)$ ступенчатой функцией, с постоянными значениями внутри интервала, получим выражение:

$$\hat{h}(t) = \hat{h}_{II}(t) + \Delta \hat{h}_k(t) = h_{II}(t) + a_2 h_{II}(t - T_2) - a_3 h_{II}(t - T_3)$$

По этому выражению несложно построить многоканальную структурную схему, приведенную на рисунке 17, которая будет моделировать переходную характеристику устройства.

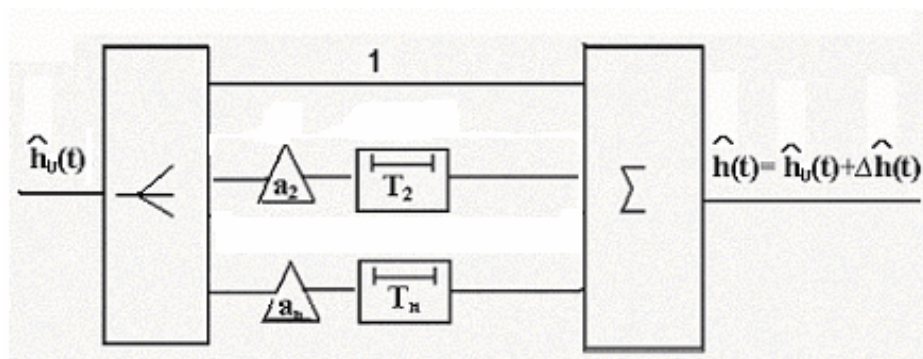


Рисунок 17. Структурная схема формирования переходной характеристики

3.3 Моделирование искажения спектра сигнала

Как показано выше, поведение пикосекундного устройства описывается передаточной функцией многоканальной модели, через каждый канал которой сигнал проходит с различными задержками и коэффициентами передачи.

Рассмотрим изменения спектра сигнала при прохождении через m -канальное устройство, схема которого приведена на рисунке 15. Нормированная передаточная функция этого устройства:

$$\left| \hat{K}^\epsilon(j\omega) \right| = \left[1 + \left| \Delta \hat{K}(\omega) \right| \right] = 1 + \sum_{h=1}^m a_h e^{-j \cdot h \cdot \omega \cdot T_h}$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_0(\omega) + \Delta\varphi(\omega),$$

где a_h – коэффициенты ряда Фурье, аппроксимирующего частотную характеристику, $e^{-jhT_h\omega}$ – передаточная функция линии задержки с номером h , m – количество членов ряда, аппроксимирующих передаточную функцию, T_h – время задержки в канале с номером h .

В качестве входного возьмем периодический сигнал, который представим в виде дискретного экспоненциального ряда Фурье:

$$S_{ex}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{j \cdot n \cdot \omega_1 t + \varphi_n},$$

где C_n – коэффициенты разложения в ряд Фурье входного сигнала:

$$C_n(t) = \frac{1}{T_1} \cdot \int_0^{\omega_s} S_{ex}(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega_1 t} \cdot d\omega, \text{ где } T_1 - \text{ период повторения сигнала (период}$$

первой гармоники), φ_n – фазовый сдвиг спектральной составляющей сигнала с номером n .

Этот входной сигнал может быть представлен в известном виде, как сумма n векторов, вращающихся с угловыми скоростями от ω_1 до ω_n на комплексной плоскости, каждый из которых характеризует амплитуду и фазу отдельной спектральной составляющей сигнала. Как показано на рисунке 18, конец результирующего вектора $S_{ex}(t)$ в каждый момент времени определяет текущее значение входного сигнала. Каждый член n ряда Фурье представляет собой вектор с модулем C_n . Рассмотрим сигнал с равномерной спектральной плотностью в полосе пропускания, $C_0 = C_1 = \dots = C_n = 1$ при $\omega \leq \omega_s$ и линейной фазовой характеристикой,

$$\varphi_n = T_1 \omega_n = n T_1 \omega_1 = T_n \omega_1 : \quad S_{ex}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j \cdot \omega_1 (nt + T_n)}.$$

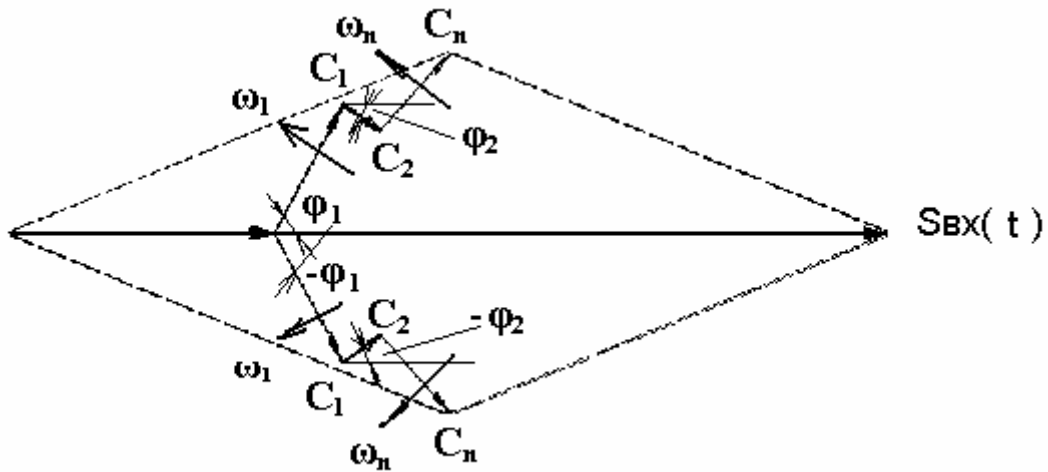


Рисунок 18. Векторное представление входного сигнала

В этом случае непосредственно по амплитудам спектральных составляющих на выходе устройства можно определить нормированную частотную характеристику устройства.

Спектр входного сигнала на выходе устройства будет ограничен гармоникой с номером k , где $k = \frac{\omega_B}{\omega_1} = \omega_B \cdot T_1$ - количество гармоник

сигнала, попадающих в полосу пропускания устройства, ω_B - верхняя частота пропускания устройства. Так как $\omega_B = \frac{m}{T_h}$, то $k = \frac{mT_1}{T_h}$ и можно ограничить количество рассматриваемых гармоник входного сигнала номером k :

$$S_{ex}(t) = \sum_{n=-k}^k e^{j \cdot \omega_1 (nt + T_n)}$$

Рассмотрим изменение отдельного вектора входного сигнала с номером n при прохождении через устройство: $S_{exn}(t) = e^{j \cdot \omega_1 \cdot (nt + T_n)}$,

При наличии m каналов передачи выходной сигнал будет состоять из суммы m векторов:

$$S_{выхn}(t) = e^{j \cdot n \omega_1 t} + \sum_{h=1}^m a_h e^{-j \cdot n \cdot \omega_1 \cdot T_h} e^{j \cdot n \omega_1 t} = S_{exn} + \sum_{h=1}^m a_h e^{j \cdot n \omega_1 (t - T_h)}$$

и результирующий выходной сигнал представляет сумму выходных векторов

$$S_{вых}(t) = \sum_{n=-k}^k \left(S_{exn} + \sum_{h=1}^m a_h e^{j \cdot \omega_1 (nt - T_h)} \right) = S_{ex}(t) + \sum_{n=-k}^k \sum_{h=1}^m a_h e^{j \cdot \omega_1 (nt - T_h)},$$

заменяя порядок суммирования, получим

$$S_{вых}(t) = S_{ex}(t) + \sum_{h=1}^m \sum_{n=-k}^k a_h e^{j \cdot \omega_1 (nt - T_h - T_n)} \quad (17)$$

Выражение (17) описывает выходной сигнал, каждая спектральная составляющая которого проходит отдельно через все каналы.

Фазовый сдвиг каждой составляющей выходного сигнала определяется векторным сложением m векторов, как показано на рисунке 19.

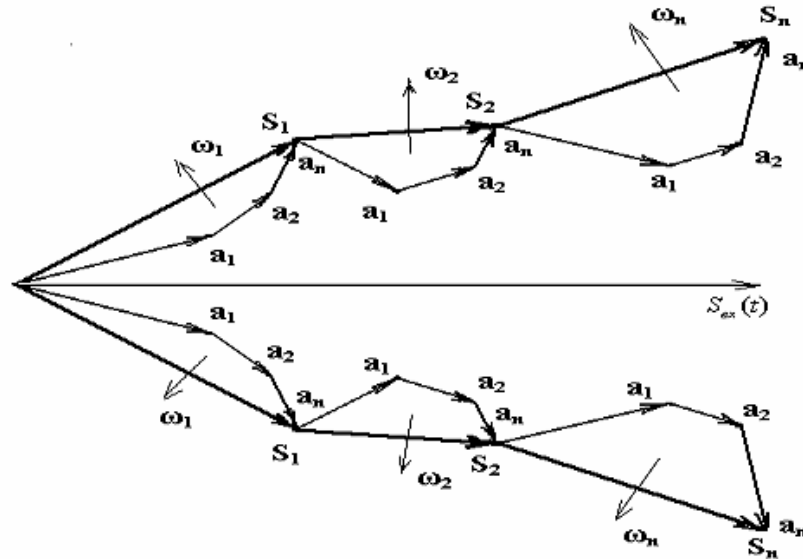


Рисунок 19 . Векторное представление выходного сигнала

На каждой частоте ω_n длина вектора S_n является геометрической суммой m векторов, образованных при прохождении каждой составляющей сигнала через m каналов в устройстве.

Каждый вектор n , имеет дополнительный фазовый сдвиг, определяемый коэффициентами a_h и задержками T_h . Из выражения (17) следует, что фазовая характеристика будет линейной при одинаковых фазовых задержках в каналах устройства. В этом случае линию задержки можно вынести за сумматор или разветвитель, и произойдет обычное сложение сигналов. При разных задержках линейность фазовой характеристики нарушается. В результате нелинейного фазового сдвига составляющих ряда Фурье возникает дисперсия и изменяется форма сигнала, а передаточная функция многоканальной структуры приобретает свойства неминимально – фазовые свойства.

На рисунке 20 приведена структурная модель, описывающая процесс искажения каждой спектральной составляющей..

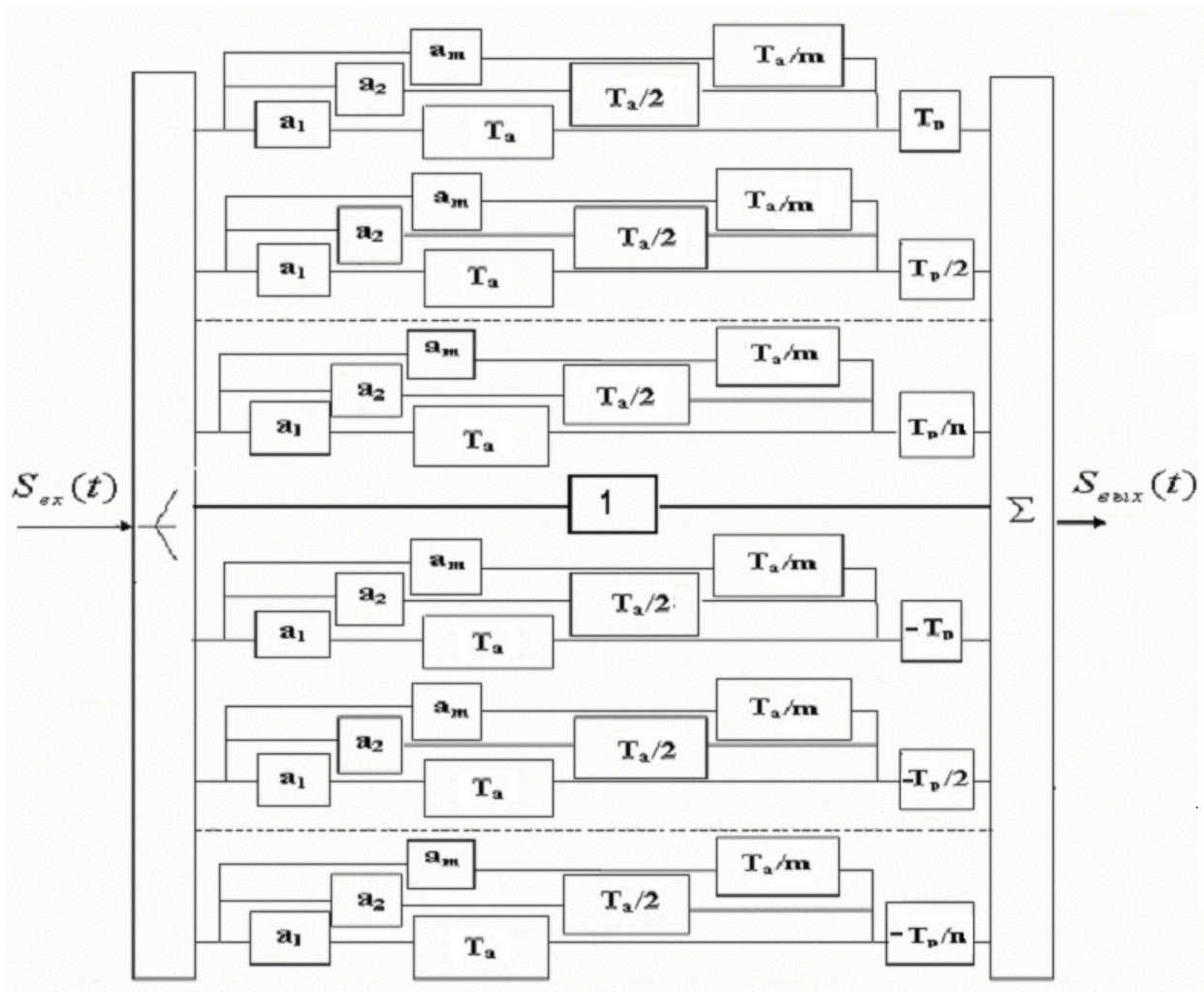


Рисунок 20. Структурная модель искажения сигнала в многоканальном

устройстве:

$$S_{\text{вых}}(t) = S_{\text{ex}}(t) + \sum_{h=1}^m \sum_{n=-k}^k a_h e^{j \cdot \omega_1 (nt - T_h - T_n)}$$

Линии с отрицательными задержками ($-T_p$) описывают неминимально – фазовые свойства многоканального устройства.

Подобная модель описывает процесс искажения сигнала и может использоваться для ликвидации искажений.

3.4 Модели корректирующих цепей

В главе 2 показано, как изменения в частотных характеристиках влияют на переходную характеристику. С помощью этих изменений можно приблизить переходную характеристику к требуемой или к оптимальной характеристике, произвести коррекцию переходной характеристики.

Необходимые изменения в характеристиках производятся с помощью корректирующих цепей, с целью уменьшения отклонения имеющихся частотных и временных характеристик от требуемых характеристик. Из выражения (3),(4) следует, что для получения оптимальных характеристик

требуется компенсация отклонений $|\overline{\Delta K(\omega)}|$, $\Delta\varphi(\omega)$, $\Delta h_k(t)$ и $\Delta h_\varphi(t)$ путем введения противоположного по знаку отклонения с помощью корректирующих цепей:

$$|\overline{\Delta K_k(\omega)}| = -|\overline{\Delta K(\omega)}|, \Delta\varphi_{\text{кк}}(\omega) = -\Delta\varphi(\omega), \Delta h_{\text{кк}}(t) = -\Delta h_k(t) \text{ и} \\ \Delta h_{\text{к}\varphi}(t) = -\Delta h_\varphi(t)$$

Это означает, что передаточные функции корректирующих цепей описываются такими же математическими выражениями, которыми описывались отклонения в характеристиках, (12), (14), (15), (16), но эти выражения должны отличаться по знаку весовых коэффициентов a_n и b_n . Эти математические выражения могут быть реализованы в виде структурных многоканальных моделей, аналогичных структурным многоканальным моделям, приведенным на рисунках 13-15. Поэтому в корректирующих цепях могут использоваться те же структуры и стандартные элементы, которые использовались в структурных моделях, описанных во второй главе. Дополнительно используются инверторы полярности для изменения знаков весовых коэффициентов.

Возможны четыре варианта реализации структурных схем корректирующих цепей, обеспечивающих одинаковые изменения в переходной характеристике:

- схема с параллельным разделением сигнала, обработкой (нормированием коэффициентов a_n и b_n , задержкой на кратные интервалы T_n) и параллельным суммированием сигналов;
- схема с последовательным разделением сигнала, обработкой и параллельным суммированием;
- схема с параллельным разделением сигналов, обработкой и последовательным суммированием;
- схема с последовательным разделением сигналов, обработкой и последовательным суммированием.

На рисунке 21 приведена структура корректирующей цепи параллельного типа. Она отличается от структурной модели изменения переходной характеристики, приведенной на рисунке 6 наличием инвертора полярности.

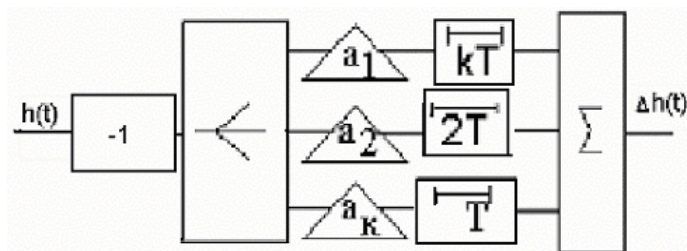


Рисунок 21. Параллельная структура корректирующей цепи

Очевидно, что при параллельном или последовательном соединении корректирующей цепи, приведенной на рисунке 21 и цепи, моделирующей отклонения корректируемой цепи со структурой, приведенной на рисунке 14, происходит полная компенсация искажений. В результате, с учетом (4), переходная характеристика устройства становится эталонной, $h(t)=h_0(t)$. Действие других структур корректирующих цепей дает аналогичные результаты, поэтому практическую реализацию корректирующих цепей выбирают с учетом конструктивных особенностей устройства.

Преимуществом предложенных моделей корректирующих цепей является последовательное во времени изменение переходной характеристики в моменты времени $T_1 \dots T_n$ и независимым влиянием каждого канала на результирующую переходную характеристику.

3.5. Основные выводы по моделированию характеристик быстродействующих устройств.

1. В моделях производится замена передаточной функции высокого порядка суммой передаточных функций низкого порядка. Точность замены определяется числом членов ряда Фурье (числом каналов).

2. Влияние каждого элемента модели на переходную характеристику независимо и проявляется в свой промежуток времени.

3. Рассмотренные модели позволяют исследовать искажения спектральных составляющих сигналов при многоканальном прохождении

Глава 4. Корректирующие цепи быстродействующих устройств

4.1 Условия физической реализуемости минимально – фазовых и неминимально – фазовых устройств

Временные характеристики. Физически реализуемые цепи должны удовлетворять условию причинности: реакция на выходе устройства должна быть вызвана входным воздействием. Проверка выполнения условия причинности во временной области сводится к определению реакции устройства на входное воздействие в виде единичного перепада напряжения, имеющего бесконечный спектр. Необходимо, чтобы выполнялось условие $h(t) = 0$ при $t < 0$. Момент времени $t = 0$ соответствует времени подачи входного перепада напряжения.

Кроме того, реализуемая система должна быть устойчивой. Это означает, что переходная характеристика должна удовлетворять условию

абсолютной интегрируемости:
$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| dt < \infty$$

Частотные характеристики. Амплитудно-частотная и фазочастотная составляющие причинной (минимально-фазовой) передаточной функции связаны преобразованием Гильберта, и выполнение условия физической реализуемости в частотной области можно проверить по любой частотной характеристике. Обычно проверяется выполнение критерия Пэйли - Винера, который для амплитудно-частотной характеристики (3) имеет вид:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln \left\{ \widehat{K}_o(\omega) \left[1 + |\Delta \widehat{K}(\omega)| \right] \right\}}{1 + \omega^2} d\omega < \infty.$$

Критерий удобен при использовании аппроксимации частотных характеристик с помощью ряда Фурье. Для проверки условия физической реализуемости в частотной области нужно, чтобы за полосой пропускания, начиная с конечной частоты, амплитудно-частотная характеристика $|K(\omega)|$ спадала со скоростью большей, чем $1/\omega^2$. В предложенных моделях проверка выполнения критерия удобно проводить по коэффициентам ряда Фурье. Необходимо, чтобы, начиная с n -ого члена ряда, выполнялось условие: $a_n / a_1 \leq 1/n^2$, $b_n / b_1 \leq 1/n^2$.

Реализация переходных характеристик неминимально-фазовых цепей. Как следует из рисунка 9, минимально – фазовые цепи удовлетворяют условию причинности. Приведенные на рисунках 6 и 8 переходные характеристики неминимально-фазовых цепей этому условию не отвечают, то есть являются условно – причинными или физически нереализуемыми без выполнения дополнительного условия. Для реализации неминимально-фазовых цепей необходимо введение в модель дополнительной линии задержки, ликвидирующей появление выходного сигнала раньше входного, со временем задержки $T = nT_1$, где T_1 - период первой гармоники ряда Фурье, аппроксимирующего изменения частотных характеристик, n – количество членов ряда Фурье. Через эту линию задержки необходимо пропустить все спектральные составляющие сигнала.

4.2 Кольцевая корректирующая параллельного типа

Реализация непосредственно многоканальных моделей связана с определенными трудностями, основная из которых - взаимное влияние каналов. Для уменьшения взаимного влияния необходимо применения однонаправленных разветвителей, сумматоров, устройств управления амплитудой. Эти трудности ограничивают число каналов и делают громоздкими корректирующие цепи.

Для коррекции можно использовать одноканальные корректирующие цепи,

передаточные функции которых описывается теми же выражениями, что и передаточные функции многоканальной структуры. Примером такой цепи служит цепь отражательного типа [1], представляющая собой линию передачи с неоднородностями, включенную параллельно генератору и нагрузке, приведенную на рисунке 22. В таких цепях сигнал проходит, испытывая многократные отражения и как бы образуя кольцо.

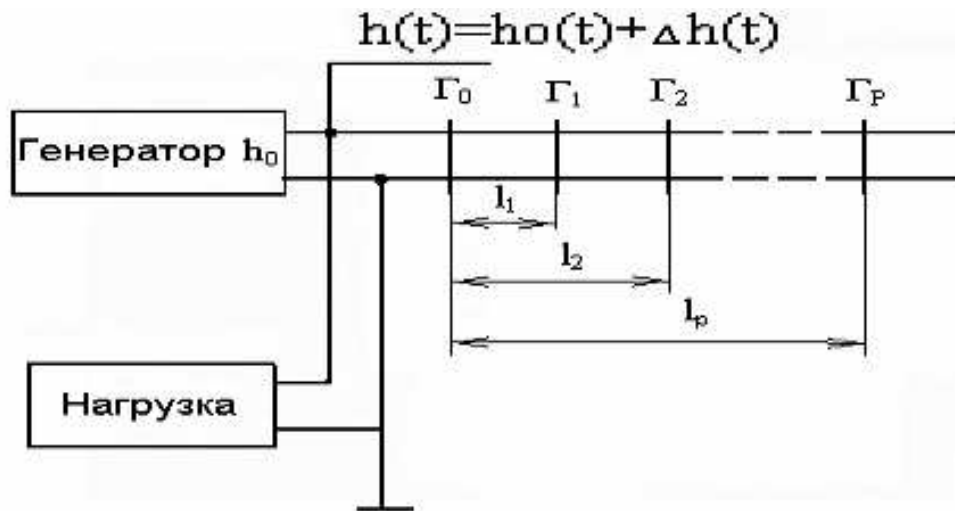


Рисунок 22. Параллельная корректирующая цепь отражательного типа

Для коррекции однородная, несогласованная линия передачи с коэффициентом отражения от входа Γ_0 , подключается к точке соединения генератора и нагрузки. На расстояниях l_1, l_2, \dots, l_p в линии передачи включаются неоднородности $\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_p$. В результате отражения от неоднородностей в нагрузку поступает сумма разнесенных во времени отраженных от каждой неоднородности сигналов, складывающихся с сигналом, поступающим с генератора.

Коэффициент отражения от такой линии передачи со стороны входа описывается известным соотношением [7]:

$$\Gamma(j\omega) = \Gamma_0(j\omega) + \frac{\sum_{p=1}^m \Gamma_p(j\omega) \exp(-j2\beta l_p) + \sum 2\Gamma_p(j\omega)\Gamma_{p-1}(j\omega) \exp(2\beta l_{p+1})}{1 - \sum_{p=1}^m \sum_{q=1}^m \Gamma_p(j\omega)\Gamma_q(j\omega) \exp(-2\beta l_{pq})} \dots \quad (18)$$

где l_{pq} - расстояние между неоднородностями p и q ; $l_1 - l_m$ - расстояние от входа линии до соответствующей неоднородности; $\Gamma_0(j\omega) - \Gamma_m(j\omega)$ - комплексные коэффициенты отражения от неоднородностей; $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ - фазовая постоянная; λ - длина волны в линии передачи.

Пренебрегая вторичными отражениями в линии, получим

$$\Gamma(j\omega) = \Gamma_0(\omega) + \sum_{p=1}^m \Gamma_p(j\omega) \exp(-j\beta l_p) \quad (19)$$

Сравнивая (19) с (11), получаем выражение для определения частотных характеристик корректирующей цепи $|\overline{\Delta K(\omega)}| = -|\Gamma(\omega)|$; $\Delta\varphi(\omega) = 2\omega\tau_p$, откуда определяем необходимые коэффициенты отражения и время задержки в линии передачи $a_n = -\Gamma_p$; $T_h = 2\pi\tau_p$

Параметры неоднородностей, необходимых для реализации коэффициентов отражения $\Gamma_p(j\omega)$ определяются величиной сопротивления – при последовательном включении элементов в линию или величиной проводимости – при параллельном включении элементов по известным выражениям:

$$\Gamma(j\omega) = \frac{Z(j\omega)}{Z(j\omega) + 2\rho} \quad \Gamma(j\omega) = -\frac{Y(j\omega)}{Y(j\omega) + 2/\rho} \quad (20)$$

В качестве элементов неоднородностей используются включаемые параллельно или последовательно двухполюсники на основе дискретных сопротивлений, емкостей и индуктивностей, а также изменения волнового сопротивления по длине линии передачи $\rho(l)$, [1]. Для получения отрицательного коэффициента отражения используется параллельное подключение элементов к линии передачи или уменьшение волнового сопротивления линии, для получения положительного коэффициента отражения используется последовательное подключение элементов в линию передачи или увеличение волнового сопротивления линии

Номинальные величины элементов в частотной области могут быть определены по выражениям (20). Для определения значения элементов во временной области можно воспользоваться выражениями, используемыми в импульсной рефрактометрии. Чаще всего для получения отрицательного коэффициента отражения используется параллельное подключение

конденсатора величиной $C_i = \frac{1,6t_\phi \Gamma_i}{\rho}$, где Γ_i – необходимый коэффициент отражения от неоднородности, ρ – волновое сопротивление линии передачи,

t_ϕ – время установления переднего фронта импульса генератора. Для получения положительного коэффициента отражения обычно используется подключение последовательно с линией передачи индуктивности величиной

$$L_i = 1,6t_\phi \Gamma_i \rho$$

4.3 Кольцевая корректирующая цепь последовательного типа

Корректирующая цепь представляет собой линию передачи со включенными в нее различными неоднородностями, подключаемую последовательно между генератором $h_0(t)$ и нагрузкой (рисунок 15).

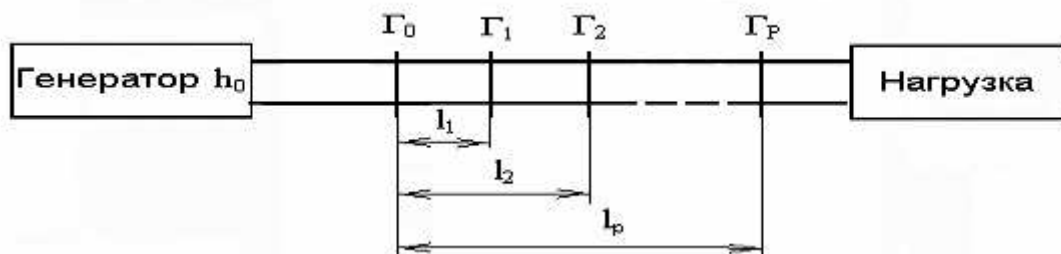


Рисунок 23. Последовательная корректирующая цепь отражательного типа

Коэффициент передачи такой КЦ описывается известным выражением [7]:

$$K(j\omega) = 1 + \Gamma(j\omega)$$

где $\Gamma(j\omega)$ - коэффициент отражения от входа неоднородной линии передачи, определяемый по выражению (19).

С учетом выражения (19) получим передаточную функцию неоднородной линии передачи без учета вторичных отражений:

$$K(j\omega) = 1 + \Gamma_0(\omega) + \sum_{p=1}^m \Gamma_p(j\omega) \exp(-j\beta l_p) \quad (21)$$

Из полученного выражения следует, что отраженные от неоднородностей сигналы с величиной, определяемой коэффициентом отражения, поступают на генератор, где складываются с выходным сигналом с задержкой во времени, определяемой длиной отрезка линии передачи до неоднородности.

Параметры неоднородностей, необходимых для реализации нужных коэффициентов отражения $\Gamma_p(j\omega)$, определяются по выражениям (20)

В отличие от классических корректирующих цепей, где для коррекции частотных характеристик используется согласование между генератором и нагрузкой, эффективность действия КЦ на переходной характеристике увеличивается при рассогласовании.

4.4 Применение отрезков линии передачи для коррекции характеристик

Для коррекции переходной характеристики возможно применение каскадного соединения отрезков линии передачи с изменяющимся волновым сопротивлением. Волновое сопротивление i – го отрезка линии передачи для получения необходимого коэффициента отражения определяется по известному выражению:

$$\rho_i = \rho_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad (22), \text{ где } \rho_0 \text{ волновое сопротивление входного отрезка}$$

линии передачи, Γ_i – коэффициент отражения i – го отрезка линии передачи относительно входного отрезка.

$$\text{Из (22) следует, что } \Gamma_i = \frac{\rho_i - \rho_0}{\rho_i + \rho_0}$$

Рассмотрим плавное изменение волнового сопротивления линии передачи. В случае небольшого скачка волнового сопротивления при переходе от отрезка линии передачи i к отрезку $i+1$ получим коэффициент отражения

$$\Gamma_{i+1} = \frac{\Delta\rho_{i+1}}{2\rho_0}, \quad \text{где } \Delta\rho_{i+1} = \rho_{i+1} - \rho_i$$

Учитывая, что $\frac{2\pi\Delta l_i}{\lambda} = \omega\Delta t_i = \beta\Delta l_i$, где Δl_i – длина i – ого отрезка линии, Δt_i – время, а β – постоянная распространения сигнала по i – ому отрезку линии, можем определить фазовый сдвиг, вносимый данным отрезком, путем введения экспоненциального множителя $e^{-j\beta\Delta l_i} = e^{-j\Delta\varphi}$

С учетом (12), скорректированную неоднородной линией передачи переходную характеристику представим в виде

$$h_0(t) = h(t) + \Delta h_k(t) = h(t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n h(t - T_n) = 1 + \Gamma_0 + \sum_{i=1}^p \Gamma_i \exp(-j\beta\Delta l_i)$$

В случае согласования входного отрезка линии передачи, $\Gamma_0=0$, получим изменения в переходной характеристике, вызванные неоднородной линией

$$\text{передачи: } \Delta h_k(t) = \sum_{i=1}^p \frac{\Delta\rho_{i+1}}{2\rho_i} \exp(-j\beta\Delta l_i)$$

Полученное выражение показывает, как меняется переходная характеристика при изменении относительного волнового сопротивления корректирующей линии передачи по ее длине.

Применение распределенной структуры в виде плавно изменяющегося волнового сопротивления несимметричной линии передачи привело к

получению интересного результата - корректирующая цепь по форме совпадает с требуемым отклонением переходной характеристики [1].

$$Z(l) = \begin{cases} Z_0 [1 - 2\Delta h(t)], & t > T_n \\ Z_0, & t < T_n \end{cases} \quad \text{где} \quad l = \frac{v \cdot t}{2}; \quad v \quad - \quad \text{скорость}$$

распространения волны в отрезке линии l . Иллюстрацией такой цепи служит рисунок 24.

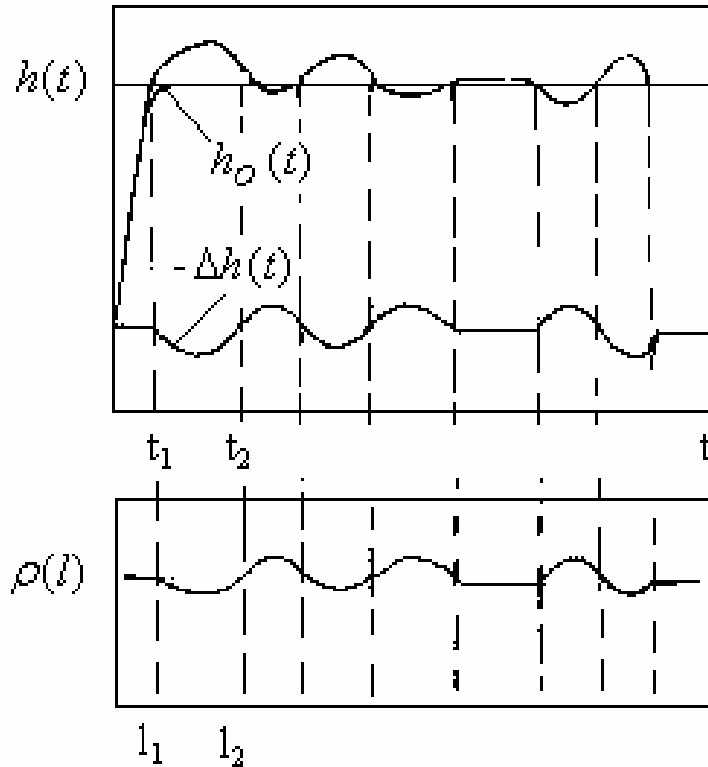


Рисунок 24 - Коррекция ПХ изменением волнового сопротивления линии передачи: исходная ПХ $h(t) = h_0(t) - \Delta h(t)$, необходимая коррекция ПХ $\Delta h(t)$, скорректированная ПХ $h_0(t)$; б) изменения волнового сопротивления в корректирующей цепи $\rho(l)$

Отметим, что размеры такой корректирующей цепи удобны для реализации в пикосекундных усилителях. Например, для коррекции участка ПХ длительностью 500 пс необходима корректирующая линия передачи длиной 20 мм при использовании диэлектрика с диэлектрической проницаемостью, равной 10 (поликор).

4.5 Коррекция переходной характеристики изменением фазовой характеристики

В разделе 2.5 показано, как изменение фазовой характеристики влияет на переходную характеристику. Было отмечено, что:

- изменением фазовой характеристики можно уменьшать время нарастания ПХ путем ликвидации затянутого начального участка;

- при линейной ФЧХ величины выбросов перед передним фронтом и переднего фронта становятся одинаковыми. При этом достигается минимальное время нарастания при заданном значении верхней граничной частоты.

Для коррекции фазовой характеристики необходимо изменять фазовые сдвиги (задержки) спектральных составляющих сигнала. Для этого можно использовать каскадное соединение минимально-фазового звена с требуемой амплитудно-частотной характеристикой и соответствующей ей фазовой характеристикой с фазовым корректором с неминимально-фазовой передаточной функцией.

В качестве неминимально-фазового корректора может использоваться, например, классическая мостовая схема, приведенная на рисунке 25.

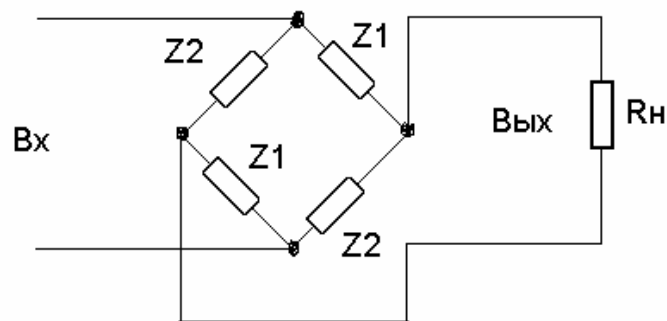


Рисунок 25. Мостовая схема фазового корректора

При $Z1=1/j\omega C$, $Z2=1/j\omega L$ и $R_n^2 C=L$ получим передаточную функцию фазового корректора первого порядка:

$$K(j\omega) = \frac{j\omega RC - 1}{j\omega RC + 1} = e^{j\phi_n}$$

Передаточная функция этого звена имеет нуль в правой полуплоскости и полюс в левой полуплоскости на комплексной плоскости. Модуль коэффициента передачи фазового корректора равен 1, а фазовый сдвиг –

$$\phi_n = -\text{Arctg} \frac{2\omega RC}{\omega^2 R^2 C^2 - 1} \quad (22)$$

Максимальный фазовый сдвиг, равный 90 градусов, получается при условии $\omega RC=1$.

Рассмотрим свойства каскадного соединения минимально-фазового и неминимально-фазового линейных звеньев. Пусть минимально-фазовое звено имеет оптимальную амплитудно-частотную характеристику, соответствующую выражению (1). Фазовая характеристика минимально-фазового звена определяется через преобразование Гильберта:

$$\phi_m(\omega_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|K(\omega)|}{\omega^2 - \omega_1^2} d\omega .$$

при $|K(\omega)|=K_0$, $0<\omega<\omega_B$ получим [8] $\varphi_m(\Omega) = \frac{2K_0}{\pi} \text{Arth}\Omega$

где $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$ - нормированная частота.

Обозначим в (22) $m = \omega_0 RC$, тогда $\varphi_n(\Omega) = -\text{Arctg} \frac{2m\Omega}{m^2\Omega^2 - 1}$

Найдем нелинейную составляющую фазовой характеристики каскадного соединения минимально-фазового и неминимально-фазового линейных звеньев.

Разлагая выражения в ряд и сложив фазовые характеристики минимально-фазового и неминимально-фазового звеньев, определим нелинейную составляющую фазовой характеристики [1]:

$$\Delta\varphi(\Omega) = \varphi_m(\Omega) + \varphi_n(\Omega) = \frac{2K_0}{\pi} \text{Arth}\Omega - \text{Arctg} \frac{2m\Omega}{m^2\Omega^2 - 1} - \frac{2K_0}{\pi} + \frac{2m\Omega}{m^2\Omega^2 - 1} \quad (23)$$

Как следует из выражения (27), нелинейность фазовой характеристики каскадного соединения звеньев зависит от коэффициента передачи минимально-фазового звена K_0 и постоянной времени неминимально-фазового звена m . Путем оптимизации параметров K_0 и m можно свести к минимуму нелинейность фазовой характеристики.

На рисунке 26а приведены зависимости $\Delta\varphi(\Omega)$ при различных значениях K_0 и m , а на рисунке 26б - соответствующие им переходные характеристики, рассчитанные на ЭВМ. Из рисунка 26а, видно, видно как влияет на нелинейность фазовой характеристики выбор коэффициента передачи минимально-фазового звена и постоянная времени фазового корректора. Например, при $K_0 = \frac{\pi}{2}$ и $m=1$ отклонение ФЧХ от линейной не более 0,05 рад до $\Omega = 0,8$. Применение фазового звена второго порядка позволяет дополнительно уменьшить нелинейность ($\Delta\varphi < 0,07$ рад до $\Omega=0,9$) [1].

Из рисунка 26б следует, что применение фазового корректора с $m=1$ и минимально-фазового звена с коэффициентом передачи $K_0 = \frac{\pi}{2}$ переходная характеристика каскадного соединения минимально-фазового и неминимально-фазового звена близка к оптимальной характеристике.

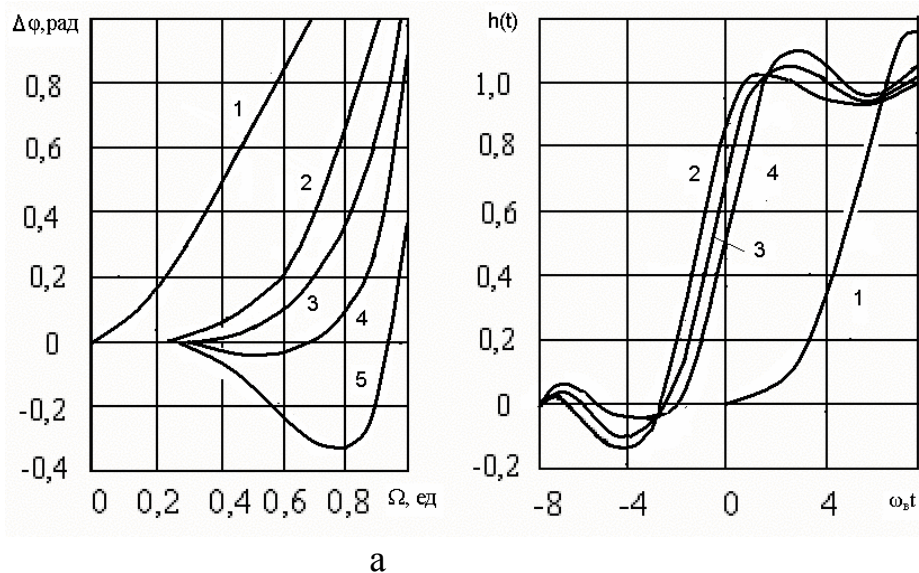


Рисунок 26. Коррекция переходной характеристики изменением фазовой характеристики: а) 1 - фазовый корректор отсутствует, 2 - $K_o = \frac{3}{2}\pi, m = 1$; 3 - $K_o = \pi, m = 1$; 4 - $K_o = \frac{\pi}{2}, m = 1$; 5 - $K_o = \frac{\pi}{2}, m = 1,5$, б) 1 - при отсутствии корректора, 2 - $K_o = \frac{\pi}{2}, m = 1,5$, 3 - оптимальная ПХ, $K_o = \frac{\pi}{2}, m = 1$; 4 - $K_o = \frac{\pi}{2}, m = 1$

Используя плавное изменение K_o , можно управлять величиной выброса. Для реализации схем с неминимально – фазовыми передаточными функциями в пикосекундном диапазоне вместо мостовых часто используются многоканальные структуры

4.6 Компенсация неминимально-фазового сдвига

Как показано выше, неоднородные линии передачи имеют неминимально – фазовые свойства. Коэффициент отражения от неоднородностей в линии может быть представлен выражением (18). Как следует из (18), в числителе и знаменателе выражения имеются как непосредственно коэффициенты отражения от каждой неоднородности, так и взаимные переотражения от двух, трех,... m неоднородностей. Знак коэффициента отражения произвольный и определяется характером неоднородности (см. раздел 4.3). С учетом частотной зависимости $\Gamma(j\omega)$, после разложения в степенной ряд функции $\exp(-j2\beta lp) = \exp(-j2\alpha t_p)$ получим выражение для коэффициента отражения в виде дробно-рациональной функции $m+1$ порядка:

$$\Gamma(j\omega) = K_o \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_{m+1} p^{m+1}} \quad (24).$$

Учитывая, что знаки коэффициентов перед степенями полиномов зависят от знаков коэффициентов отражения, в соответствии с критерием Гурвица можно утверждать, что в общем случае у передаточной функции имеются нули и полюса в правой комплексной полуплоскости. Это означает, что коэффициент отражения (18) является неминимально-фазовой функцией, в результате чего нет однозначной связи между модулем и фазой отраженного сигнала, между коэффициентом отражения и групповым временем задержки.

Наличие неминимально-фазового сдвига спектральных составляющих в многоканальных устройствах и в неоднородных линиях передачи приводит к искажению формы сигнала. Для восстановления формы сигнала необходимо восстановить фазовые соотношения между спектральными составляющими путем компенсации или путем учета при обработке неминимально-фазовой части фазовой характеристики коэффициента отражения.

Для выделения неминимально-фазовой части фазовой характеристики используется следующий алгоритм:

1. Предполагается, что известен коэффициент отражения устройства

$$\Gamma(j\omega) = |\Gamma(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad \text{где } |\Gamma(\omega)| \quad - \text{ модуль коэффициента}$$

отражения от неоднородной линии передачи; $\varphi(\omega) = \varphi_m(\omega) + \varphi_n(\omega)$ - фаза коэффициента отражения от неоднородной линии передачи, являющаяся суммой фазовых характеристик минимально-фазовой и неминимально-фазовой частей коэффициента отражения.

2. По известному модулю коэффициента отражения $|\Gamma(\omega)|$ определяется фазовая характеристика минимально – фазовой части коэффициента отражения через преобразование Гильберта:

$$\varphi_m(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln|\Gamma(\omega_1)|}{\omega - \omega_1} \cdot d\omega_1.$$

3. Выделяется минимально – фазовая часть коэффициента отражения

$$\Gamma_m(j\omega) = |\Gamma(\omega)| \cdot e^{j\varphi_m(\omega)}$$

4. Из отношения комплексного коэффициента отражения устройства к минимально-фазовой части коэффициента отражения определяется неминимально – фазовая часть коэффициента отражения:

$$\Gamma_n(j\omega) = \frac{\Gamma(j\omega)}{\Gamma_m(j\omega)} = \frac{|\Gamma(\omega)| \cdot e^{j[\varphi_m(\omega) + \varphi_n(\omega)]}}{|\Gamma(\omega)| \cdot e^{j\varphi_m(\omega)}} = e^{j\varphi_n(\omega)}$$

5. Компенсации неминимально – фазовой части коэффициента отражения производится введением фазовых корректоров с фазочастотной характеристикой, противоположной по знаку фазовой характеристике неминимально – фазовой части коэффициента отражения: $\varphi_k(\omega) = -\varphi_n(\omega)$

Глава 5. Исследования с помощью пикосекундных импульсов

Исследования заключаются в определении различных параметров объектов на основе анализа реакции объекта исследований на зондирующий сигнал, в качестве которого используется электрический сигнал малой длительности. Используются следующие свойства этого сигнала:

- Широкий спектр частот, из которого состоит сигнал. Объект, взаимодействуя с частотными составляющими спектра, изменяет форму сигнала, по которой можно определить его частотные свойства.
- Локализация короткого импульса в пространстве. При взаимодействии с неоднородностями объекта исследований, в том числе внутренними, анализируются разнесенные во времени сигналы. Эти сигналы несут информацию о форме и структуре объекта.

При анализе полученной информации используются частотные и временные методы.

5.1 Принцип импульсного зондирования.

Действие импульсного зонда сходно с действием локационной системы с высоким разрешением во времени. Обобщенная структурная схема импульсного зонда приведена на рисунке 27.

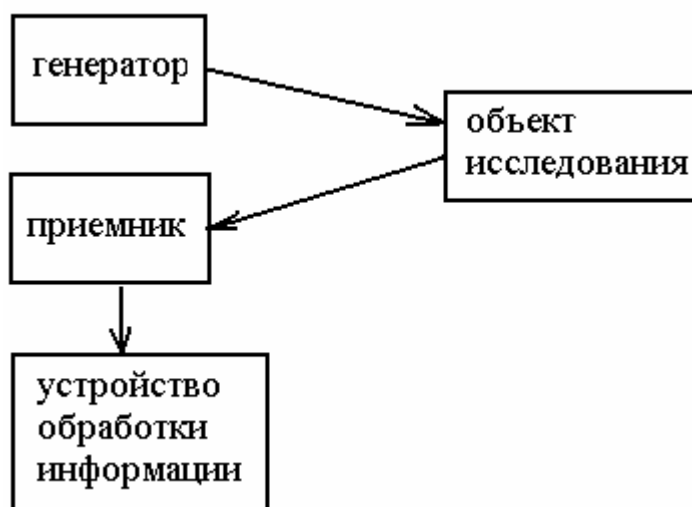


Рисунок 27. Структурная схема импульсного зонда

Короткий импульс с генератора поступает на объект исследования, сигнал после взаимодействия с объектом поступает в приемник, а затем на устройство обработки информации (УОИ). УОИ определяется исследовательскими задачами, которые более подробно рассмотрены в дальнейших материалах.

5.2 Стробоскопическое преобразование сигнала

В связи с большим объемом поступающей информации, обусловленной сверхшироким спектром частот и высоким временным разрешением работа УОИ в реальном масштабе времени требует применения сверхмощных вычислительных комплексов и применяется для решения только специфических задач. Такими задачами, например, является исследование однократных или редкоповторяющихся процессов. Для исследования периодических процессов используется преобразование масштаба времени с помощью стробоскопических преобразователей. Стробоскопический преобразователь представляет собой устройство выборки-хранения с малым временем выборки (десятки пикосекунд), синхронизованным с генератором зондирующих импульсов.

Рассмотрим работу стробоскопического преобразователя. На рисунке 28 приведены временные диаграммы, поясняющие работу стробоскопического преобразователя.

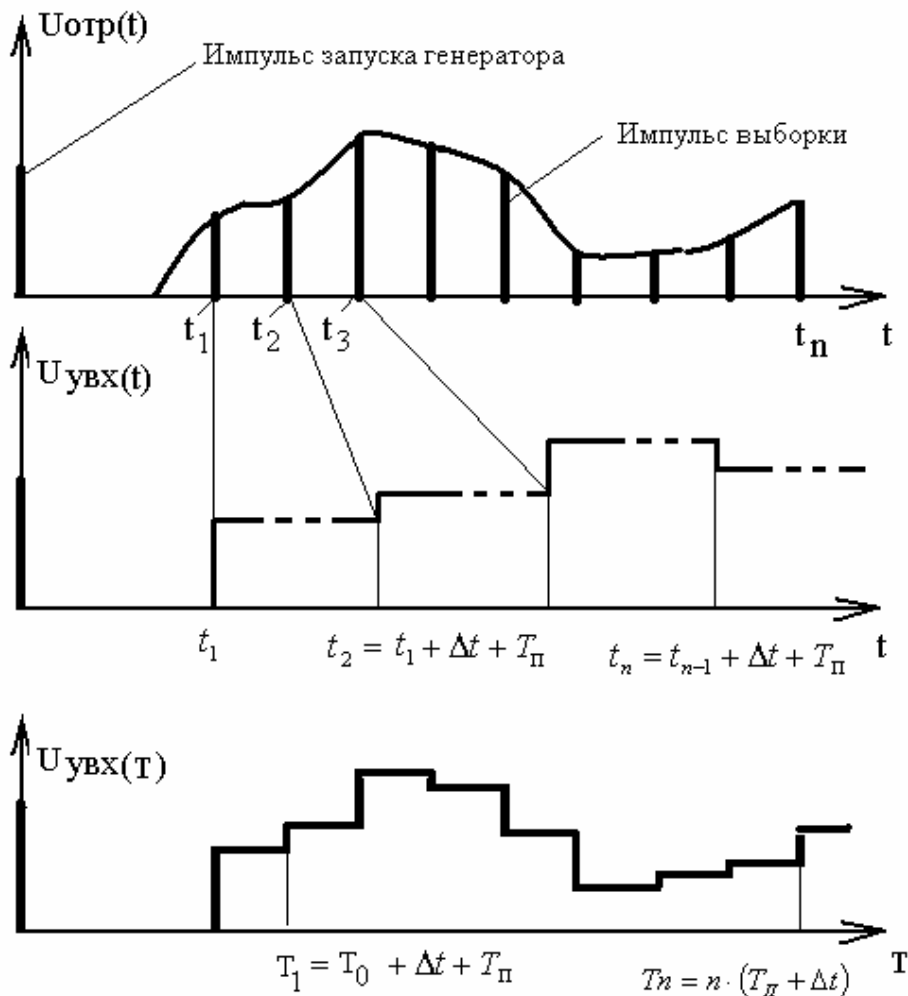


Рисунок 28. Временные диаграммы работы стробоскопического преобразователя.

Стробоскопическое преобразование возможно при исследовании периодических последовательностей сигналов. При этом каждый импульс из последовательности дает информацию об амплитуде в один, фиксированный момент времени t_1 , определяемый временем срабатывания устройства выборки-хранения (УВХ). В следующем импульсе момент отсчета t_2 сдвигается относительно начала импульса на интервал Δt , как показано на рисунке. На выходе УВХ формируется ступенчатый сигнал, по форме совпадающий со входным импульсом из последовательности, но с другим временным масштабом, увеличенным на период подачи импульсов считывания информации УВХ.

В результате проделанных операций скорость исследования периодического процесса замедляется в n раз, где n равняется числу выборок исследуемого процесса или числом зондирующих импульсов:

$$n = \frac{t_{np}}{\Delta t}, \quad \text{здесь } t_{np} - \text{длительность исследуемого процесса в реальном}$$

масштабе времени, Δt - сдвиг между выборками, приведенный к реальному масштабу времени. Становится возможной использование в n раз замедленных устройств обработки или регистрации сигналов.

На рисунке 29 приведены возможные варианты исследования объектов, позволяющих исследовать проходящие через исследуемый объект или отраженные этим объектом сигналы, например, образцы различных материалов.



Рисунок 29. Структурные схемы исследования объектов: а – коэффициента передачи, б – коэффициента отражения.

Рассмотрим работу импульсного зонда, схема которого соответствует рисунку 29б. Зондирующий импульс с выхода генератора через стробоскопический преобразователь поступает на вход вертикального отклонения осциллографа и на объект исследования. Отраженные от неоднородностей объекта сигналы, разнесенные во времени на величину задержки до соответствующей неоднородности поступают на вход стробоскопического преобразователя, а после соответствующей обработки масштаба времени – на вход осциллографа. На экране осциллографа наблюдаются сумма отраженного и зондирующего сигналов, разнесенных во времени.

В качестве зондирующих сигналов при исследованиях направляющих систем (например, линий передачи) используется единичный перепад напряжения, при исследованиях свободного пространства – короткие импульсы (дельта-импульсы). Реально достижима длительность импульса 50-100 пс.

5.3 Определение параметров неоднородностей линии передачи

Исследование отраженного сигнала позволяет обнаруживать, определять местоположение и идентифицировать неоднородности в линии передачи, составлять модели неоднородностей.

Возможности обнаружения и определения величины неоднородностей, разделения во времени действия двух неоднородностей определяются длительностью фронта зондирующего сигнала, его амплитудой и отношением сигнал/шум стробоскопического преобразователя, используемого в исследованиях. Для подобных исследований используется метод рефлектометрии (от слова «рефлекс») – измерение реакции объекта на сигнал определенной формы.

Принцип действия рефлектометра аналогичен действию локационной системы с высоким разрешением во времени. При исследованиях неоднородностей линии передачи зондирующий сигнал распространяется по неоднородной линии передачи, рисунок 30.

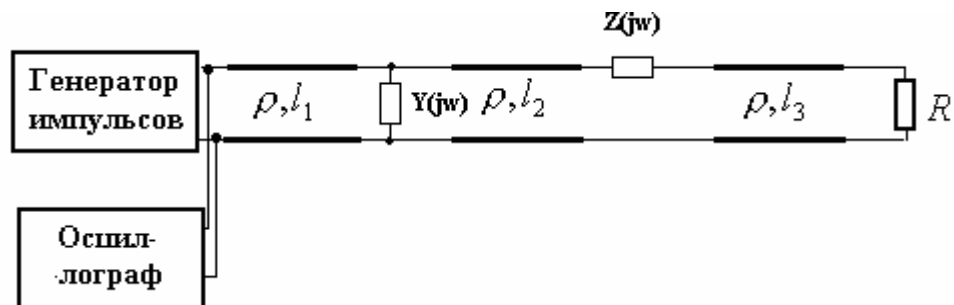


Рисунок 30. Структурная схема измерений неоднородностей линии передачи.

Коэффициент отражения при последовательном включении однородности в линию определяется величиной комплексного сопротивления:

$$\Gamma(j\omega) = \frac{Z(j\omega)}{Z(j\omega) + 2\rho}$$

при параллельном включении неоднородностей в линию - величиной проводимости:

$$\Gamma(j\omega) = -\frac{Y(j\omega)}{Y(j\omega) + 2/\rho}$$

Таким образом, для получения отрицательного коэффициента отражения используется параллельное подключение элементов к линии передачи или уменьшение волнового сопротивления линии, для получения положительного коэффициента отражения используется последовательное подключение элементов в линию передачи или увеличение волнового сопротивления линии. Значения коэффициента отражения в частотной области могут быть определены по значению комплексного сопротивления или проводимости элементов, полученному из приведенных выше выражений.

Для определения значения элементов по временной зависимости коэффициента отражения используется зондирование линии стандартными сигналами с известным спектром. Чаще всего используется единичный перепад напряжения.

Для определения величины элементов воспользуемся известными выражениями, используемыми в импульсной рефлектометрии [3].

Рассмотрим параллельное подключение емкости в линию. Операторный коэффициент отражения

$$\Gamma(p) = -\frac{p\tau}{1+p\tau}$$

При малых значениях емкости, $p\tau \ll 1$, $\Gamma(p) \approx -p\tau$. Выражение означает, что во временной области происходит дифференцирование зондирующего сигнала и инверсия.

В результате возникает отраженный сигнал

$$U_{\text{отп}}(t) = -\tau \frac{dU_{\text{зонд}}}{dt}.$$

Если зондирующий сигнал имеет линейно нарастающий фронт $t_{\text{фр}}$ и амплитуду E , то

$$U_{\text{отп}}(t) = -\frac{E\tau}{t_{\text{фр}}} = U_0$$

Учитывая, что постоянная времени заряда $\tau = \frac{c\rho}{2}$ определим значение емкости по величине отраженного сигнала:

$$C = 2 \frac{t_{\text{фр}} U_0}{\rho \cdot E}.$$

Обычно в расчетах используются нормированные значения коэффициента отражения, $\bar{U}_0 = \frac{U_0}{E}$, далее под U_0 будем подразумевать нормированную величину.

Заряд емкости происходит по экспоненциальному закону, поэтому погрешность определения величины емкости возрастает при увеличении U_0 .

При $U_0 = 0,5$ погрешность $\Delta C = 20\%$. При больших значениях U_0 необходимо определять площадь отраженного сигнала:

$$C = \frac{2}{\rho E_0} \int_0^{\infty} U_0(t) dt.$$

При последовательном включении в линию передачи индуктивности

$$\Gamma(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau}$$

Меняется знак коэффициента отражения. Поэтому все полученные формулы справедливы и для индуктивности, с учетом $\tau = \frac{L}{2\rho}$. Величину индуктивности определяем по формуле

$$L = \frac{2 \cdot \rho \cdot t_{\text{фр}} \cdot u_0}{C}$$

При больших коэффициентах отражения

$$L = \frac{2 \cdot \rho}{E} \int_0^{\infty} U_0(t) dt$$

Последовательная емкость в линии передачи:

$$\Gamma(p) = \frac{1}{1 + p\tau_0}$$

Происходит заряд емкости с постоянной времени $\tau_0 = 2\rho \cdot C$

По известному времени нарастания напряжения на конденсаторе и фронту зондирующего импульса определим время заряда конденсатора

$$t_{\text{зар}} = \sqrt{t_{\text{нар}}^2 - t_{\text{фр}}^2}, \text{ с учетом } t_{\text{зар}} = 2,2 \tau_0$$

$$C = \frac{0,22}{\rho} \sqrt{t_{\text{нар}}^2 - t_{\text{фр}}^2}$$

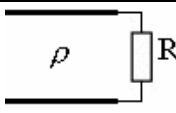
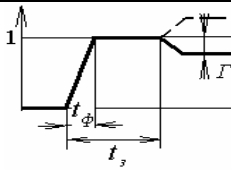
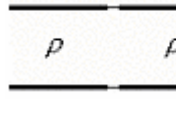
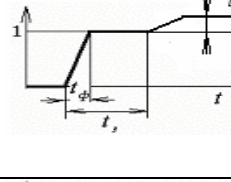
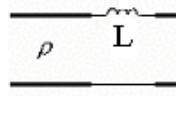
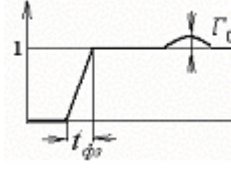
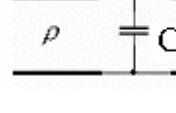
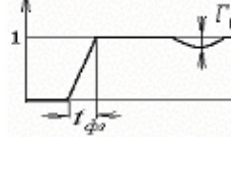
Аналогичны определения параллельной индуктивности по операторному коэффициенту передачи

$$\Gamma(p) = -\frac{1}{1 + p\tau_0} :$$

$$L = 0,22 \cdot \rho \sqrt{t_{\text{нар}}^2 - t_{\text{фр}}^2}$$

Сведем наиболее часто используемые схемы корректирующих цепей, формы переходных характеристик и расчетные формулы в таблицу 1.

Таблица 1. Расчетные формулы для определения неоднородностей в линии передачи.

Схема	Рефлектограм- ма	Расчетное соотношение
		$R = \rho \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$
		$\rho_1 = \rho \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$
		$L = 2\rho \cdot t_{\phi p} \cdot \Gamma_0$
		$C = \frac{2}{\rho} \cdot t_{\phi p} \cdot \Gamma_0$

Рассмотрим пример включения неоднородностей в линию передачи, показанный на рисунке 31.

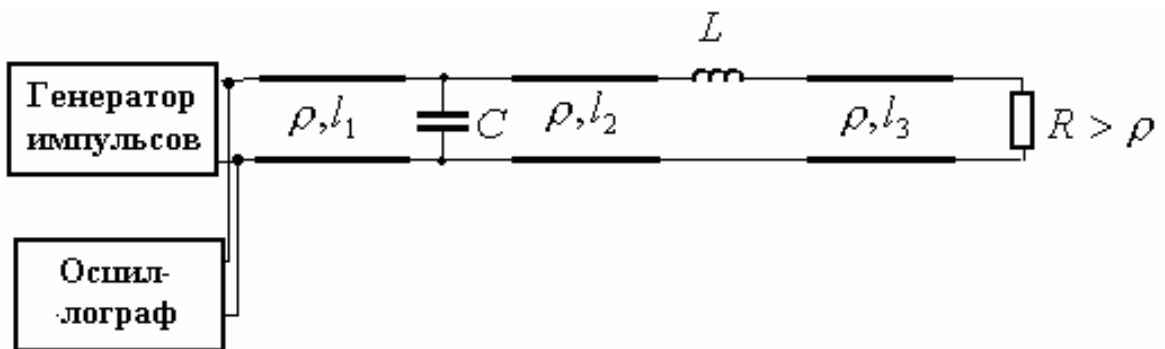


Рисунок 31. Структурная схема неоднородностей линии передачи.

Определим точки подключения реактивных неоднородностей C_1 , L_1 , в линию передачи. Расстояния от входа линии до соответствующих неоднородностей связываются с началом процессов $\hat{h}_p(t - t_p)$ следующим соотношением:

$$l_p = vt_p / 2$$

При зондировании этой линии передачи перепадом напряжения с коротким фронтом получим рефлектограмму, приведенную на рисунке 32.

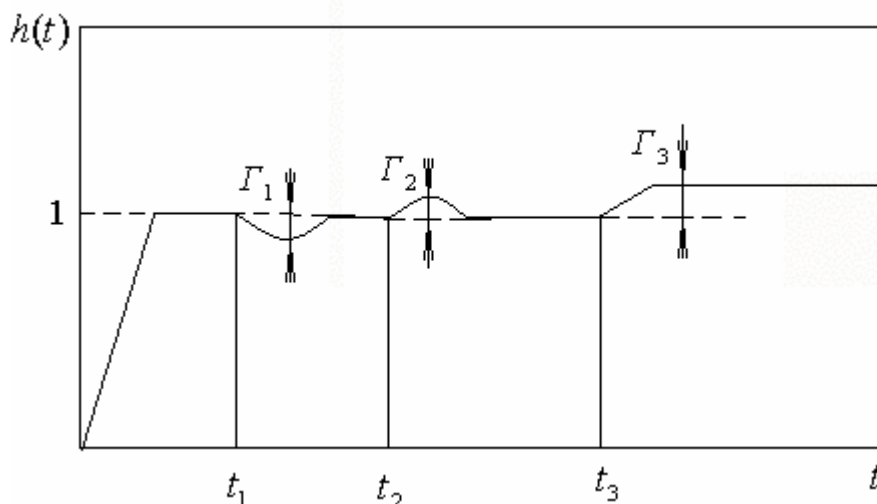


Рис.32. Рефлектограмма неоднородностей в линии передачи

Параллельное подключение конденсатора на время заряда емкости снижает сопротивление на конце первого отрезка линии передачи, в результате отраженный сигнал имеет отрицательный знак. В случае малой

емкости, при условии, что постоянная времени заряда $\tau_3 = \frac{\rho \cdot C}{2} \ll t_{фр}$, длительность переднего фронта отраженного сигнала равна длительности переднего фронта зондирующего импульса. Длительность заднего фронта в этом случае определяется временем перехода от переднего фронта к вершине зондирующего импульса и для случая малого выброса переднего фронта или монотонного импульса принимается также равным переднему фронту зондирующего сигнала.

Таким образом, длительность отраженного сигнала, при условии малых величин неоднородностей (при $\Gamma \leq 0,3 \div 0,5$), равна удвоенному переднему фронту. После заряда емкости она на зондирующий сигнал больше не влияет.

Последовательно включенная небольшая индуктивность приводит к кратковременному повышению сопротивления на выходе второй линии передачи. Отраженный сигнал при этом имеет положительный знак. При условии, что постоянная времени изменения тока через индуктивность

$\tau_3 = \frac{L}{2\rho} \ll t_{фр}$, длительность отраженного сигнала принимается равной удвоенному фронту.

Изменение волнового сопротивления линии приводит частотно-независимому отражению, а длительность реакции определяется передним фронтом зондирующего импульса и длиной линии передачи с неизменным волновым сопротивлением.

Знак коэффициента отражения при подключении активного частотно-независимого сопротивления на конце линии передачи определяется величиной этого сопротивления относительно волнового сопротивления.

Время, когда проявляется действие неоднородностей, определяется временем задержки сигнала в линиях передачи, расположенных до неоднородности и не зависит от величины их волновых сопротивлений:

В качестве примера определим параметры кольцевой корректирующей цепи по известным искажениям ПХ корректируемой системы. Пусть максимальные значения отклонений этой характеристики от $1(t)$ составляют: $\hat{\Delta h}_1 = 0,1$; $\hat{\Delta h}_2 = 0,06$; $\hat{\Delta h}_3 = 0,09$; $\hat{\Delta h}_4 = 0,08$, а длительность

$\hat{\Delta h}_p(t-t_p)$ по уровню 0,1 от их максимальных значений не превышает $2t_\phi$. Пусть также $t_1 = t_\phi = 50$ пс, $t_2 = 105$ пс, $t_3 = 500$ пс, $t_4 = 605$ пс, а линия имеет волновое сопротивление $p = 50$ Ом и выполнена из диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9$.

Расстояния от входа линии до места включения неоднородностей определим из формулы $l_p = ct_p / 2\sqrt{\epsilon}$, где c - скорость света в свободном пространстве. Из этой формулы находим: $l_1 = 0,25$ см, $l_2 = 0,502$ см, $l_3 = 2,025$ см, $l_4 = 2,5$ см. Как видим, получены вполне приемлемые расстояния реализации кольцевой цепи в микроминиатюрном исполнении. Из формул, приведенных в таблице 1 определяем значения емкостей и индуктивностей: $C_1 = 0,2$ пФ, $C_2 = 0,18$ пФ, $L_1 = 0,3$ нГн, $L_2 = 0,4$ нГн. При $p = 50$ Ом ее сопротивление $Z_0 = 50$ Ом.

Отметим, что при затянутых начальных участках фронта ПХ, во избежание ошибок в определении места включения неоднородностей в линию передачи, начало отсчета времени следует определять как точку пересечения касательной к фронту при $\hat{h}_{илл}(t) = 0,5$ с осью абсцисс.

5.4 Определение времени задержки через преобразование Гильберта

При анализе отраженных сигналов в пикосекундном диапазоне, благодаря высокой разрешающей способности, становится возможным определение внутренней структуры объектов или взаимного расположения отдельных частей объекта. Для этого необходимо определять соответственные времена задержки отраженных сигналов. При прохождении сигнала через объект и многократных отражениях сигнала форма отраженного сигнала значительно отличается от зондирующего сигнала. Возникает проблема в определении точек, между которыми необходимо производить отсчеты времени задержки.

Как следует из предыдущего материала, изменение времени задержки, приводящее к изменению фазовых свойств объекта, влияет на частотные характеристики объекта. Это означает, что характеристики объекта будут либо неоднозначными, при учете неминимально-фазовых свойств, либо искаженными, если их не учитывать.

Предлагается следующий алгоритм определения задержки [3]. Исследуемую характеристику $K(j\omega)$ можно изобразить в виде каскадного соединения двух частей. Первая часть описывается минимально-фазовым коэффициентом передачи $M(j\omega)$, вторая часть - неминимально-фазовым коэффициентом передачи $N(j\omega)$, рисунок 33.

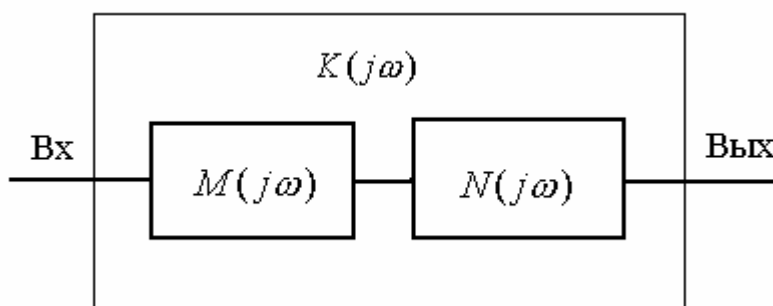


Рисунок 33. Каскадное соединение минимально-фазового и неминимально-фазового звеньев.

Модуль и аргумент первой передаточной функции, также, как и спектр минимально-фазовой части отраженного сигнала $S_0 m(t)$ связаны преобразованием Гильберта:

$$\Delta\varphi(\omega_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln|K(j\omega)|}{\omega - \omega_1} d\omega$$

Эта часть передаточной функции ответственна за искажения спектральных составляющих. В этой части передаточной функции появление выходного сигнала начинается в момент подачи входного сигнала, то есть задержка отсутствует.

Неминимально-фазовая часть представляет собой характеристику корректора с передаточной функцией $N(j\omega) = e^{j\varphi_N(\omega)}$. Так как фазового модуль коэффициента передачи этой функции равен единице, то его импульсная характеристика содержит $\delta(t)$, с соответствующим групповым временем задержки. Время задержки определяется по первому экстремуму неминимально-фазовой передаточной функции.

Алгоритм определения времени задержки следующий:

1. По отраженному сигналу $S_0(t)$ через преобразование Фурье определить его спектр $S_0(j\omega)$;
2. Определить модуль спектра $|S_0(j\omega)|$;
3. Определить фазовую характеристику минимально-фазовой части через преобразование Гильберта

$$\Delta\varphi_M(\omega_1) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln|K(j\omega)|}{\omega - \omega_1} d\omega$$

4. Найти спектр минимально-фазовой части ПФ

$$S_M(j\omega) = |S_0(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_M(\omega)}$$

5. Найти спектр неминимально-фазовой части ПФ

$$S_H(j\omega) = \frac{S_0(j\omega)}{S_M(j\omega)}$$

6. Через обратное преобразование Фурье определить импульсную функцию $S_H(t)$

7. Определить задержку сигнала по первому экстремуму импульсной функции

Интуитивно было очевидно, что время задержки необходимо определять по первому отклику.

5.5 Селекция объектов по размерам. Поиск малоразмерных объектов.

Как рассмотрено выше, длительность отраженного сигнала определяется его размерами, а величина отраженного сигнала – размерами и отражающими свойствами. В случае раздельного расположения объектов в пространстве определение размеров каждого объекта не вызывает особых затруднений. Проблема возникает в случае поиска малоразмерного объекта, расположенного рядом с большим, или поиска сигнала от объекта с малым отражением на фоне значительно превышающей по уровню и длительной помехи. Рассматриваемая задача сходна с задачей поиска мухи, летающей на фоне слона или сидящей на нем с помощью радиолокационной системы. Задача почти безнадежная при использовании обычных методов обработки сигналов.

Задача сводится к разделению отраженного сигнала на две компоненты – быструю и медленную и дальнейшей раздельной обработке каждой компоненты. Динамический диапазон исследуемого сигнала, в который

входит слабый сигнал от малоразмерного объекта и сильный сигнал от крупного объекта, очень велик. В линейном масштабе уровень слабого сигнала обычно не превышает погрешности измерения, поэтому для уменьшения динамического диапазона применяется логарифмирование исследуемого сигнала. Рисунок 34 поясняет, что происходит при логарифмировании: а) 1- динамический диапазон сигнала от крупного объекта например, 0,1-1000мВ, $D=80$ дБ; 4- динамический диапазон сигнала от слабого объекта, 0,1-1мВ $D=20$ дБ. Сигнал отличается в 1000 раз по амплитуде, и обнаружить его на фоне крупного объекта практически невозможно. б) после операции логарифмирования амплитуды сильного и слабого сигналов отличаются в 4 раза

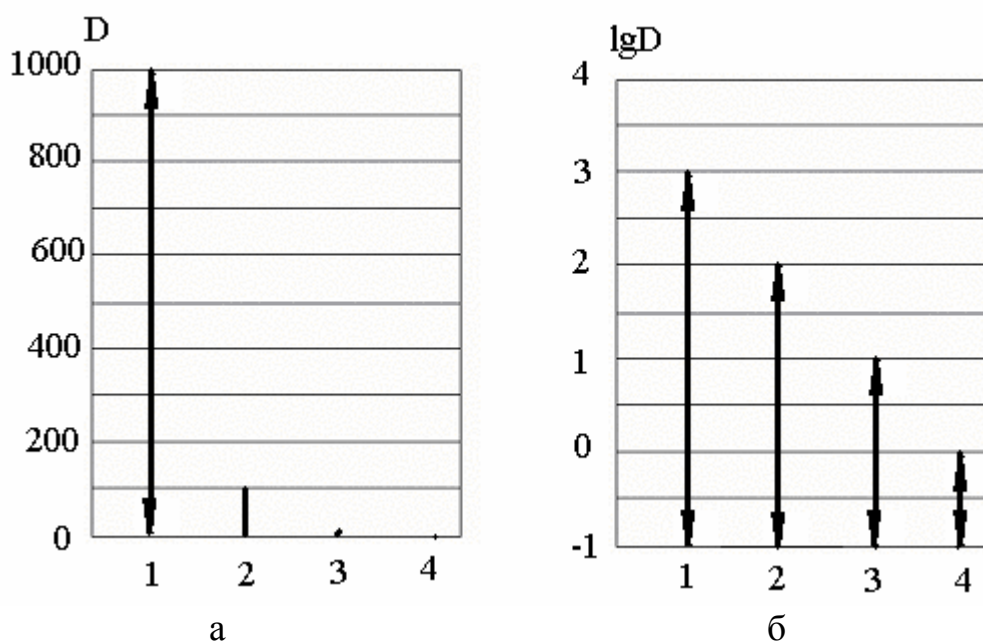


Рисунок 34. Изменение динамического диапазона при логарифмировании:

- 1 – $D=80$ дБ (0,1...1000), $lgD=-1...3$; 2 – $D=60$ дБ (0,1...100), $lgD=-1...2$
 3 – $D=40$ дБ (0,1...10), $lgD=-1... 1$ 4 – $D=20$ дБ (0,1...1), $lgD=-1...0$

Применение операции логарифмирования во временной области не дает эффекта, так как наблюдается суммарная характеристика сильного и слабого сигналов. Логарифмирование производится в частотной области, что затем позволяет разделить низкочастотный спектр отраженного сигнала от крупного объекта и более высокочастотный спектр от малоразмерного объекта. После разделения спектров и фильтрами верхних и нижних частот производится выделение спектра малоразмерного объекта.

После обратного перехода во временную область сигнал от малоразмерного объекта выделяется на фоне отраженного сигнала и его выделяют с помощью «временного окна» для дальнейшей обработки. Обработка заключается в восстановлении истинной формы сигнала от малоразмерного объекта путем перехода к линейному изображению сигнала во временной области. Для этого над спектром выделенного (сжатого по амплитуде) сигнала, производится операция экспонирования, в результате

которой будет получен спектр в линейном масштабе. После обратного преобразования Фурье определяется истинная форма сигнала от малоразмерного объекта.

Алгоритм подобной обработки сигнала поясняет рисунок 35.

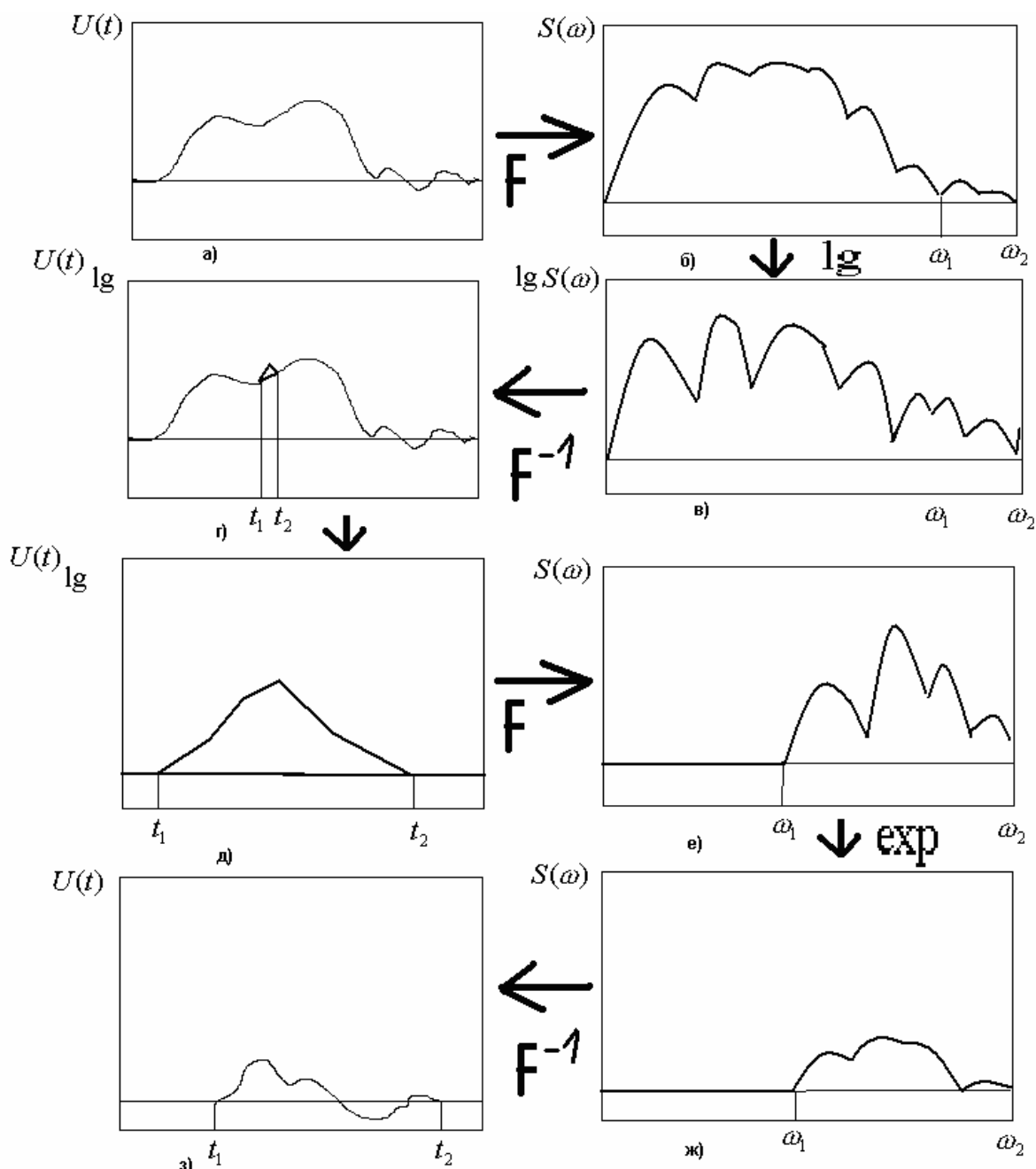


Рисунок 35. Алгоритм выделения малоразмерного объекта

Алгоритм выделения отраженного от малоразмерного объекта сигнала следующий [3]:

1. По отраженному сигналу $U(t)$, рисунок а, через преобразование Фурье определить его спектр $S(\omega)$; рисунок б.
2. Прологарифмировать спектр сигнала, рисунок в.
3. Через обратное преобразование Фурье получить кепстр (спектр прологарифмированной частотной зависимости) рисунок г.

4. Методом скользящего временного окна с масштабированием, соответствующим размерам обнаруживаемого объекта просмотреть кепстр исходного сигнала, рисунок д.

5. Преобразованием Фурье определить логарифмический спектр выделенного сигнала., Фильтром верхних частот с частотой среза, определяемой частотными свойствами искомого объекта, выделить необходимую часть спектра, рисунок е.

6. Экспонированием частотной характеристики восстановить линейную частотную зависимость, рисунок ж.

7. Через обратное преобразование Фурье выделить временную зависимость сигнала от малоразмерного объекта, рисунок з.

Для селекции (выделения) малококонтрастного объекта на фоне большого отраженного сигнала необходимо последовательно во времени, с интервалом определяемым размерами обнаруживаемого объекта, просмотреть весь отраженный сигнал. Критерием нахождения нужного объекта является форма сигнала изолированного искомого объекта.

5.6 Измерение диэлектрической проницаемости

Определение материала, из которого состоит исследуемый объект – одна из важнейших задач идентификации, решаемых при пикосекундном зондировании.

Рассмотрим типовой метод измерения диэлектрической проницаемости материалов, основанном на основе анализа прохождения плоской волны участка среды с изменением диэлектрической проницаемости.

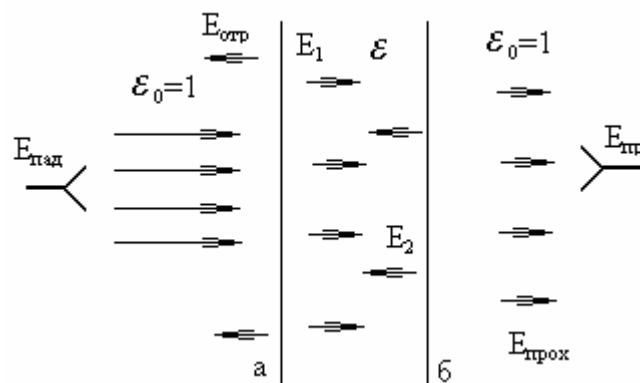


Рисунок 36. Прохождение волны через диэлектрическую неоднородность

При падении волны на границу **а** диэлектрической неоднородности возникает отраженная волна $E_{отр} = \Gamma_1 E_{пад}$, где коэффициент отражения

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{\epsilon} - \sqrt{\epsilon_0}}{\sqrt{\epsilon} + \sqrt{\epsilon_0}}.$$

Через среду **а-б** проходит волна с измененной интенсивностью

$$E_1 = E_{пад} - E_{отр} = K_1 E_{пад} = (1 + \Gamma_1) E_{пад}$$

От следующей границы неоднородности \mathbf{b} отражается волна $E_2 = \Gamma_2 E_1$, где коэффициент отражения $\Gamma_1 = \frac{\sqrt{\epsilon_0} - \sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\epsilon} + \sqrt{\epsilon_0}}$

Если $E_{\text{пад}}$ представляет собой δ -импульс, то на выходе участка \mathbf{b} за счет прохождения и многократных отражений импульса от границ неоднородностей получаем следующую последовательность импульсов:

$$g(t) = K_1 K_2 \delta(t - t_0) + \Gamma_1 \Gamma_2 K_1 K_2 \delta(t - 3t_0) + \Gamma_1^2 \Gamma_2^2 K_1 K_2 \delta(t - 5t_0) + \Gamma_1^3 \Gamma_2^3 K_1 K_2 \delta(t - 7t_0) + \dots$$

где t_0 - время прохождения импульсом расстояния между границами $\mathbf{a-b}$ неоднородности, $K_1 = 1 + \Gamma_1$, $K_2 = 1 + \Gamma_2$ - коэффициенты передачи внутри участка

$\mathbf{a-b}$ и за участком \mathbf{b} .

На рисунке 37 приведена эта последовательность импульсов.

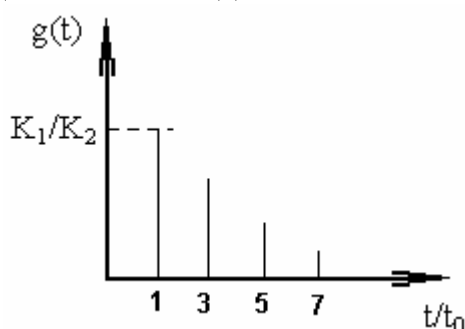


Рисунок 37. Последовательность импульсов на выходе неоднородного участка

Коэффициент передачи в частотной области найдем через преобразование Фурье.

Глава 6. Реализации оптимальных характеристик в пикосекундных устройствах

6.1 Особенности реализации оптимальных характеристик

Как было показано выше, реализация оптимальных характеристик возможна только при использовании неминимально-фазовых передаточных функций. В устройствах пикосекундного диапазона время распространения сигнала в устройстве сравнимо с длительностью сигнала, поэтому для получения неминимально-фазовых передаточных функций удобно использовать многоканальные структуры. Реализация быстродействующих устройств на основе многоканальных структур вызывает затруднения. Они вызваны, в первую очередь, взаимодействием между каналами при многоканальном построении устройств параллельной структуры или взаимодействием между неоднородностями при использовании линий передачи с неоднородностями в последовательной структуре устройства.

Для уменьшения взаимодействия необходимо вводить для развязки активные однонаправленные элементы либо уменьшать коэффициенты передачи каналов a_n и b_n (8) - (11) и величину неоднородностей $\Gamma_i(j\omega)$ (21), что приводит к снижению эффективности коррекции, либо, что усложняет схему устройства. Поэтому в устройствах, выполненных по гибридно-пленочной технологии, обычно ограничено число каналов.

6.2 Реализация неминимально-фазовых передаточных функций в устройствах пикосекундного диапазона

Рассмотрим реализацию в устройстве неминимально-фазовых передаточных функций, необходимых для получения оптимальных характеристик в различных быстродействующих устройствах или для управления формой сигнала. Наиболее простой и эффективный путь реализации звеньев с неминимально-фазовыми свойствами в устройствах пикосекундного диапазона - применение многоканальных структур. Пример такой структуры - двухканальное устройство с однонаправленным каналом на полевом транзисторе и пассивным широкополосным каналом. Пассивный канал должен иметь начальный фазовый сдвиг, например, быть инверсным, по отношению к однонаправленному каналу. Структурная схема такого звена приведена на рисунке 38а, а вариант ее схемотехнической реализации – на рисунке 38б.

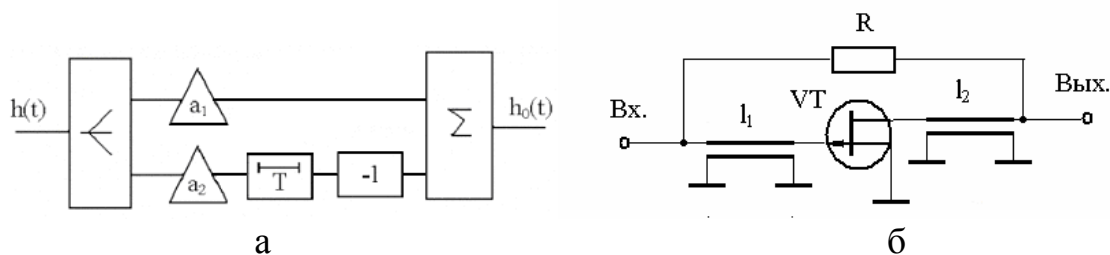


Рисунок 38. Схемы неминимально-фазового звена:
а - структурная схема; б – электрическая схема.

В соответствии с (8), переходная характеристика на выходе двухканального устройства со структурной схемой, изображенной на рисунке 18а, описывается выражением:

$$h_0(t) = h(t) + \Delta h_k(t) = a_1 h(t) - a_2 h(t + T)$$

Если не учитывать задержку сигнала за счет линейных размеров резистора R1, то сигнал на выходе первого канала и на выходе устройства появится одновременно со входным сигналом. На выходе второго канала инвертированный сигнал появится с задержкой, определяемой временем T прохождения через две линии задержки (l_1 с волновым сопротивлением ρ_1 , l_2 с волновым сопротивлением ρ_2), и через транзистор VT.

Коэффициент передачи сигнала в первом канале зависит от номинала резистора, а во втором канале – от коэффициента передачи транзистора VT. В области средних и нижних частот, когда дополнительный фазовый сдвиг становится незначительным, действие резистора R проявляется как обычная отрицательная параллельная обратная связь (ОС). Поэтому, с практической точки зрения, величина резистора выбирается по оптимальной глубине ОС, обеспечивающей равномерную амплитудно-частотную характеристику устройства в области нижних и средних частот. Для этого используются известные программы и методы оптимизации.

Для управления линейностью фазочастотной характеристики в области верхних частот используется изменение длины линий задержки l_1 и l_2 (грубая настройка) и изменение коэффициента передачи транзистора (точная настройка). На переходной характеристике управление линейностью фазочастотной характеристики проявляется в «перекачке» величины выброса с переднего фронта переходной характеристики на выброс перед фронтом (рисунок 26б) при изменении коэффициента передачи транзистора VT.

При линейной фазочастотной характеристике начальный участок переходной характеристики симметричен относительно середины переднего фронта и время установления минимально.

Величина сопротивления резистора R определяется необходимым изменением фазовой характеристики, длина и волновое сопротивление линий l_1 и l_2 - значением верхней граничной частоты устройства и типом транзистора VT. При использовании в качестве активного элемента

транзистора АП602 и значении верхней граничной частоты устройства 3 – 7 ГГц электрическая длина отрезка линии передачи l_1 изменяется в пределах 3 – 8 мм при волновом сопротивлении 25 – 30 Ом, отрезка l_2 – в пределах 5 – 10 мм при волновом сопротивлении 75 – 100 Ом. Величина резистора R, при коррекции фазовой характеристики на 45 – 60 градусов на верхней граничной частоте, крутизне транзистора 50 – 75 мА/В изменяется в пределах 75 – 120 Ом.

6.3 Коррекции переднего фронта устройства

Анализ выражения (12) показывает путь дополнительного уменьшения времени нарастания переднего фронта или управления передним фронтом устройства. Если выполнить условие $T_n < t_{fp}$, где T_n – время задержки сигнала в канале с номером n , t_{fp} – время нарастания переднего фронта, то действие этого канала будет проявляться на переднем фронте и появляется возможность управления фронтом. В соответствии с выражением (12), величина воздействия зависит от знака и величины масштабного коэффициента a_n . Реализовать выполнение первого условия можно, если сделать величину задержки сигнала в корректирующем канале меньше времени нарастания переднего фронта. Выполнить изменение знака и величины масштабного коэффициента a_n можно путем применения в корректирующем канале дополнительного транзистора с управляемой крутизной вольтамперной характеристики. Чтобы исключить влияние канала на вершину импульса, необходимо сделать величину коэффициента передачи корректирующего канала a_n частотно зависимым, с максимальным значением коэффициента передачи в области верхних частот. На рисунке 39 приведены эквивалентные схемы двухканального устройства, используемого для управления передним фронтом переходной характеристики [1].

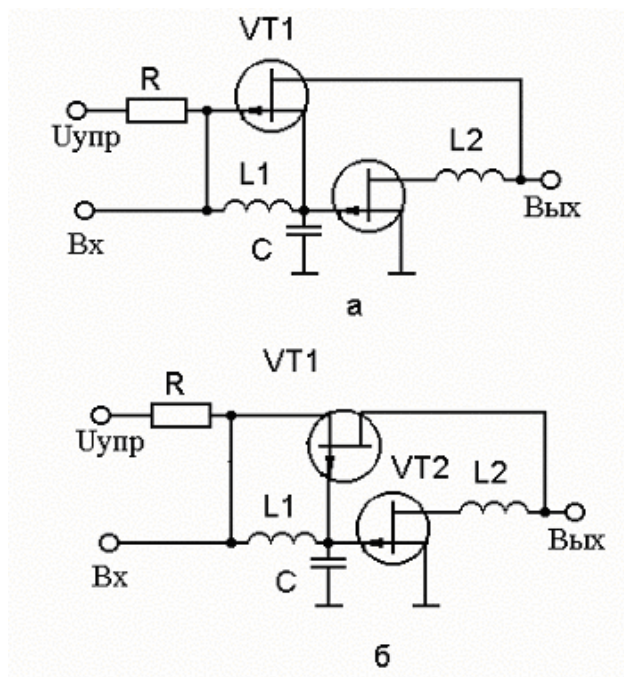


Рисунок 39. Усилитель с управляемой амплитудно-частотной характеристикой и регулируемым фронтом:
 а - с отрицательной частотно-зависимой обратной связью,
 б - с положительной частотно-зависимой обратной связью

Усилительный канал выполнен на транзисторе VT2 с согласующими цепями: входной - L1-C, выходной - L2. Корректирующий канал собран на транзисторе VT1, выполняющем на нижних частотах роль цепи отрицательной обратной связи через регулируемое сопротивление канала сток-исток транзистора. С ростом частоты глубина отрицательной обратной связи может увеличиваться или уменьшаться, в зависимости от схемы включения транзистора VT1, за счет изменения знака частотно – зависимой обратной связи.

Глубина частотно-зависимой обратной связи изменяется с ростом частоты, так как напряжение связи снимается с частотно-зависимого делителя L1-C. От величины напряжения связи, подаваемого на управляющий переход транзистора, зависит сопротивление канала сток-исток транзистора, а от него - глубина обратной связи. Знак напряжения связи зависит от схемы включения транзистора VT1. При включении его по схеме, приведенной на рисунке 39а, глубина отрицательной обратной связи увеличивается с ростом частоты, а при включении по схеме, приведенной на рисунке 39б, глубина отрицательной обратной связи уменьшается с ростом частоты. Таким образом, можно управлять формой амплитудно-частотной характеристики, увеличивая или уменьшая коэффициент передачи усилителя в области верхних частот. В импульсных устройствах можно управлять формой переднего фронта или его крутизной, в зависимости от задержки сигнала в корректирующем канале относительно усилительного канала, определяемой значениями элементов L1,L2,C и параметрами транзисторов.

6.4 Управление полярностью сигнала

Как показано выше, для управления формой сигнала, компенсации дисперсии и других операций, связанных с изменением спектра сигнала, необходимо изменение знаков коэффициентов ряда Фурье. Традиционные решения, связанные с использованием коммутаторов, в пикосекундном диапазоне использовать невозможно из-за большого изменения задержек сигнала и искажения частотных характеристик, вызванных широким (единицы гигагерц) спектром коммутируемого сигнала. Для уменьшения искажений необходимо исключить коммутационные устройства из тракта передачи сигнала.

Решение задачи вытекает из топологии арсенид - галлиевых транзисторов, имеющих практически симметричную структуру затвор – исток и затвор – сток. При симметрии безразлично, какой электрод использовать в качестве общего, сток или исток. Путем использования этого свойства транзистора, можно изменять схему включения транзистора, не изменяя заземленного электрода. При изменении полярности источника питания с положительной на отрицательную полярность происходит изменение направления тока в канале транзистора, что эквивалентно изменению схемы включения транзистора с общего истока на общий сток или наоборот.

На рисунке 40а приведена схема переключателя полярности. При подаче положительного питания в сток транзистора каскад работает как обычный инвертирующий усилитель по схеме с общим истоком, коэффициент передачи которого определяется величиной нагрузки и напряжением смещения $-E_{смещ}$. При подаче отрицательного питания в сток транзистора каскад превращается в усилитель по схеме с общим стоком (истоковый повторитель), не инвертирующий входной сигнал.

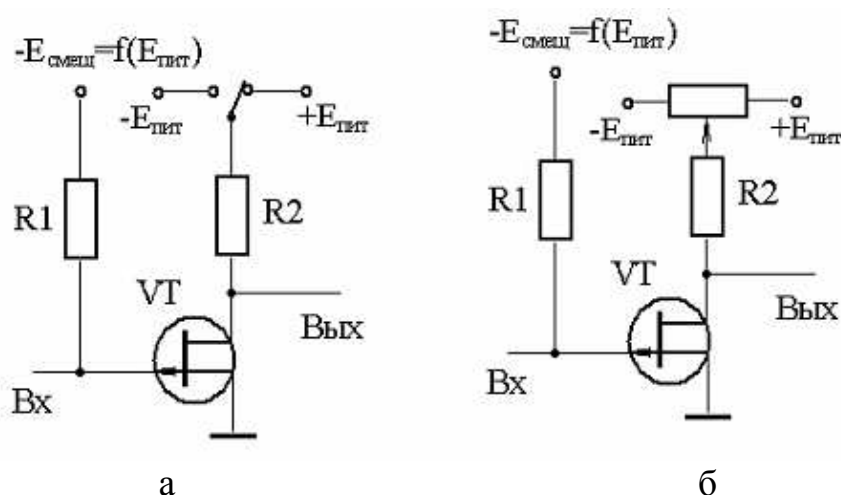


Рисунок 40. Эквивалентные схемы устройства управления полярностью сигнала: а - переключатель полярности, б - управление полярностью с плавным изменением коэффициента передачи

Коэффициент передачи устройства определяется коэффициентом передачи истокового повторителя и составляет 0,75 – 0,8 при использовании транзистора АП602А. Для плавного изменения величины и знака коэффициента передачи, необходимого, например, для управления формой переходной характеристики (путем изменения величины и знака коэффициентов a_n и b_n в выражениях (12),(14-16)), используется схема приведенная на рисунке 40б. В этой схеме изменение величины коэффициента передачи происходит за счет плавного изменения величины напряжения питания, а изменение знака коэффициента передачи – за счет изменения полярности источника питания.

6.5 Повышение выходного напряжения в быстродействующих усилителях

Получение высокого выходного напряжения, превышающего предельно допустимое напряжение коллектор - эмиттер для транзистора в быстродействующих усилителях является сложной и противоречивой задачей.

Известные схемы с последовательным сложением напряжений имеют существенный недостаток - низкое быстродействие, обусловленное фазовым сдвигом в канале обратной связи, в результате которого результирующее выходное напряжение усилителя, являющееся суммой векторов напряжений каждого каскада, уменьшается с ростом частоты. На рисунке 41 приведена схема такого каскада с последовательным сложением напряжений.

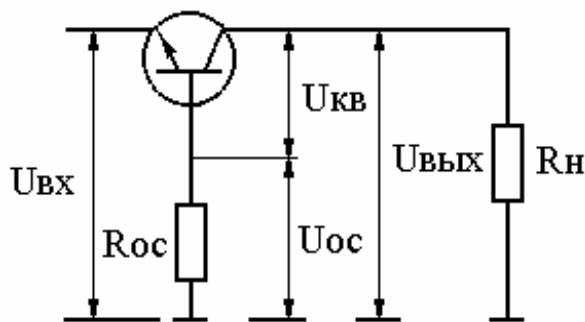


Рисунок 41. Схема каскада со сложением напряжения

При подаче входного сигнала, за счет протекания базового тока на резисторе R_{oc} создается падения напряжения U_{oc} , которое складывается с выходным усиленным напряжением $U_{кб}$. В результате выходное напряжение может превышать предельное напряжение $U_{кб}$ на величину U_{oc} .

Основной недостаток этой схемы обусловлен значительной величиной резистора R_{oc} , необходимого для получения значительной величины напряжения U_{oc} при протекании по нему базового тока транзистора. В

результате образуется интегрирующая цепочка, состоящая из емкости база-коллектор транзистора и резистора R_{oc} . Эта цепочка создает на высоких частотах значительный фазовый сдвиг между напряжениями $U_{кб}$ и U_{oc} , снижающий уровень выходного напряжения.

Применение многоканальной структуры в управляющих цепях каскадов со сложением напряжений, при условии равенства задержек сигнала по каналу усиления и каналам обратной связи, позволяет избавиться от этого недостатка. В этих схемах выходные транзисторы исполняют роль активного параллельно-последовательного сумматора в многоканальной модели. На рисунке 42 приведена обобщенная структура такого устройства сложения напряжений.

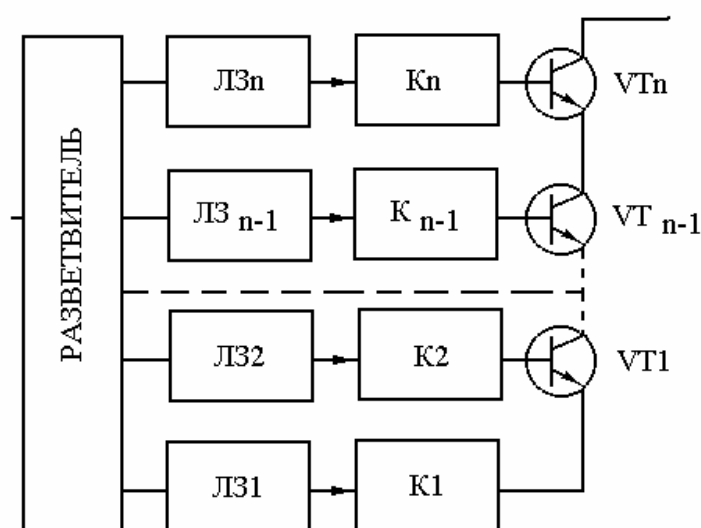


Рисунок 42. Параллельно-последовательная структура устройства сложения выходных напряжений транзисторов

Второй вариант уменьшения влияния постоянной времени обратной связи приведен на рисунке 43 [1]. Постоянная времени цепи обратной связи уменьшается благодаря уменьшению величины резистора R_{oc} из-за протекания через него тока коллектора транзистора $VT3$, значительно превышающего базовый ток каскада сложения напряжений на транзисторе $VT4$ и выравнивания времени задержки сигнала ОС переходом база-эмиттер транзистора $VT4$. Роль дополнительной линии задержки выполняет транзистор $VT2$. На выходе устройства происходит векторное сложение напряжения на переходе база-коллектор транзистора $VT4$ и напряжения на переходе эмиттер-коллектор транзистора $VT3$ с одинаковыми фазовыми задержками, в результате чего существенно уменьшается частотная зависимость выходного напряжения и уменьшается время установления переднего фронта переходной характеристики при максимальном выходном сигнале.

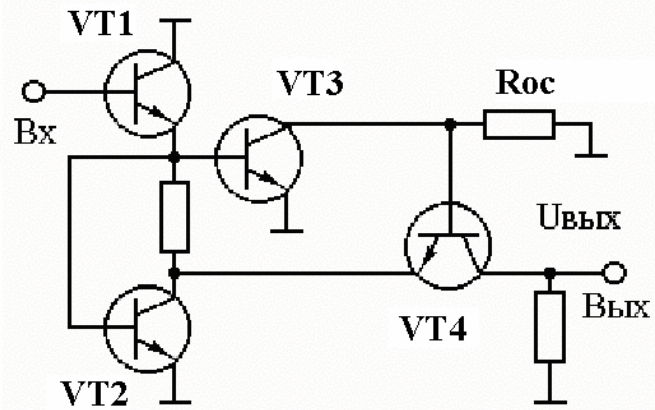


Рисунок 43. Быстродействующий усилитель со сложением напряжений

Эти варианты использования многоканальной модели для получения выходного напряжения, многократно превышающего предельно допустимое напряжение коллектор - эмиттер транзистора используются в быстродействующих усилителях субнаносекундного диапазона.

6.6 Расширение динамического диапазона входных сигналов

При приеме и обработке быстродействующих одиночных и редко повторяющихся сигналов с широким динамическим диапазоном, амплитуда которых заранее неизвестна, возникает проблема сопряжения уровня этого сигнала с динамическим диапазоном устройств обработки или наблюдения. Использование различных типов регистрирующих устройств с управлением коэффициентом передачи в случае одиночных сигналов субнаносекундных или пикосекундных длительностей невозможно из-за ограниченного быстродействия цепей управления. Использование стробоскопических устройств с целью изменения масштаба времени также невозможно.

При разработке устройства для регистрации подобных сигналов можно воспользоваться моделями, рассмотренными в главе 3. Воспользуемся многоканальной моделью, приведенной на рисунке 12а. При выполнении условия $T > T_{имп}$, где T - задержка сигнала в k -ом канале, $T_{имп}$ - длительность входного сигнала, на входе сумматора появляется последовательность $1 \dots k$ сигналов с амплитудой $a_n U_{вх}$, находящихся друг от друга на расстоянии T . На рисунке 44а приведена временная диаграмма работы схемы для случая $a_1 \angle a_2 \angle \dots \angle a_k$, где a_1, a_2, \dots, a_k - нормированные коэффициенты передачи каналов $1 \dots k$.

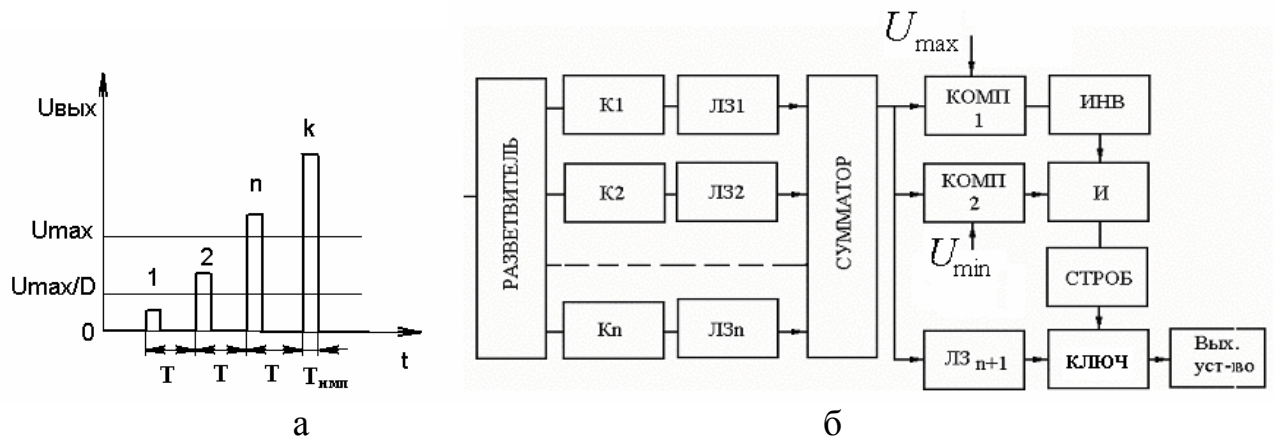


Рисунок 44. Временная диаграмма работы (а) и структурная схема устройства расширения динамического диапазона (б).

На рисунке динамический диапазон устройства приема и обработки расположен между U_{\max} и $U_{\min} = \frac{U_{\min}}{D}$. Выбрав разницу между амплитудами сигналов в каждом канале, равной динамическому диапазону D регистрирующей аппаратуры, получим расширение динамического диапазона в k раз [1]:

$$U_{\max} = a_n U_{\text{ex}}, \quad U_{\min} = a_{n-1} U_{\text{ex}}, \quad D = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{a_n}{a_{n-1}},$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{a_{n+1}}{a_n} = \frac{a_k}{a_{k-1}} = D, \quad \frac{a_k}{a_1} = DK$$

На рисунке 44б приведена структурная схема устройства расширения динамического диапазона, содержащая n каналов и расширяющая в n раз динамический диапазон входных сигналов.

С выхода сумматора сигнал поступает на схему выделения нужного импульса, в котором амплитуда сигнала с каждого канала сравнивается с минимальным и максимальным уровнем устройства обработки сигнала. После совпадения уровня сигнала с динамическим диапазоном устройства обработки, сигнал с выбранного канала через линию с задержкой $ЛЗ_{n+1}$, равной времени срабатывания схемы выделения нужного импульса, поступает на выход устройства.

Глава 7. Элементы и узлы быстродействующих устройств и систем

7.1 Общие требования к элементам

Успех решения задач генерирования, передачи, преобразования и регистрации коротких электрических сигналов не может быть обеспечен без

соответствующей элементной базы. Поэтому, наряду с разработкой общих методов построения функциональных узлов и систем пикосекундной импульсной техники, важным является создание комплекса активных и пассивных элементов с высокими потенциальными возможностями.

Требование обеспечения широкой, до единиц – десятков гигагерц полосы пропускания и высокого быстродействия существенно усложняет разработку и создание не только активных элементов-транзисторов и диодов, но и пассивных: дросселей, конденсаторов, резисторов, коаксиально-полосковых переходов и т. п.

Все эти элементы, размеры которых соизмеримы с наименьшей длиной волны рабочего диапазона, описываются сложными эквивалентными схемами (моделями) и в большинстве случаев требуется учет их распределенных свойств или времени задержки. Например, в гибридно-интегральных устройствах чаще оказывается, что потенциальные возможности активных элементов выше по коэффициенту перекрытия по частоте, чем у пассивных элементов, в частности у дискретных конденсаторов, в которых используются диэлектрики со значением проницаемости до 10000. Поэтому, если в наносекундных усилителях [2] увеличение длительности усиливаемых импульсов достигается путем увеличения емкостей конденсаторов в разделительных и блокировочных цепях, то в пикосекундных устройствах такой путь не всегда реализуем из-за ограничения конденсаторами диапазона рабочих частот сверху.

Общим требованием, предъявляемым к элементам, является уменьшение их размеров и, следовательно, паразитных параметров в трактах передачи и обработки пикосекундных сигналов. Малые размеры дают возможность повысить интеграцию элементов на единицу площади, что, в свою очередь, вызывает увеличение влияния паразитных связей между ними. Этот фактор учитывают при разработке конструкций элементов и их компоновке в микросхеме.

7.2 Транзисторы

Биполярный транзистор (БТ) используют в качестве активного элемента в гибридных и монокристаллических ИС. Принцип действия БТ основан на управлении током через высокоомный коллекторный *p-n*-переход с помощью инжектированных эмиттерным *p-n*-переходом электронов. При использовании планарной технологии изготовления ИС транзисторы размещают в одной плоскости кристалла. Ток, обусловленный неосновными носителями, направлен в этом случае по вертикали в отношении этой плоскости (рисунок 45а). Поэтому в планарных ИС БТ относят к приборам вертикального типа.

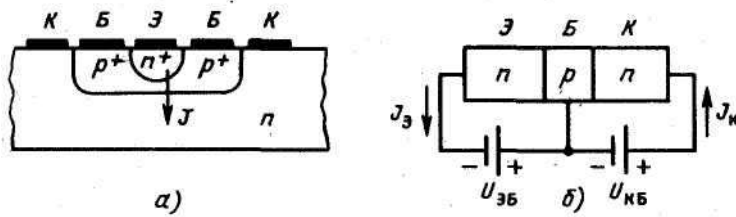


Рисунок 45. Биполярный транзистор:
 а - конструкция; б - включение по схеме с общей базой

Быстродействие транзистора оценивают по времени запаздывания переноса заряда свободными носителями через пространство активного взаимодействия. Для БТ это время примерно равно

$$\tau_{\text{ЭК}} \approx \tau_{\text{ЭЭ}} + \tau_{\text{б}} + \tau_{\text{к}} + \tau_{\text{ЗК}}$$

где $\tau_{\text{ЭЭ}}$ и $\tau_{\text{ЗК}}$ - времена, определяющие заряд эмиттерных и коллекторных емкостей; $\tau_{\text{б}}$ и $\tau_{\text{к}}$ - времена задержки в базовом слое и коллекторном р-п-переходе. Из этого выражения можно определить граничную частоту: $f_{\text{T}} = 1/2\pi\tau_{\text{ЭК}}$ характеризующую быстродействие БТ в линейном режиме и соответствующую частоте, при которой коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания выхода схемы с общим эмиттером равен единице.

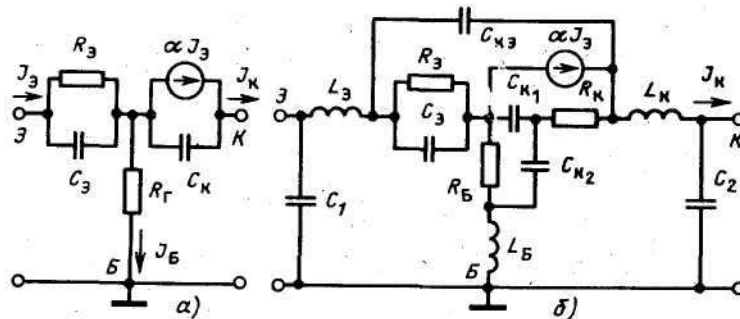


Рисунок 46. Эквивалентная схема биполярного транзистора по схеме ОБ:
 в - упрощенная; б - полная

Пример полной эквивалентной схемы БТ для режима малого сигнала приведен на рисунке 46б, на котором обозначено: $L_{\text{Э}}$, $L_{\text{К}}$ и $L_{\text{Б}}$ - индуктивности эмиттерного, коллекторного и базового выводов; C_1 , C_2 - конструктивные емкости; $R_{\text{К}}$ - сопротивление коллектора; $C_{\text{К1}}$, $C_{\text{К2}}$, $C_{\text{К3}}$ - составляющие полной емкости коллекторного перехода. На реализацию потенциальных возможностей транзистора наибольшее влияние среди $L_{\text{Э}}$, $L_{\text{К}}$, $L_{\text{Б}}$ оказывает индуктивность общего электрода: $L_{\text{Э}}$ при включении с общим эмиттером (ОЭ) и $L_{\text{Б}}$ при включении с общей базой (ОБ). В первом случае индуктивность ограничивает с ростом частоты максимально достижимый коэффициент

усиления по мощности и обуславливает тем самым неравномерность АЧХ, а во втором случае индуктивность L_6 приводит к неустойчивости работы усилителя и снижению его КПД. В схеме с ОБ полосу рабочих частот в также ограничивает индуктивность эмиттера, в меньшей степени - индуктивность коллектора.

Если транзистор является элементом логической схемы, или используется в дискретных устройствах то в качестве основного параметра, характеризующего его быстродействие, используют время переключения, которое определяется временем перезарядки емкостей транзистора при переходе из одного логического состояния в другое, а в гибридных интегральных схемах - еще и временем перезарядки паразитных индуктивностей.

Время задержки оценивают при работе транзистора на реальную нагрузку, которой является вход последовательно соединенного с ним другого транзистора. Тогда задержка одного БТ, определяемая как половина времени задержки двухкаскадного соединения, может быть найдена из выражения

$$\tau_D = \frac{U_{01}}{2I} (C_{BC} + C_{ВЫХ} + 3C_{OC}) + \frac{3}{2} \tau_{\sigma} + \frac{R_{\sigma}}{2} (C_{ВЫХ} + C_{OC})$$

где U_{01} - разность напряжений в открытом и закрытом состояниях транзистора (логическая амплитуда); I - ток БТ в открытом состоянии; $C_{ВХ} \approx C_{\sigma}$ - входная емкость транзистора (емкость эмиттер-база); $C_{OC} \approx C_K$ емкость обратной связи (емкость коллектор-база); $C_{ВЫХ}$ - емкость на выходе транзистора. При $C_{ВХ} \approx C_{ВЫХ} \approx C_{\sigma}$, $C_{OC} \approx C_K$ находим время задержки определяемое собственными паразитными параметрами БТ:

$$\tau_D = \frac{U_{01}}{2I} (3C_K + 2C_{\sigma}) + \frac{1}{2} [3\tau_{\sigma} + R_{\sigma} (C_{\sigma} + C_K)],$$

Уменьшить время задержки при переключении можно путем оптимизации режима работы по постоянному току, при котором достигается максимальное значение крутизны транзистора.

Основные возможности уменьшения времени задержки реализуют на стадиях разработки и изготовления транзисторов. К этим возможностям относятся снижение горизонтальных размеров транзистора, применение материалов с высокой подвижностью носителей заряда и соответствующего легирования областей эмиттера, базы и коллектора.

Современная технология на основе плазмохимических и ионных методов обеспечивает травление областей размером до 0,1 мкм с точностью до 0,05 мкм. Этот размер меньше или равен горизонтальным размерам активных областей транзисторов (биполярных, полевых и других типов), определенным исходя из физических ограничений, обусловленных флуктуациями примесей, поверхностной диффузией, радиацией. Поэтому значения $l = 0,2 \div 0,4$ мкм считают пределом целесообразного уменьшения горизонтальных размеров приборов.

Полевые транзисторы. Принцип действия полевого транзистора (ПТ) основан на управлении проводимостью канала (рисунок 47), ток которого обусловлен основными носителями заряда. Полевые транзисторы, в отличие от биполярных, в планарных интегральных схемах относят к горизонтальным приборам. Быстродействие ПТ определяется временем пролета основных носителей области затвора. Для транзистора с общим истоком (ОИ) это время равно

$$\tau_{\text{ПР}} = \frac{1}{2} \int_0^{l_K} \frac{dx}{\mu E},$$

где l_K - длина канала; μ - подвижность носителей заряда; E - напряженность электрического поля. Граничная частота может быть найдена из соотношения

$f_T = 1/2\pi\tau_{\text{ПР}}$ Частота отсечки f_T соответствует частоте, при которой ток ($I_{\text{зи}} \approx \omega C_{\text{зи}} U_{\text{зи}}$) через емкость затвор - исток равен току генератора, поэтому выражение принимает вид:

$$f_T = S_0/2\pi C_{\text{зи}}$$

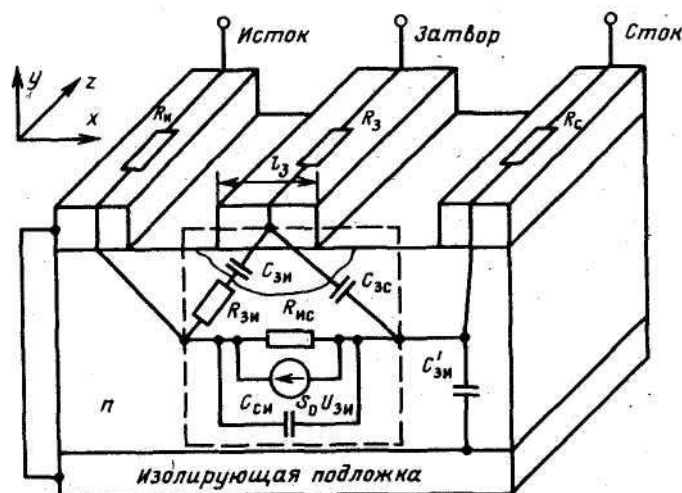


Рисунок 47. Физические элементы структуры полевого транзистора и совмещенная с ней малосигнальная эквивалентная схема

Время задержки при переключении транзистора в логических элементах определяют паразитные реактивные параметры эквивалентной схемы ПТ

$$\tau_D = (C_{\text{ВХ}} + C_{\text{ВЫХ}} + 3C_{\text{ОС}}) U_{01} / 2I,$$

где $C_{\text{ВХ}} \approx C_{\text{зи}}$; $C_{\text{ВЫХ}} \approx C_{\text{ВХ}} \approx C_{\text{зи}}$; U_{01} - логическая амплитуда напряжения; I - ток ПТ в открытом состоянии. Учитывая, что $\tau_{\text{ПР}} = C_{\text{зи}} S_0^{-1}$, и полагая, что

$$3C_{\text{зс}} \approx (0,5-1)C_{\text{зи}}, \text{ получаем время задержки в ПТ: } \tau_D = (2-3)\tau_{\text{ПР}}$$

При длине канала кремниевого ПТ $l_K = 1$ мкм время пролета $\tau_{\text{ПР}} \approx 10$ пс, и время задержки составляет 20÷30 пс.

Основным геометрическим параметром транзистора является длина затвора l_3 (рис. 4.3), которая определяет значение емкости $C_{зи}$, крутизну S_0 и значение граничной частоты; f_T и τ_D . Уменьшение времени переключения транзистора связано с уменьшением длины затвора.

Режим переключения ПТ в общем случае является нелинейным, так как параметры $C_{зи}$, $R_{зи}$, $R_{си}$, $R_{зс}$, S_0 эквивалентной схемы зависят от напряжений.

При размещении кристалла транзистора в корпусе к параметрам эквивалентной схемы (рисунок 47) следует добавить паразитные индуктивности выводов $L_{и}$, L_c , L_3 и межэлектродные паразитные емкости. Эти паразитные реактивные параметры дополнительно уменьшают граничную частоту f_T и увеличивают время задержки при переключении ПТ. Граничная частота ПТ зависит от геометрии прибора и параметров материала.

В быстродействующих транзисторах используют материалы с электронной проводимостью в связи с тем, что электроны имеют более, высокую подвижность, чем дырки. В качестве материала используют Si или GaAs. ПТ на основе GaAs имеют более высокие значения, f_T , так как подвижность электронов в этом материале примерно в 5 раз выше, чем у Si. Транзисторы на этом материале наиболее освоены в технологическом отношении, отличаются широким диапазоном рабочих температур (от криогенных до 350 °С) и более высокой по сравнению с кремнием радиационной стойкостью. Основным активным элементом быстродействующих гибридных и монокристаллических ИС в настоящее время является арсенид-галлиевый ПТ с затвором Шоттки.

7.3 Полупроводниковые диоды

Полупроводниковые диоды используют в пикосекундной импульсной технике в качестве элементов с электрически или оптически управляемым сопротивлением.

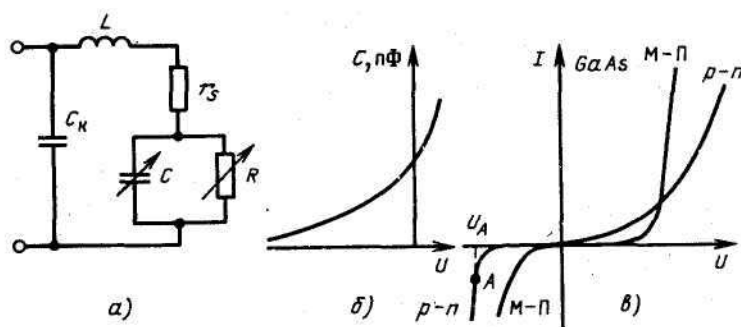


Рисунок 48. Эквивалентная схема (а), вольт-фарадная (б) и вольт-амперная (в) характеристики диода

Диоды выполняют на основе выпрямляющих переходов, которые образуются в области контакта металла с полупроводником (М-П-переход) или на границе раздела двух полупроводников (p-n-переход). Переход М-П, получаемый вакуумным напылением металла на полупроводник, называют

переходом с барьером Шоттки. Ток в М-П-переходе определяется почти полностью только основными носителями даже при использовании слаболегированных полупроводников. В *p-n*-переходах ток обусловлен носителями заряда, которые поставляются материалом с более высоким уровнем легирования. Приложение к *p-n*-переходу переменного напряжения в области прямых смещений вызывает в одной половине цикла, в которой прямое смещение увеличено, инжекцию дырок в *n*-область, а в другой половине цикла - их экстракцию (рассасывание). Этот процесс, связанный с накоплением неосновных носителей, проявляется как емкость, которую называют диффузионной. В переходах М-П-эффекта накопления нет, поэтому нет и диффузионной емкости, что делает их более быстродействующими, чем *p-n*-переходы.

Выпрямляющий переход в зависимости от его геометрии, профиля легирования используется для создания диодов с различными типами вольт-фарадными и вольт-амперными характеристиками (ВАХ), изображенными на рисунке 48,б и в. Эквивалентная схема диода (рисунок 48а, представлена дифференциальным сопротивлением перехода $R = \partial U / \partial I$ и емкостью перехода $C = \partial q / \partial U$, где q - накопленный заряд. Сопротивление r_s в эквивалентной схеме отображает потери в омических переходах и выводах диода, индуктивность которых L . Емкость между выводами корпуса отображена элементом C_k . Типичные значения параметров эквивалентной схемы: L и C_k - десятые доли наногенри и десятые или сотые доли пикофарада; r_s - десятые доли или единицы ома. У бескорпусных диодов величины L и C меньше примерно на порядок.

Предельное быстродействие полупроводникового диода с длиной дрейфового промежутка W ограничивается дрейфовой скоростью в полупроводниках $v_{EM} \approx 10^7$ см•с⁻¹, емкостью прибора и предельной плотностью протекающего через него тока j_M . Время установления импульса напряжения U на нагрузке R_n диода определяется соотношением

$$t_y = \frac{W}{v_{EM}} + \frac{2,2 \cdot C \cdot U}{j_M \cdot W}$$

Из соотношения следует, что увеличение амплитуды напряжения на нагрузке диода приводит к уменьшению быстродействия.

Варакторные диоды. Диоды с управляемой с помощью напряжения обратного смещения емкостью (рисунок 48б) называют варикапами. Варикапы сверхвысокочастотного диапазона (СВЧ) с емкостью порядка десятых долей пикофарада называют варакторами. В варакторах используют *p-n*- или М-П-переходы, у которых $R \gg (\omega C)^{-1}$. Поэтому сопротивлением R в эквивалентной схеме, приведенной на рисунке 48а, пренебрегают. Значение емкости C изменяется обычно в пределах от 0,1 до 1 пФ, и ее зависимость от напряжения на переходе определяется отношением

$$C(U) = C(U_0) \left(\frac{U_K - U_0}{U_K - U} \right)^\gamma,$$

где $C(U_0)$ - значение емкости при известном напряжении U_0 ; U_K - контактная разность потенциалов; γ - показатель, зависящий от профиля легирования (для плавного, резкого и сверхрезкого p - n -переходов этот показатель соответственно $\gamma \approx 1/3$, $\gamma \approx 1/2$ и $\gamma \approx 1$, для барьера Шоттки $\gamma \approx 1/2$).

Инерционность варактора определяется постоянной времени $\tau_B = r_s C(U_0)$,

а предельную частоту (частоту отсечки) при которой добротность варактора, определяемая выражением $Q = [2\pi f C(U_0) r_s]^{-1}$ равна единице, находят из выражения: $f_c = (2\pi\tau)^{-1} = [2\pi r_s C(U_0)]^{-1}$

Варакторы могут быть использованы в качестве управляемых реактивных элементов в согласующих цепях на основе LC-фильтров или в кольцевых корректирующих цепях в качестве управляемых неоднородностей.

Настроечные диоды. Характеризуются добротностью Q и коэффициентом перекрытия по емкости $K_c = C_{\max}/C_{\min}$. От варакторов отличаются повышенной емкостью и коэффициентом перекрытия. Емкость настроечных диодов обычно не превышает 10 пФ, а коэффициент перекрытия - 10-12. В качестве настроечных диодов используют диоды с резким и сверхрезким p - n -переходами и GaAs-диоды с барьером Шоттки. Добротность GaAs-диодов выше, чем у кремниевых, и достигает значений Q - 500÷800.

Настроечные диоды могут быть использованы в цепях согласования импедансов, когда не требуется высокая скорость изменения их параметров, а также в фазовращателях, линиях задержки и в устройствах управления формой пикосекундных электрических сигналов.

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) при протекании прямого тока накапливают заряд. Когда напряжение изменяется на обратное, диод в течение короткого времени проводит ток в обратном направлении, а затем после экстракции заряда происходит резкая отсечка тока. ДНЗ относят к классу варакторных диодов и изготавливают на основе плавных p - n -переходов из Si или GaAs с относительно большим временем жизни неосновных носителей и со специальным профилем легирования в базе диода. При таком легировании инжектированные носители группируются вблизи p - n -перехода, что обуславливает ускорение процесса восстановления обратного сопротивления. ДНЗ используют в качестве формирователей импульсов. Потенциальное время выключения ДНЗ (время восстановления обратного сопротивления) составляет для кремниевых диодов 30 пс, для арсенид-галлиевых-10 пс.

Достигнуто время переключения 40-50 пс при амплитуде импульсов до 10 В.

Переключательные диоды. Основным отличием от других типов диодов является их способность изменять в широких пределах свое полное сопротивление на СВЧ в зависимости от полярности приложенного напряжения. В качестве переключательных диодов могут быть использованы специально сконструированные для этой цели диоды с p - n -переходом, диоды Шоттки и p - i - n -диоды. Последние из названных диодов представляют собой структуру, в которой между p - и n -слоями формируют слой с проводимостью,

близкой к собственной проводимости полупроводника (высокоомный i -слой). В качестве i -слоя используют полупроводник p -типа (π -слой) или n -типа (ν -слой), и диоды в этом случае имеют структуру p - ν - n или p - ν - n .

На низких частотах $f < f_\tau = 1/2\pi\tau$, где τ - время жизни неосновных носителей заряда, инжектированных в базу, $\tau \geq 0,01 \div 3$ мкс, p - i - n -диод ведет себя как диод с p - n -переходом. Вблизи частоты f_τ диод начинает вести себя как линейное резистивное сопротивление с небольшой нелинейной составляющей. На частотах, превышающих f_τ , диод представляет собой линейное резистивное сопротивление, управляемое током.

Полезным свойством p - i - n - диодов является то, что их паразитная емкость C мала и на частотах $f > f_\tau$ практически не зависит от режима смещения.

Переключательные диоды характеризуют параметром качества $K = Z_- / Z_+$, где Z_- и Z_+ - полные сопротивления диода в режимах обратного и прямого смещений. По параметру качества преимущество имеют p - i - n -диоды, у которых $K \geq 2000 \div 3000$, а по быстродействию - диоды Шоттки, у которых потенциальное эффективное время жизни носителей заряда составляет 5-10 пс.

Предельная рабочая частота p - i - n -диода ограничивается в основном его паразитными параметрами. При емкости диода $C = 0,015 \div 0,04$ пФ созданы устройства управления параметрами сигналов, работающие до 40-110 ГГц.

Рассмотренные диоды являются элементами выключателей, многоканальных переключателей, дискретно и плавно управляемых аттенуаторов, ограничителе, линий задержек и фазовращателей, а также импульсных схем цифровой обработки сигналов

Кремниевые p - i - n -фотодиоды (ФД). Фотодиод - это полупроводниковый диод, способный эффективно принимать оптическое излучение. Быстродействующие фотоприемники изготавливают на основе p^+ - ν - n^+ -структуры с высокой степенью легирования и способны принимать короткие оптические импульсы, видимой и инфракрасной части спектра с длиной волны $\lambda = 0,4 \div 1,5$ мкм. Диоды используются в режиме обратного смещения перехода. Потенциальное быстродействие (время нарастания) p - i - n -фотодиода составляет 0,5 нс.

Разновидностью кремниевого ФД является лавинный фотодиод (ЛФД). Эти диоды используются в режиме обратного смещения, близком к напряжению лавинного пробоя. При освещении в базе генерируются основные носители и происходит их лавинное размножение. Это размножение не сопровождается снижением быстродействия ФД.

Фотодиоды применяются в скоростных оптических линиях передачи информации, волоконных и атмосферных, со скоростью передачи более гигабита в секунду.

Полупроводниковые фотодиоды могут быть использованы в качестве быстродействующих оптоэлектронных ключей. При включении такой структуры в СВЧ-тракт и облучение его оптическими импульсами получены времена переключения в единицы пикосекунд. Частота следования

электрических импульсов в таких ключах может достигать нескольких гигагерц.

Кроме приведенного того, ФД могут быть использованы в устройствах с оптическим управлением параметрами пикосекундных электрических сигналов. Преимуществом таких устройств является гальваническая развязка между цепями передачи электрического сигнала и управляющих воздействий. В составе оптопар ФД могут быть использованы в цепях установки режимов полупроводниковых приборов по постоянному току, цепях синхронизации.

Лавинно-пролетные диоды (ЛПД). Принцип работы основан на процессе ударной ионизации, возникающей в сильных электрических полях и приводящей к лавинному размножению свободных носителей заряда. ЛПД работают в режиме обратного смещения при напряжении, близком к пробивному. Их изготавливают из Si или GaAs на основе $p-n$ [p^+-n-n^+ , n^+-p-p^+ , $p^+-p-n-n^+$ и т. п.) или М-П-переходов. Рассматриваемые диоды, включенные в колебательный контур (резонатор), способны работать в режиме автоколебаний, причиной возникновения которых является динамическое отрицательное сопротивление. Это сопротивление обусловлено запаздыванием лавинного тока примерно на $\pi/2$ относительно переменного напряжения. Запаздывание происходит из-за инерционности процесса образования лавины и определяется временем прохождения носителей заряда через пространство пролета.

ЛПД обеспечивают выходную мощность до десятков ватт в непрерывном режиме и до киловатта и выше в импульсном режиме. Они способны работать на частотах до 200 ГГц. По КПД эти приборы превосходят другие типы диодов.

Туннельные диоды (ТД). Принцип работы основан на перебарывании (туннелировании) сквозь потенциальный барьер основных носителей заряда - свободных электронов из n - в p -область. ТД изготавливают с использованием вырожденного полупроводника исключительно на основе $p-n$ -перехода с тонким запирающим слоем порядка 0,01 мкм.

ВАХ диода приведена на рисунке 49б. Прямая ветвь характеристики состоит из трех участков. Первый участок - от нуля до пикового тока $I_{\text{п}}$, второй участок - от пикового тока до тока впадины $I_{\text{в}}$, значение которого примерно на порядок меньше $I_{\text{п}}$. Второй участок обусловлен туннельным эффектом. Третий участок (выше $I_{\text{в}}$) называют диффузионной ветвью ВАХ.

Предельная частота, до которой ТД может быть использован в качестве генератора СВЧ-колебаний, с использованием обозначений на рисунке 48а определяется соотношением:

$$f_{\Gamma} = \frac{g_{\max}}{2\pi C} \sqrt{(1/r_s g_{\max}) - 1} \approx (2\pi C \sqrt{r_s / g_{\max}})^{-1}$$

где g_{\max} - максимальное значение модуля проводимости диода на втором участке ВАХ. Потенциальное время переключения ТД составляет 10^{-11} с, а достигнутое $1,5 \cdot 10^{-11}$ с. В пикосекундной импульсной технике ТД используются в генераторах перепада напряжения от 0 до 0,2-0,5В.

Диоды Ганна (ДГ). Принцип работы основан на эффекте междолинного переноса электронов, проявляющегося в однородных полупроводниках (GaAs или InP) под действием сильного поля с напряженностью выше критического значения. Диод Ганна - это объемный прибор с отрицательным динамическим сопротивлением, возникающим из-за разных скоростей дрейфа электронов в верхней и нижней долинах энергетической зоны проводимости полупроводника. Конструктивно этот диод представляет собой однородную пленку полупроводника с омическими контактами анода (А) и катода (К), рисунок 49а.

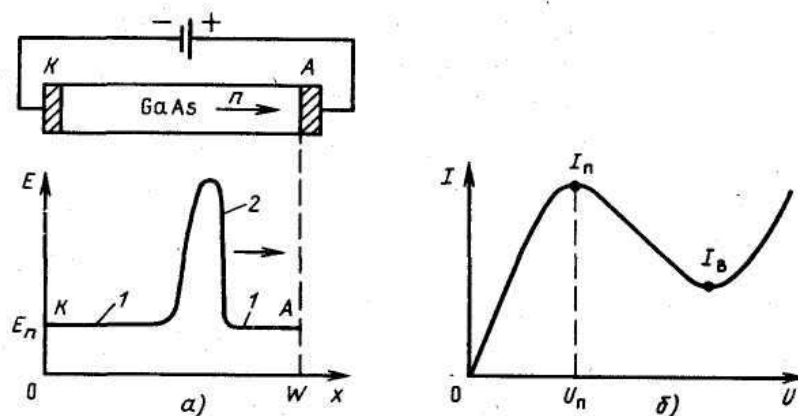


Рисунок 49. Распределение поля в структуре диода Ганна (а) и его вольтамперная характеристика (б)

Если напряженность поля ниже порогового $E < E_n$, то электрическое поле равномерно распределено по структуре диода и через него протекает постоянный ток. При $E > E_n$ распределение напряженности поля в структуре диода становится неоднородным, появляются области слабого (1) и сильного (2) полей. Область сильного поля называют доменом, который движется от катода к аноду. Неравенство $E > E_n$ определяет режим доменной неустойчивости ДГ. Процесс образования и движения домена от катода к аноду периодически повторяется. Период повторения равен отношению ширины базы к скорости дрейфа электронов: $T=W/v$

Диод Ганна является прибором, управляемым напряжением с *N*-образной ВАХ. Потенциальная минимальная длительность генерируемых этим диодом импульсов меньше 10пс и определяется при напряженности поля в полупроводнике более 20 кВ/см эффектом убегания электронов.

Лавинные S-диоды (ЛСД) представляют новый класс быстродействующих полупроводниковых приборов и предназначены для формирования больших перепадов тока. По совокупности параметров быстродействия и мощности ЛСД превосходят традиционно используемые проводниковые приборы.

ЛСД изготавливают на основе *p-n*-перехода, сформированного в высокоомных слоях GaAs, компенсированных примесями (Fe, Gr) с глубокими уровнями, и представляющего $\pi - \nu - n^+$ -структуру (рисунок 50а). Принцип работы диода основан на лавинном пробое $\pi - \nu$ -перехода в локальных местах (микроплазмах), определяющем участок на статической ВАХ (рисунок 50б) с

отрицательным дифференциальным сопротивлением. Выше этого участка (по оси ординат) наблюдается практически вертикальный второй участок ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением, обусловленный образованием и расширением токового шнура на всю площадь мезаструктуры. Далее следует омический участок, ток на котором ограничивается сопротивлением электронно-дырочной плазмы. На рисунке 50б обозначено: $U_{\text{п}}$ - напряжение пробоя диода; $U_{\text{ост}}$ - остаточное напряжение.

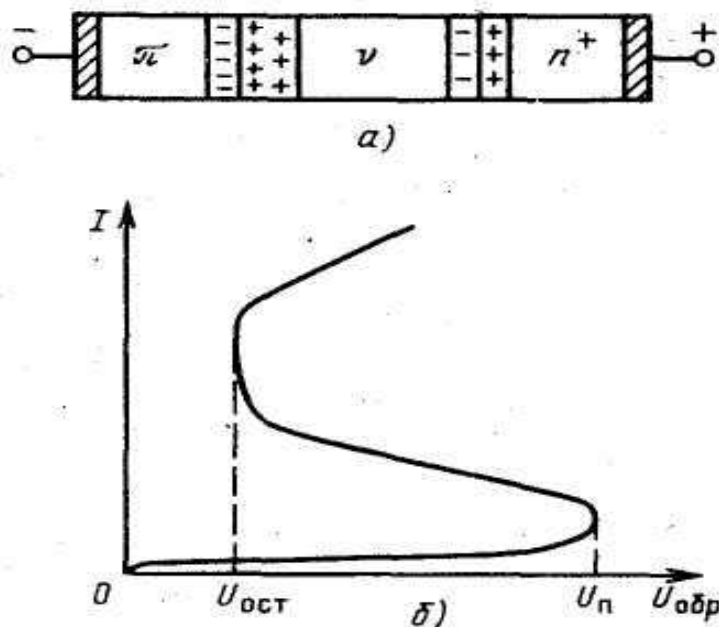


Рисунок 50. Структура (а) и вольт-амперная характеристике (б) лавинного S-диода

Фронт лавины носителей заряда распространяется через высокоомную базовую л-область со скоростью, в 2-7 раз превышающей предельную скорость дрейфа свободных носителей заряда в электрическом поле. Время переключения диода зависит от величины тока в импульсе и скорости изменения напряжения dU/dt на структуре полупроводника. При плотности тока в структуре полупроводника; $j > 10^4$ А/см² время переключения диода достигает $\tau_D = (0,1 \div 0,3) \tau_{\text{пр}}$, где $\tau_{\text{пр}}$ - время пролета носителей заряда через высокоомный слой с максимальной дрейфовой скоростью $v_{\text{ем}}$. При плотности тока $j \leq 4 \cdot 10^3$ А/см² время переключения $\tau_D = W/v_{\text{ем}}$ определяется толщиной W высоко-омного слоя (толщиной базы).

Собственное время переключения ЛСД в зависимости от параметров структуры полупроводника имеет значения 40-50пс. Напряжение переключения от 20-30 до 500-1000 В. В выключенном состоянии сопротивление диода $R_i > 10^9$ Ом, во включенном $R_i < 5$ Ом. Эти диоды способны коммутировать токи от 10^{-2} до 150 А. Предельная частота коммутации 10 МГц.

Дрейфовые диоды с резким восстановлением обратного напряжения.

Принцип работы основан на дрейфовом механизме восстановления обратного напряжения в процессе выхода p - n -перехода из состояния лавинного пробоя. Процесс ионизации возникает только тогда, когда скорость изменения приложенного к диоду напряжения dU/dt превышает некоторое критическое значение $U_{кр}(t) = U_0 + U(t)$, где U_0 – стационарное значение напряжения лавинного пробоя; $U(t)$ – линейно нарастающая составляющая напряжения. При высокой скорости нарастания напряжения амплитуда $U(t)$ может в 1,5-2 раза превышать значение стационарного напряжения пробоя.

В процессе восстановления обратного напряжения вначале из базы диода выносятся основная часть инжектированных прямым током носителей заряда. При этом остаточное напряжение на диоде меньше $0,1 U_0$. Затем происходит быстрое установление напряжения до U_0 за счет расширения области объемного заряда. Длительность времени установления зависит от скорости дрейфа основных носителей заряда в базе, обусловленного скоростью изменения приложенного напряжения $dU(t)/d(t)$. Дрейфовые приборы в схемах формирования сигналов используют в качестве диодных обострителей и выполняют на основе $p^+ - n - n^+$ -структуры. С использованием двухдиодных обострителей на нагрузке 50 Ом получены импульсы длительностью несколько наносекунд, с амплитудой 2 кВ и длительностью фронта 50 пс.

7.4 Интегральные микросхемы

К настоящему времени отечественными предприятиями и зарубежными фирмами выпускаются микросхемы различных серий. Однако большинство микросхем имеют низкое быстродействие и непригодны для пикосекундного диапазона. Для этого диапазона необходимы сверхскоростные интегральные схемы (ССИС), обладающие пикосекундными временами задержек распространения сигнала и гигагерцевыми полосами рабочих частот.

Элементной базой арсенид-галлиевых ССИС могут служить полевые транзисторы с затвором Шоттки, транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ-транзисторы) и генероструктурные, биполярные транзисторы (ГСБТ). Каждая элементная база таких ССИС имеет свои преимущества и недостатки по техническим характеристикам, а также свой уровень технологической освоенности. Например, логические вентили (элементарные логические схемы) на ПТШ, отличающиеся наибольшей простотой в технологической реализации, уступают по быстродействию трудоемким и дорогим вентилям на НЕМТ-транзисторах, которые экономичнее по потребляемой мощности, чем более перспективные по быстродействию вентили на ГСБТ. Технология изготовления вентиляей на ГСБТ значительно сложнее технологии изготовления вентиляей на НЕМТ-структурах. На рисунке 50 представлены области быстродействия и потребляемой мощности, достигнутые в вентилях реально существующих ССИС [1].

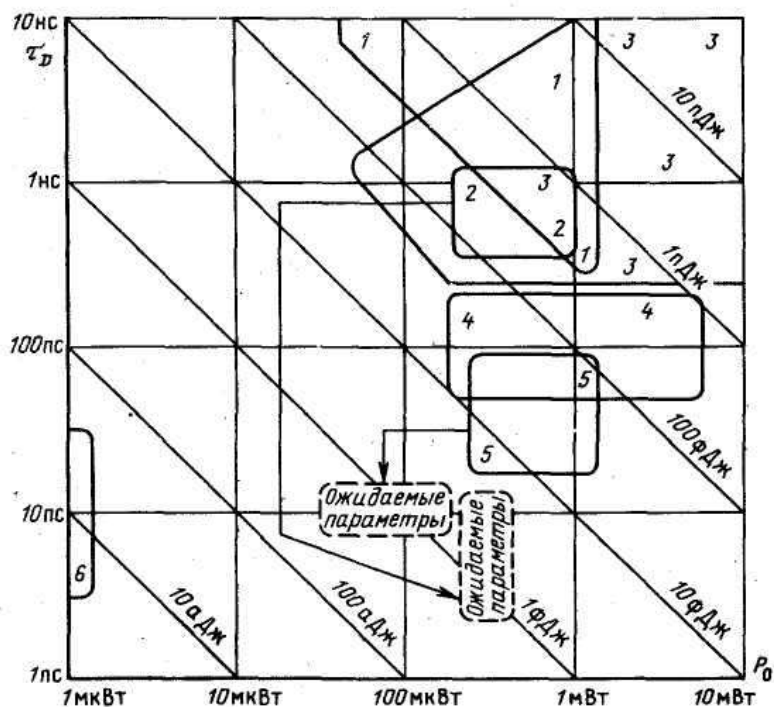


Рисунок 50. Параметры вентилях на основе:

- 1 - кремниевых полевых транзисторов; 2 - арсенид-галлиевых гетероструктурных биполярных транзисторов; 3 - кремниевых биполярных транзисторов; 4 - арсенид-галлиевых полевых транзисторов с затвором Шоттки; 5 - арсенид-галлиевых полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов; 6 - переходов Джозефсона

Для сравнения здесь приведены соответствующие области, типичные для вентилях на полевых и биполярных кремниевых транзисторах, а также на приборах с эффектом Джозефсона. По комплексу параметров арсенид-галлиевые ССИС цифрового и аналогового типа на основе нормально открытых ПТШ удовлетворяют требованиям создания в компактном исполнении устройств пикосекундной импульсной техники. Поэтому дальнейшее рассмотрение построения базовых узлов устройств регистрации формы коротких электрических сигналов проведено в основном на идеологии арсенид-галлиевых ССИС на ПТШ.

Логические схемы. Логические вентилях в базисах ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ получили наибольшее распространение в стандартных, полузаказных и заказных цифровых ССИС на арсенид-галлиевых ПТШ. Схемотехнически и конструктивно такие вентилях реализуются в виде трех базовых фрагментов и их модификаций (рисунок 51). Существует ряд иных реализаций логических вентилях, основанных на использовании сочетаний нормально открытых и нормально закрытых ПТШ. Такие вентилях выполняют по более сложной технологии, и, как правило, они предназначены для создания сверхбольших

интегральных схем (СБИС) средств вычислительной техники, так как отличаются минимальной потребляемой мощностью и малыми размерами. Поскольку согласование их выходных цепей с внешними низкоомными цепями осложнено причинами энергетического характера, то они не находят широкого применения. Не находят большого применения и логические вентили на дифференциальных каскадах, организованных по типу кремниевой ЭСЛ-логики. Причиной тому является неоправданно высокая потребляемая удельная мощность таких цифровых схем.

Вентиль на основе ПТШ (рисунок 51а) является наиболее быстродействующим вентилем, время задержки распространения сигнала которого $\tau_3 \leq 40$ пс.

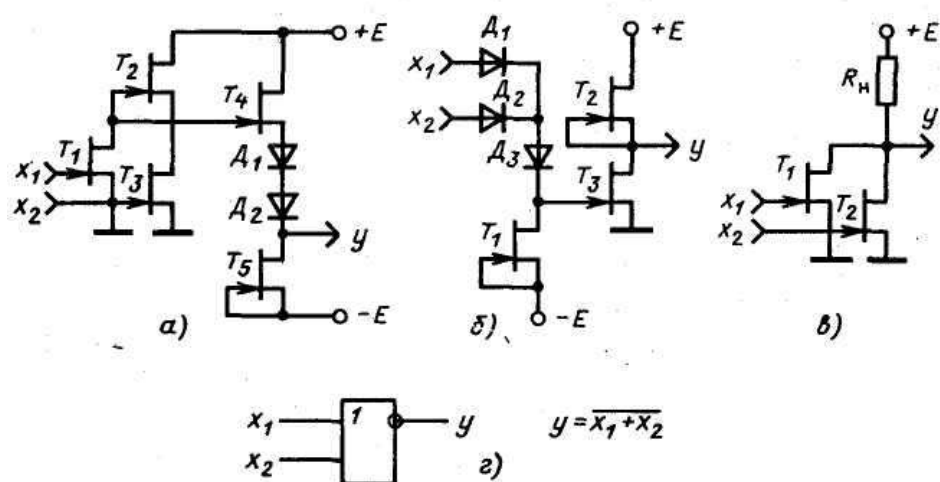


Рисунок 51. Логические вентили ИЛИ-НЕ:
 а - ЛБК; б - ЛДШ; в — ЛИС; г - условное обозначение

Его основной недостаток - большая потребляемая мощность ($P_0 = 5 \div 10$ мВт). Логические вентили на основе нормально открытых ПТШ и диодов Шоттки (ЛДШ) (рисунок 51б) по потребляемой мощности примерно в 5 раз экономичнее ЛБК, но имеют в 2 раза меньшее быстродействие. Логические вентили на нормально закрытых ПТШ (рисунок 51в) характеризуются самой низкой потребляемой мощностью ($P_0 \approx 50$ мкВт) при задержке сигнала, в 2-4 раза большей, чем у ЛБК, применяемых для сложных логических схем.

Логические вентили ЛДШ имеют в своем составе миниатюрные диоды Шоттки (примерно 2 мкм^2) для выполнения операции ИЛИ и для сдвига уровня входных сигналов. Функцию инвертора выполняет второй каскад. Логический вентиль с непосредственными связями (ЛИС) состоит только из нормально закрытых ПТШ и резистора, поэтому в нем не требуются цепи сдвига уровня напряжения. Крайне малая потребляемая мощность, простота схемы ЛИС позволяют создавать ССИС, содержащие более 10^4 вентилях в кристалле. Однако малые перепады логических уровней, снижающие

помехозащищенность схем, и повышенные задержки распространения сигналов ограничивают область применения ССИС на основе ЛИС.

Функциональные возможности рассматриваемых вентилей могут быть существенно расширены путем использования двухзатворных транзисторов. Например, ЛБК ИЛИ-НЕ (рисунок 51а) трансформируется в двухуровневый вентиль, выполняющий логическую функцию $y = x_1x_2 + x_3x_4$ (рисунок 52, а и б), а ЛДШ ИЛИ-НЕ (рисунок 51б) также трансформируется в двухуровневый вентиль, но с другой функцией $y = (x_1 + x_2)x_3x_4$ (рисунок 52, в и г).

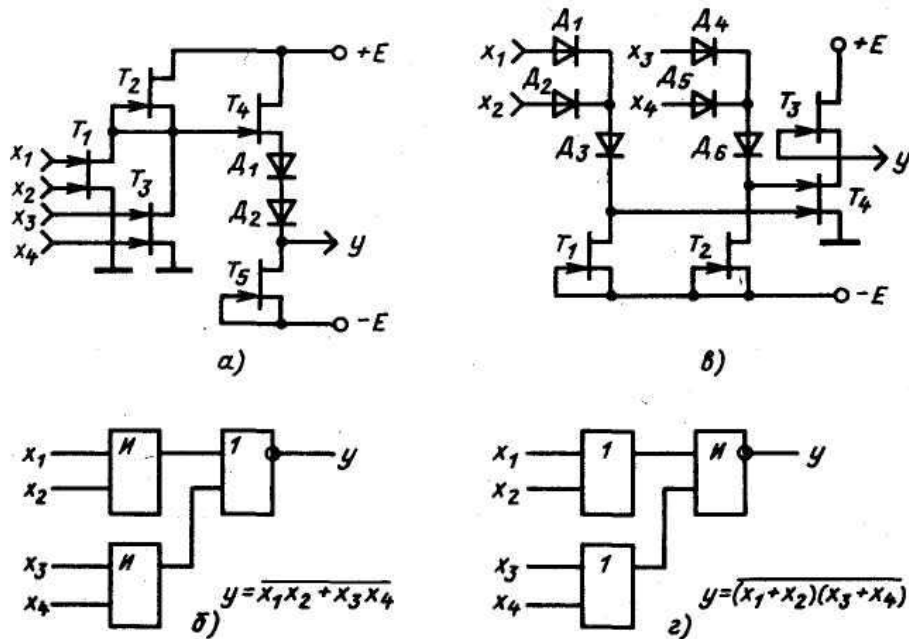


Рисунок 52. Двухуровневые логические вентили и их условные обозначения: а, б- ЛБК; в, г- ЛДШ

Вентиль ЛБК для конкретных случаев применения может быть оптимизирован по потребляемой мощности (рисунок 53а) или по быстродействию (рисунок 53б).

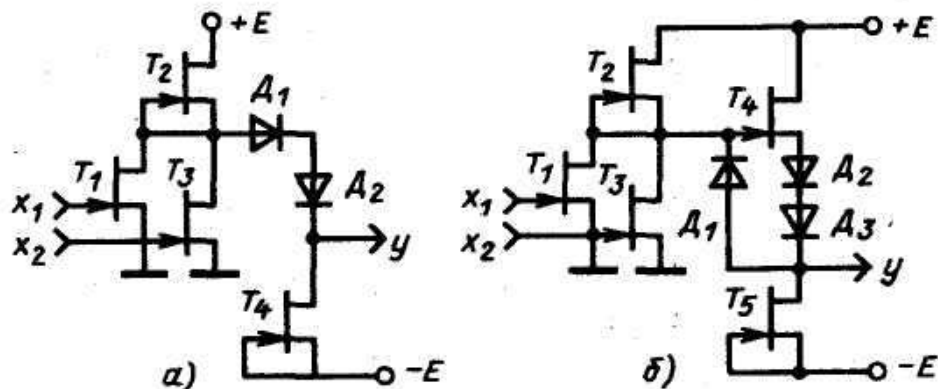


Рисунок 53. Оптимизация вентилей ЛБК по потребляемой мощности (а) и по быстродействию (б)

В первом случае исключение из схемы истокового повторителя - существенного потребителя мощности - приводит к уменьшению

потребляемой мощности. Во втором случае введение обратно-смещенного диода Шоттки с большой емкостью для высокочастотной коррекции выходного, сигнала несколько увеличивает топологические размеры вентиля.

Тактовые частоты базовых вентилях могут превышать 1 ГГц, а время перехода из одного логического состояния в другое может составлять менее 100 пс.

Триггерные схемы и генераторы стробирующих импульсов. Для построения быстродействующих схем управления и генераторов кроме элементарных логических схем требуются элементы памяти, осуществляющие хранение двоичной информации в течение требуемого времени.

На основе вентилях строятся триггеры - электронные схемы, имеющие два устойчивых состояния, которые устанавливаются при подаче соответствующей комбинации сигналов на управляющие входы триггеров. Помимо хранения информации многие типы триггеров осуществляют ряд других операций - сдвиг во времени, счет и др.

Простейшим триггером является *RC*-триггер, выполненный на основе логических элементов ИЛИ-НЕ (рисунок 54а). Здесь *S* и *R* - сигналы установки и сброса, а *Q* и \bar{Q} - прямой и инверсный выходные сигналы. Работа *RC*-триггера описывается характеристическим уравнением $Q^{n+1} = S + R\bar{Q}^n$, которое показывает, что установка триггера в состояние $Q^{n+1} = 1$ производится при $S = 1, R = 0$, а сброс в состояние $Q^{n+1} = 0$ при $S = 0, R = 1$. При $S = R = 0$ триггер работает в режиме хранения состояний либо $Q = 1$, либо $Q = 0$.

На рисунке 54б приведено условное обозначение *RC*-триггера, а на рисунке 54в - его схемная реализация на арсенид-галлиевых вентилях типа ЛБК. Математическое моделирование схемы триггера (при длине затвора ПТШ $l_3 = 0,8$ мкм) показало, что время задержки сигнала может быть менее 200 пс. Экспериментальные исследования ССИС, в состав которых входят *RC*-триггеры, подтверждают расчетные данные.

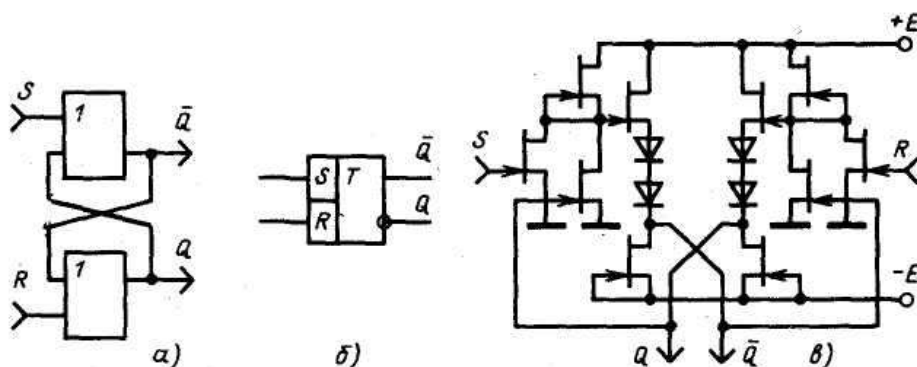


Рисунок 54. Структурная схема RS -триггера на элементах ИЛИ-НЕ (а), его условное обозначение (б) и принципиальная схема на вентилях ЛБК (в)

Структурная схема универсального D -триггера К6500ТТ, содержащего установочные (приоритетные) R - и S -входы, представлена на рисунке 55а, а его условное обозначение - на рисунке 55б. Этот триггер, тактируемый срезами синхронизирующего сигнала C , выполненный в базе трех схем ИЛИ-НЕ на арсенид-галлиевых вентилях типа ЛБК, способен работать на частоте более 1 ГГц при задержке сигнала менее 400 пс.

При соединении инверсного выхода \bar{Q} с информационным входом D триггер (рис. 8.26, а) выполняет функции деления частоты импульсов, поступающих на вход C , т. е. обращается в Т-триггер (рисунок 55в).

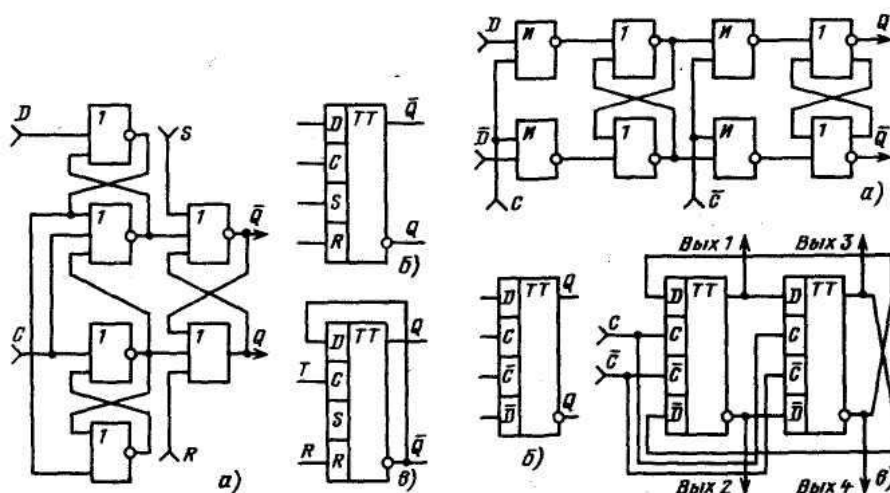


Рисунок 55. Структурные схемы двухступенчатых триггеров: а, б - D -триггер; в - Т-триггер

Устройства выборки и запоминания. Аналоговые ключи. Как было показано в разделе 5.2, временную дискретизацию аналогового сигнала с сохранением верхних частот его спектра можно осуществить путем применения устройства выборки-хранения или быстродействующих и точных аналоговых ключей.

По совокупности положительных качеств наибольшее распространение получили структуры аналоговых УВХ с малой постоянной времени цепи заряда запоминающего конденсатора. Среди таких структур УВХ разомкнутого типа занимают особое положение по быстродействию, так как в большей мере удовлетворяют условию $t_B / t_{xp\delta} \ll 1$, где t_B - время выборки; $t_{xp\delta}$ - время хранения с погрешностью δ .

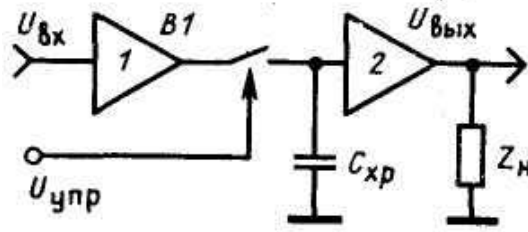


Рисунок 56. Упрощенная схема УВХ разомкнутого типа

В УВХ разомкнутого типа (рисунок 56) коммутирующий элемент является ключом напряжения, что и определяет его недостатки. Он должен быть рассчитан на коммутацию напряжения, равного полному размаху входного сигнала, а схема управления ключом должна обеспечивать еще больший перепад напряжения управления с короткими фронтами. При размахе входного сигнала ± 10 В построение высококачественного ключа напряжения является сложной задачей, поэтому УВХ разомкнутого типа имеют большое апертурное время и значительную (нескомпенсированную) погрешность переключения. В качестве коммутирующего элемента чаще всего используются мостовые схемы на диодах Шоттки.

Выражения для основных параметров схемы на рисунке 56 имеют вид:

$$t_B \approx \max\{\tau_{\delta B_1}, \tau_{\delta B_2}, \tau_{3\delta}\} + \tau_{\delta xp} + t_a;$$

$$t_{xp\delta} \geq \frac{C_{xp} \delta U_{вхmax}}{(U_{ВХmax} / R_{кл}) + I_{ВХБ_2} + I_{утк} + I_{абс}};$$

$$\tau_3 = (r_{кл} + r_{выхБ_1}) C_{xp};$$

$$\tau_{3\delta} \approx (U_{вх} C_{xp} / I_m) + \tau_3 \ln(1/\delta), I_m \leq I_{нБ_1},$$

где $U_{вхmax}$ - максимальное входное напряжение; $\tau_{\delta B_1}$ и $\tau_{\delta B_2}$ - время установления буферных усилителей; $\tau_{\delta xp}$ - время установления в режим хранения; t_a - апертурное время; $R_{кл}$ - сопротивление разомкнутого ключа; $r_{кл}$ - сопротивление замкнутого ключа; $r_{выхБ_1}$ - выходное сопротивление B_1 ; $I_{вхБ_2}$ - входной ток B_2 ; $I_{утк}$ - ток утечки разомкнутого ключа; $I_{абс}$ - ток абсорбции C_{xp} ; $I_{нБ}$ - максимальный ток нагрузки B_1 ; I_m - максимальный ток перезаряда C_{xp} ; $C_{кл}$ - проходная емкость ключа.

Из выражений следует, что для обеспечения большого значения $t_{хрб}$ требуется большее значение $C_{хр}$, с другой стороны, $C_{хр}$ не может быть произвольно увеличена, так как за этим следует увеличение t_B и снижение частоты дискретизации. Пути же уменьшения $\tau_{3\delta}$ за счет уменьшения $r_{кл}$ и $r_{вых}$

бы ограничены свойствами элементной базы также, как и пути увеличения t_{xp} за счет уменьшения $I_{вхБ2}$, $I_{гтк}$, $I_{абс}$ и увеличения $R_{кл}$. Если не снижать требований к динамическому диапазону УВХ, т. е. не уменьшать $U_{вхmax}$, то остаются варианты увеличения отношения $t_{xp} \delta/t_B$ за счет схемотехнической оптимизации УВХ, надлежащего выбора элементной базы и технологии изготовления устройства в целом. Многолетняя практика создания сверхскоростных УВХ показала состоятельность разработок таких устройств в монолитном интегральном исполнении на основе арсенид-галлиевых ПТШ и ДШ.

На рисунке 57 представлена структурная схема УВХ разомкнутого типа на основе монолитной арсенид-галлиевой ИС. В ней использован диодно-мостовой ключ (ДМК), управляемый токами трех транзисторных генераторов стабильного тока $ГТ_1$, $ГТ_2$ и $ГТ_3$ посредством переключателя тока на транзисторной паре T_1 и T_2 . В схеме УВХ реализуется режим полного заряда накопительной емкости C_{xp} , обеспечивающий коэффициент передачи, близкий к единице. Для уменьшения входной емкости между ДМК и источником сигнала включен первый буферный каскад B_1 в целях обеспечения малой погрешности в режиме *Хранение* между C_{xp} и нагрузкой Z_n включен второй буферный повторитель напряжения B_2 .

УВХ работает следующим образом. В исходном состоянии сигналами с выхода формирователя импульсов управления (*RS*-триггер и вентиль НЕ на базе ЛБК формируют парафазный сигнал $U_{стр}$ и $\overline{U_{стр}}$ закрыт T_2 и открыт T_1 , в результате чего образуется сквозной канал токов генераторов $ГТ_1$ и $ГТ_2$ через T_1 причем ток $ГТ_2$ протекает через диодную цепочку D_1 - D_4 , образуя два симметричных относительно нулевой шины напряжения, запирающие ДМК. УВХ находится в состоянии (режиме) «Хранение». Режим «Выборка» наступает при воздействии парафазных сигналов в противоположном сочетании их номерности. При этом на время выборки T_1 закрывается, а T_2 открывается. Токи $ГТ_1$ и $ГТ_2$ протекают через T_2 , причем через каждую ветвь ДМК протекают равные токи. ДМК открывается, входной сигнал через B_1 и ДМК заряжает C_{xp} (максимальный ток перезаряда I_m не превышает ток $ГТ_1$). УВХ находится в режиме выборки до тех пор, пока полярность напряжений $U_{стр}$ и $\overline{U_{стр}}$ не изменится.

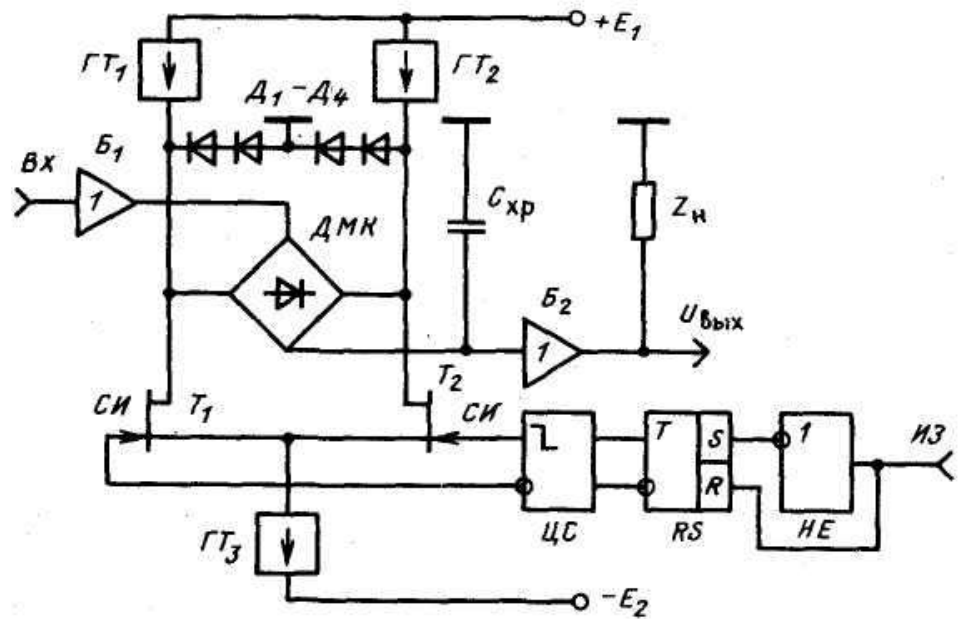


Рисунок 57. Структурная схема УВХ разомкнутого типа с ДМК

В таком УВХ из-за отсутствия сверхширокополосных операционных усилителей с малым временем установления τ_s используются истоковые повторители в качестве буферных каскадов B_1 и B_2 , а для устранения несоответствия логических уровней RS-триггера с уровнем управления токовыми ключами T_1 и T_2 используются также истоковые повторители с диодными цепочками сдвига уровней (ЦС) на определенное значение постоянного напряжения.

УВХ, выполненное в виде кристалла арсенид-галлиевой ССИС размерами 2x2 мм, размещенного на микрополосковой плате, имеет следующие типичные параметры: максимальная частота стробирования 1 ГГц; время выборки - менее 0,5 нс; время хранения при $\delta < 0,03$ - более 100 нс; максимальное входное напряжение - не менее $\pm 1,5$ В; коэффициент передачи на нагрузку 50 Ом - более 0,4; напряжение источников питания $E_1 = +5$ В и $E_2 = -5$ В; потребляемая мощность - менее 1 Вт.

Компараторы напряжения. Компараторы напряжения (КН) относятся к сравнивающим устройствам. Они имеют дифференциальный аналоговый вход, цифровой выход и используются для сравнения двух аналоговых значений напряжения, поступающих на выход. В зависимости от разностных входных напряжений компаратор на выходе формирует логический сигнал с уровнем логического нуля ($U_{\text{вых}}^{(0)}$) либо логической единицы ($U_{\text{вых}}^{(1)}$). Эти свойства КН используются в схемах регистрации формы коротких однократных импульсов, для выделения части этого сигнала над уровнем шумов или над пьедесталом.

КН по особенностям функционирования подразделяются на стробируемые и нестробируемые, а по назначению - на компараторы общего применения, прецизионные и быстродействующие. В регистраторах

требуются сверхбыстродействующие компараторы с временем переключения пикосекундного диапазона. Компараторы являются ключевыми функциональными узлами в АЦП. Они определяют такие параметры АЦП, как минимальная погрешность квантования, погрешность смещения нуля, нелинейность, максимально достижимые частота дискретизации и полоса преобразуемого сигнала, а также максимальное значение входного сигнала. Нестробируемые КН, как было отмечено выше, выполняют главную роль в пороговых дискриминаторах схем управления регистраторов.

КН характеризуют следующие основные параметры:

1) разрешающая способность (чувствительность) - минимальная разность входных аналоговых сигналов, которая может быть зафиксирована на выходе КН в виде цифрового сигнала заданных логических уровней;

2) гистерезис - разность напряжений срабатывания КН при переходе из состояния ($U_{вых}^{(0)}$) в состояние ($U_{вых}^{(1)}$), и наоборот;

3) динамический диапазон входного сигнала - диапазон изменения синфазных напряжений на входах КН, в котором сохраняется нормальная его работоспособность;

4) время задержки распространения (переключения) – интервал времени с момента подачи на вход КН скачка (перепада) напряжения до момента, когда уровень выходного напряжения достигает соответствующего логического уровня.

В симметричной схеме ДУ без частотно-зависимых обратных связей гистерезис отсутствует. Причиной появления гистерезиса служит введение в КН в качестве оконечных каскадов регенеративных схем (триггеров и других устройств на их основе) для формирования выходных сигналов нормированных уровней с крутыми фронтами. Такие каскады вносят вклад в общую задержку распространения в виде некоторой учитываемой постоянной величины, однако гистерезис полезен, когда следует избежать неоднозначности срабатывания КН в зоне неопределенности при сложных и шумоподобных сигналах.

Сложности реализации высококачественных нестробируемых КН особо проявляются тогда, когда КН предназначается для обработки импульсных сигналов с высокой скоростью изменения формы (20 ГБ/с и более).

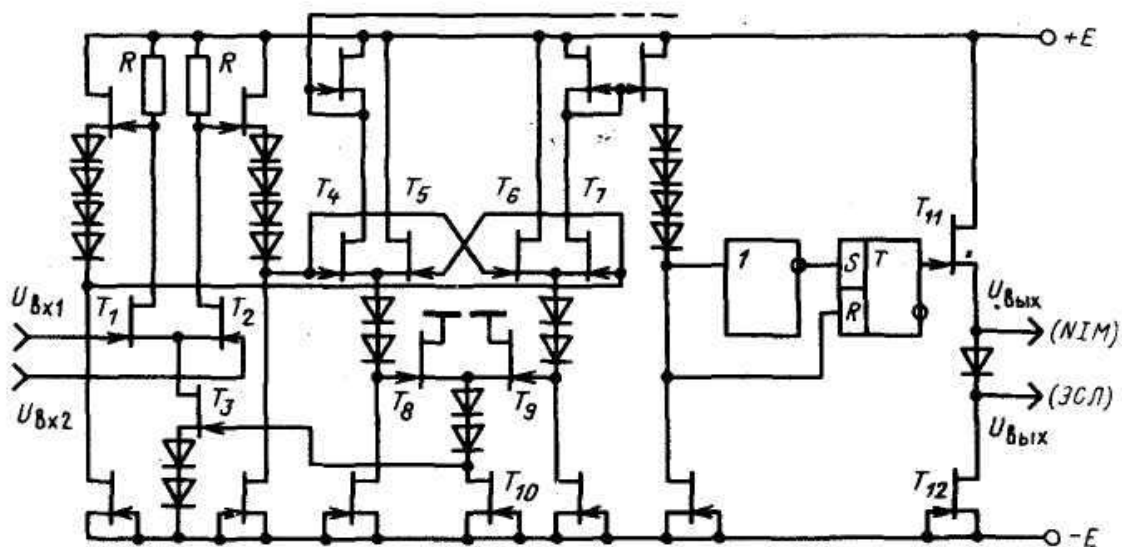


Рисунок 58. Принципиальная схема нестробируемого компаратора напряжения

На рисунке 58 представлена упрощенная принципиальная схема монолитного арсенид-галлиевого КН на ПТШ. В ней использованы нормально открытые транзисторы с напряжением отсечки - 1 В и объемные пленарные арсенид-галлиевые резисторы. Компаратор обладает чувствительностью порядка 30 мВ, временем задержки не больше 800 пс, входной диапазон напряжений превышает $\pm 1,5$ В при ослаблении синфазных сигналов на $60 \div 80$ дБ.

Входной дифференциальный каскад на транзисторах T_1 и T_2 управляется по выходному синфазному напряжению с помощью транзистора T_3 . Каскад имеет невысокий коэффициент усиления ($K \approx 6$), но в широком диапазоне частот ($f_b > 4,3$ ГГц) и с большим запасом по фазе ($\varphi \leq 60^\circ$). Подавление синфазной составляющей сигнала невелико (30 дБ). Второй каскад ДУ, выполненный на двух идентичных разностных усилителях с динамической нагрузкой, выделяет в истоковых цепях усилительных транзисторов T_4 - T_7 с помощью суммирующего истокового повторителя на транзисторах T_8 - T_{10} ослабленную синфазную составляющую входных сигналов $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ и подает в качестве сигнала ООС напряжение на затвор транзистора T_3 . Благодаря работе цепи отрицательной обратной связи по синфазному сигналу достигается $K_{ОСС} \approx 90$ дБ. генераторов осуществляются за счет компенсации от стоковых токов T_5 и T_6). Сигнал, полученный с ДУ, окончательно формируется RS-триггером со схемой управления (вентиль НЕ) и мощным выходным истоковым повторителем на транзисторах T_{11} T_{12} .

В основу стробируемых компараторов напряжения, как правило, положен принцип двухступенчатого усиления (предварительное усиление с подавлением синфазного сигнала и окончательное усиление с насыщением на триггерных схемах, где цепь петлевого усиления прерывается на период

отсутствия стробирующих импульсов). При этом достигается высокий коэффициент усиления дифференциального сигнала при исключении самовозбуждения схемы, компарированный сигнал запоминается до прихода следующего стробирующего импульса, что необходимо для преобразования кодов в АЦП.

Аналого-цифровые преобразователи Большое внимание уделяется созданию быстродействующих АЦП. Самыми быстродействующими являются АЦП с параллельной архитектурой. Преобразователи этого типа осуществляют квантование сигнала в выборке с помощью набора стробируемых КН, включенных параллельно источнику сигнала (Рисунок 59). Пороговые уровни компараторов устанавливаются с помощью резистивного делителя в соответствии с двоичной шкалой квантования. При подаче стробирующего импульса на такой набор компараторов на выходах последних получают квантованный сигнал, который с выходов компараторов подается на шифратор, где происходит преобразование в стандартный двоичный код. С выхода шифратора сформированный код подается на выходные каскады, где вырабатываются цифровые сигналы стандартного логического уровня. Такая простая структура АЦП, выполненного на основе арсенид-галлиевой технологии, позволяет достичь тактовой частоты 3 ГГц при разрешающей способности 4 бит.

Однако объем элементов в схеме приблизительно удваивается с добавлением каждого нового разряда, что в общем ограничивает число последних. Обычно оно не превышает $N = 6 \div 8$. Число компараторов в параллельном АЦП $K_k = 2^N - 1$, т. е. при $N = 6$ необходимо иметь набор из 63 КН, а при $N = 8$ необходимо 255 КН. Число эталонных резисторов в делителе опорного напряжения $K_R = 2^N$. Эти обстоятельства усложняют реализацию широкополосной аналоговой части многоразрядного параллельного АЦП из-за внесения паразитных емкостей.

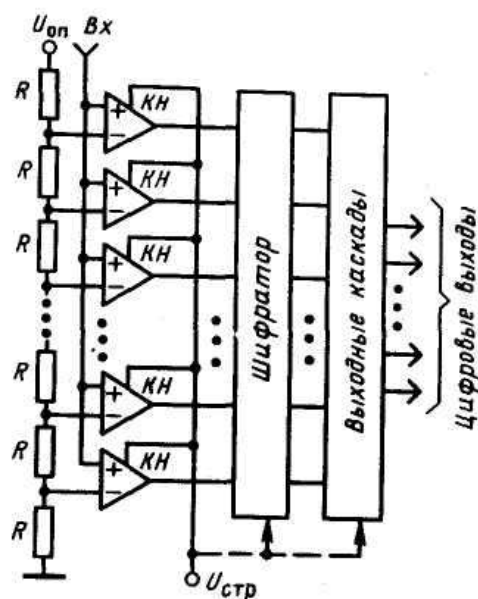


Рисунок 59. Обобщенная схема параллельного АЦП

Следует отметить, что к настоящему времени пока отсутствуют отечественные сверхбыстродействующие АЦП с высокой разрешающей способностью (более 4 бит) для создания регистратора формы коротких импульсов с прямой организацией выборок

7.5 Пассивные элементы

Резисторы. Типы этих элементов и способы их реализации определяются конструкторско-технологическими особенностями устройств, в которых они используются. В монолитных ИС резисторы изготавливают на арсенид-галлиевой подложке, на которой формируют изолированную область резистивного материала с двумя омическими контактами. В качестве резистивного материала используют либо арсенид галлия, либо специально наносят на него пленку металлического сплава (нихрома или другого материала). Для GaAs поверхностное сопротивление обычно составляет 5000 Ом/□ и для напыленных резисторов 100 Ом/□. Минимально допустимые размеры резисторов 10 мкм.

Толщина напыленных слоев очень мала и составляет примерно 15 нм, поэтому плотность тока ограничивается соответствующей шириной элементов. При больших токах, протекающих через резисторы, возникает проблема отвода тепла.

В монолитных ИС в качестве резистивного элемента используют также канал полевого транзистора, замыкая затвор с истоком или затвор со стоком.

В гибридных ИС (в полосковых конструкциях) резисторы изготавливают с использованием толстопленочной или тонкопленочной технологии. В первом случае резистивную пасту наносят на керамику типа 22ХС, во втором резистивный материал напыляют в вакууме на поликор, ситалл или другие керамические материалы. Используют также навесные ЧИП резисторы, специально созданные для планарного монтажа или предназначенные для объемного монтажа. Если размеры резистора много меньше наименьшей длины волны рабочего диапазона, то его считают сосредоточенным элементом, в противном случае - распределенным. Пленочные ЧИП резисторы, имеющие обычно прямоугольную форму, с размерами до $l \leq 1$ мм используют в диапазоне частот до 18 ГГц. Наименьшую широкополосность из всех названных элементов имеют навесные резисторы, особенно с большой рассеиваемой мощностью.

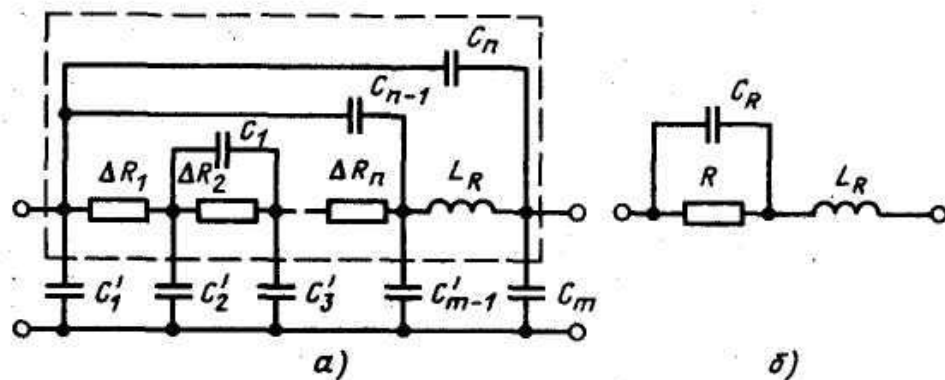


Рисунок 60. Эквивалентные схемы полоскового (а) и навесного (б) резисторов

Эквивалентная схема пленочного резистора на СВЧ с учетом неоднородности структуры резистивной пленки приведена на рисунке 60а, где C_n - составляющие распределенной шунтирующей емкости; L - паразитная индуктивность. Собственно резистор на этом рисунке обведен пунктирной линией. Упрощенная эквивалентная схема пленочного резистора приведена на рис. 4.12 рисунке 60б. Эта же схема может быть использована для навесного резистора. Если выполняется **неравенство** $R < p_R$, где $p_R = \sqrt{L_R/C_R}$ - характеристическое сопротивление эквивалентной схемы резистора (рисунок 60б, то в области частот до $\omega = (0,2 - 0,3)/\sqrt{L_R C_R}$ резистор считают низкоомным и емкость C_R можно не учитывать. При $R > p_R$ резистор считают высокоомным, и в этой же области частот можно не учитывать паразитную индуктивность. Пленочный резистор, выполненный на керамической (или другой) подложке, или навесной резистор, размещенный на ней, уже не являются двухполюсными элементами из-за паразитных шунтирующих емкостных (C'_m) связей между резистором и экраном подложки или корпусом ИС. Для уменьшения величины шунтирующих емкостей увеличивают толщину подложки или высоту корпуса ИС (что не всегда возможно) или формируют окна в экранной металлизации под резистором.

Индуктивные элементы. Эти элементы используют в согласующих и корректирующих цепях пикосекундных ИС, а также в цепях установки режимов полупроводниковых приборов по постоянному току. В качестве индуктивных элементов используют плоский и цилиндрический проводники, круглые и квадратные петли, плоские круглые, треугольные и квадратные спирали, а также отрезки несимметричной линии передачи с высоким волновым сопротивлением, реализующие названные формы или выполняемые на основе структуры типа "меандр".

Особенно трудной является задача изготовления элементов с достаточно большой индуктивностью в монолитных ИС. В целях экономии места используют планарные спиральные катушки индуктивности. В гибридных ИС для повышения индуктивности используют конструкцию типа "гармошка", в

которой последовательно соединенные и сформированные на ленточном гибком диэлектрике спиральные индуктивные элементы складывают в пакет, представляющий преобразование пленарной конструкции в объемную. Тем не менее с учетом крайне широкого спектра пикосекундных сигналов такие катушки, используемые, например, в качестве дросселей в цепях питания полупроводниковых приборов, не обеспечивают требуемый коэффициент перекрытия по частоте, определяемый значениями $K_{f_{в}, f_{н}} = f_{в}/f_{н} = 10^4 - 10^8$.

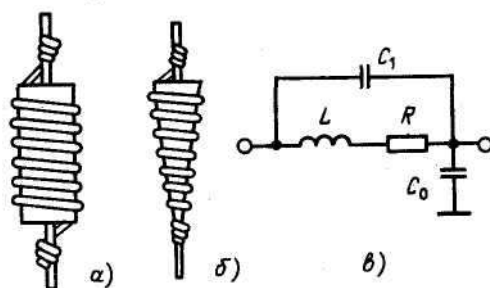


Рисунок 61. Цилиндрический (а), конический (б) навесные дроссели с однослойной намоткой проводника и их эквивалентная схема (в)

Кроме планарных спиралей в качестве дросселей в гибридных ИС используют однослойные катушки индуктивности (рисунок 61, а, б), намотанные на цилиндрическое или коническое основания из феррита или диэлектрика. Эквивалентная схема таких катушек, представляющих спиральную линию передачи, изображена на рисунке 61в, на котором обозначено: C_1 - паразитная проходная межвитковая емкость, отнесенная к единице длины линии; L - индуктивность единицы длины линии; C_0 - емкость между спиральной линией и общим проводником, отнесенная к единице длины линии; R - сопротивление потерь на единицу длины линии. Это сопротивление определяется потерями, обусловленными скин-эффектом, омическими потерями в проводнике катушки, потерями на излучение и т. п.

При установке режимов полупроводниковых приборов по постоянному току обычно один вывод дросселя подключают к источнику питания, а другой в тракт передачи сигнала, в котором увеличивается значение шунтирующей емкости. В связи с этим стремятся повысить входное сопротивление дросселя путем уменьшения диаметра сердечника и диаметра провода катушки. Например, у дросселей, верхние рабочие частоты которых превышают 10 ГГц, диаметр сердечника обычно не больше 0,5мм, а диаметр провода 0,05мм. Если верхняя рабочая частота составляет 18 ГГц, то диаметр цилиндрического сердечника катушки равен 0,25мм, а диаметр провода 0,025мм [63]. Столь малый диаметр провода вступает в противоречие между требованиями к широкополосности и к пропусканию дросселем достаточно больших токов (для ПТШ примерно 0,05-0,2 А). Определенным компромиссом в этом случае является использование в дросселях конических сердечников. Основным фактором ограничения полосы рабочих частот дросселей являются

последовательные резонансы (параллельные резонансы допустимы и в полосе рабочих частот). На этих частотах входное сопротивление дросселей и развязка (затухание между соседними цепями, разделяемыми дросселем) уменьшаются, а потери, вносимые дросселем в тракт передачи сигнала, увеличиваются. Коэффициент перекрытия по частоте спиральных дросселей с однослойной намоткой не превышает 10^3 .

В некоторых случаях удовлетворительные результаты могут быть получены при использовании конструкций дросселей, состоящих из последовательно соединенных стандартного дросселя, например типа ДМ, и дросселя, выполненного на основе ферритового кольца с внешним диаметром не более 3-5мм и однослойной, как минимум двухсекционной, намоткой.

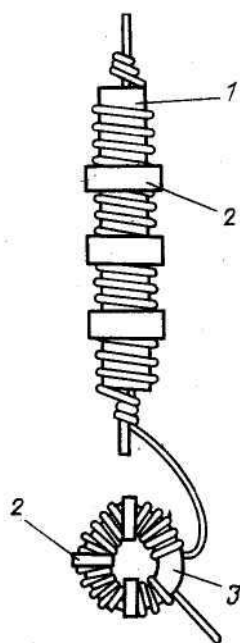


Рисунок 62. Дроссель с повышенным коэффициентом перекрытия

Такие дроссели, использованные в пикосекундных усилителях обеспечивают коэффициент перекрытия по частоте примерно 10^5 и вносимые потери в стандартный СВЧ-тракт с волновым сопротивлением 50 Ом - 0,3-0,4 дБ на частотах до 10 ГГц. Частоты последовательных резонансов таких дросселей можно сдвинуть в область низких частот путем соединения с общим проводником ("землей") через резистивную цепь и небольшую разделительную емкость (несколько десятков пикофард) общей точки связи цилиндрического и кольцевого дросселей.

Конденсаторы. Конденсаторы в устройствах пикосекундной импульсной техники используют в качестве элементов, формирующих, корректирующих, согласующих цепей, а также накопительных, разделительных и блокировочных элементов и т.п. Из-за широкого спектра частот необходимы конденсаторы с номинальными значениями емкостей от десятых и даже сотых долей пикофарды до единиц, десятков или сотен микрофард. Столь широкий

диапазон номиналов конденсаторов определяет особенности их изготовления и совместимость с другими элементами в плоских и объемных конструкциях ИС.

В монолитных ИС в качестве конденсаторов, кроме МДМ-структуры (металл-диэлектрик-металл), используют обратносмещенные $p-n$ и М-П-переходы, МДП- и МОП-структуры. Емкость таких конденсаторов обычно не превышает десятков, реже сотен пикофард. Недостатком конденсаторов, использующих полупроводниковые структуры, является зависимость их емкости от приложенного напряжения.

В гибридных ИС используют конденсаторы, образуемые полосковыми проводниками или контактными площадками с экранной металлизацией подложки, а также двумя полосковыми проводниками, разделенными диэлектрической пленкой. Кроме того, используют навесные элементы - это в основном ЧИП конденсаторы типа К10-9, К10-17, К10-42, К10-50 и т.п. Внешне такие конденсаторы представляют собой миниатюрные керамические параллелепипеды, торцы которых металлизированы и облужены. Если размеры конденсаторов малы по сравнению с наименьшей длиной волны рабочего диапазона частот, то для них может быть использована упрощенная эквивалентная схема [1] из сосредоточенных элементов C , $R_{\text{п}}$, $L_{\text{к}}$ (рисунок 63), где C - емкость конденсатора; $R_{\text{п}}$ - сопротивление потерь, определяющее добротность конденсатора $\theta_c = 1/\omega CR_{\text{п}}$; $L_{\text{к}}$ - паразитная индуктивность выводов и других элементов в зависимости от конструкции конденсатора.

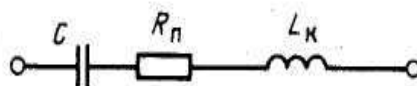


Рисунок 63. Эквивалентная схема конденсатора с сосредоточенными параметрами

Конденсаторы с большими значениями емкостей (используемые обычно в разделительных и блокировочных цепях) имеют и относительно большие размеры. В тракте передачи сигнала они представляют существенную неоднородность для токов СВЧ и не являются сосредоточенными элементами. Например, оксидно-полупроводниковый конденсатор (типа К53, К52 с емкостью десятки-сотни микрофард), конструкция которого представляет собой цилиндрический корпус-стакан с аксиальными выводами, образует с корпусом устройства ступенчатую линию передачи (три отрезка линии) с волновыми сопротивлениями $p_{\text{в}}$ и $p_{\text{к}}$. Здесь $p_{\text{в}}$ относится к линиям, образованным выводами, а $p_{\text{к}}$ - к линии передачи, образованной корпусом конденсатора, шунтированной с одним из выводов емкостью малого размера (например, типа К10-9).

При грамотном использовании оксидно-полупроводниковых конденсаторов с емкостью вплоть до сотен микрофард потери, вносимые

ими, могут быть доведены до значений 0,15-0,25 дБ при верхних граничных частотах не менее $f_{\text{в}} = 1 \text{ ГГц}$

Основной конструкцией конденсатора, совмещаемой с полосковыми элементами гибридных ИС, являются ЧИП конденсаторы, представляющие собой пакет керамических пластин с электродами и торцовой металлизацией. В этих конденсаторах достигается определенный компромисс между габаритными размерами и величиной номинальной емкости, а ограничение полосы рабочих частот связано с потерями в керамических пластинах и омическими потерями в обкладках (электродах). Такие конденсаторы включают в передающем тракте обычно в разрыв полосковой линии передачи (рис. 4.19), в которой конденсатор представляет неоднородность, определяющую дополнительные, кроме названных, причины ограничения полосы рабочих частот. При исследовании конденсаторов типа К10-9 с емкостью 0,1 мкФ и габаритными размерами 1,5x2x5мм наименьшие потери наблюдались в случае одинаковых длин конденсатора и разрыва полосковой линии (под конденсатором). Кроме того, установка конденсатора, при которой его электроды перпендикулярны к подложке, приводит к дополнительному уменьшению потерь. В обоих случаях это обусловлено определенным приближением к оптимальному соотношению скоростей синфазных и противофазных волн.

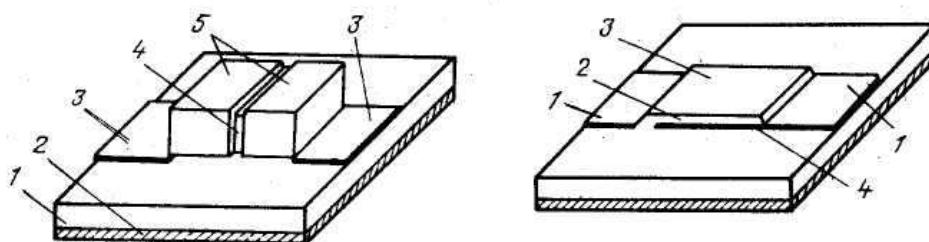


Рисунок 64. Керамический конденсатор, включенный в разрыв полосковой линии передачи: 1 - диэлектрическая подложка; 2 - экранная металлизация подложки; 3 - полосковая линия; 4 - собственно керамический конденсатор; 5 - экранная металлизация конденсатора

Линии передачи. В гибридных и монокристаллических ИС пикосекундной импульсной техники используют одиночные и связанные микрополосковые линии передачи (МПЛ) - это несимметричные и симметричные полосковые линии, копланарные и щелевые линии. Наибольшее распространение в настоящее время получили несимметричная одиночная (рисунок 65а) и несимметричные связанные (рисунок 65б) линии.

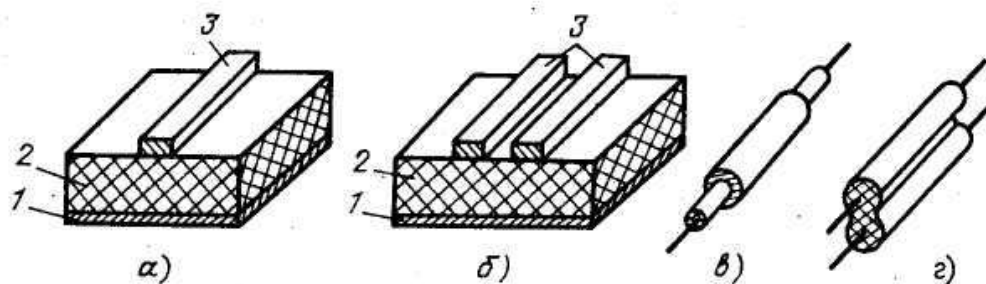


Рисунок 65. Линии передач *а* - несимметричная полосковая; *б* - связанные полосковые; *в* - коаксиальная; *г* – двухпроводная

Назначение элементов 1-3 на этих рисунках такое же, как и у одноименных элементов на рисунке 64. Большое внимание уделяется разработке новых структур передающих МПЛ, среди которых интерес представляет унипланарная структура, являющаяся комбинацией копланарных и щелевых линий, расположенных на одной стороне подложки и связанных между собой перемычками с воздушным зазором. В таких структурах отпадает необходимость в изготовлении сквозных. Кроме МПЛ в гибридных ИС и в устройствах с навесным монтажом используют малогабаритные гибкие коаксиальные кабели (рисунок 64в) и двухпроводные линии передачи с фторопластовой изоляцией (рисунок 64г). На основе этих линий и магнитопроводов трубчатых или кольцевых изготавливают трансформаторы напряжений, пассивные инверторы, устройства суммирования мощности сигналов. отверстий для соединения активных элементов ИС с плоскостью заземления.

На основе линий передачи изготавливают индуктивные и емкостные элементы, звенья задержки, функциональные устройства с направленными свойствами передачи сигналов. Экспериментальные исследования показывают, что такие устройства при двухстороннем согласовании обеспечивают удовлетворительные результаты при работе с импульсными сигналами с фронтом до 50 пс и с длительностью до 200 нс.

Наибольшая длина описанных микрополосковых, коаксиальных и двухпроводных линий составляет единицы миллиметров в монолитных ИС, единицы сантиметров в гибридных ИС и примерно 10-20см в устройствах с навесным монтажом. При таких размерах проявляются искажения пикосекундных сигналов из-за потерь в линиях и дисперсии групповой задержки. Поэтому передача пикосекундных сигналов на большие расстояния или построение линий с большой величиной задержки могут быть осуществлены на основе сверхпроводящих кабелей. Могут быть использованы и волоконно-оптические линии после соответствующего преобразования электрических сигналов.

7.6 Быстродействующие усилители импульсных сигналов

Быстродействующие усилители являются одними из основных функциональных звеньев практически любой системы приема, обработки и регистрации формы сигналов. Для этих систем разработаны усилители пикосекундного диапазона с диапазоном рабочих частот от постоянного тока или единиц-десятков килогерц до единиц - десятков гигагерц, способные линейно усиливать до единиц вольт слабые сигналы, следующие с частотами повторения до пяти-десяти гигагерц.

По схемотехническим признакам усилители обычно делят на два класса - это каскадные и распределенные усилители. В первом из них коэффициенты усиления отдельных каскадов перемножаются, а во втором складываются. Кроме того, разработаны широкополосные усилители, у которых складываются полосы пропускания. Такие усилители выполняют на основе многоканальных структур с частотным разделением каналов.

По конструкторско-технологическим признакам усилители разделяют на гибридно-интегральные и монолитные. В качестве активных элементов в пикосекундных усилителях с временем нарастания ПХ $t_n > 100$ пс находят применение БТ и полевые транзисторы. При $t_n < 100$ пс используют в основном полевые транзисторы с затвором Шоттки

Передаточные характеристики усилителей определяются номинальным коэффициентом усиления, определяемый отношением мощности, поглощенной в нагрузку, к номинальной (максимальной) мощности генератора:

$$G_{НОМ} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|-\Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2}$$

где Γ_i - коэффициенты отражения от входных и выходных сопротивлений транзистора, включенного в линию передачи со стандартным волновым сопротивлением p_0 ; $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$; S_{11} , S_{22} , S_{21} , S_{12} - параметры матрицы рассеяния транзистора. Номинальный коэффициент усиления при двустороннем сопряженном согласовании $G_{НОМ,1,2}$ записывается в виде

$$G_{НОМ,1,2} = |S_{21} / S_{12}| (K_y - \sqrt{K_y^2 - 1})$$

где инвариантный (независимый от системы параметров) коэффициент устойчивости K_y определяется соотношением

$$K_y = (1 + |\Delta|^2 - |S_{21}|^2 - |S_{22}|^2) / 2|S_{12}||S_{21}|.$$

Двустороннее согласование транзистора возможно при $K_y > 1$, когда действительные части входной и выходной проводимостей положительны.

При $K_y < 1$ эти проводимости отрицательны. Случай $K_y = 1$ является предельным, при котором еще возможно согласование.

Выполнение неравенства $K_y > 1$ является необходимым, но недостаточным условием безусловной (абсолютной) устойчивости, под которой понимают устойчивость четырехполюсника при произвольных внешних пассивных нагрузках. Условие безусловной устойчивости в терминах S -параметров определяется неравенствами

$$\begin{aligned} |S_{12} S_{21}| < |S_{11}|^2; |S_{12}, S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2; \\ 2|S_{12} S_{21}| < 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2, \end{aligned}$$

которые должны выполняться на всех частотах рабочего диапазона устройства до ω_v . Транзисторы не являются безусловно устойчивыми приборами. Поэтому при расчетах определяют область допустимых значений входных и выходных нагрузок, при которых входной и выходной импедансы транзистора положительны. В этой области транзистор является потенциально устойчивым прибором.

Реализация предельных возможностей усиления транзистора в области верхних частот связана с задачей широкополосного двустороннего согласования. На практике эти характеристики не удается реализовать из-за потерь, вносимых пассивными элементами. В подтверждение этому приведем результаты расчетов коэффициента усиления однокаскадного усилителя на транзисторе с затвором Шоттки типа ЗП602А-2, включенного по схеме с общим истоком (ОИ), с частотой $f_v = 6$ ГГц. На этой частоте номинальный коэффициент передачи при двустороннем согласовании кристалла транзистора в схеме с ОИ имеет значение 8,6 дБ. Размещение кристалла в корпусе приводит к появлению дополнительных индуктивно-емкостных паразитных элементов и к уменьшению номинального коэффициента передачи примерно на 2 дБ. На частотах $f > 3$ ГГц этот коэффициент уменьшается еще на 2 дБ из-за потерь, вносимых пассивными элементами каскада усилителя. Таким образом, значение номинального коэффициента передачи снижается с 8,6 до 4,6 дБ. Практически это значение будет еще меньше из-за неидеальности согласования.

Если в области верхних частот рабочей полосы пикосекундных усилителей формирование АЧХ связано с реализацией максимального коэффициента передачи и линеаризацией ФЧХ, то в области средних и нижних частот возникает проблема подавления излишнего усиления и выравнивания АЧХ. Эту задачу решают путем использования цепей отрицательной обратной связи (обычно это ООС по напряжению, охватывающая не более одного каскада с ОИ), или рассогласованием в рассматриваемой области частот с помощью резистивно-емкостных цепей, включаемые последовательно в тракт усиления сигнала. В качестве критерия, определяющего целесообразную схему, используют значение крутизны вольт-

амперных характеристик транзисторов. Если крутизна мала ($S_0 = 25 \div 30$ мА/В), то применяют включение ПТШ по схеме с ОИ при достаточно высоких нагрузках (100-120 Ом) в стоковых цепях транзисторов. При $S_0 \geq 50$ мА/В оптимальной является схема ОИ с ООС по напряжению.

Вклад в формирование АЧХ согласующими цепями и цепью обратной связи отражен на рисунке 66.

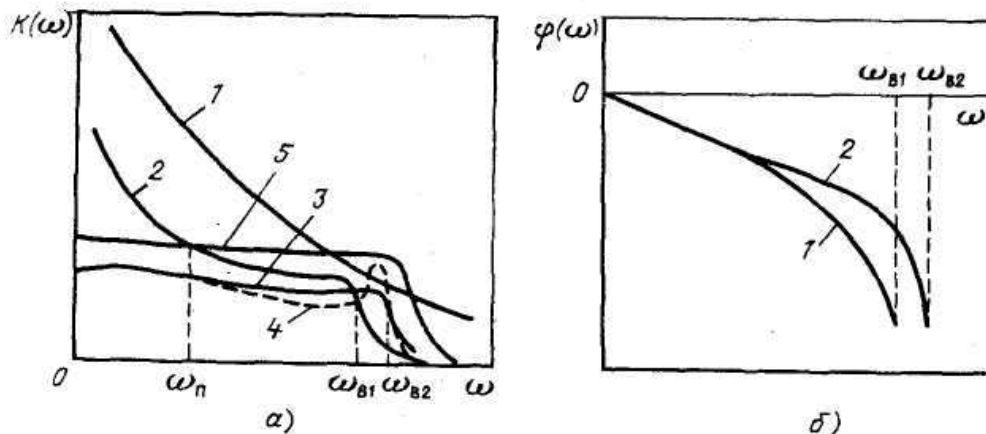


Рисунок 66. Амплитудно-частотные (а) и фазочастотные (б) характеристики усилителей с обратной связью

Здесь кривая 2 соответствует случаю $Z_{o.c} \rightarrow \infty$ идеальному двустороннему согласованию [$K(\omega) = G_{ном1,2}(\omega)$], кривая 2 – случаю $Z_{o.c} \rightarrow \infty$ и согласованию на верхней рабочей частоте. Выравнивание цепью ООС АЧХ в области нижних и средних частот представлено кривой 3. Этой АЧХ на рисунке 66 б соответствует ФЧХ (кривая 1) с относительно высокой нелинейностью в области верхних частот рабочего диапазона. Нелинейность ФЧХ является основной причиной отклонения формы ПХ рассматриваемого усилителя от потенциальной, несмотря на то что его АЧХ незначительно отличается от прямоугольной. Искажения ФЧХ проявляются в увеличении группового времени запаздывания высокочастотных составляющих спектра сигнала по сравнению с низкочастотными составляющими. На ПХ это запаздывание приводит к затягиванию фронта и увеличению выбросов.

Для реализации максимального быстродействия необходимо сформировать частотные и переходные характеристики усилителя, максимально близкие к оптимальным характеристикам, приведенным в главе 2. Как показано выше, усилители должны обладать неминимально-фазовыми свойствами. Для коррекции фазовой характеристики предлагается использование каскадного соединения минимально-фазового звена с требуемым значением верхней граничной частоты и корректора фазы с неминимально-фазовой передаточной функцией как показано в разделе 6.2.

На рисунке 67 приведена эквивалентная схема универсального двухкаскадного усилительного модуля, реализующего каскадное соединение

минимально-фазового и неминимально-фазового звеньев, имеющего характеристики, близкие к оптимальным характеристикам, с оптимизированными значениями элементов.

В качестве минимально-фазового звена используется однокаскадный усилитель на транзисторе VT2, выполненный по традиционной схеме с использованием согласующих цепей (L4 - C2, L5 - C3) и выравнивающей (L3 - R2) цепи. Коррекция фазы производится звеном, описанным в разделе 6.2 с неминимально-фазовой передаточной функцией. Линеаризация этой ФЧХ достигнута за счет введения опережения высокочастотных спектральных составляющих в прямом канале. Звено, используемое в модуле, отличается схемой цепи задержки сигнала, выполненной на сосредоточенных элементах L1, C1, L2. Коэффициент передачи усилительного звена выбирается в соответствии с рекомендациями раздела 6.2 и составляет 6 дБ.

При этом значении коэффициента передачи фазовая и переходная характеристики модуля располагаются между графиками 3 и 4 рисунка 26. Точная настройка модуля на минимальное время установления переходной характеристики производится путем выравнивания величины выбросов перед фронтом и переднего фронта изменением крутизны транзистора VT1.

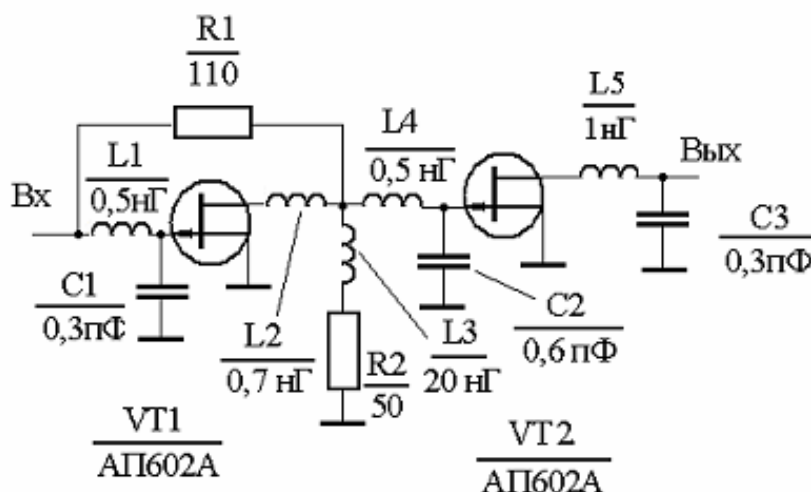


Рисунок 67. Эквивалентная схема двухкаскадного универсального усилительного модуля

Основные технические характеристики модуля: полоса рабочих частот 100 кГц – 7 ГГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики ± 1 дБ; коэффициент усиления 7 дБ; время нарастания переходной характеристики не более 50 пс; величина выброса перед фронтом и переднего фронта по 5%.

Кроме требований к форме частотных характеристик, к каскадам усилителя в зависимости от их расположения в схеме предъявляются дополнительные требования. К ним относятся согласование с источником сигнала во входном каскаде, обеспечение соответствующего уровня усиления в промежуточных каскадах, согласование с нагрузкой и обеспечение заданной

амплитуды сигнала в выходном каскаде. Для согласования входа усилителя используют выравнивающие пассивные цепи, включение входного транзистора по схеме с ОИ и ООС по напряжению или по схеме с общим затвором (ОЗ).

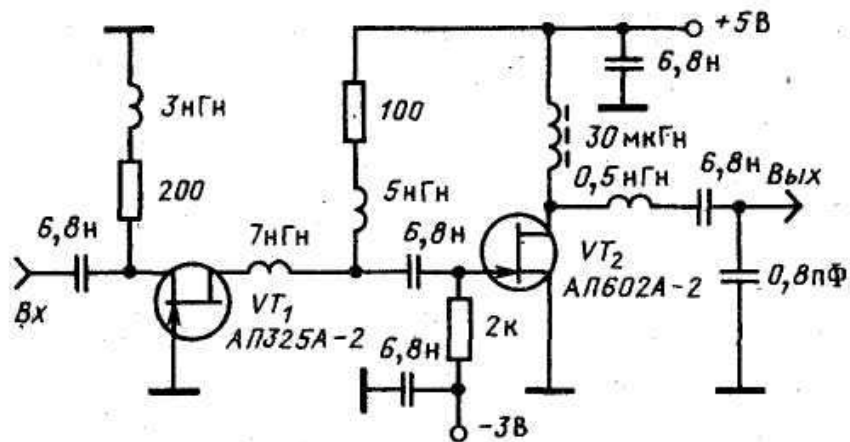


Рисунок 68. Схема согласования усилителя с помощью каскада с ОЗ

Монолитные усилители отличаются от гибридно-интегральных тем, что все их пассивные и активные элементы выполняют в объеме или на поверхности полупроводникового кристалла.

Базовые схемы монолитных усилителей с непосредственными связями состоят из ПТШ, включаемых по схеме ОИ-ОС (общий сток) без обратной связи (рисунок 69а) и ОИ с ООС-ОС (рисунок 69б).

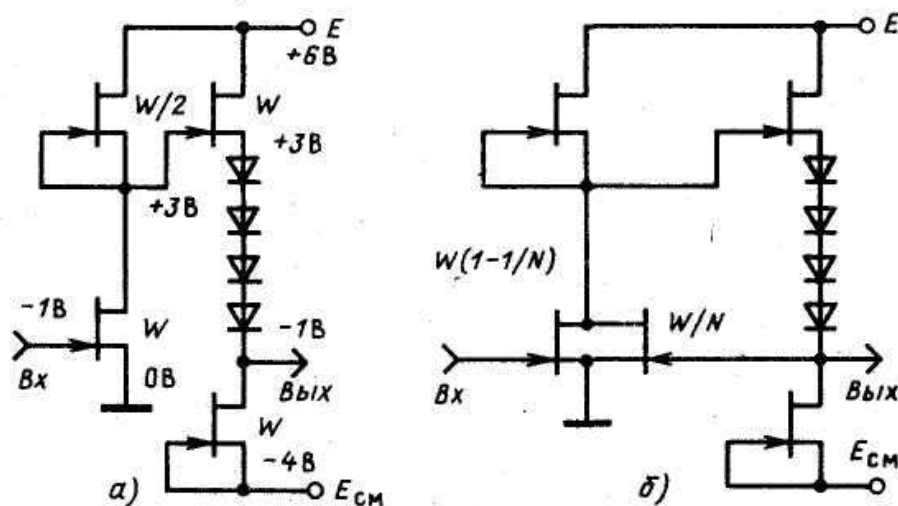


Рисунок 69. Базовые схемы монолитных усилителей без обратной связи (а) и с внутренней обратной связью (б)

В качестве нагрузки ПТШ с ОИ чаще используют активный элемент (динамическую нагрузку), т. е. полевой транзистор с затвором, соединенным с

истокom и представляющим собой генератор тока. Использование в качестве нагрузки активного элемента обеспечивает значительное уменьшение падения постоянного напряжения на этой нагрузке по сравнению со случаем использования пассивного элемента-резистора (рисунок 70).

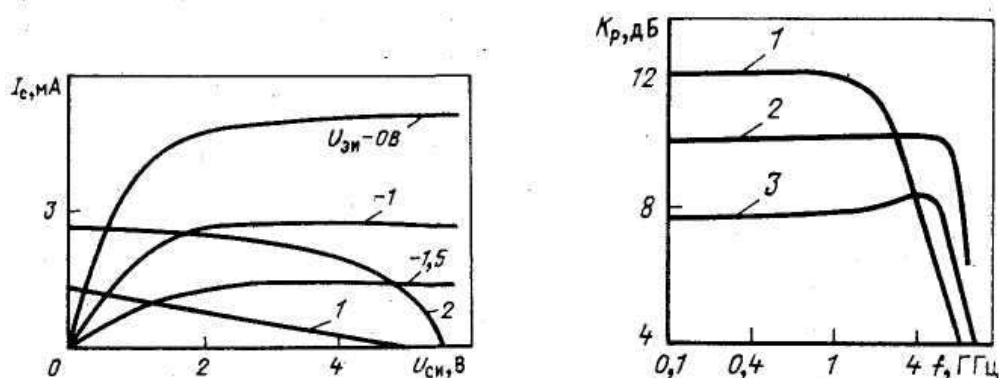


Рисунок 70. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора при динамической нагрузке

Оптимальное по критерию максимума коэффициента усиления соотношение ширины затворов нагрузочного $W_{дн}$ и усилительного $W_{ои}$ транзисторов $W_{дн}/W_{ои} = 0,5$. В этом случае ток стока в рабочей точке усилительного транзистора равен половине тока насыщения и мало зависит от напряжения на стоке при усилении больших сигналов.

Для непосредственного соединения усилительных каскадов используются схемы снижения потенциалов с помощью каскадного соединения диодов, как показано на рисунке.

Истоковые повторители напряжения в базовых схемах (рисунок 69) при каскадировании усилителей выполняют роль буферных каскадов, позволяющих уменьшить влияние емкости $C_{зи}$ транзистора последующего каскада. Полоса пропускания усилителя с обратной связью, схема которого приведена на рисунке, определяется глубиной обратной связи, зависящей от отношения ширины затвора усилительного транзистора к ширине затвора транзистора обратной связи.

Недостатком усилителей с непосредственными связями является высокий уровень шумов, обусловленный отсутствием цепей согласования по минимуму коэффициента шума во входном каскаде, а также динамической нагрузкой и истоковым повторителем. Типичные значения коэффициента шума на частоте 1,5 ГГц составляют 16-17 дБ для усилителя, состоящего из трех секций с обратной связью. Коэффициент шума можно уменьшить, если вместо динамических нагрузок во входных секциях усилителей использовать пассивные резисторы и согласовать входы этих секций. Схемы подобных каскадов приведены на рисунке 71. Типовые значения коэффициента шума подобных усилителей от 3 до 6 дБ, а максимальные полосы рабочих частот от 0,1-1 до 10-20 ГГц.

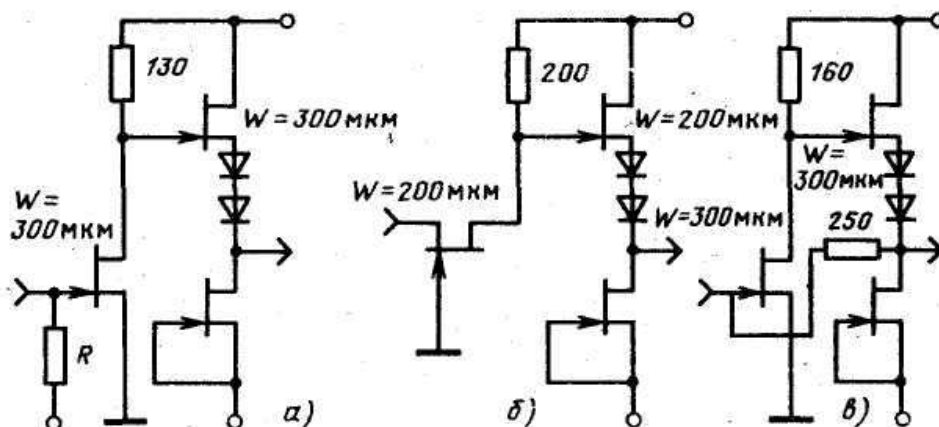


Рисунок 71. Базовые схемы монолитных усилителей с пассивной нагрузкой и с согласованием по входу резистором (а), транзистором по схеме с ОЗ (б) и пассивной цепью отрицательной обратной связи (в)

Усилители могут быть использованы для усиления пикосекундных сигналов с длительностью, не превышающей примерно 0,1-3 нс и с фронтами до 20 пс

Многоканальные усилители с частотным разделением каналов. Согласно теореме Грейзела, если выбрать $(m - 1)$ частот в пределах от нуля до бесконечности и затем синтезировать m фильтров с полосами пропускания, то входной импеданс при параллельном или последовательном соединении этих фильтров на всех частотах будет равен $1 + j0$. Кроме того, при возрастании числа элементов каждого из фильтров до бесконечности вносимые потери в центре полосы стремятся к нулю. При этом ослабление на любой из частот разделения (стыковки) ω_i равно 3 дБ.

Каналы усиления объединяют на общую нагрузку с помощью такой же частотно-разделительной цепи (ЧРЦ), выполняющей в этом случае функцию суммирования сигналов, спектр которых перекрывается только в полосе стыковки каналов $\Delta\omega_{ст.}$ ЧРЦ выполняют на основе фильтров нижних частот, полосовых фильтров (ПФ) и фильтров верхних частот (ФВЧ). В простейшем случае, когда устройство состоит только из двух каналов, ЧРЦ содержит только ФНЧ и ФВЧ и называется диплексером. Каждый из этих фильтров формирует АЧХ и ФЧХ своего канала, обеспечивая прохождение сигналов от источника в нагрузку в полосе пропускания. Пример построения двухканального широкополосного усилителя с входной и выходной ЧРЦ на основе ФНЧ и ФВЧ второго порядка приведен на рисунке 72.

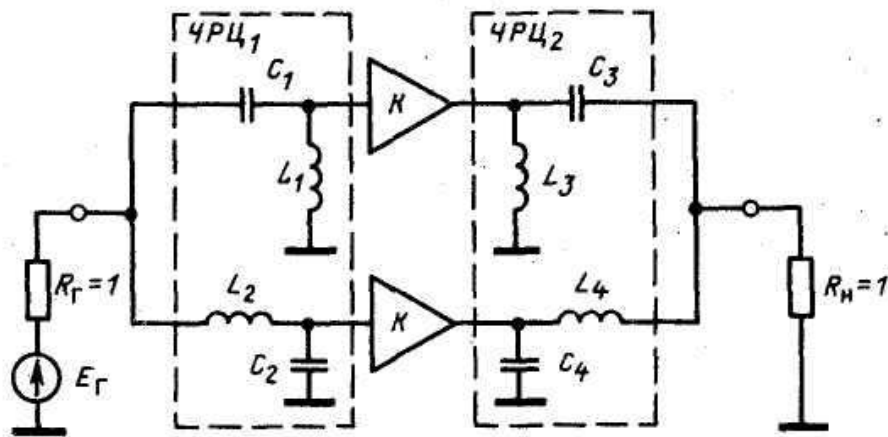


Рисунок 72. Схема двухканального усилителя с фильтрами второго порядка на входе и выходе

Принцип построения многоканальных импульсных усилителей с ЧРЦ реализован в двухканальном гибридно-интегральном пикосекундном усилителе [1]. Полоса рабочих частот этого усилителя охватывает диапазон от 0 до 5,6 ГГц при коэффициенте усиления 26 дБ и выходном напряжении ± 2 В на нагрузке 50 Ом. Время нарастания ПХ усилителя составляет 70 пс, а длительность усиливаемых импульсов не ограничена. Приведенные параметры не являются предельными.

7.7 Атенюаторы и регуляторы коэффициента передачи

Амплитуда импульса является одним из основных его параметров, необходимость управления которой возникает в большинстве случаев при приеме, обработке и регистрации пикосекундных сигналов. При этом наряду с требованиями сохранения формы регулируемого сигнала в некоторых случаях необходимо обеспечить независимость времени его задержки от амплитуды управляющего воздействия. Например, в корректирующей многоканальной системе изменение весовых коэффициентов Фурье не должно сопровождаться изменением задержки сигналов в соответствующих каналах.

Возможность построения управляемых аттенюаторов (УА), предназначенных для пикосекундных импульсов определяется реактивными параметрами управляемых элементов, значения которых должны быть малыми и неизменными в процессе регулирования.

Первый путь улучшения качественных показателей УА связан с совершенствованием управляемых элементов. Наиболее подходящими управляемыми элементами для пикосекундных устройств являются *p-i-n*-диоды и полевые транзисторы с малыми значениями паразитных параметров.

Второй путь - компенсация паразитных реактивностей элементов с помощью управляемых или неуправляемых корректирующих цепей. В качестве корректирующих элементов используют *RLC*-цепи, отрезки линии

передачи, распределенные RC -структуры, образующие либо лестничные соединения с управляемыми элементами в случае двухполюсных корректирующих цепей, либо каскадные соединения в случае применения четырехполюсных корректирующих цепей.

Кроме того, используют аттенюаторы компенсационного типа, либо корректоры частотных и временных характеристик, работающие по принципу сложения в нагрузке сигналов, сдвинутых по фазе относительно друг друга. При прочих равных условиях двухканальные структуры УА оказываются более широкополосными, так как диапазон их рабочих частот в большей степени определяется идентичностью характеристик каналов, добиться которой проще, чем скомпенсировать влияние паразитных реактивностей диодов другим путем.

Управляемые аттенюаторы на основе диодов [1]. Эквивалентная схема $p-i-n$ -диода показана на рисунке 73а, на котором обозначено: L - индуктивность выводов; C - емкость $p-i-n$ -структуры; C_k - емкость корпуса диода; R_i - резистивное дифференциальное сопротивление; r_s - сопротивление растекания. Для бескорпусных диодов и ввиду малости сопротивления r_s эквивалентная схема упрощается (рисунок 73б). Эта схема может быть использована и для диодов в корпусе в области частот до $0,5 \omega_0$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ - собственная частота резонанса диода при $R_i \rightarrow \infty$. На более низких частотах используются эквивалентные схемы, представленные на рисунке 73, в, г, на которых обозначено: R_+ - резистивное сопротивление диода при прямом смещении; R_- - при отрицательном (или нулевом) или малых положительных смещениях, когда характер реактивной проводимости диода емкостный.

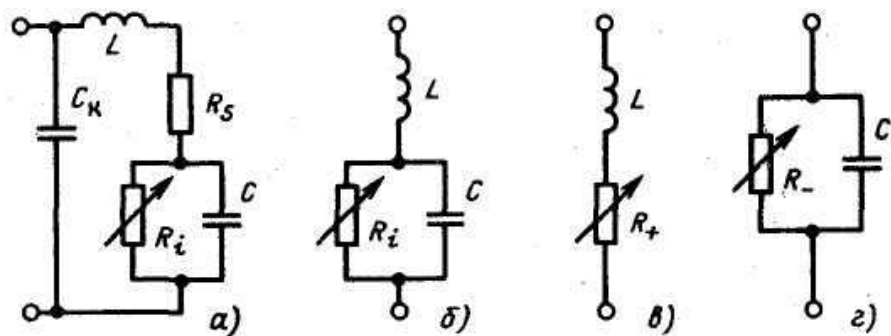


Рисунок 73. Эквивалентные схемы диода:

а - в корпусе; б - без корпуса и при $r_s = 0$; в - при прямом смещении; г - при обратном (или нулевом) смещении

Из эквивалентной схемы следует, что сопротивление диода зависит от режима. При обратном смещении (закрытом диоде) с ростом частоты проявляется уменьшение Z_d из-за шунтирующего действия емкости, при открытом диоде сопротивление диода повышается с ростом частоты из-за возрастания влияния последовательной индуктивности. Соответственно, при

параллельном включении диода, рисунок 74а наблюдается возрастание коэффициента передачи на высоких частотах при увеличении затухания в аттенюаторе, при последовательном, показанном на рисунке 74б – уменьшение коэффициента передачи на высоких частотах с ростом затухания.

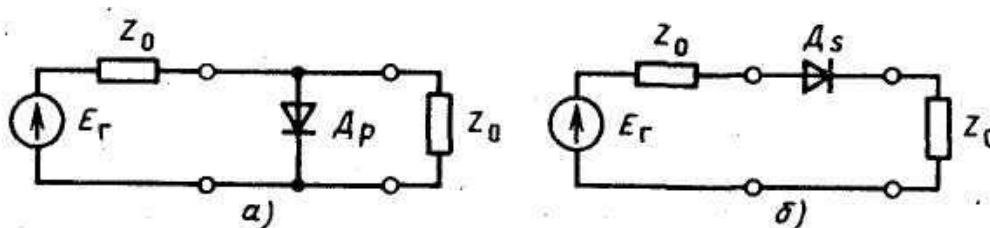


Рисунок 74 Схемы включения диодов: а - параллельная; б - последовательная

Соответствующее изменение сопротивления диода и коэффициента передачи аттенюатора показано на рисунке 75.

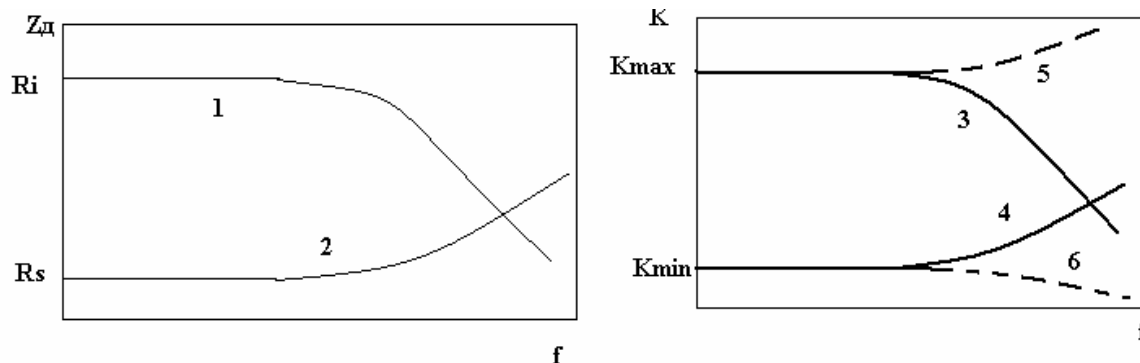


Рисунок 75. Зависимость сопротивления диода и коэффициента передачи аттенюатора от частоты 1-сопротивление закрытого диода; 2- сопротивление открытого диода; 3, 4 – коэффициенты передачи аттенюатора при параллельном включении диода; 5, 6 - коэффициенты передачи аттенюатора при последовательном включении диода.

Максимальное ослабление аттенюаторов может быть увеличено путем параллельного или последовательного соединения N диодов и в этих случаях определяется соотношениями

$$\alpha_{p,s_{\max}}^{(N)} = N^2 a_{p,s_{\max}}^{(1)} \text{ или в дБ } \alpha_{p,s}^{(N)} = \alpha_{p,s_{\max}}^{(1)} + 20 \lg N,$$

из которых следует, что приращение ослабления, даваемое каждым последующим диодом, меньше 6 дБ, начиная с $N = 3$, и уменьшается с возрастанием N .

Существенное увеличение максимального ослабления УА можно получить при лестничном соединении диодов (рисунок 76а).

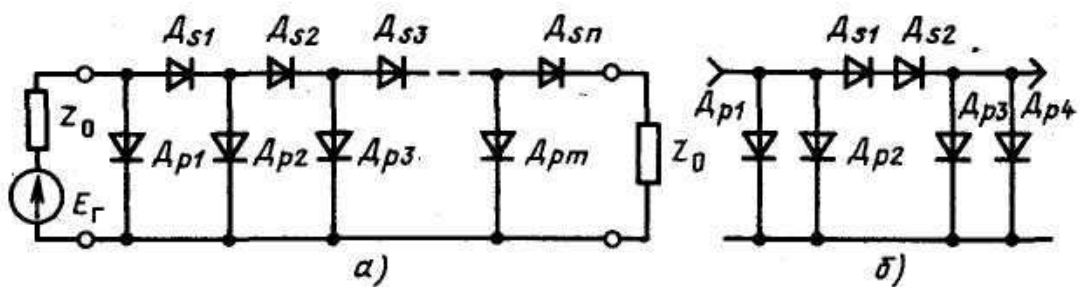


Рисунок 76. Лестничные схемы включения диодов

В этом случае имеем

$$\alpha_{\max}^{(m+n)} = 4^{m+n+1} \left[\alpha_{\max}^{(1+0)} \right]^m \left[\alpha_{\max}^{(0+1)} \right]^n$$

m и n - число диодов, включенных параллельно и последовательно; $\alpha_{\max}^{(1+0)}$ и $\alpha_{\max}^{(0+1)}$ максимальные ослабления, вносимые соответственно одним параллельно и одним последовательно включенными диодами. Сомножитель 4^{m+n+1} определяет дополнительное ослабление из-за отражения в местах соединения высокого и низкого полных сопротивлений половины амплитуды падающей волны.

Корректирующие двухполюсники. Выше было показано, что верхние граничные частоты рабочего диапазона УА определяются паразитными емкостями и индуктивностями диодов. Влияние паразитных параметров может быть скомпенсировано, если использовать структуры УА, у которых корректирующие цепи образуют с управляемыми элементами лестничные соединения. Схемы, отражающие основные свойства таких аттенуаторов, представлены без цепей смещения на рисунке 77.

Рассматриваемая коррекция позволяет получить выигрыш в полосе рабочих в 2 раза. обусловлен введением корректирующих элементов.

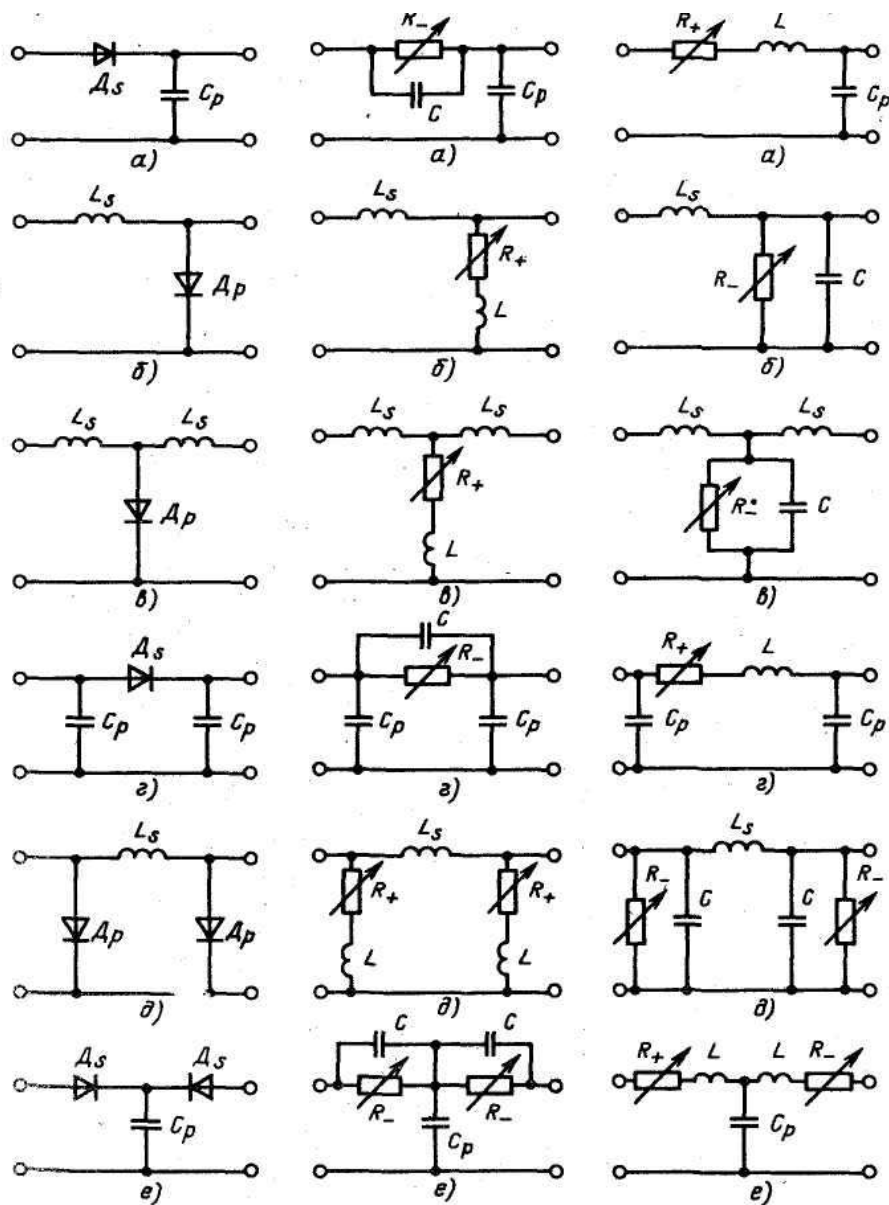


Рисунок 77. Г-образные; П- и Т-образные схемы УА с корректирующими цепями

Корректирующие линии передачи. В качестве распределенных корректирующих цепей в УА используют отрезки линии передачи без потерь и с потерями - распределенные RC -структуры [1]. Наиболее полно изучены УА, выполненные на основе линии передачи с параллельно или последовательно включенными в нее на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга диодами. По максимальному ослаблению такие аттенюаторы на частоте, соответствующей $\lambda/4$, эквивалентны УА с лестничным соединением диодов (рисунок 78а), а на частоте $\omega=0$ - аттенюаторам с параллельным или с последовательным соединением управляемых элементов. Увеличение вносимого ослабления с ростом частоты, обусловленное включением отрезков линии передачи между диодами, используют для коррекции АЧХ и ФЧХ УА с лестничным соединением управляемых элементов.

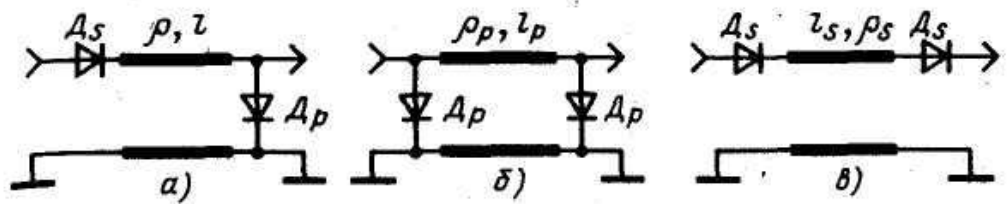


Рисунок 78. Базовые схемы УА на отрезках линий передачи с различными включениями диодов: а - с параллельно-последовательным; б - с параллельным; в - с последовательным

Важным для быстродействующих устройств пикосекундного диапазона является обеспечение режима согласования в процессе регулировки. Для этого применяется синхронное управление сопротивлениями диодов в параллельной и последовательной цепи. При открывании диодов в параллельной ветви сопротивление в последовательной цепи должно увеличиваться по обратному закону, чтобы входное и выходное сопротивления аттенюатора оставались постоянными. Схемы согласованных УА с корректирующими отрезками отрезками линий передачи приведены на рисунке 79.

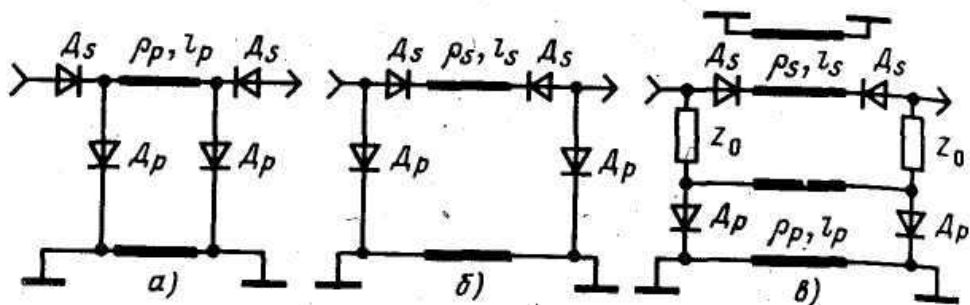


Рисунок 79. Схемы согласованных УА с отрезками линий: а – Т-образная; б – П-образная; в – Т-образная мостовая

Управляемые аттенюаторы на транзисторах. Транзисторы с затвором Шоттки, используемые УА для пикосекундных сигналов, проигрывают $p-i-n$ -диодам по управляемой мощности и по отношению сопротивлений канала в закрытом и открытом состояниях. Преимуществами транзисторов являются малое время переключения, развязка между трактом передачи сигнала и цепями передачи управляющих воздействий, малая мощность сигнала управления. Они хорошо совмещаются с другими функциональными узлами, выполняемыми на основе ПТШ.

Транзисторы в аттенюаторах используют либо в режиме управления сопротивлением канала при нулевом смещении исток-сток, либо в режиме с управляемой крутизной вольт-амперных характеристик. В первом случае

управляющее напряжение подают на затвор транзистора, а во втором - на сток - исток и на затвор одновременно.

Базовые схемы УА на основе ПТШ в режиме с управляемым сопротивлением приведены на рисунке 80.

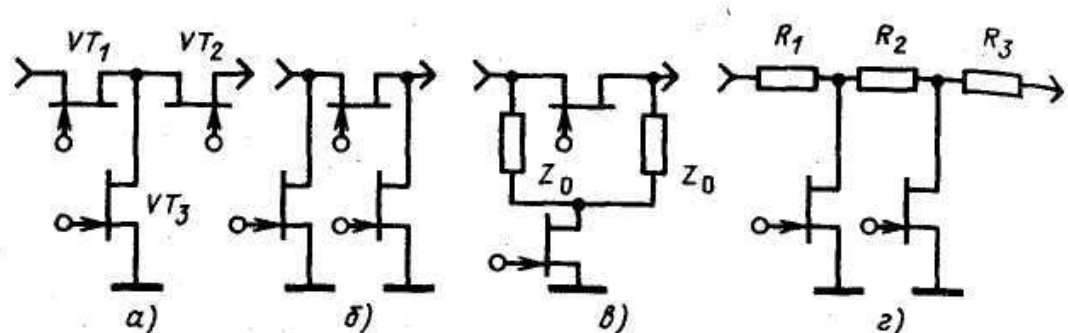


Рисунок 80. Схемы УА на ПТШ в режиме с управляемым сопротивлением: а - Т-образная; б - П-образная; в - Т-образная мостовая; г - с резисторами в последовательной цепи

Первые три из них представляют собой Т-, П- и Т-образное мостовое соединения транзисторов. На рисунке 80г изображен вариант лестничного соединения ПТШ и резисторов. Начальные потери, вносимые аттенюатором, выполненным на основе первой схемы с двумя транзисторами в продольном плече (рисунок 80а), больше, чем у аттенюаторов, выполненных на основе второй и третьей схем (рисунок 80 б, в). Начальные потери в УА на рисунок 80 г определяются в основном сопротивлением последовательной цепи, состоящей из резисторов R_1, R_2, R_3 .

Паразитная емкость в этой схеме при большом сопротивлении в цепи затвора для сигнала определяется соотношением $C \approx C_{си} + C_{зи}C_{зс} / (C_{зи} + C_{зс})$, где $C_{си}, C_{зи}, C_{зс}$ элементы эквивалентной схемы ПТШ (раздел 7.2). Емкость C практически не зависит от режима смещения. Элемент L в эквивалентной схеме - это индуктивность выводов стока и истока.

В качестве примера приведем характеристики Т-образного аттенюатора. Используемые в УА ПТШ имеют сопротивление открытого транзистора 35 Ом, сопротивление закрытого транзистора 10 кОм. При ширине затворов 600 мкм транзисторов VT_1 и VT_2 (рисунок 80а) и ширине затвора 200 мкм транзистора VT_3 Т-образный аттенюатор обеспечивает диапазон ослаблений от 2 до 12 дБ в диапазоне частот до 18 ГГц.

Рассмотрим особенности исследования ПТШ в устройствах регулирования амплитуды сигналов в режиме с управляемой крутизной ВАХ, которая зависит от напряжения смещения затвор-исток или сток-исток. Транзисторы включают обычно по схеме с ОИ, а напряжение сток-исток и ток стока в рабочей точке устанавливают соответствующими максимальной крутизне ВАХ. Устройство управления амплитудой сигналов представляет собой обычный однокаскадный усилитель. Усилитель должен обладать

неминимально-фазовыми свойствами для реализации частотных и переходных характеристик, максимально близких к оптимальным характеристикам, приведенным в главе 2. Учитывая, что полоса рабочих частот составляет единицы гигагерц, задача сохранения оптимальных характеристик при максимально возможном диапазоне регулирования усиления является сложной задачей. При регулировке необходимо сохранять неизменными одновременно формы амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик. Обычные способы регулировки усиления с помощью изменения крутизны транзистора путем управления смещением или напряжением питания могут применяться при небольшой глубине регулировки усиления или небольшой полосе рабочих частот из-за значительного изменения параметров элементов эквивалентной схемы транзистора. Наиболее существенное влияние оказывают изменения проходной емкости затвор – сток и сопротивления канала сток – исток транзистора.

Рассмотрим подробнее, что происходит с параметрами транзистора при изменении рабочей точки. В качестве примера выберем выходные характеристики арсенид – галлиевого транзистора АП602, приведенные на рисунке 81а.

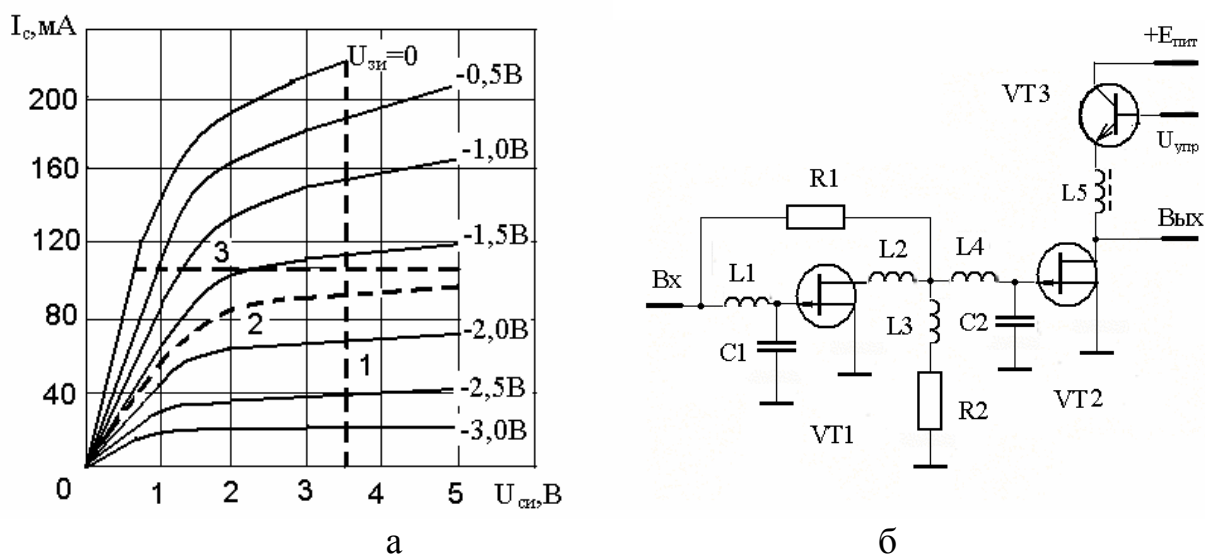


Рисунок 81. Регулировка коэффициента передачи в усилительном каскаде: а- изменения положения рабочей точки транзистора:

1- при регулировке смещения $U_{зи}$; 2 - при регулировке напряжения на стоке транзистора; 3 – при регулировке напряжения на стоке транзистора и фиксированном токе стока, б – схема каскада с регулировкой напряжения на стоке транзистора

При изменении крутизны транзистора за счет изменения смещения движение рабочей точки транзистора соответствует траектории 1. По мере увеличения смещения происходит запираение транзистора, в результате чего уменьшается крутизна, возрастает сопротивление канала сток – исток (

графики зависимости становятся горизонтальными). С учетом того, что проходная емкость затвор – сток изменяется незначительно, возрастание сопротивления канала сток – исток при регулировке приводит к увеличению прямого прохождения сигнала на верхних частотах через частотно зависимый делитель, образованный проходной емкостью и сопротивлением канала. В результате амплитудно-частотная характеристика получает подъем в области верхних частот, а переходная характеристика – выброс переднего фронта, возрастающие при увеличении глубины регулировки. Поэтому подобный способ регулировки может использоваться при небольшой глубине регулировки усиления или небольшой полосе рабочих частот.

При регулировке усиления путем изменения напряжения на стоке транзистора изменение рабочей точки происходит по траектории 2. Изменение крутизны транзистора происходит при приближении к области насыщения, одновременно уменьшается сопротивление канала сток – исток транзистора, что уменьшает прямое прохождение сигнала на верхних частотах при уменьшении коэффициента передачи. В результате происходит увеличение глубины регулировки с сохранением форм амплитудно-частотной и переходной характеристики.

Дополнительно расширить диапазон регулировки можно при движении рабочей точки по траектории 3, (рисунок 81а). Как следует из рисунка, в этом случае прямые насыщения идут существенно круче, сопротивление канала сток – исток транзистора уменьшается значительно сильнее, что уменьшает прямое прохождение сигнала и расширяет диапазон регулировки коэффициента передачи. На рисунке 82 приведена эквивалентная схема усилителя с регулируемым коэффициентом передачи, использующая этот способ управления рабочей точкой транзистора при регулировке.

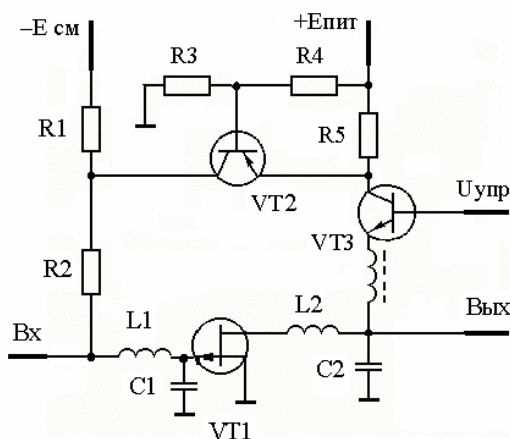


Рисунок 82. Эквивалентная схема усилителя с регулируемым коэффициентом передачи

В этой схеме транзистор VT2 включен в канал отрицательной обратной связи по цепи питания. Напряжением обратной связи, снимаемым с резистора R5, изменяется потенциал на коллекторе транзистора VT2, включенном между источником питания и источником смещения. При уменьшении тока транзистора уменьшается падение напряжения на

R5, транзистор VT2 приоткрывается, уменьшая смещение на затворе транзистора VT1 и восстанавливая ток стока этого транзистора. Таким образом, ток стока остается постоянным при изменении напряжения на стоке путем изменения управляющего напряжения $U_{упр}$, что обеспечивает движение рабочей точки транзистора по нужной траектории. Устройство обеспечивает в полосе частот от 0,1 МГц до 5-6 ГГц диапазон регулирования коэффициента передачи 20 дБ при малых значениях выбросов на переходной характеристике.

Устройства управления амплитудой сигналов на основе ПТШ в режиме с управляемой крутизной ВАХ имеют преимущество по коэффициенту шума перед УА на пассивных элементах, так как при минимальном ослаблении их коэффициент передачи больше единицы.

Недостатком рассматриваемой схемы является отсутствие развязки между регулируемым сигналом и сигналом управления. Для устранения этого недостатка используют двухзатворные транзисторы. При этом регулируемый сигнал подают на один затвор, а сигнал управления на другой затвор, что позволяет повысить быстродействие управления коэффициентом передачи устройства и подавление управляющего сигнала в передающем тракте.

К недостаткам таких устройств следует также отнести отсутствие согласования в процессе регулирования. Поэтому их обычно используют в качестве промежуточных каскадов пикосекундных усилителей.

7.8 Формирователи и генераторы импульсов с пикосекундными фронтами

Задачей формирования и генерирования в пикосекундной импульсной технике является получение различных последовательностей, групп или одиночных импульсов. Все они характеризуются фронтами пикосекундной длительности (единицы -десятки пикосекунд) с протяженностью самих импульсов от удвоенной длительности фронта до теоретически неограниченного времени в случае формирования перепадов напряжения (тока).

Формирование импульсов основано на линейных и (или) нелинейных методах. Способы линейного формирования, кроме дифференцирования и интегрирования, содержат операции разветвления, задержку, взвешивание и последующее сложение или вычитание сигналов. Эти операции реализуют с использованием многоканальных или эквивалентных им одноканальных структур, рассмотренных выше. На основе таких структур из одиночных или редко повторяющихся импульсов и перепадов напряжений формируют группы импульсов, многоступенчатые перепады напряжений, импульсы сложной формы или производят укорочение (расширение) импульсов и пр. Длительность фронта и среза исходных сигналов при этом должна быть

минимальной, так как возможности их уменьшения с помощью указанных операций ограничены.

Формирование импульсов в рассматриваемом случае можно трактовать как линейное преобразование амплитудного и фазового спектров исходного сигнала путем задания соответствующей формы АЧХ и ФЧХ многоканальной системы.

Другие способы линейного формирования основаны на накоплении в реактивных элементах и коммутации энергии в нагрузку с помощью быстродействующих ключей. В качестве таких ключей используются диоды с S и N образными характеристиками, быстродействующие транзисторы и другие элементы, рассмотренные в разделах 7.2 и 7.3.

Способы нелинейного формирования, основанные на обогащении спектров исходных сигналов высшими гармоническими составляющими, используют обычно для уменьшения длительности фронта и среза импульсов. Эти способы реализуют с помощью ограничителей, выполняемых с применением биполярных и полевых транзисторах.

Для укорочения фронтов импульсов эффективными являются нелинейные элементы с резким восстановлением обратного сопротивления. Это диоды с накоплением заряда и существенно более высоковольтные дрейфовые диоды с $p-n$ -переходом.

Линейные устройства формирования. Многоканальные формирователи импульсов выполняются на основе структур, рассмотренных выше. (см. рисунки 13 и 14). Принцип формирования в таких устройствах заключается в линейном преобразовании амплитудного и фазового спектров исходного сигнала. Форма выходного сигнала определяется сверткой входного воздействия и импульсной характеристики многоканальной системы.

Многоканальные структуры используют для укорочения фронта и среза импульсов, для укорочения или расширения длительности импульсов или для формирования ступенчатых перепадов напряжения и т. п.

Укорочение фронтов импульсов, аналогично тому как это было при формировании ПХ пикосекундных усилителей, осуществляют с использованием многоканальных структур с инверсией полярности сигнала в одном из каналов (см. рисунок 38) с последующими задержкой и суммированием с соответствующими весовыми коэффициентами сигналов каждого канала. В частотной области эти операции над сигналом эквивалентны формированию такой ФЧХ многоканальной структуры, при которой групповое время запаздывания уменьшается с ростом частоты.

Укорочение длительности импульсов производят с помощью двухканальной системы, приведенной на рисунке 17. Действительно, пусть на входе такой системы действует идеальный единичный перепад напряжения $x(t) = 1(t)$. Для определенности положим, что модули весовых коэффициентов каналов равны единице, а разность задержек в каналах составляет Δt . Тогда, суммируя положительный единичный перепад напряжения и задержанный на Δt отрицательный перепад напряжения, получим выходной сигнал системы y

$(t) = x(t) - x(t - \Delta\tau)$, который имеет прямоугольную форму. Такую же форму имеет импульс, полученный при использовании в качестве формирователя короткозамкнутого отрезка линии передачи. Поэтому этот формирователь и двухканальный формирователь с инверсией полярности сигнала в одном из каналов являются в определенном смысле эквивалентными. Если на вход двухканальной системы подать, прямоугольный импульс положительной полярности с длительностью $\tau_{II} > \Delta\tau$, то на выходе можно получить два импульса, как у дифференцирующей цепи длительностью $\Delta\tau$. Один из этих импульсов имеет положительную полярность, а другой, задержанный на время $\tau_{II} - \Delta\tau$, - отрицательную полярность.

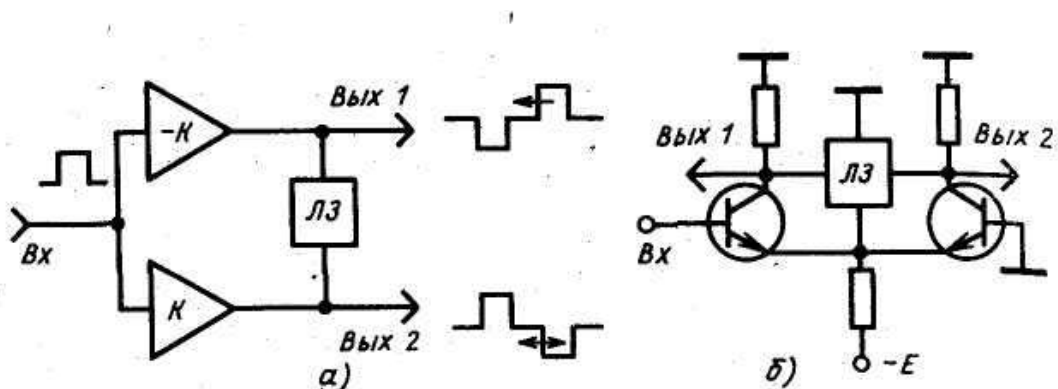


Рисунок 83. Структурная схема (а) двухканального формирователя биполярных импульсов и ее реализация на основе токового переключателя (б)

. Существенным преимуществом двухканального формирователя перед дифференцирующей цепью является возможность его широкополосного согласования по входу и выходу.

Рассмотрим другой вариант двухканального формирователя изображенный на рисунке 83а. От предыдущей эта структура отличается наличием двух выходов, связанных ЛЗ, что позволяет из входного импульса (последовательности импульсов) одной полярности формировать на разных выходах биполярные импульсы (последовательности биполярных импульсов), инвертированные относительно друг друга. Пример выполнения такой структуры на основе токового переключателя на биполярных транзисторах приведен на рисунке 83б. Этот переключатель может быть использован и для формирования коротких импульсов, если время задержки линии меньше длительности входных импульсов.

Последовательности импульсов более сложной формы получают, используя в схеме формирователя большее число каналов с инверсией и без инверсии полярности передаваемых импульсов и с соответствующими задержкой и весовыми коэффициентами. С помощью многоканальных структур из входного перепада напряжения или одиночных импульсов можно формировать многоступенчатые перепады с различной длительностью, амплитудой и полярностью каждой ступени или группы (пачки) импульсов.

Основным недостатком многоканальных формирователей является то, что исходные сигналы должны иметь крутой фронт. Эти формирователи позволяют повысить амплитуду выходных импульсов при синфазном суммировании или синтезировать импульсы заданной формы при суммировании выходных импульсов канальных генераторов с определенными задержкой, весом и полярностью. Формирователи можно использовать в качестве канальных генераторов с синхронизированным запуском или с запуском каждого из них через определенное время задержки. В общем случае выходной сигнал такой системы определяется соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n a_n U_n(t - \tau_n),$$

где a_n - весовой коэффициент n -го канала, $n = 1, 2, 3 \dots$; $U_n(t)$ - функция, описывающая форму импульсов канального генератора или формирователя; τ_n - время задержки в n -м канале

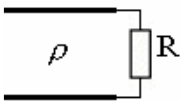
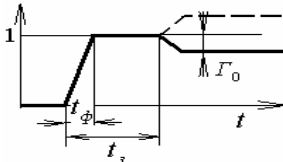
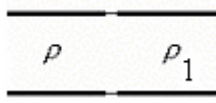
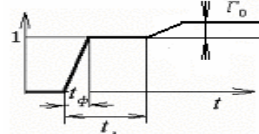
Формирователи импульсов на основе отрезков линии передачи.

Рассмотрим получение импульса нужной формы из импульсного перепада напряжения типа 1(t), но с реально существующими фронтами.

Для получения импульса нужной формы используется изменение волнового сопротивления линии передачи и величины сопротивления нагрузки.

Основные расчетные соотношения, используемые при проектировании формирователей, представлены в таблице 2.

Таблица 2 Основные расчетные соотношения

Схема	Рефлектограмма	Расчетное соотношение
		$R = \rho \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$
		$\rho_1 = \rho \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$

Рассмотрим, что происходит при коротком замыкании и разрыве линии передачи, при $R=0$ и $R=\infty$. Из приведенного выше выражения получаем коэффициент отражения

$$\Gamma_0 = \frac{R - \rho}{R + \rho} \quad (25)$$

При $R = \rho$ отражение отсутствует, $\Gamma_0 = 0$. При $R = \infty$, разрыве (холостом ходе) на конце линии передачи, коэффициент отражения $\Gamma_0 = 1$, и сигнал на входе линии передачи имеет форму, приведенную на рисунке 84а. При $R = 0$, коротком замыкании на выходе линии, коэффициент отражения $\Gamma_0 = -1$, сигнал на входе линии передачи имеет форму, приведенную на рисунке 84б.

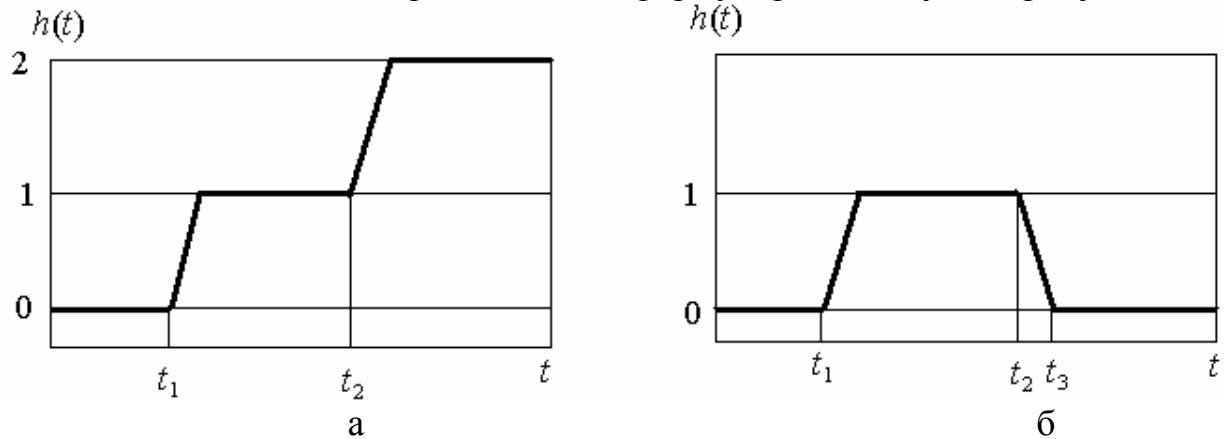


Рисунок 84. Рефлектограммы при холостом ходе (а) и коротком замыкании (б) линии передачи

Формирование импульса нужной длительности $\Delta t = t_2 - t_1$ производится путем короткого замыкания отрезка линии передачи соответствующей длины:

$$l = \frac{C \cdot \Delta t}{2\sqrt{\epsilon}} \quad (26),$$

где Δt - длительность формируемого импульса, $C = 3 \cdot 10^8$ м/сек - скорость света, ϵ – диэлектрическая проницаемость материала линии задержки.

Получение импульса сложной формы или последовательности импульсов производится изменением волнового сопротивления линий передачи в соответствии с разделом 4.4, выражениями (25) и (26). В качестве примера рассмотрим получение из входного импульсного перепада напряжения, изображенного на рисунке 85а импульса с формой, представленной на рисунке 85б.

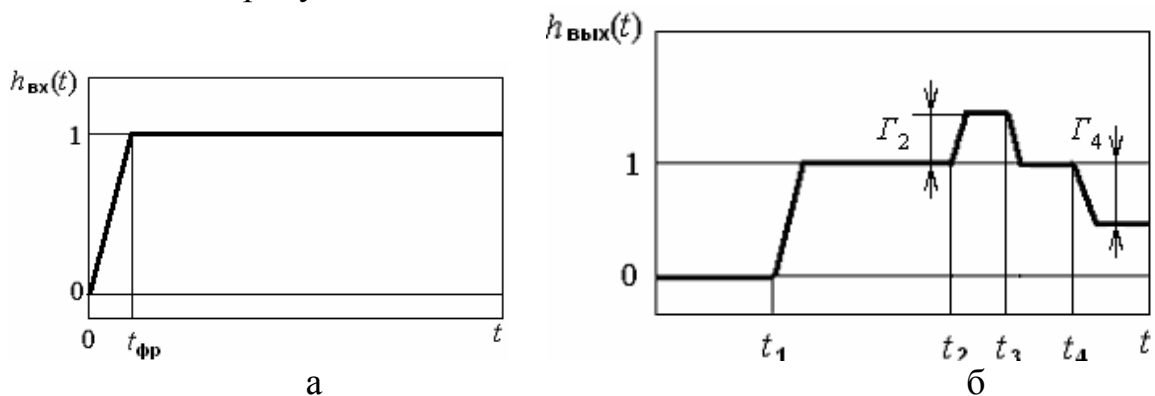


Рисунок 85. Импульсы: а - на входе, б - выходе формирователя

Выходной импульс может быть сформирован с помощью отрезков линии передачи, включенных по схеме, приведенной на рисунке 86.



Рисунок 86. схема формирующей цепи на отрезках линии передачи

Входная линия, согласованная с сопротивлением источника входного импульса $\rho_1 = R_{ист}$, выполняет функцию задержки выходного импульса относительно входного на величину t_1 . Необходимая длина линии определяется из выражения (26). Далее импульс поступает на вторую линию, также согласованную с источником сигнала. В случае, когда устройство, на которое подается выходной импульс, имеет невысокое входное сопротивление, соизмеримое с сопротивлением источника, волновое сопротивление второй линии подбирается с учетом согласования. Вторая линия задерживает приход импульса на третью линию передачи на величину $\Delta t_2 = t_2 - t_1$. Третья линия для получения положительного коэффициента отражения Γ_2 должна иметь волновое сопротивление больше сопротивления источника, в соответствии с выражением

$$\rho_3 = \rho_2 \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}$$

Длина линии определяется временем $\Delta t_3 = t_3 - t_2$ по выражению (26). Следующий, четвертый отрезок линии формирует участок импульса на интервале $t_3 - t_4$, (рисунок 85б). Волновое сопротивление линии $\rho_4 = R_{ист}$. Для получения отрицательного коэффициента отражения Γ_4 на конце выходного импульса используется подключение к линии сопротивления R_n , величина которого меньше сопротивления источника сигнала и определяется из выражения

$$R_n = \rho_2 \frac{1 - \Gamma_4}{1 + \Gamma_4}$$

Формирование импульсов с помощью коммутируемой разрядной линии.

Принцип работы формирователей с разрядной линией основан на преобразовании в прямоугольные импульсы путем периодической коммутации в нагрузку энергии, накопленной в линии от источника U_0 . Накопительная линия в таком формирователе (рисунок 87а) сравнительно медленно заряжается от источника постоянного напряжения через зарядное сопротивление $R_3 \gg p$.

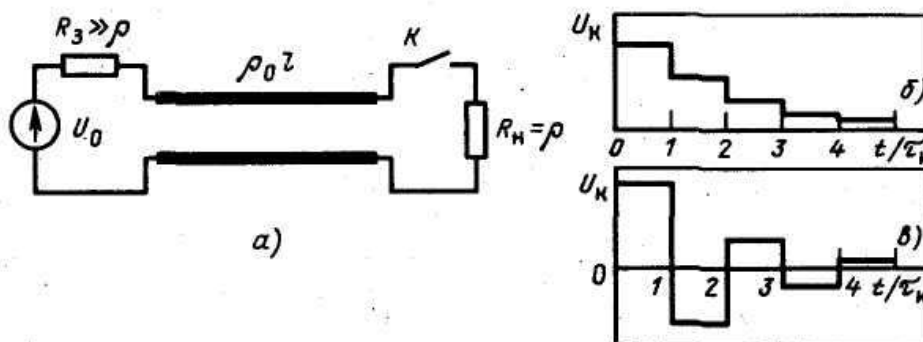


Рисунок 87. Схема формирователя импульсов с разрядной линией (а) и формы импульсов на нагрузке при $R_H / p > 1$ (б) и $R_H / p < 1$ (в)

Прямоугольный импульс напряжения амплитудой $U_H = U_0 R_H / (p + R_H) = U_0 / 2$ формируется при замыкании линии ключом K на резистивную согласованную нагрузку $R_H = p$. Длительность импульса τ_H , формируемого на нагрузке, определяется временем прохождения электромагнитной волны по отрезку линии $\tau_H = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon}}{c}$, где c - скорость света в вакууме; l - длина линии; ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость линии.

Если нагрузка не согласована с накопительной линией, то формируемый импульс имеет вид, изображенный на рисунке 87б при $R_H / p > 1$ и на рисунке 87в при $R_H / p < 1$. В общем случае выражение для напряжения k -й ступени ($k = 1$ - соответствует основному импульсу) имеет вид:

$$U_k = U_0 \frac{R_H}{R_H + p} \left(\frac{R_H - p}{R_H + p} \right)^{k-1},$$

где k - номер отраженного импульса, $k = 1, 2, 3, \dots$

Импульсы, изображенные на рисунке 87, б, в, по форме совпадают с реакцией многоканальных структур на входной сигнал в виде прямоугольного импульса. Поэтому структурные многоканальные модели могут быть использованы при описании формирователей с разрядными линиями.

В случае, когда разрядная линия представляет собой неоднородную линию передачи с $\rho = f(l)$, величина выходного сигнала будет изменяться во времени: $U_H = U_0 R_H / [p(t) + R_H]$, где $t = \frac{l\sqrt{\epsilon}}{c}$. При увеличении волнового сопротивления уровень выходного сигнала уменьшается, а при уменьшении – увеличивается.

При использовании несимметричной линии передачи амплитуда выходного сигнала повторяет форму линии передачи (в логарифмическом масштабе).

Оптоэлектронные формирователи. Такие формирователи выполняют по схеме, изображенной на рисунке 88. Основное отличие от других формирователей, выполненных по этой схеме, заключается в использовании оптоэлектронного переключателя в качестве коммутатора. Оптоэлектронный переключатель представляет собой полупроводниковый высокоомный резистор, фотопроводимостью которого управляют пикосекундными оптическими импульсами полупроводникового инжекционного лазера.

Длительность формируемых импульсов равна времени задержки в линии ЛЗ₁, а их амплитуда при согласованной нагрузке может быть найдена из соотношения $U(t) = U_0 p / [R(t) + 2p]$, где $R(t)$ - сопротивление фоторезистора. Из этого выражения следует, что для достижения максимальной амплитуды выходных импульсов в режимах переключателя "включено" и "выключено" должны соответственно выполняться следующие неравенства: $R(t) \ll p$ и $R_s \gg \rho$.

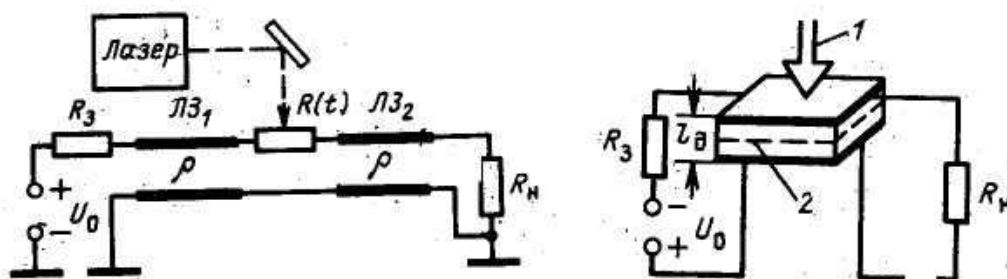


Рисунок 88. Схема формирователя импульсов с оптоэлектронным переключателем

Основные ограничения времени коммутации определяются паразитными реактивными параметрами фотопроводящего элемента и паразитными параметрами конструкции. Из этих параметров большее ограничение на длительность фронта формируемых импульсов вносит межэлектродная емкость фотопроводящего элемента. В случае идеального (безынерционного)

оптоэлектронного ключа длительность фронта импульсов в рассматриваемом формирователе определялась бы только параметрами оптических импульсов, излучаемых лазером. Минимальные длительности таких импульсов, достигнутые в современных лазерах, составляют десятки фемтосекунд. Минимальная длительность фронта электрических импульсов при использовании копланарной конструкции кремниевого оптоэлектронного ключа составляет 0,46 пс при длительности управляющего оптического импульса 0,1 пс. Амплитуда формируемых импульсов составляет единицы, десятки и сотни вольт при длительности фронтов, примерно равной единицам - десяткам пикосекунд. Такие ключи в наносекундном диапазоне способны работать с напряжениями переключения до 10^4 В и коммутировать токи до 10^5 А.

Формирователи импульсов на туннельных диодах. Формирователи крутых перепадов с использованием туннельных диодов (ТД) обычно выполняют по схеме триггера Шмита. При этом длительность фронта перепада, определяемая паразитной емкостью диода и пиковым током, может быть найдена из приближенных соотношений $t_{\phi} = C/I_{\Pi}$ для ТД из арсенида галлия и $t_{\phi} = C/2I_{\Pi}$ для германиевых ТД

Нагрузочная прямая (рисунок 89а) в стационарном состоянии триггера Шмитта пересекает ВАХ ТД в точке А, ток диода в которой определяется напряжением источника смещения $E_{см}$ и сопротивлением резистора $R_{см}$.

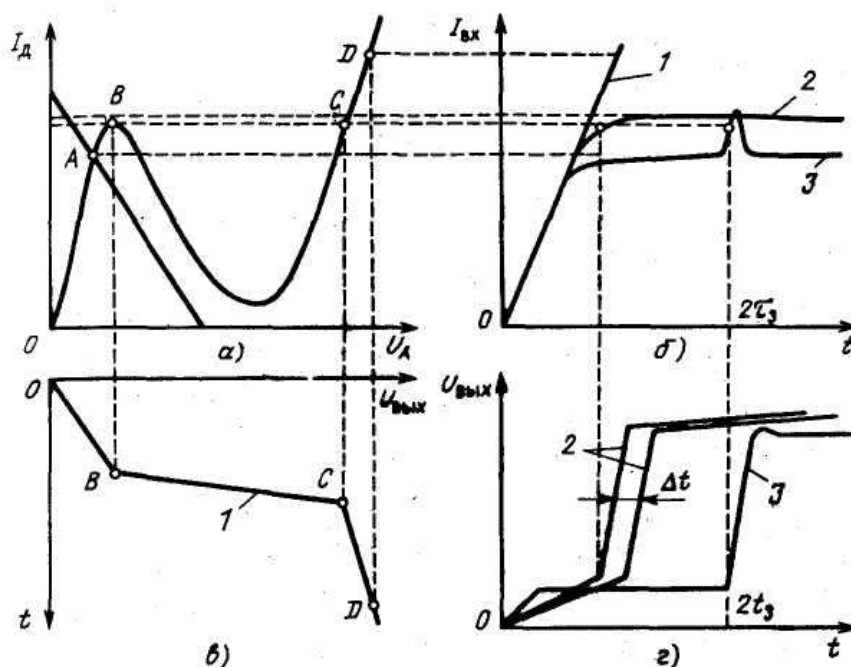


Рисунок 89. Вольт-амперная характеристика ТД (а), формы входных токов (б) и соответствующие им формы выходных перепадов напряжения (в, г)

Сопротивление резистора R используется для согласования с волновым сопротивлением подводющего тракта. Если источник $E_{см}$ не используется, то рабочая точка в этом случае находится в начале координат. В обоих случаях для перемещения нагрузочной прямой вправо, а рабочей точки в положения B и C используют запускающий импульс (перепад) напряжения, определяющего входной ток. Если этот ток изменяется по линейному закону (рисунок 89б), то формируемый перепад имеет вид, изображенный на рисунке 89в, на котором медленные области OB и CD изменения напряжения обусловлены движением рабочей точки по восходящим участкам туннельной и диффузионной ветвей ВАХ. При форме входного тока, имеющей вид кривой 2 на рисунок 89б, амплитуда напряжения на участке CD (рисунок 89в) может быть практически независимой от времени. Однако в этом случае существенно возрастает нестабильность запуска из-за медленно нарастающего входного тока на участке перехода от фронта к стационарному значению. Временная нестабильность (джиттер) импульса Δt может превышать длительность фронта формируемого перепада (рисунок 89г).

Уменьшить джиттер и улучшить форму выходного перепада можно путем увеличения крутизны фронта запускающего импульса на участке перехода от фронта к стационарному значению или использовать это стационарное значение в качестве пьедестала, на котором сформирован короткий запускающий импульс, как показано на рисунке 89б (кривая 3). У этого перепада плоская вершина и плоский участок наблюдаются непосредственно перед фронтом, так как в рассматриваемом случае величину $E_{см}$, которой является стационарное значение запускающего импульса (рисунок 89б, кривая 3), можно выбрать такой, что протяженность участка AB на рисунке 89а будет иметь минимальное значение.

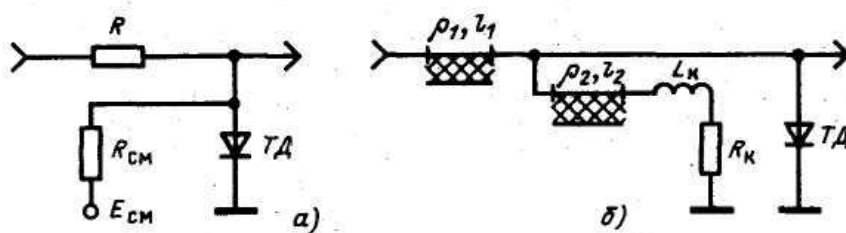


Рисунок 90. Схемы триггеров Шмитта: а – типовая, б - с формированием пика на входном переходе

Описанный вариант запуска ТД может быть реализован в формирователе, выполненном по схеме рисунке 90б. Для формирования запускающего пика напряжения здесь использована кольцевая корректирующая цепь, состоящая из отрезка линии передачи, нагруженного через индуктивный элемент на сопротивление $R_k = \rho_2$. Необходимое время задержки этого пика (импульса, отраженного от L_k) $\tau_3 = 2\tau_0$, где τ_0 - время задержки запускающего импульса,

вносимое отрезком линии, обеспечивается соответствующей величиной l_2 . Ее определяют, исходя из неравенства $2\tau_0 > (1,5 \div 2)t_\phi$, где t_ϕ - длительность фронта запускающего импульса; $\tau_0 = l_2/v_2$. Индуктивность находят из соотношения $L_k = 2\rho_2 t_\phi \Delta U_{зап} / U_{зап}$, где $U_{зап}$ и $\Delta U_{зап}$ - напряжения падающей и отраженной волн запускающего перепада.

В результате экспериментальной проверки возможностей обеих схем формирователей (Рисунок 90, а, б), выполненных на одном типе диодов ГИ308К ($I_{п}/C \approx 20 \div 25$ мА/пФ) с использованием гибридно-интегральной технологии, получены следующие параметры перепадов напряжения. В первом формирователе длительность фронта, определяемая на уровнях напряжений, соответствующих точкам В и С (рисунок 89в), составила 50 пс, а во втором формирователе - меньше 35-40 пс. Причем во втором формирователе наблюдается более четкий и крутой переход от фронта к стационарным значениям перепада как до фронта, так и после него.

Дополнительным преимуществом формирователя, выполненного по второй схеме, является защита ТД от пробоя запускающим импульсом в случае отключения нагрузки. Ее функцию выполняет в этом случае резистор R_k .

Для уменьшения длительности фронта формируемых импульсов необходимо иметь ТД с более высоким значением отношения барьерной емкости туннельного $p-n$ -перехода к пиковому току. Максимальные значения формируемых перепадов на ТД или амплитуды импульсов в режиме релаксации достигают значений от 0,2 В для германиевых диодов до 0,8 В для арсенид-галлиевых ТД.

Формирователи импульсов на лавинных S-диодах. Диоды с S-образной ВАХ, в отличие от ТД, используют в схемах формирователей и генераторах импульсов с повышенной амплитудой. Прежде чем рассматривать схемы таких устройств, опишем ВАХ S-диодов, приведенные на рисунке 91 при обратном смещении и характерные ее области, определяющие режим работы диодов.

Основными эксплуатационными параметрами этих диодов являются следующие: I_n и U_n - ток и напряжение переключения; $U_{ост}$ - остаточное напряжение на диоде после переключения его из закрытого в проводящее состояние; $I_{уд}$ - ток удержания (минимальный ток на ветви АС ВАХ), соответствующий $U_{ост}$. Кроме того, к этим параметрам относят дифференциальное сопротивление R_i , на ветви АС, время переключения t_n , определяемое переходом рабочей точки 1 с ветви ОВ в точку 3 на ветви АС, и время восстановления t_v S-диода, за которое рабочая точка 3 перемещается в точку 1. Точка 2 выбирается в качестве рабочей при использовании диода в режиме релаксации.

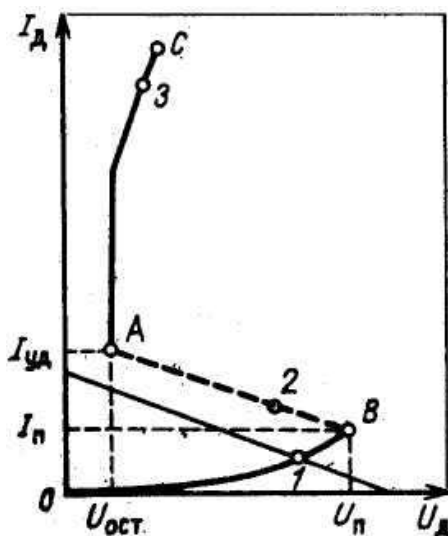


Рисунок 91. Вольт-амперная характеристика S-диода

Наиболее эффективным является использование S-диодов - нелинейных двухполюсников в схемах формирователей и генераторов импульсов в качестве коммутирующих элементов. За время от 100 до 500 пс они обеспечивают коммутацию импульсов тока от 5 до 30А и больше при длительности импульсов 5-100 нс.

На рисунке 92а приведена схема формирователя на разрядной линии, в котором функцию ключа выполняет электромеханическое реле (геркон), а S-диод типа АА732А(Б) использован в качестве обострителя импульсов.

Время запаздывания срабатывания $t_3 = \tau_D$ рассматриваемого обострителя определяется временем заряда эквивалентной емкости обратносмещенного n - v -перехода через большое сопротивление n -области. При напряжении на входе обострителя $U_{BX} = 2U_{II}$ время задержки переключения S-диода составляет 6 нс. Амплитуда импульса напряжения на выходе обострителя определяется соотношением $U_{ВЫХ} = U_{BX} - (U_{OCT} + I_H R_i)$, I_H импульсный ток в нагрузке R_H , а коэффициент передачи по напряжению равен $K = 1 - [(U_{OCT} + I_H R_i) / U_{BX}]$. Так, например, для S-диодов с параметрами $U_{II} = 150В$, $t_{II} = 200$ $R_i = 8$ Ом, $U_{OCT} / U_{II} \leq 0,1$, используемых в схеме обострителя, при $U_{BX} = 2U_{II} = 300В$ и $R_H = 75$ Ом имеем $K \approx 0,8$, $U_{ВЫХ} \leq 250 \leq В$ и $t_{\phi} \approx t_{II} = 200$ пс. При этом фронт импульса напряжения на входе обострителя не должен превышать 6 нс. Укорочение фронта входного импульса определяется коэффициентом обострения $\xi = t_{\phi_{вх}} / t_{\phi_{ВЫХ}}$. Максимальное его значение может быть найдено из соотношения $\xi_{max} = t_3 U_{BX} / U_{II} t_{II}$. Например, при $t_3 = 6$ нс, $t_{II} = 200$ пс и $U_{BX} = 2U_{II}$ этот коэффициент равен 30. Большие значения коэффициента обострения импульсов реализовывать в формирователях в ряде случаев нецелесообразно, так как

джиггер возрастает до 100 пс, в то время как обычно в S -диодах он не превышает 30 пс.

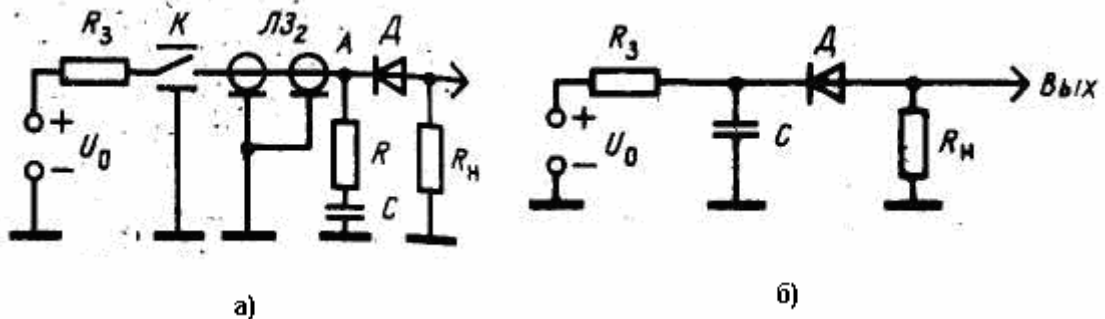


Рисунок 92. Схемы обострителя и релаксатора на S -диодах

Для уменьшения времени переключения на S -диод подают напряжение, представляющее собой сумму постоянной $U_0 = (0,1 \div 0,5) U_n$ и импульсной составляющих. Кроме того, уменьшение длительности фронта формируемых импульсов производят с помощью корректирующей RC -цепи, где R равно волновому сопротивлению p_2 передающей линии LZ_2 , подключаемой, как показано стрелкой на рисунке 92а, к точке А соединения LZ_2 и S -диода. Сущность коррекции заключается в создании разных условий передачи в нагрузку для плоской и фронтальной частей формируемого импульса. Передача первой из них в нагрузку осуществляется от эквивалентного генератора с внутренним сопротивлением $R_r = p_2 + R_i$, а второй - от генератора с $R_r = R_i$. Расчетные оценки для $p_2 = 50$ Ом, $R_i = 5$ Ом, $t_n = 200$ пс и $L_B = 0$, где L_B -индуктивность выводов корректирующего конденсатора, дают следующие результаты. Длительность фронта импульсов на выходе обострителя составляет: $t_\phi = 70$ пс при выбросе $\delta = 0\%$ и постоянной времени корректирующей цепи $\tau_k = t_n / 3$; $t_\phi = 60$ пс при $\delta = 5\%$ и $\tau_k = t_n / 2,7$. Если, например, $L_B = 2$ нГн, то $t_\phi = 40$ пс при $\delta = 30\%$ и $\tau_k = t_n / 2,7$. Таким образом, корректирующая цепь, как показывают расчеты, позволяет, уменьшить длительность фронта импульсов в 2-4 раза.

При построении релаксаторов, работающих в автоколебательном режиме, S -диод включают по схеме, приведенной на рисунке 92б, в которой накопительным элементом является конденсатор $C_{нак}$ или разрядная линия (на рисунке не показана). В обоих случаях $R_0 \gg R_H - p$. Перемещение рабочей точки на участок ВАХ с отрицательным сопротивлением, т. е. в положение 2 (рисунок 91), обеспечивающее режим автогенерации, осуществляют путем подачи на диод напряжения $U_0 = U_n + I_{VT} R_3$, где ток, протекающий через обратносмещенный S -диод, $I_{VT} < 10^{-7} \div 10^{-9}$. Амплитуда генерируемых импульсов U_m определяется соотношением $U_m = U_n - (U_{ост} + I_H R_i)$ а длительность их фронта $t_\phi = t_n$. Соотношения $\tau_H = 0,69 C_{НАК} (R_H + R_i)$ и $T = 3 R_3 C_{НАК}$ определяют

длительность генерируемых импульсов по уровню 0,5 от амплитудного значения и период повторения импульсов (при $T \gg t_b$).

Если в качестве накопителя используется разрядная линия длиной l , включаемая последовательно между R_3 и S -диодом, то для расчета параметров генерируемых импульсов могут быть использованы следующие соотношения: $U_m = [U_{II} - (U_{OCT} + I_H R_i)] / 2$; $t_{\phi} = t_{II}$; $\tau_{II} = 2l\tau_0$, где τ_0 - время задержки на единицу длины линии; $T \approx 3R_0 C_{II} l$ (при $T \gg t_b$), где C_{II} - погонная емкость линии.

В рассмотренных выше устройствах для обеспечения стабильности момента времени переключения требуется быстрый заряд накопительных элементов до достаточно высокого напряжения ($U_{II} \geq 100$ В).

Формирователи импульсов на диодах с накоплением заряда. Принцип работы формирователей основан на свойстве ДНЗ резко восстанавливать обратное сопротивление при переключении из состояния прямой проводимости в закрытое состояние. Схемы простейших Формирователей приведены на рисунке 93. Необходимое значение прямого тока диодов задается источником смещения и резисторам.

Этот ток определяет время рассасывания $t_{рас}$ заряда, накопленного в базе диода, после подачи запирающего перепада напряжения с $t_{\phi} < t_{рас}$. Схему на рисунке 93 а используют для формирования фронта импульсов, а схему на рисунке 93б - для укорочения импульсов. В последнем случае более крутым является срез импульсов. В целях формирования импульсов с крутыми фронтами и срезом используют каскадное соединение этих схем.

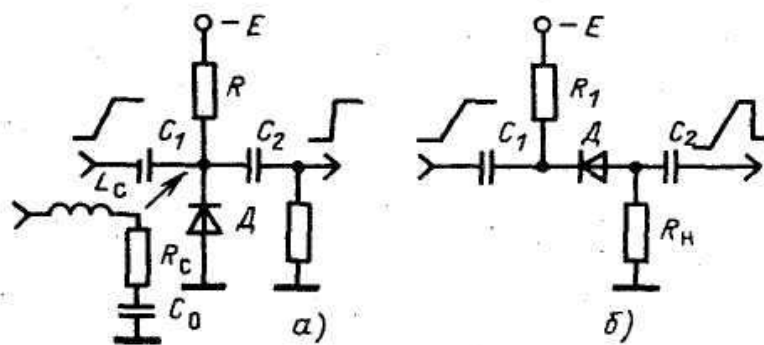


Рисунок 93. Схемы включения ДНЗ:
а - параллельная; б - последовательная

Для формирователей на ДНЗ характерными являются искажения типа "полочка", обусловленные конечным сопротивлением диода в проводящей состоянии во время рассасывания заряда в базе. Такие искажения устраняют путем включения последовательно в передающий тракт дополнительного диода. Обычно это диоды Шоттки с большим обратным напряжением и малым временем установления прямого сопротивления. Диоды Шоттки выполняют

функцию изолирующих элементов в многокаскадных формирователях. Они предотвращают подачу обратного напряжения на последующий ДНЗ в многокаскадном формирователе, пока не закончится стадия высокой обратной проводимости в предыдущем ДНЗ.

В качестве изолирующих элементов, обеспечивающих соответствующее запаздывание сигнала и последовательное формирование импульса каждым ДНЗ, в многокаскадном формирователе могут быть использованы отрезки коаксиальной или микрополосковой линий передачи.

С использованием диодов с накоплением заряда КД524, КД528 и КД630 такие устройства позволяют формировать импульсы с длительностью фронта 100-300 пс и амплитудой 10-50 В.

Диоды с накоплением заряда большое применение находят в формирователях стробирующих пикосекундных импульсов для устройств выборки-хранения. Здесь с помощью ДНЗ формируют перепады напряжения малой длительности с последующим их дифференцированием путем отражения от короткозамкнутых стенок формирующей камеры. При этом вместе с основным импульсом U образуются за счет переотражения и паразитные колебания $U_{\text{пк}}$. Активную амплитуду $U_0 = U - U_{\text{пк}}$ стробирующего импульса увеличивают путем согласования отдельных узлов формирователя или путем подавления паразитных колебаний. Активная амплитуда стробирующих импульсов в таких схемах составляет 6,5 - 7 В.

Для получения пикосекундных стробирующих импульсов с крутыми фронтами и срезом может быть использована двухканальная структура (рисунок 94), сочетающая нелинейный и линейный методы формирования импульсов.

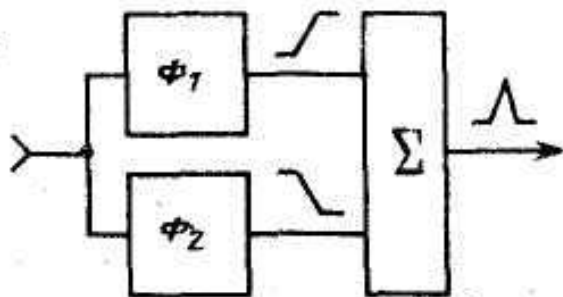


Рисунок 94. Двухканальная структура формирователя

Суммируемые в общей нагрузке выходные сигналы канальных формирователей Φ_1 и Φ_2 на ДНЗ представляют собой в этом случае разнополярные перепады напряжения, сдвинутые во времени относительно друг друга. Длительность формируемых импульсов регулируют путем изменения задержки исходного импульса в одном из каналов.

Формирователи импульсов на дрейфовых диодах. Для формирования импульсов с фронтом меньше 100-200 пс и амплитудой выше 0,3-1 кВ используют дрейфовые диоды с задержкой лавинного пробоя. Если к дрейфовому диоду приложить изменяющееся по амплитуде с высокой скоростью напряжение в блокирующем (запирающем) направлении, то в

диоде через некоторое время задержки t_3 возбуждается ударно-ионизационная волна. Распространение такой волны через базовую область полупроводниковой структуры (обычно это $p^+ - n - n^+$ -структура) приводит к резкому уменьшению сопротивления этой области электронно-дырочной плазмой, рассасываемой в следующей стадии протекающим током в течение нескольких наносекунд. После восстановления напряжения на диоде до напряжения стационарного пробоя дальнейшее протекание тока приводят к выделению большой мощности на диоде. Поэтому длительность исходных импульсов, подаваемых на обостритель, должна быть меньше времени, в течение которого диод находится в открытом состоянии.

Дрейфовые диоды промышленностью не выпускаются. Однако в качестве таких элементов могут быть использованы обычные силовые диоды типа КД 206 (В, Б), КД210А, Д231А и другие.]

Простейшая схема обострителя на дрейфовом диоде приведена на рис. 95 а. В этой схеме с тиристорного генератора (ГИ) с предварительными цепями формирования (на рисунке не показаны) импульсы с длительностью фронта 1-2 нс и амплитудой примерно 1 кВ подаются через развязывающую линию на дрейфовый диод. Дрейфовый диод предварительно смещают в запирающем направлении до напряжения $U_0 = (0,7 \div 0,9) U_{п}$, где $U_{п}$ - статическое напряжение пробоя. При таком смещении время переключения обострителя имеет минимальное значение. Напряжение, коммутируемое диодом, к моменту его включения определяется соотношением $U_{к} = kU(t) + U_0$, где k - коэффициент, учитывающий отражение волны напряжения генератора $U(t)$ от конца линии. При $t \geq t_3$ в диоде возбуждается волна ударной ионизации, которая распространяется в его базе за время $t_{ф}$. Напряжение на диоде падает практически до нуля, а на нагрузке выделяется перепад напряжения $U_{н}$. При использовании вышеприведенных диодов или специально изготовленных дрейфовых диодов длительность фронта сформированных импульсов составила 200-250 пс при $U_{н} \geq 0,3 \div 1$ кВ. Длительность среза импульса определяется временем восстановления обратного напряжения на диоде.

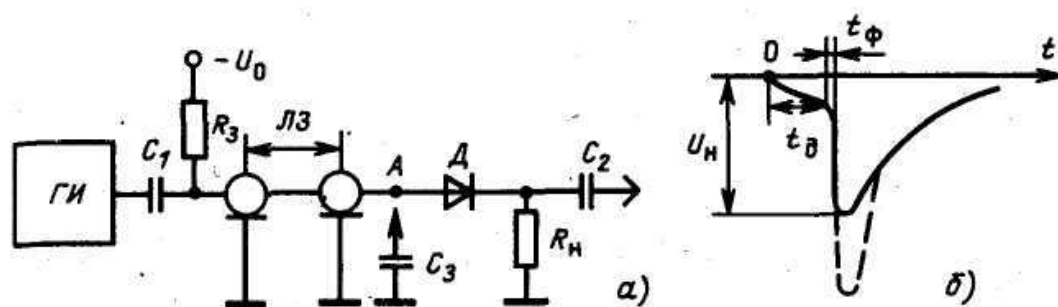


Рисунок 95. Схема формирователя на дрейфовом диоде с задержкой лавинного пробоя (а) и форма выходного импульса (б)

Кроме рассмотренной могут быть использованы схемы обострителей, у которых в качестве накопительных элементов применяют только

конденсаторы, а также схемы обострителей, у которых дополнительное формирование импульсов производят с помощью разомкнутых на конце отрезков линии и т. п.

Принципиальной особенностью дрейфовых диодов, определяющей эффективность работы обострителя, является необходимость получения высоких значений $dU(t)/dt$, что налагает высокие требования к предварительному генератору импульсов. Поэтому для получения малых значений t_{ϕ} используют каскадное включение обострителей.

Формирователи и генераторы импульсов на транзисторах.

Транзисторы как активные многофункциональные элементы в пикосекундной импульсной технике позволяют относительно просто решить задачу генерирования и формирования импульсов, следующих с высокой частотой повторения. В основу построения таких устройств заложены различные принципы. Широко известны, например, релаксаторы импульсов на биполярных лавинных транзисторах. Эти устройства способны генерировать импульсы с длительностью фронта меньше 100 пс при амплитуде 10-15 В и с частотой повторения, не превышающей нескольких десятков мегагерц. Причем с ее повышением амплитуда импульсов падает. Генерацию импульсов с частотой повторения, составляющей сотни мегагерц и выше, обеспечивают релаксационные схемы на ненасыщенных токовых переключателях (выполняемых на основе дифференциальной пары со связанными эмиттерами БТ или истоками ПТШ) и кольцевые генераторы. Однако их возможности ограничиваются задержкой сигнала в петле обратной связи.

Генераторы сверхвысокочастотных (гигабитовых) импульсных последовательностей в связи с этим выполняют на следующей основе. Вначале генерируют синусоидальный СВЧ-сигнал, затем его подвергают формированию (ограничению). При использовании в качестве ограничителей ненасыщенных токовых переключателей на БТ со связанными эмиттерами получают последовательности импульсов с частотой повторения примерно до 1-1,5 ГГц. Возможности таких формирователей ограничены параметрами БТ и схемотехническими особенностями их построения, одной из которых является необходимость соединения эмиттеров (или истоков) с общей шиной через резистивно-емкостные цепи. Эти цепи вносят в схему дополнительные паразитные реактивности, снижающие ее широкополосность. Более подходящими при построении формирователей импульсов с частотой повторения $f_{\text{п}} > 1$ ГГц являются ПТШ, включаемые по схеме с общим истоком, соединенным с общей шиной без дополнительных цепей.

Генераторы гигабитовых сигналов используют в основном в качестве испытательных приборов при проверке сверхбыстродействующих логических интегральных схем, в волоконно-оптических системах связи для возбуждения светоизлучающих диодов, а также при обработке цифровых сигналов. К ним обычно предъявляют комплекс требований, включающий, в частности, кроме диапазона частот $f_{\text{п}}$ импульсов и их временных параметров, возможность управления амплитудой, полярностью, уровнем постоянного смещения и другие требования.

Основные из этих требований могут быть выполнены с использованием описанных в разделе 7.6 пикосекундных усилительных модулей и других соответствующих функциональных звеньев, выполненных на ПТШ.

Усилительные модули в гигабитовых генераторах являются основными узлами и выполняют функцию двустороннего ограничения сигналов. Достижение высоких временных параметров формируемых импульсов связано не только с потенциальными возможностями ПТШ, но, и с проблемой широкополосного согласования усилительных и других модулей, работающих в сильнонелинейном режиме. По сравнению с линейным режимом работы ПТШ эта проблема усугубляется зависимостью входных и выходных импедансов транзисторов от уровня ограничивающего сигнала с изменяющейся, кроме того, в широких пределах частотой повторения. Это обстоятельство в общем случае предполагает использование адаптирующихся к уровню сигнала или управляемых согласующих, выравнивающих и корректирующих цепей.

Проблему широкополосного согласования формирующих модулей в определенной мере можно решить путем использования режима отсечки, а не насыщения тока стока ПТШ. В этом режиме реактивные параметры активных элементов имеют наименьшие значения, а выравнивание сопротивлений в области нижних и средних частот производят с помощью стоковых нагрузок транзисторов, сопротивление которых имеет значения примерно 50-100 Ом.

Для уменьшения длительности фронта и среза импульсов целесообразно сочетать нелинейные и линейные методы формирования. Это, в частности, может быть реализовано, как и в пикосекундных усилителях с ООС по напряжению, путем передачи по дополнительному каналу части сигнала на выход формирующего каскада и суммирования его в противофазе с основным сигналом..

Кроме нелинейного метода формирования, основанного на ограничении сигнала, дополнительно можно использовать эффект ганновской генерации, проявляющийся при малых напряжениях смещения на затворах в некоторых типах транзисторов (в частности, у ПТШ АП602) с ВАХ, имеющими вид, изображенный на рисунке 96а. В таком транзисторе рабочую точку следует выбирать так, чтобы одна полуволна формируемого сигнала переключала ПТШ в состояние с доменом, а другая полуволна выводила бы его из этого состояния и ограничивалась за счет отсечки тока стока.

Пример структурной схемы формирователя гигабитовых сигналов приведен на рисунке 96б. Здесь предварительный усилитель-формирователь состоит из одного или двух модулей, схема которых приведена на рисунке 67.

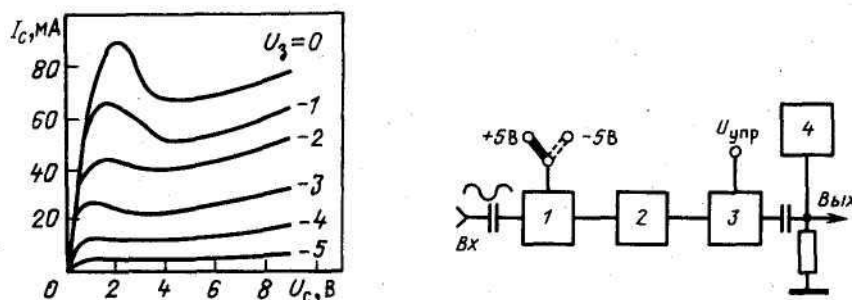


Рисунок 96. а - вольт-амперные характеристики ПТШ с доменной неустойчивостью, б - структурная схема формирователя гигабитовых последовательностей импульсов

При этом выходной транзистор первого модуля используется для управления полярностью формируемых сигналов путем изменения знака питающего напряжения на его стоке (см. рисунок 40а). Промежуточный усилитель-формирователь выполнен по такой же базовой схеме, как и блок 1. Блок 3 выполняет функцию регулирования амплитуды выходного сигнала и выполнен по схеме рисунке 82. Блок 4 представляет собой два эмиттерных повторителя, выполненных на комплементарной паре биполярных транзисторов. Этот блок задает соответствующий базовый уровень (положительное или отрицательное напряжение смещения) гигабитовой последовательности импульсов.

Формирователь, выполненный по гибридно-интегральной технологии с использованием транзисторов типа АП602А-2 в описанной схеме, имеет следующие параметры: частота повторения выходных импульсов от 1 до 3 ГГц при длительности фронта и среза меньше 70 и 90 пс; максимальная амплитуда выходного сигнала 2,5 В на нагрузке 50 Ом; диапазон регулирования выходного напряжения 20 дБ; диапазон регулирования напряжения базового уровня от 0 до $\pm 2,5$ В. В большей части диапазона частот повторения импульсы имеют форму, близкую к прямоугольной, а гигабитовая последовательность представляет собой меандр. На частотах повторения примерно от 2,5 до 3 ГГц форма импульсов изменяется на колоколообразную. Для ее улучшения необходимо применять более широкополосные базовые модули. Для того чтобы выходная гигабитовая последовательность имела форму, близкую к форме меандра, верхняя граничная частота ее спектра должна как минимум в 3 раза превышать максимальную частоту повторения импульсов.

При изменении частот повторения исходных сигналов существенно изменяются условия формирования, что усложняет задачу получения высоких метрологических характеристик. Поэтому используют несколько каналов формирования, работающих в соответствующем диапазоне частот повторения.

Глава 8. Области применения быстродействующих устройств пикосекундного диапазона

8.1 Исследование объектов с помощью импульсных воздействий пикосекундной длительности

Исследование объектов с помощью импульсных воздействий пикосекундной длительности представляет собой новое научное направление, сложившееся в 70-х годах и интенсивно развивающееся в последние годы. Теоретические основы этого направления, а также принципы и методы аппаратной реализации и особенности практического применения изложены в В настоящем разделе в связи с этим приведены лишь краткие сведения по рассматриваемому вопросу.

В основу время-импульсной метрологии (импульсного метода исследования объектов) положен анализ реакции исследуемого объекта на зондирующий импульс. Такой объект может быть стационарным, нестационарным и нелинейным. Применение импульсов пикосекундной длительности в качестве зондирующих позволяет существенно повысить разрешающую способность метода и исследовать не только объект в целом, но и его внутреннюю структуру. Зондирующий пикосекундный импульс, распространяющийся в объеме объекта, образует пространственно-локализованную уединенную волну, взаимодействие которой с его внутренними неоднородностями порождает разнесенные во времени сигналы. Эти сигналы и характеризуют пространственные параметры и свойства объекта [3]. В частном случае объекты представляют пространственно-одномерной структурой. Это, например, коаксиальные, двухпроводные, полосковые линии передачи, волноводы, волоконно-оптические линии и т. п. Временной метод исследования таких структур известен как импульсная рефлектометрия.

Возможности аппаратных комплексов, реализующих импульсный метод исследований, определяются достижениями в формировании, регистрации и обработке импульсов пикосекундной длительности. Так, при длительности реакции 20-50 пс на точечную сосредоточенную неоднородность, регистрируемую рефлектометрами, локализация точечных объектов в области пространства составляет единицы миллиметров.

Развитие теории временных методов измерения и разработка современных аппаратных средств (генераторов, осциллографов, цифровых устройств) позволили решать практические задачи таких направлений, как [3]:

- 1) исследование и измерение временных характеристик устройств, широкополосных трактов и их частей;
- 2) исследование частотных характеристик устройств, содержащих цепи с распределенными параметрами, исследование электрофизических свойств материалов;
- 3) идентификация линий передачи с неоднородностями;

4) определение характеристик и параметров нестационарных и нелинейных объектов (устройств, материалов и сред).

Исследуемые объекты относятся к радиоэлектронике, физике, химии, биологии, медицине и другим областям науки и техники. В радиоэлектронике, например, это обнаружение и идентификация с помощью видеоимпульсных радиолокационных систем воздушных целей и объектов (не обязательно металлических), находящихся под землей. В физике импульсный метод измерений находит применение при исследовании диэлектрических и магнитных свойств материалов. Кроме того, методы рефлектометрии используют в диагностике плазмы. Эти методы в химии позволяют контролировать ход реакции полимеризации путем измерения комплексной диэлектрической проницаемости полимеров, например, на основе эпоксидных смол. В медицине сравнительное исследование диэлектрических свойств биологических жидкостей здоровых и больных людей расширяет методы диагностики заболеваний.

Краткие сведения, приведенные в этом и в других разделах настоящей главы, отражают лишь небольшую часть примеров использования в настоящее время пикосекундной импульсной техники. Ее применение непрерывно расширяется по мере развития возможностей и потребностей в других областях науки и техники.

8.2 Сверхширокополосные системы связи

Предельная пропускная способность канала связи (максимальное количество информации, передаваемое по каналу) определяется формулой Шеннона:

$C = \Delta f \log_2(1 + P_C / P_N)$, где: C - количество информации, бит/сек, Δf - полоса рабочих частот канала связи;

P_C – мощность сигнала; P_N – мощность шума в полосе частот канала.

Из формулы видно, что увеличение объема передаваемой по радиоканалу информации возможно двумя путями: повышением мощности сигнала и расширением полосы пропускания

Рост излучаемой мощности ограничен необходимостью обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) одновременно работающих радиосистем. Обычные радиосистемы относительно узкополосны и работают в отведенной для нее полосе частот, поэтому требования ЭМС ограничивают излучения системы за пределами выделенной полосы. Ограничения на нежелательные излучения в каждой стране определены законодательствами.

Поэтому стали быстро развиваться средства передачи на основе сверхширокополосных (СШП) сигналов.

Согласно определению, сверхширокополосными называются сигнал или система с относительной полосой частот $\Delta \bar{F}$ более 0,25 или с шириной спектра Δf более 1,5 ГГц.

$$\Delta \bar{F} = 2 (f_{\text{верх}} - f_{\text{нижн}}) / (f_{\text{верх}} + f_{\text{нижн}}),$$

где $\Delta\bar{F}$ - относительная полоса частот, $f_{\text{верх}}$ и $f_{\text{нижн}}$ – верхняя и нижняя частоты спектра, определяемые по уровню -10 дБ относительно максимума излучения.

Использование СШП сигналов для передачи информации по радиоканалу даёт следующие преимущества по сравнению с сигналами, имеющими узкую полосу частот:

- низкая средняя излучаемая мощность, которая обычно не превышает единиц-десятков милливольт и определяется дальностью и скоростью передачи информации;

- скрытная работа линии связи благодаря низкой спектральной плотности мощности на единицу полосы частот; электромагнитная совместимость с узкополосными системами, работающими в той же полосе частот;

- высокая скорость передачи информации;

- эффективная борьба с многолучевым распространением за счет временной селекции прямых и переотраженных сигналов или корреляционного приема;

- простота конструкции и схемотехнических решений.

Поскольку СШП_системы занимают полосы частот шириной от 1 ГГц и более, возникла проблема электромагнитной совместимости с традиционными узкополосными системами, действующими в том же спектральном диапазоне.

Совместная работа сверхширокополосных и обычных систем передачи информации. Для совместной работы СШП_ и обычных систем необходимо обеспечить соответствие законодательным нормам на нежелательные излучения (уровни мощности внеполосных радиоизлучений, и промышленных радиопомех. Сводная таблица норм на нежелательные излучения приведена в таблице 3.

Таблица. Сводная таблица норм на нежелательные излучения

Диапазон частот f , МГц	Средняя спектральная плотность мощности $W_{\text{ав}}$, Вт/Гц		
	Россия	США	Европа
30,0–88,0	$2,77 \cdot 10^{-15}$	$2,91 \cdot 10^{-15}$	$2,43 \cdot 10^{-13}$
88,0–216	$2,77 \cdot 10^{-15}$	$6,71 \cdot 10^{-15}$	$2,43 \cdot 10^{-13}$
216–230	$2,77 \cdot 10^{-15}$	$1,22 \cdot 10^{-14}$	$2,43 \cdot 10^{-13}$
230–960	$1,40 \cdot 10^{-14}$	$1,22 \cdot 10^{-14}$	$2,43 \cdot 10^{-13}$
960–1000	$1,40 \cdot 10^{-14}$	$7,41 \cdot 10^{-14}$	$2,43 \cdot 10^{-13}$
1000–11700	$4,50 \cdot 10^{-13}$	$7,41 \cdot 10^{-14}$	$9,72 \cdot 10^{-14}$
11700–12500	$9,00 \cdot 10^{-14}$	$7,41 \cdot 10^{-14}$	$9,72 \cdot 10^{-14}$
12500–40000	На рассмотрении	$7,41 \cdot 10^{-14}$	$9,72 \cdot 10^{-14}$
Свыше 40000	На рассмотрении	$7,41 \cdot 10^{-14}$	На рассмотрении

Следует отметить, что ограничение уровня основного радиоизлучения СШП систем в соответствии с требованиями, указанными в таблице не гарантирует полного отсутствия их влияния на обычные радиосистемы при большом количестве одновременно работающих СШП радиосистем.. Исследования, проведенные в США, показали, что СШП радиосистемы, удовлетворяющие требованиям табл. 4, могут создавать помехи работе глобальных навигационных систем, например GPS.

Международный Электротехнический Комитет (IEC) как международный орган ведет работы по определению статуса СШП_устройств и их электромагнитной совместимости с другими устройствами. Уже действуют стандарты для мощного излучения (импульсное напряжение сотни вольт и более) при длительностях импульсов более 1 нс. Международные нормы на работу маломощных СШП систем и для длительностей импульсов менее 1 нс сегодня нет.

Дальность действия широкополосных систем связи [8]. Рассмотрим наиболее простой метод ее передачи посредством амплитудной манипуляции, при этом период следования импульсов фиксирован, появление/отсутствие импульса означает 1/0. В этом случае фиксированная средняя мощность излучения определяет число импульсов, излученных в единицу времени, т.е. скорость передачи информации. Хотя данный вид модуляции энергетически наименее выгоден, он наиболее распространен из-за простоты реализации..

Пусть длительность излучаемого импульса равна 0,5 нс, а полоса рабочих частот лежит в диапазоне 3,1–5,1 ГГц. Тогда допустимая спектральная плотность мощности СШП_сигнала в рабочей полосе составит $7,41 \cdot 10^{-14}$ Вт/Гц (см. таблицу 3). Прием СШП_сигналов производится на фоне аддитивного белого гауссового шума. Уровень шума, действующий в рабочей полосе СШП_приемника, рассчитывается по формуле

$$NRX = k \cdot TK \cdot f_{UWB} \cdot N,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, $TK = 293$ К – абсолютная температура, $f_{UWB} = 2 \cdot 10^9$ Гц – полоса пропускания приемника, $N = 10$ – коэффициент шума приемника.

Таким образом, $NRX = 80,9$ пВт = $70,9$ дБм.

Чувствительность приемника:

$$PRX = NRX \cdot q = 80,9 \cdot 10^{-12} \cdot 30 = 2,4 \text{ нВт (56,2 дБм)},$$

где q – минимальное отношение сигнал/шум на входе приемника, требуемое для обеспечения заданной вероятности ошибки на бит (BER) при принятом виде модуляции. Для $BER = 10^{-3}$ и 10^{-6} значение q при оптимальном приеме составит 30 и 70, соответственно [25].

Определим предельную среднюю мощность P_{TXav} , которую может излучать передатчик при заданной предельной средней спектральной плотности мощности:

$$W_{av} \cdot P_{TXav} = W_{av} \cdot \Delta f_{UWB} = 7,413 \cdot 10^{-14} \cdot 2 \cdot 10^9 = 0,15 \text{ мВт} = -8,24 \text{ дБм}.$$

Тогда пиковая мощность:

$$P_{TXpeak} = P_{TXav} \cdot Q = P_{TXav} \cdot T/\tau = P_{TXav} / (\tau \cdot V)$$

где Q – скважность,

T – период следования импульсов, с; V = 1/T – скорость передачи информации, бит/с.

Дальность действия системы связи определим по формуле

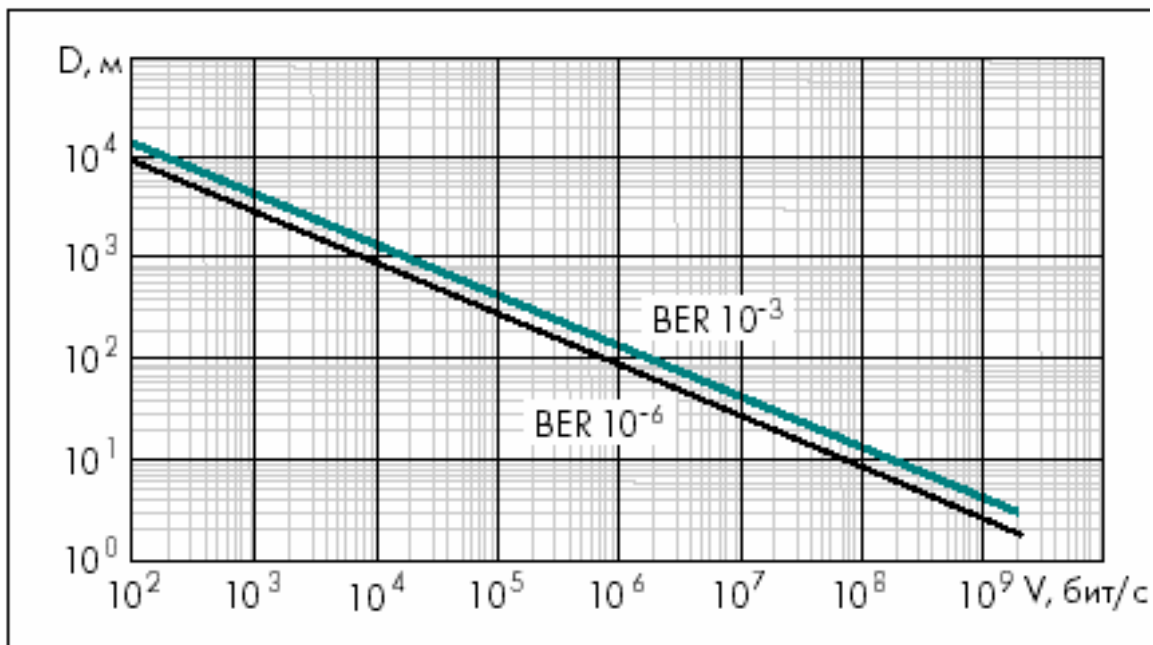
$$D = \sqrt{\frac{P_{TXpeak} \cdot G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot (C \cdot \tau)^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot P_{RX}}}$$

где: GTX = 1 – коэффициент усиления антенны передатчика,

GRX = 1 – коэффициент усиления антенны приемника,

C = 3·10⁸ м/с – скорость света, τ = 0,5 нс

Данные расчета приведены на графике, рисунок 97



Зависимость скорости передачи от расстояния для двух значений BER

Рисунок 97. Зависимость дальности от скорости передачи информации для двух значений вероятности ошибки

При коэффициенте усиления передающей антенны более единицы необходимо ограничивать энергетический потенциал СШП_радиосистемы, равный P_{TXпик}·G_{TX}, таким образом, чтобы излучаемая мощность в направлении наибольшей направленности передающей антенны не превышала предельно допустимой. В результате можно построить зависимость скорости передачи от дальности связи для приведенных значений BER (см. рис.)

Из графика следует, что с учетом ограничений уровня излучаемой мощности СШП_системы можно подразделить на три группы.

Системы передачи данных со скоростью 1–100 Кбит/с (низкоскоростная связь) при дальности действия от нескольких километров до нескольких сотен метров. Они эффективны при информационном обмене с высокой скрытностью. Речь идет о системах передачи голосовых или информационных данных, в том числе – в распределенных сетях беспроводных датчиков. Это могут быть датчики постоянного контроля температуры, влажности, давления, частоты, напряжения и т.д.; датчики охранных и пожарных сигнализаций; медицинские датчики контроля состояния пациентов в госпиталях и в домашних условиях, а также датчики состояния спортсменов в процессе проведения тренировок и соревнований и т.д. Основное достоинство таких систем – возможность их применения без специального разрешения на использование полосы рабочих частот, если законодательство, подобное действующему в США (см. таблицу 3), будет введено и в других странах.

Системы передачи данных со скоростью 1–100 Мбит/с при дальности действия от десяти до ста метров могут найти применение в локальных беспроводных внутриофисных сетях вместо проводных сетей типа Ethernet. Подобные системы будут, по-видимому, дешевле используемых сегодня для этих целей узкополосных систем, не говоря об их меньшем энергопотреблении.

Системы передачи данных со скоростью более 100 Мбит/с (высокоскоростная связь), в соответствии с прогнозами, – основная область для СШП_технологий. Такие системы связи эффективны для быстрого обмена большими массивами данных между мобильными устройствами (карманные персональные компьютеры, ноутбуки, цифровые фото_ и видеокамеры, различные регистраторы информации), а также между мобильными устройствами и стационарными компьютерными системами сбора, обработки и хранения данных. Основное достоинство СШП_технологии перед близкими по скорости обмена системами на инфракрасных лучах – возможность работы через стены помещений и на больших расстояниях, а по сравнению с лазерными системами – более низкая стоимость. Сравнивая современные и перспективные узкополосные системы передачи данных с СШП_системами (табл.б), можно заметить, что наиболее вероятной областью применения СШП_связи при существующих ограничениях по ЭМС будет высокоскоростная связь ближнего действия. Узкополосным же системам останется менее скоростная связь на большие расстояния.

TM-UWB передатчики Time Domain излучают сверхкороткие "гауссовы" моноциклы с жестко управляемыми временными интервалами между импульсами (от импульса к импульсу). Time Domain работает с длительностью импульса моноцикла от 0.20 до 1.50 наносекунд и временными интервалами между импульсами от 25 до 1000 наносекунд. Эти короткие импульсы являются сверхширокополосными. В системе используется модуляция импульсов позицией. Временной интервал между импульсами изменяется в соответствии с двумя компонентами: информационным сигналом и кодом канала. TM-UWB приемник непосредственно

преобразовывает полученный радиосигнал в немодулированный цифровой или аналоговый выходной сигнал. Входной коррелятор когерентно преобразовывает последовательность электромагнитных импульсов в модулирующий сигнал за один этап. Каскад промежуточной частоты отсутствует, что очень упрощает исполнение устройства. Как правило, один бит информации модулирует множество моноциклов. Приемник когерентно суммирует соответствующее число импульсов для восстановления переданной информации.

Использование временной модуляции при СШП передаче информации

При временной модуляции коротких импульсов обычно используется гауссовский моноцикл – первая производная гауссовской функции. На рисунке 98 показан идеализированный моноцикл во временной и частотной областях.

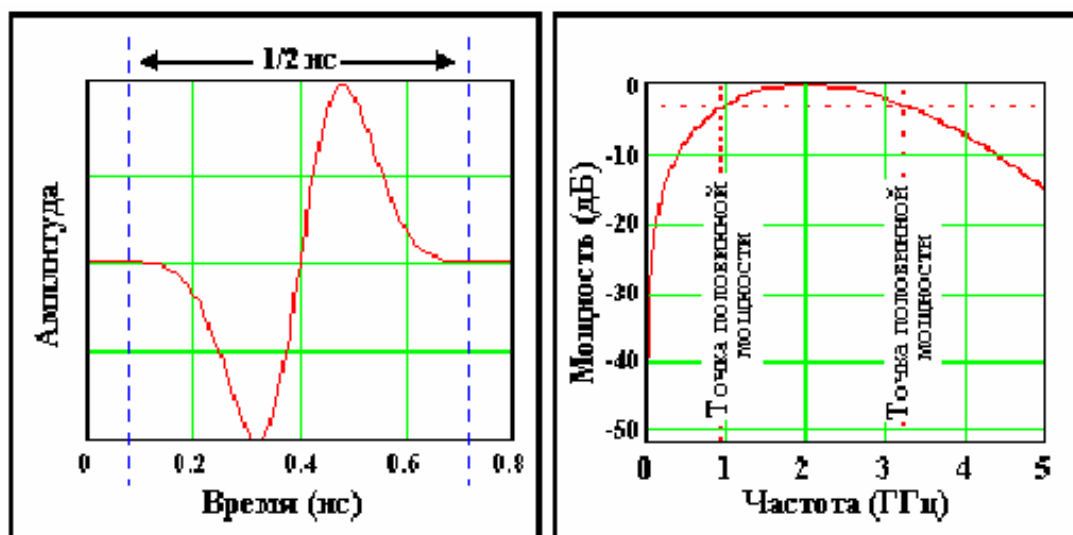


Рис.1 Гаусов моноцикл с центральной частотой 2ГГц во временной и частотной областях

Моноцикл является сверхширокополосным сигналом с центральной частотой и шириной спектра полностью зависимой от длительности моноцикла. Во временной области гаусов моноцикл математически схож с первой производной гауссовой функции. Он имеет вид:

$$V(t) = \frac{t}{\tau} \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$$

где, τ - временной коэффициент затухания, определяющий длительность моноцикла и t – время. В частотной области гаусов моноциклический спектр имеет форму:

$$V(f) = -j \cdot f \cdot \tau^2 \cdot e^{-f^2 \cdot \tau^2}$$

Центральная частота спектра обратно пропорциональна длительности импульса, то есть:

$$f \propto \frac{1}{\tau}$$

Центральная частота спектра моноцикла обратно пропорциональна длительности моноцикла и ширина полосы его спектра составляет 116% от центральной частоты моноцикла. Таким образом для 0.5 нс моноцикла показанного на рис.1 центральная частота равняется 2 ГГц и ширина его спектра на уровне половинной мощности приблизительно равна 2 ГГц.

Чтобы передать информацию, требуется дополнительная обработка, то есть модуляция моноциклической последовательности. TM-UWB системы используют модуляцию позиции импульсов так как эта технология позволяет использовать оптимальную фильтрационную обработку при приёме. Приёмники используют коррелятор, который даёт возможность осуществить гомодинный приём (синхронное детектирование). Этот режим приёма позволяет обнаруживать сигналы, уровень которых, значительно ниже уровня фоновых шумов.

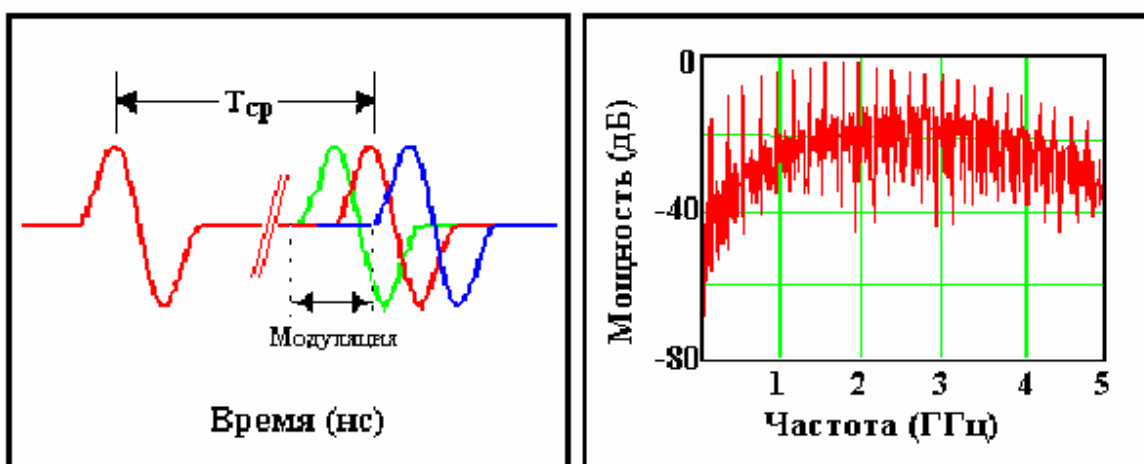


Рис.3 Модуляция импульсов позицией

Как показано на рис.3 модуляция импульсов позицией изменяет точное время передачи моноцикла относительно средней позиции (разрушается периодичность передачи). Например в системах передачи со скоростью 10 миллионов импульсов в секунду (Ми/с) моноцикл передаётся каждые 100 нс (на рис.3 показан как временной период T_{CP}). В таких системах 0 может быть представлен, передачей импульса на 100 пс раньше и 1 – передачей на 100 пс позже. Как показано на правом графике рис.3 модуляция позиции импульсов распределяет радиочастотную энергию более равномерно в этом диапазоне. Таким образом “сглаживание” спектра модуляцией делает систему менее заметной (обнаружимой). Однако так как информационная модуляция

сдвигает импульсы только на небольшую часть его ширины, это сглаживание спектра сигнала оказывается незначительным.

Временное разделение каналов. Любая импульсная последовательность, промодулированная информацией, похожа на любую другую импульсную последовательность; она ещё не подверглась каналному кодированию. При помощи сдвига времени передачи каждого моноцикла через большой временной интервал в соответствии с кодом импульсная последовательность может быть прокодирована канално. Как показано на рис.4, для каждого импульса применяется относительно большой временной сдвиг (несколько нс). Только приёмник, выделяющий импульсы с таким же временным интервалом, может осуществить декодирование принимаемой информации.

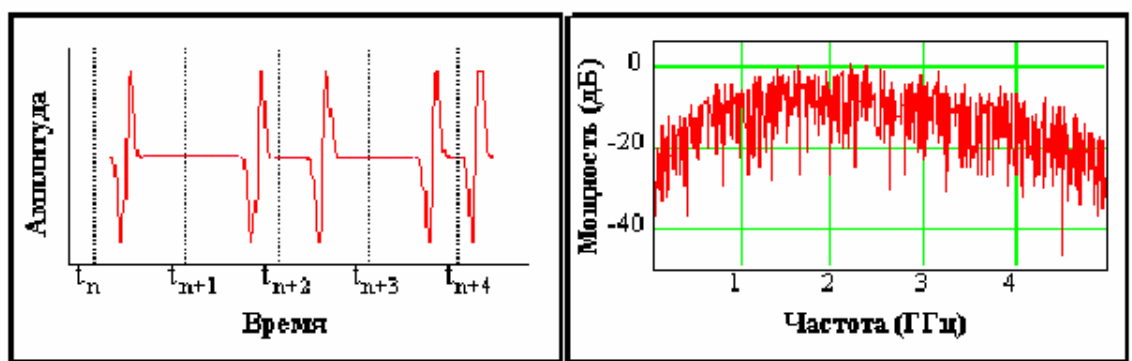


Рис.4. Влияние псевдослучайной временной модуляции на распределение энергии в частотной области

Для скрытности передаваемой информации может применяться псевдослучайная временная модуляция. В частотной области эта модуляция делает такой сверхширокополосный сигнал неразличимым на фоне белого шума. Во временной области каждый пользователь должен иметь уникальный псевдослучайный изменяющийся во времени код и в этом случае система имеет фактически неограниченное количество канальных кодов. Без знания этого кода сигнал фактически не обнаружим даже на очень близком расстоянии от передатчика. Это делает сигнал трудно обнаружимым и перехватываемым даже при помощи соответствующего корреляционного приёмника. Подобные системы обычно имеют сравнительно низкую частоту повторения, от 1 до 40 МГц.

Приём моноциклической последовательности.

Сверхширокополосный дискретный сигнал необходимо принять с минимальными спектральными искажениями. Оптимальным является использование корреляционного приёмника (коррелятора). Коррелятор умножает принятый радиочастотный сигнал с копией сигнала и затем интегрирует результат этого процесса и получает на выходе постоянное напряжение. Процесс умножения и интегрирования происходит в течение длительности импульса и выполняется менее чем за 1 нс. В соответствии с опорной кодовой последовательностью, выход коррелятора измеряет

относительную временную позицию принятой и опорной моноимпульсной последовательности. Рис.5 показывает значение напряжения на выходе коррелятора, которое соответствует различному временному смещению между опорной и принятой последовательностью.

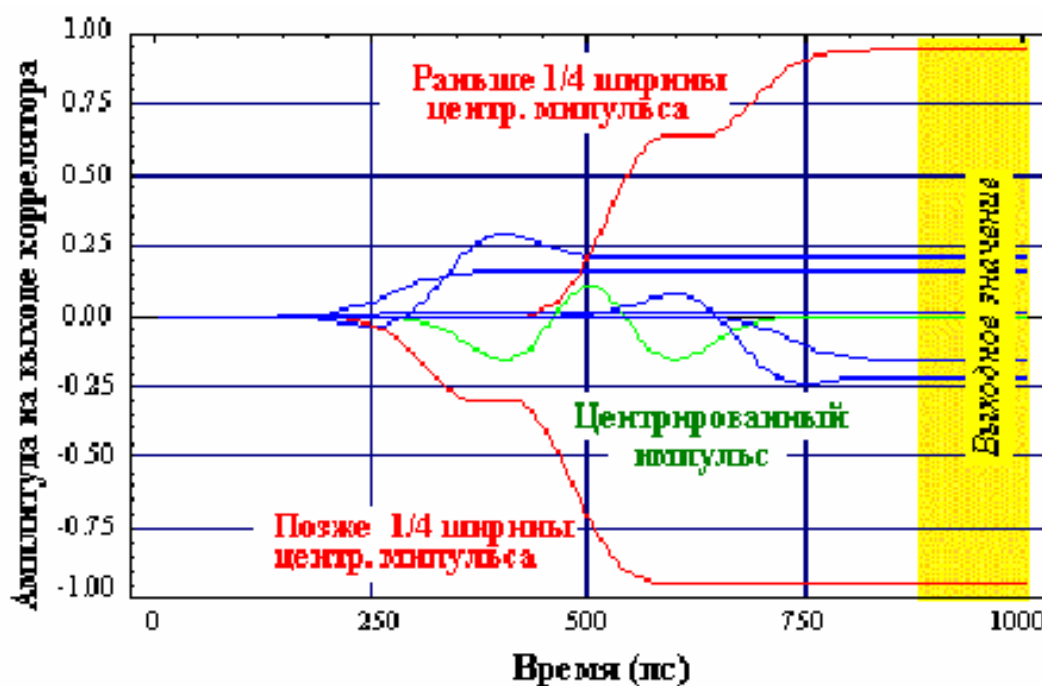


Рис.5. Выход коррелятора

Когда принимаемый импульс приходит на 1/4 импульса раньше – на выходе коррелятора +1; когда приходит на 1/4 позже – на выходе – 1; и когда принимаемый импульс приходит по центру корреляционного окна – выходе 0.

. Для шумового сигнала принятого в полосе частот приёмника средняя величина на выходе коррелятора равна 0. Когда моноцикл находится в шумах других сигналов, важно обнаружить приём одиночного ТМ-UWB импульса. С помощью сложения многочисленных корреляционных пиков становится возможным принять передаваемый сигнал. Этот процесс называется "импульсным интегрированием".

Выигрыш при обработке и устойчивость к интерференциям. Сочетание псевдослучайного кодирования, случайной временной модуляции и корреляционного приема делают временную модуляцию в радиосистемах и радарах устойчивой к интерференциям. Это важно, так как все другие сигналы в пределах полосы занимаемой сигналами с временной модуляцией действуют как помехи для радиосистем с временной модуляцией. Выигрыш в отношении сигнал/шум при обработке измеряется устойчивостью приёмника к помехам. Выигрыш при обработке определяется как отношение ширины радиочастотного сигнала к ширине информационного сигнала. Радиосистемы

с временной модуляцией имеют огромный выигрыш. Например, широкополосная система множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA) с информационной полосой 8кГц и полосой канала 1.25 МГц имеет выигрыш при обработке 156 (22 дБ). TM-UWB системы с шириной информационного сигнала 8 кГц и шириной канала 2 ГГц имеют выигрыш 250000 (54 дБ). Выигрыш для TM-UWB сигнала складывается из:

1. Рабочего цикла передачи, например 1% рабочего цикла приносит выигрыш 20 дБ;
2. Эффекта импульсного интегрирования, например интегрирование энергии 100 импульсов приносит выигрыш 20 дБ;

В итоге выигрыш составит 40 дБ.

Структурная схема передатчика. На рис.6 представлена структурная схема TM-UWB передатчика. Как видно, передатчик не содержит усилителя мощности. Импульсы требуемой мощности генерируются генератором. Критической частью схемы импульсного генератора является антенна, которая работает как фильтр. Приемник имеет сходство с передатчиком за исключением того, что здесь за импульсным генератором стоит коррелятор, а также имеется полосовой сигнальный процессор, который должен извлекать модулирующий сигнал, осуществлять контроль и слежение за принятым сигналом.

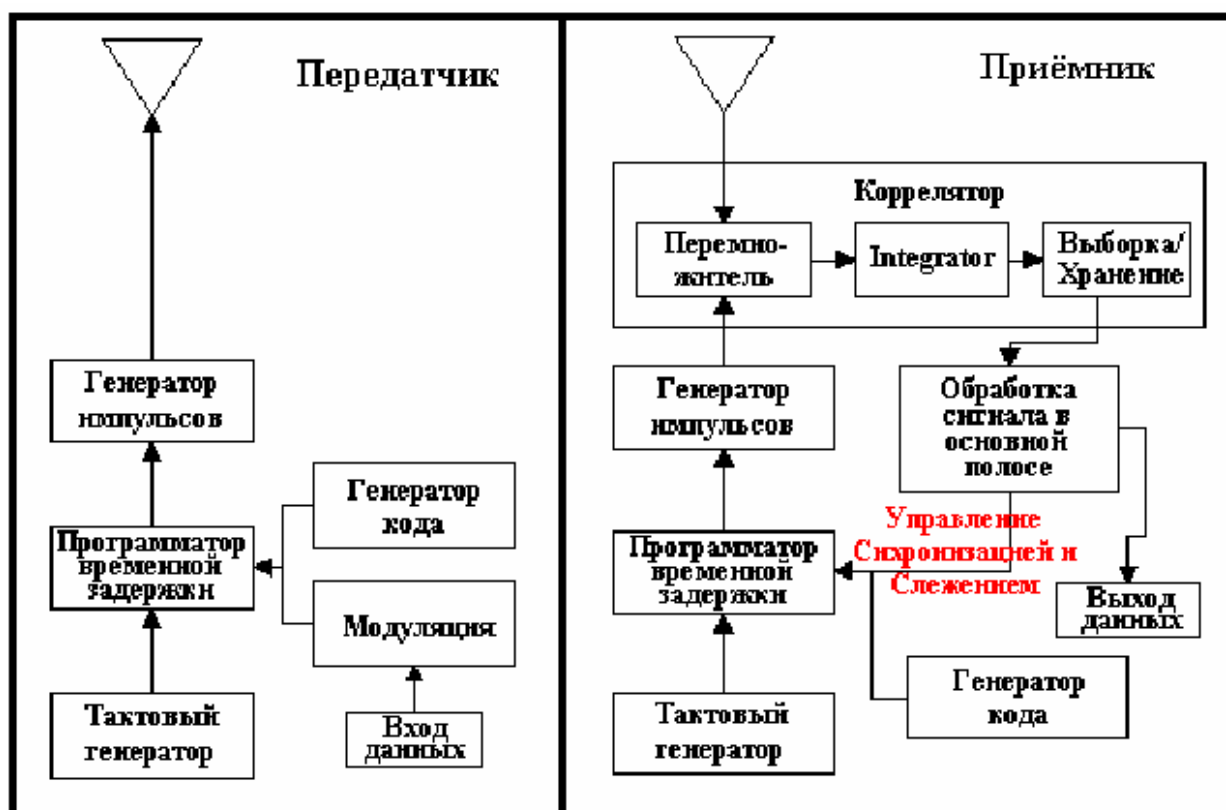


Рис. 6 Структурная схема TM-UWB приёмопередатчика

Многолучево́сть и распространение сигнала. Многолучевое распространение сигналов при использовании обычных систем связи приводит к интерференции сигналов в точке приема, в результате которой

наблюдаются замирания сигналов, искажаются фазовые характеристики принимаемого сигнала.

Система с временной модуляцией не испытывает этого эффекта. На рис. 7 показано прохождение моноцикла к приёмнику двумя путями. Так как эти пути разной длины, второй импульс придет после первого импульса. Приёмник может быть настроен на любой из импульсов и принять более сильный, без интерференции, сигнал. Если в приёмнике будут использоваться два коррелятора, настроенных каждый на свой сигнал, станет возможным когерентное сложение сигналов и увеличение отношения сигнал/шум при приёме.

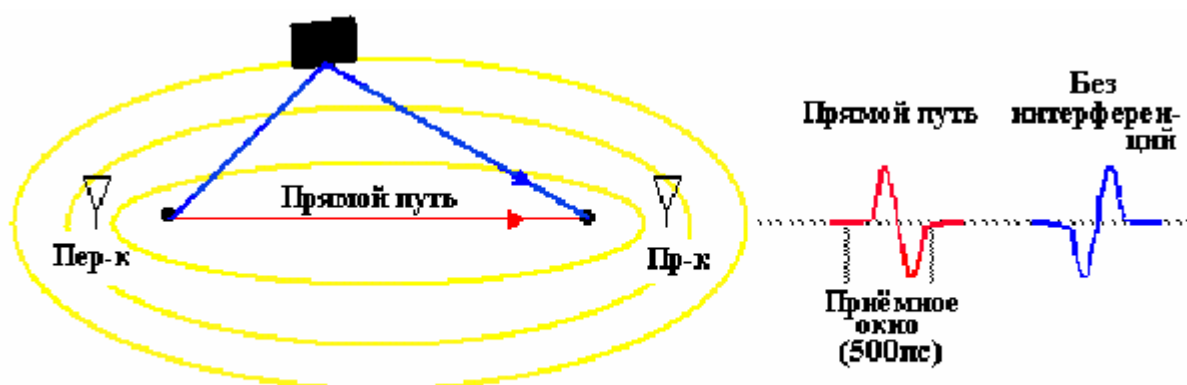


Рис. 7 Многолучевое распространение в TM-UWB системе

Когда передаётся последовательность импульсов, возможен интерференция принимаемого импульса с запоздавшим отражением от предыдущего импульса. При псевдослучайной временной модуляции эти интерферирующие импульсы некоррелированы и могут игнорироваться.

8.3 Подповерхностная локация

В России и за рубежом известны фирмы, производящие системы контроля материальных сред применительно для решения задач инженерной геологии, контроля полотна автодорог, археологии и т.д. Эффективность их применения недостаточна из-за низких тактико-технических характеристик. В таблице 4 приведены основные характеристики некоторых георадаров, выпускаемых отечественными и зарубежными фирмами.

Кроме приведённых в таблице, можно отметить ещё георадары других фирм:

- геолокатор “ГЕО-1(2,3)” фирмы ZONDAS, г. Вильнюс, Литва;
- геолокатор “РАМАС/GPR” фирмы MALA GeoScience, Швеция.

Таблица 4. Технические характеристики подповерхностных локаторов

Технические характеристики прибора	"Зонд-12" Фирма "Radar Inc.", г. Рига	"ГЕЯ", Фирма "Логические системы", г. Жуковский	"Sistem-10" Фирма GSSI, USA	"Грот-7" Фирма ИЗМИРАН, г. Троицк
Динамический диапазон усиления, дБ	120	120	120	140
Программируемое окно записи, нс	50-2000	512	16-8192	1024
Скорость сбора информации, Гц	14	20	2-20	
Амплитуда зондирующих импульсов на входе передающей антенны	450	400-500	400	5000
Длительность импульсов, нс	4-5	5-6	4	6
Разрешение по глубине, м	0,3 - 0,5	0,25-0,4	0,25 - 0,3	0,3 - 0,4
Глубина зондирования, м	12-15	4-8	5-8	12-15
Рабочая температура, град.	0 - +40	0 - +40	-10 - +40	-10 - +40
Размеры прибора, см	35x30x6		44x38x17,8	31x31x18
Масса прибора, кг	3	14	18	7
Центральная частота антенны, МГц	300	250	250	180
Вес антенн, кг	10x2			0
Размеры антенн, См	98x52x4			50

Исходя из опыта использования георадаров специалисты пришли к следующим выводам. Глубинность исследований тем больше, чем ниже центральная частота возбуждаемых электромагнитных колебаний, выше удельное сопротивление среды и ниже удельное затухание, но при понижении частоты падает разрешающая способность. В средних условиях (150-300

Ом.м) при частоте 50-100 МГц глубинность составляет в среднем 12-15 метров, а разрешающая способность при этом будет от 0,5 до 1 метра – это типичный вариант исследований для решения инженерно-геологических задач. Увеличение частоты зондирующего сигнала до 250-300 МГц приведет к улучшению разрешающей способности до 0,25-0,3 м, но при этом уменьшается глубина зондирования. Поэтому без применения специальных мер нельзя достигнуть требуемых параметров георадара для решения задач контроля .

8.4 Проблема безопасности в угольной отрасли

Модель образования взрывоопасной ситуации. Земляная кора состоит из отдельных платформ, находящихся в непрерывном движении. Одна из причин такого движения – воздействие Лунного притяжения, которое вызывает перемещение отдельных больших и малых монолитных скальных и грунтовых оснований, подобно приливу. Скорость этих перемещений превышает звуковую, однако амплитуда перемещения незначительная, зависит от перемещаемых масс. Обычно оно составляет единицы-десятки см.

В случае перемещения угольных пластов, при их контакте друг с другом или со скальными породами, из-за сильного разогрева от трения, в условиях отсутствия кислорода, образуются горючие газы, в основном метан. Эти газы скапливаются, образуя газовые линзы, в которых под постоянно повышающимся высоким давлением (до 100 и более атмосфер) находится газ. При превышении давлением прочности пород линзы начинают перемещаться в направлении, где прочность пород наименьшая.

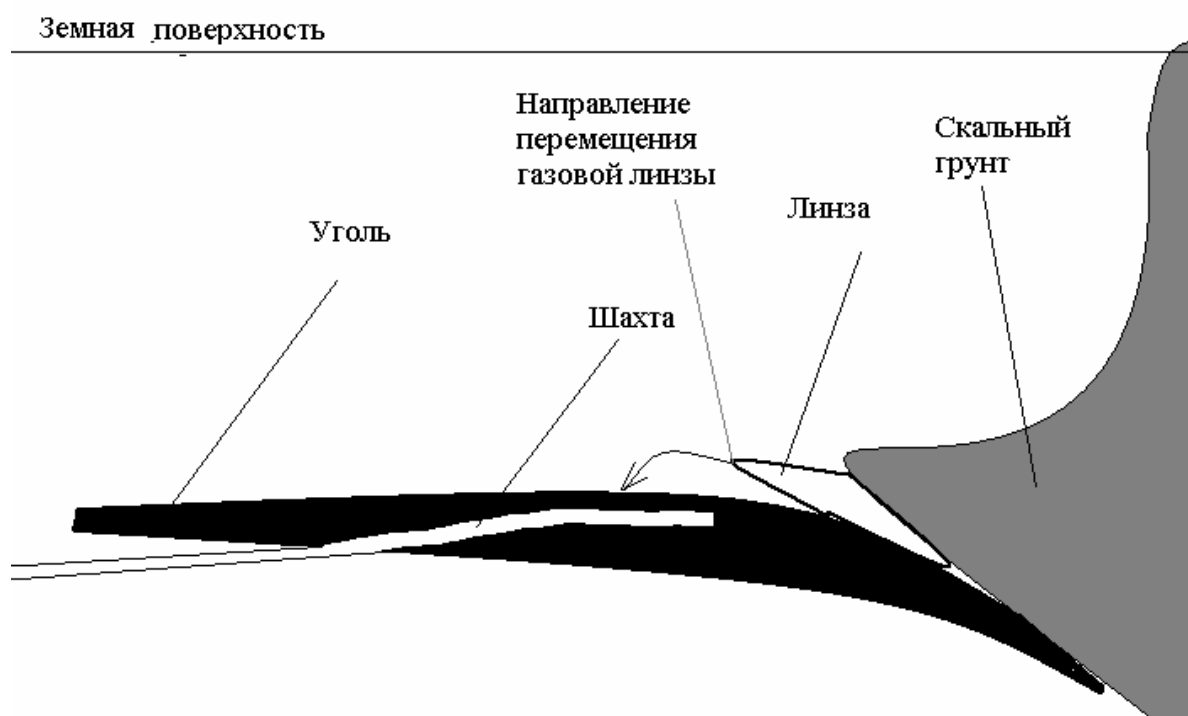


Рисунок 105. Модель образования взрывоопасного участка

Из-за нарушения плотности пород при прохождении шахт линза перемещается в направлении шахты, происходит прорыв в шахтное пространство, газ под высоким давлением перемешивается с воздухом, образуя взрывоопасную среду.

Куски угольной породы и шихты с огромной скоростью ударяются друг с другом и стенками, выделяется тепло, искры, происходит взрыв. При меньших давлениях газа самопроизвольного взрыва может не быть, однако среда -остается взрывоопасной, достаточно любой искры.

Анализ аварийной ситуации. Для предотвращения аварийной ситуации можно воспользоваться подповерхностным зондированием пространства вблизи шахты. Зондирование позволяет обнаруживать газовые линзы, определять давление внутри линзы по изменению диэлектрической проницаемости, следить за перемещением линзы и предсказывать наиболее вероятные направления перемещения по анализу свойств грунта.

Этапы работы.

- Составление карт потенциально опасных участков
- Установка маркеров-отражателей для точных отсчетов, измерение среды вокруг шахты.
- Определение потенциально опасных участков. Составление карт-файлов опасных участков
- Контроль развития ситуации. Контроль давления в обнаруженных линзах. Периодические измерения на опасных участках (недели-годы, в зависимости от ситуации).
- Профилактика аварий. Определение траектории движения линзы, ожидаемого места и времени прорыва газов. Профилактика опасных участков: бурение с поверхности скважин малого диаметра для сброса давления и удаления линз, изменение траектории движения линзы или направления шахты.

8.5 Нефтегазодобывающая промышленность.

Контроль состояния трубопроводов. Существующие способы проверки и контроля состояния трубопроводов (рентгеновские установки, ультразвуковые приемопередатчики и т.д.) требуют значительных затрат времени и материальных средств и не позволяют создать недорогую, гибкую и мобильную систему мониторинга состояний трубопроводов.

. Трубопровод можно рассматривать как круглый волновод невысокого качества (из-за материала, плохой внутренней поверхности и сварных швов). Тогда к трубопроводу можно применить теорию волноводов и методы их исследования.

В волноводе могут распространяться волны различного типа с длиной волны меньше критической. Трубопровод может быть исследован с помощью импульсного или непрерывного излучения с целью поиска внутренних

неоднородностей, которыми являются внутренние дефекты, участки коррозии, стыки труб.

Для высокой разрешающей способности требуется использовать импульсы очень малой длительности. Спектр такого сигнала занимает частоты от нескольких Гц, до десятков ГГц.

Основным параметром, определяющим возможность использования СВЧ излучения для проверки трубопроводов, является затухание сигнала в трубопроводе.

. Зависимость коэффициента затухания для различных типов волн в трубопроводе диаметром 25см приведена на рисунке 106.

Из рисунка следует, что затухание в трубопроводе увеличивается с уменьшением длины волны. Максимальными длинами волн, для распространения являются:

- для H_{11} длина волны 40см ($0.94\lambda_{кр}$);
- для E_{01} длина волны 0.3м ($0.92\lambda_{кр}$);
- для H_{01} и E_{11} длина волны 0.18м ($0.88\lambda_{кр}$).

Эти длины волн соответствуют спектру излучаемого сигнала соответственно выше 750МГц, 1ГГц, 1.670ГГц.

При излучении сигнала с таким спектром затухание, при хорошем качестве сварных швов и гладкой внутренней поверхности трубопровода и отсутствии внутренних поглощающих предметов и жидкостей (вода, грязь и т.п.), должно быть не более 10дБ/км.

Для волн типа H_{11} , E_{01} , E_{11} при длине волны менее 0.1м (3ГГц) коэффициент затухания быстро увеличивается за счет увеличения потерь в трубопроводах.

Таким образом, спектр зондирующего сигнала передатчика для указанного диаметра труб должен быть 0.75-3ГГц, для достижения максимальной дальности зондирования.

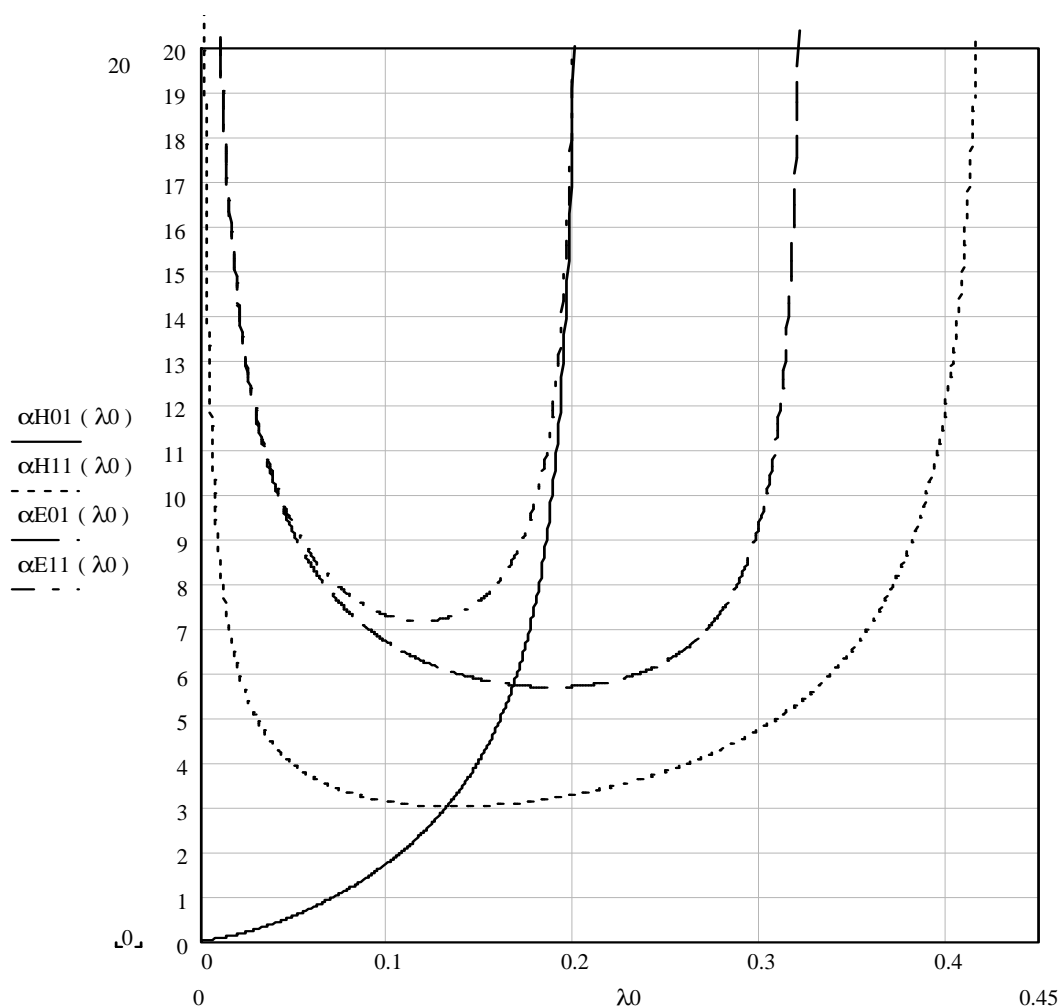


Рисунок 106. Зависимость коэффициента затухания для различных типов волн в трубопроводе диаметром 25см, дБ/км.

Определим потенциальную точность определения повреждений в трубопроводах.

При постоянном внутреннем сечении трубопровода характеристическое сопротивление постоянно и сигнал распространяется без отражений. При изменении характеристического сопротивления, вызванного изменениями сечения трубопровода (участки коррозии, механические повреждения, сварные швы, внутренние микротрещины, посторонние предметы) появляется отраженный сигнал, который может быть зарегистрирован приемником. По времени задержки сигнала относительно зондирующего определяется расстояние до неоднородности, а по форме принятого сигнала - характер неоднородности.

Используя формулы для характеристического сопротивления и учитывая, что коэффициент отражения равен:

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z}{Z_0 + Z},$$

где Z_0 – характеристическое сопротивление недеформированного участка трубопровода, построим зависимости коэффициента отражения Γ , от изменения диаметра трубопровода d , рисунок 106.

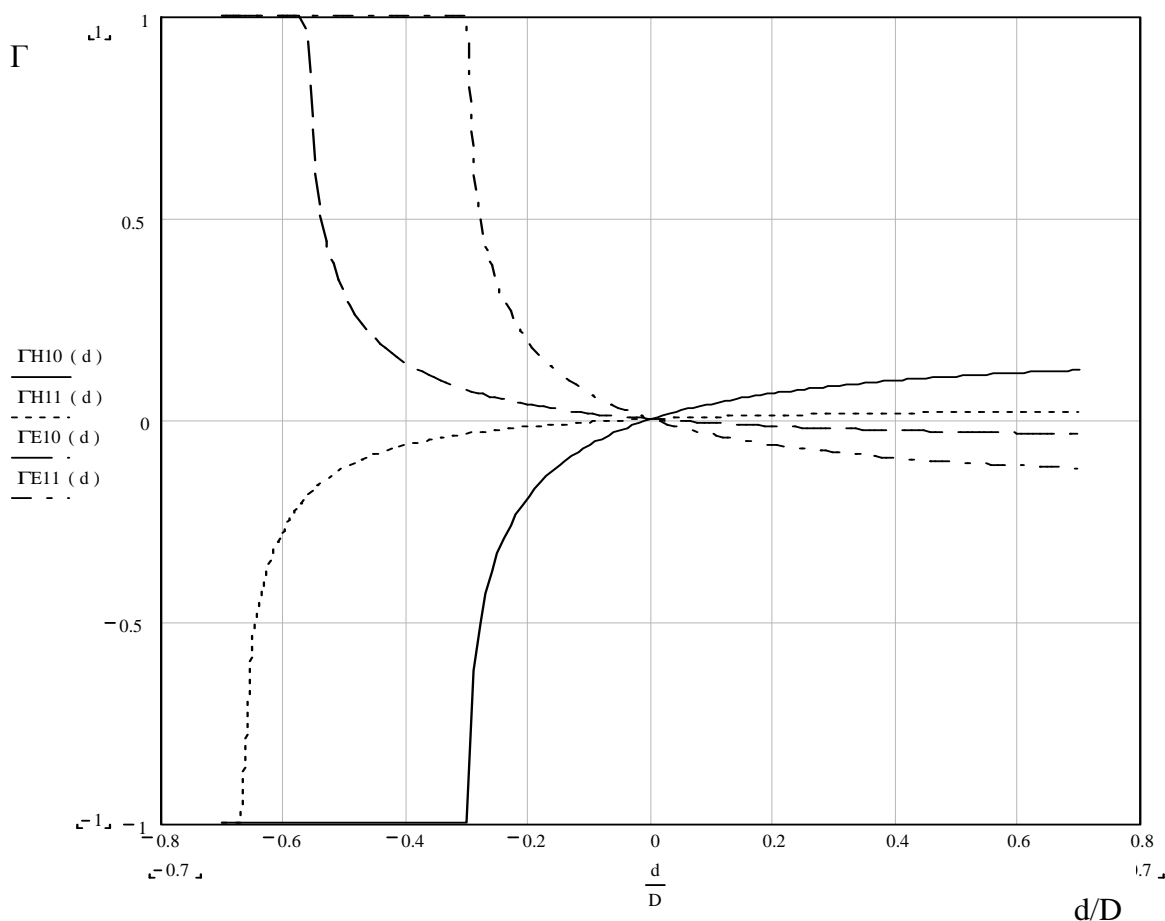


Рисунок 106. Зависимость коэффициента отражения от относительного изменения диаметра трубопровода d/D , для разных типов волн, для длины волны $\lambda_0=0.7 \lambda_{крН01}$.

Из рисунка видно, что коэффициент отражения, при фиксированной длине волны, зависит от типа волны. При использовании выбранной длины волны, для точных измерений лучше использовать волны типа H_{01} и E_{11} , т.к. они обладают наибольшей чувствительностью.

Сравним коэффициенты отражения волн одного типа, но с разной длиной (рисунок 107). Выбираем волну типа H_{01} и длины волн $\lambda_1=0.7\lambda_{крН01}$ и $\lambda_2=0.5\lambda_{крН01}$.

Из рисунка видно, что с уменьшением длины волны чувствительность уменьшается, но увеличивается измеряемый диапазон коэффициентов отражения. Это связано с тем, что при больших длинах волн и больших деформациях трубопроводов, длина волны становится больше критической и волна по волноводу не распространяется

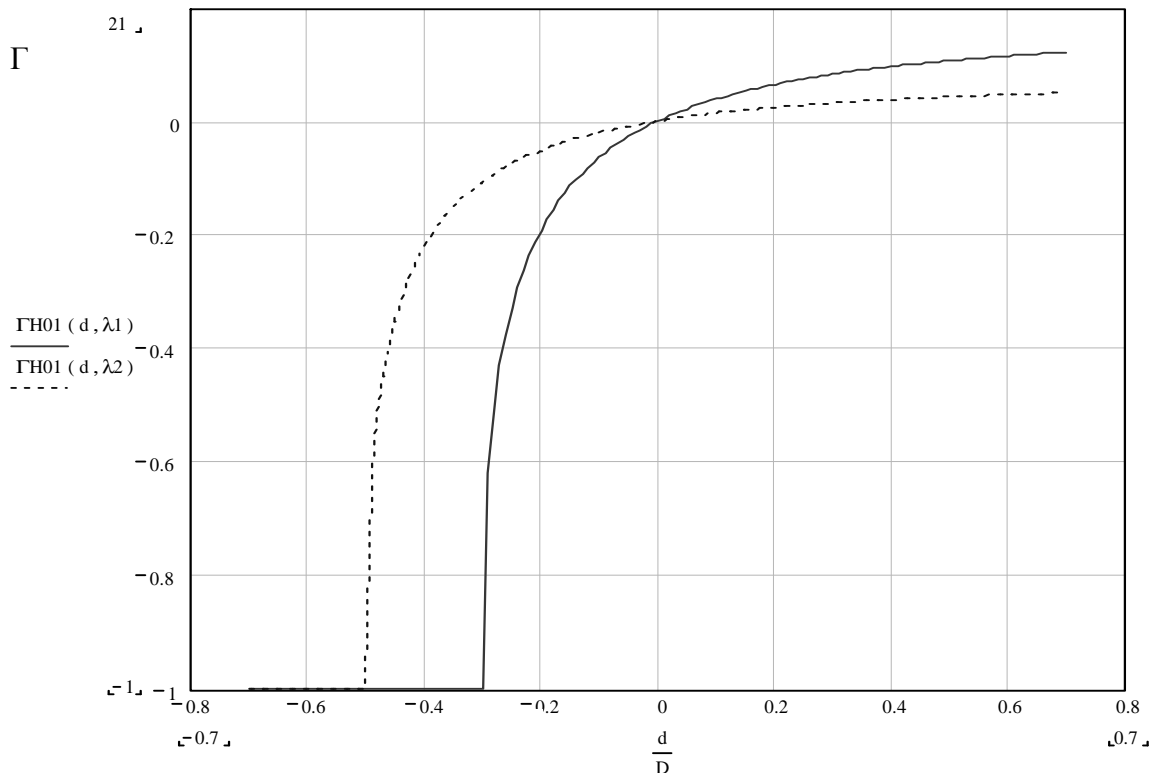


Рисунок 107 – Зависимость коэффициента отражения от относительного изменения диаметра трубопровода, для волны типа H_{01} при разных длинах волн.

В рассматриваемом примере крутизна зависимости коэффициента отражения от величины деформации в точке с нулевым коэффициентом отражения, для волны типа H_{01} :

$$S = \frac{d\Gamma(x)}{dx} = 1.992 \left[\frac{1}{m} \right],$$

Достижимая современными приборами точность измерения коэффициентов отражения составляет 0.1%. Для длины волны $\lambda_1 = 0.7\lambda_{крH01}$ получаем, что измеряемое изменение диаметра трубопровода составит:

$$\Delta d = \frac{0.001}{1.992} = 0.502 \text{ мм}$$

Разрешающая способность по дальности (размерам) полностью определяется временными параметрами зондирующего импульса:

$$\Delta R = \frac{c \cdot \tau_\phi}{2},$$

где c – скорость света,

τ_ϕ - длительность фронта зондирующего сигнала.

При использовании импульса с длительностью фронта 100пс разрешающая способность составит 1.5см.

Аппаратная ошибка определения координаты неоднородности составит:

$$\Delta X = \frac{c \cdot T_d}{2},$$

где T_d – дискретность измерения временного интервала.

При дискретности измерения 100пс аппаратная ошибка составит 1.5см.

Таким образом, можно обнаруживать участки внутренней коррозии со следующими параметрами:

- глубина повреждения – от 0.5мм до сквозного повреждения;
- размеры участка коррозии – от единиц мм;
- погрешность определения расстояния до участка неоднородности – от 1.5 см при малых расстояниях до поврежденного участка.

8.5 Охранные системы

Обеспечение безопасности и высокой работоспособности сотрудников спецслужб, охраняющих или контролирующих особо важные объекты, является актуальной задачей. Необходимо непрерывно фиксировать местоположение, перемещение и физическое состояние каждого сотрудника, сигнализировать об отклонениях маршрута или от допустимого состояния. Для этого созданы радиолокационные системы, способные создавать объёмное изображение окружающей среды и объектов, находящихся в этой среде, при отсутствии перемещения радиолокатора в пространстве. Эти системы позволяют осуществлять дистанционный (сквозь стены и другие препятствия) оперативный контроль состояния людей и других подвижных объектов, находящихся в замкнутых (закрытых) помещениях, а также идентификацию контролируемых объектов.

Объёмные датчики для контроля пространства

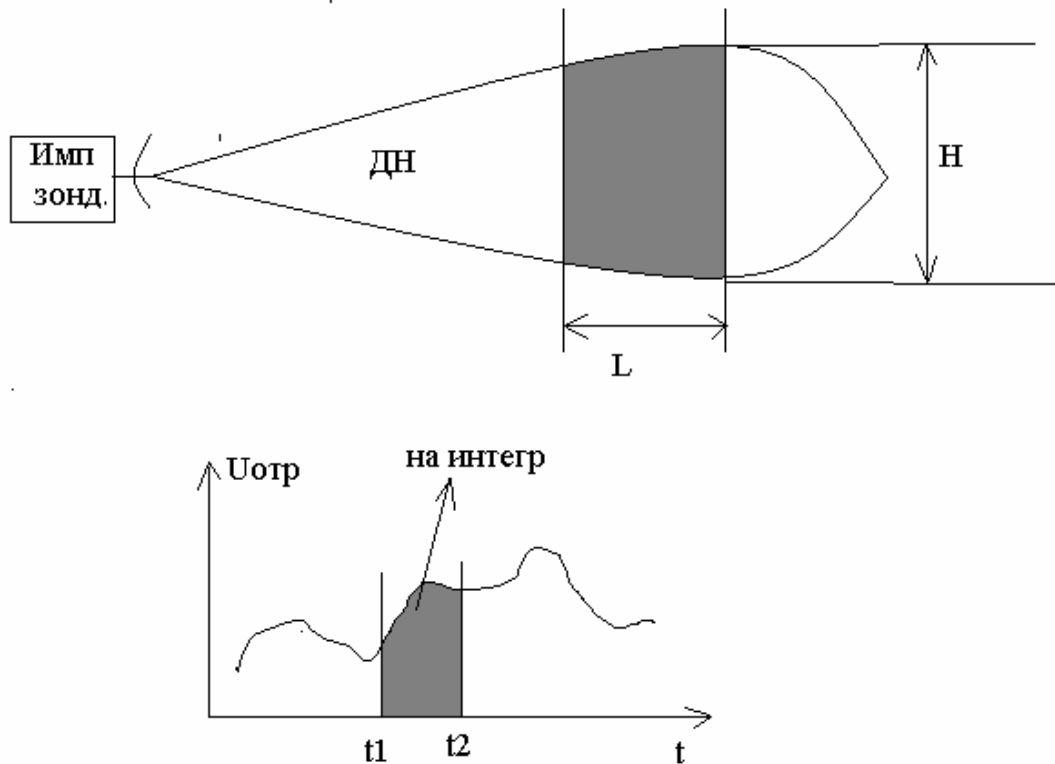


Рисунок 108. Формирование зоны наблюдения

Системы технического зрения. Рассмотрим видеоимпульсный радиолокатор., в котором многоканальная структура используется для пространственной обработки сигнала. Структурная схема каждого канала локатора традиционная. Для получения стробоскопического набора данных используется управление временем запуска генераторов при фиксированном времени выборки.

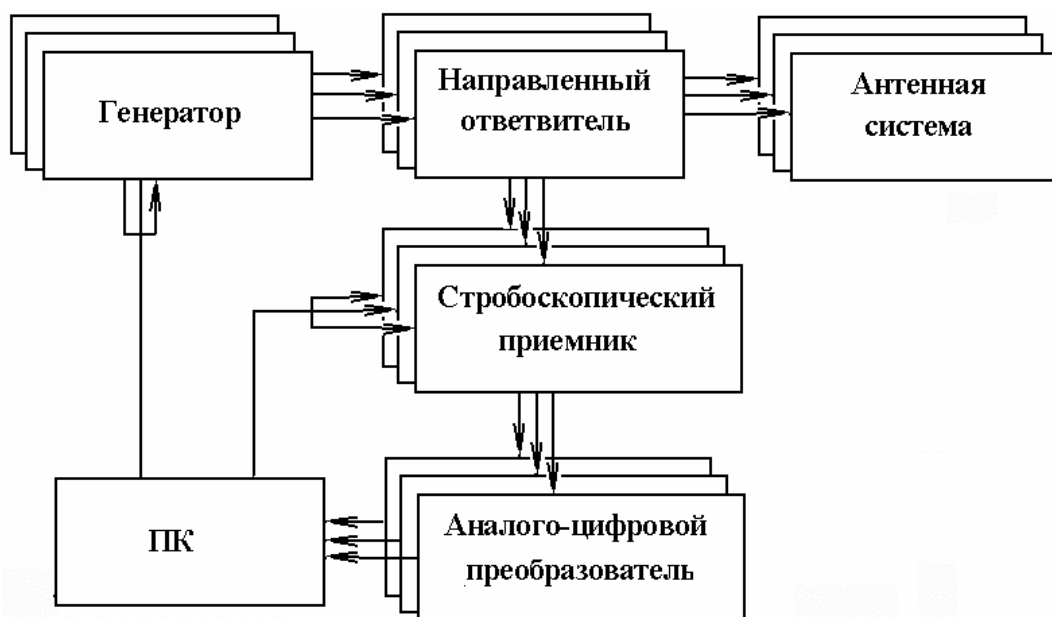


Рисунок 109. Структурная схема многоканального локатора

Особенность локатора – возможность получения объемного изображения высококонтрастных объектов при использовании слабонаправленных антенн и малом числе каналов.

Информация считывается отдельно в каждом канале, в виде матрицы $U = f(t)$ Затем производится обработка сигнала.

Определение точки сложения сигналов в пространстве производится по времени задержки сигнала от этой точки до нескольких (в проекте - четырех) фиксированных пространственно расположенных антенн. (рисунок 2).

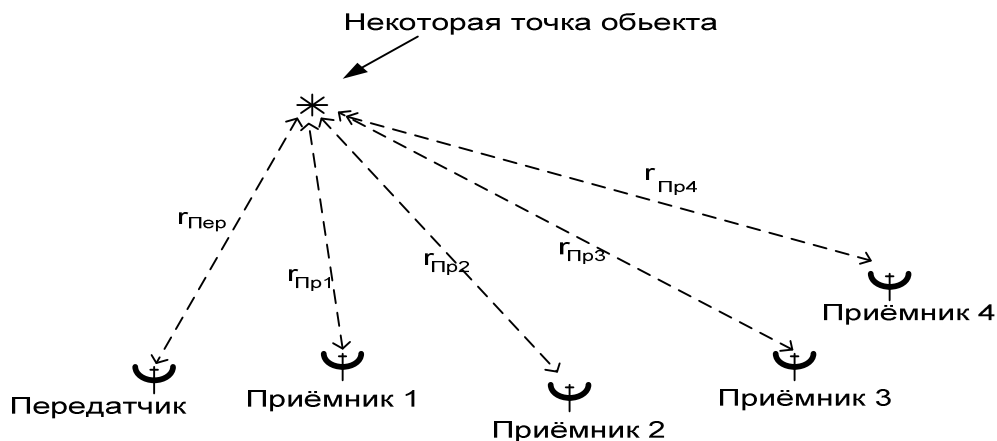


Рисунок 110. Упрощенная схема измерения

Используется разностно-дальномерный способ, при этом для формирования системы уравнений необходимо знать координаты антенн и расстояния R_1, R_2, R_3, R_4

Выбрано следующее расположение приёмных антенн относительно начала координат, рисунок 111.

Для решения уравнений используется программная реализация численного метода с использованием алгоритма Ньютона-Рафсона.

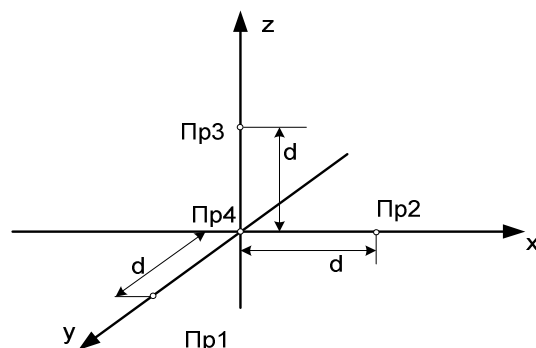


Рисунок 111. Расположение приёмников для системы уравнений

В результате с помощью разработанной программы определяется расположение точки в декартовой системе координат с малой погрешностью. В качестве исходных данных используются двумерные матрицы, в которых

фиксируется временная зависимость уровня отраженного сигнала в каждой антенне. На основе обработки исходных данных формируется объемная матрица, каждый элемент которой (на данном этапе) определяется простой суммой сигналов от каждой антенны для данного расстояния от пространственного расположения точки как элемента матрицы. Такая обработка позволяет выделить контрастные объекты или элементы объектов

8.7 Ядерная физика

Ядерная физика является одной из областей науки, традиционно стимулирующей развитие быстродействующей электроники. Достижения пикосекундной импульсной техники в формировании, генерировании, преобразовании и регистрации импульсов выводят на качественно новый уровень решения экспериментальных задач этой области. Основной из них является задача амплитудного и временного анализа быстропротекающих процессов [1]. В первом случае цель анализа заключается в получении амплитудных распределений импульсов, а во втором - в извлечении информации об исследуемых процессах, содержащейся во временном распределении импульсов и их форме.

Ряд задач ядерной физики связан с регистрацией и оценкой параметров одиночных и редко повторяющихся быстропротекающих процессов, например, при работе на ускорителях, импульсных реакторах, на установках термоядерного синтеза, а также при взрывах ядерных устройств.

Общей проблемой при исследованиях в ядерной области является диагностика временных, энергетических и пространственных характеристик излучения и плазмы.

В последнее время, наряду с совершенствованием систем визуальной и фотографической регистрации, появилась возможность цифровой обработки однократных электрических сигналов и автоматизации экспериментальных исследований с помощью ЭВМ. Это связано с разработкой высокоскоростных АЦП.

Отметим, что при изучении излучения Вавилова-Черенкова, инициируемого космическими частицами, свойств плазмы и других физических процессов связанных с обработкой и регистрацией однократных сигналов с заранее неизвестной амплитудой, повторение эксперимента либо принципиально невозможно, либо требует больших средств на расходы. Поэтому в целях исключения потери информации из-за перегрузки измерительной аппаратуры ее входные устройства полезно строить по структурной схеме расширения динамического диапазона, рассмотренная выше.

Приведенные примеры далеко не исчерпывают всех возможных применений пикосекундной импульсной техники в ядерной физике и ее смежных областях. Среди них, в частности, отметим, что большинство физических экспериментов связано с использованием полупроводниковых

детекторов излучений, возможности которых более полно можно реализовать в сочетании с пикосекундными электронными схемами.

8.8 Вычислительная техника

Повышение быстродействия больших электронно-вычислительных машин стимулируется необходимостью решения сложных научно-технических задач, в частности задач ядерной физики, геофизики, физики плазмы, долговременного прогнозирования погоды и т. п. Увеличение быстродействия и производительности ЭВМ определяется успехами в области микроэлектроники и связано с созданием сверхбыстродействующих монолитных интегральных схем.

Увеличение быстродействия ЭВМ в последнее десятилетие связывается с созданием транзисторов (трехэлектродных базовых элементов логических вентилях) и других элементов с предельными рабочими частотами до десятков-сотен гигагерц и с временем переключения порядка 10 пс и менее. Такие времена переключения (при теоретическом пределе 10^{-12} - 10^{-13} с) обеспечивают в настоящее время джозефсоновские переходы при рассеиваемой мощности, составляющей десятые доли микроватт. На основе транзисторов или джозеф-соновских переходов по единой технологии выполняют сверхскоростные логические схемы и запоминающие устройства (устройства хранения информации) с электронным доступом. Эти запоминающие устройства работают со скоростями, сравнимыми со скоростями выполнения логических операций, и поставляют информацию в том же темпе, в котором она используется.

Создание базовых схем с пикосекундными временами переключения обуславливает качественно новые возможности ЭВМ. Так, при быстродействии процессоров 10 млрд. последовательных операций в секунду с ЭВМ можно работать не на специальном языке программирования, а с помощью подачи печатных команд на обычном языке. Диалог с машиной с помощью голоса оператора возможен при быстродействии свыше 100 млрд. операций в секунду. Такое быстродействие позволило бы создать интеллектуальные самопрограммирующиеся машины. Однако для ее реализации требуются логические вентиля с временем переключения примерно 1 пс.

Повышение быстродействия и производительности ЭВМ определяется не только уменьшением времени переключения логических вентилях, но и организационными мерами, заключающимися в обеспечении режимов параллельной или поточной информации. В первом случае "поток задач" распределяется по нескольким обрабатывающим устройствам (мультипроцессорная обработка), что приводит к увеличению количества аппаратных средств. Во втором случае обработка информации осуществляется по принципу сборочного конвейера, при котором новые данные вводятся тогда, когда выполнена первая операция. Параллельная обработка информации

предполагает использование сверхбольших скоростных ИС, обеспечивающих синхронность работы в этом режиме.

8.9 Волоконно-оптические системы связи

Обобщенная структурная схема волоконно-оптической системы связи включает в себя следующие основные компоненты.

1. Источник оптического излучения.
2. Средства модуляции оптического излучения передаваемым сигналом.
3. Фотоприемник, преобразующий принятый оптический сигнал в электрический.
4. Электронные устройства усиления и обработки сигнала, восстанавливающие исходный сигнал и представляющие его в виде, удобном для использования.

Отличие волоконно-оптической системы связи от систем радиосвязи, радиорелейных линий состоит лишь в том, что в ней несущая частота на несколько порядков выше, чем в этих системах.

С точки зрения применения устройств пикосекундной импульсной техники интерес представляют волоконные системы с импульсной модуляцией или, в частности, с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) оптического излучения. Структурная схема ИКМ-системы показана на рисунке 112. Здесь для обеспечения высокой информативной скорости использована двоичная импульсно-кодовая модуляция путем воздействия на ток полупроводникового (инжекционного) лазера потоком электрических импульсов с возвратом к нулю. Кроме того, для повышения скорости передачи информации использовано временное уплотнение ИКМ-сигналов с помощью мультиплексора.

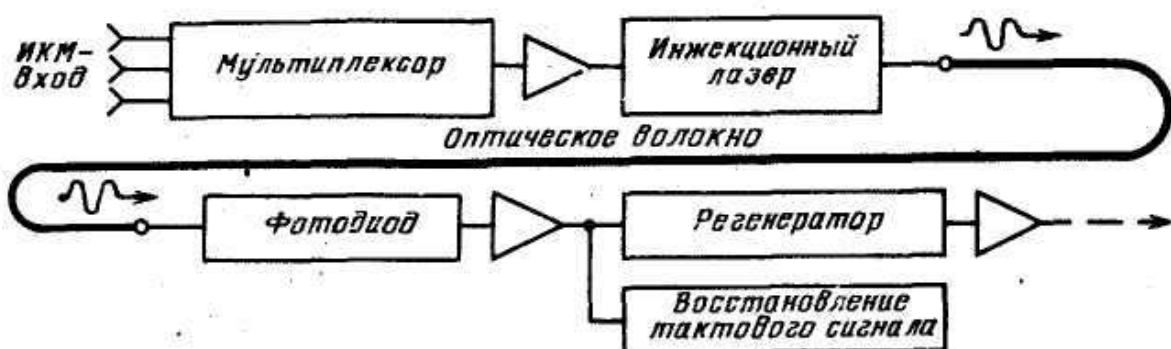


Рисунок 112. Структурная схема волоконно-оптической ИКМ-системы связи

Преобразование оптического сигнала в электрический после его прохождения по волоконному световоду осуществляется с помощью прямого детектирования фотодиодом. На следующем этапе производится регенерация импульсов и восстановление тактовой частоты.

При скоростях принимаемой информации, измеряемых гигабитами в секунду, необходимы фотодиоды с временем реакции меньше 100 пс. Время реакции примерно 100 пс обеспечивают кремниевые лавинные фотодиоды. Более высоким быстродействием до 65 пс при меньшей чувствительности отличаются *p-i-n*-структуры без лавинного умножения. Время нарастания 30 пс на длинах волн от 0,45 до 0,88 мкм обеспечивают лавинные GaAs-GaAlAs-фотодиоды с гетеропереходами.

Приведенные характеристики фотодиодов определяют время нарастания переходных характеристик усилителей, необходимых в гигабитовых волоконно-оптических системах для обеспечения соответствующего уровня сигналов на входе регенераторов импульсов с восстановлением тактовой частоты и на входе ретрансляторов, если они имеются в системе. В последнем случае усилитель, реализуемый обычно на мощных ПТШ, выполняет функцию амплитудной модуляции лазерного излучения. Время нарастания переходных характеристик от 100 до 40 пс и амплитуду напряжения выходных импульсов от 1 до 5-7 В при любом практически необходимом коэффициенте усиления обеспечивают гибридно-интегральные усилители, выполненные на отечественных полевых и биполярных транзисторах. Эти же усилители, работающие от постоянного тока до 5-6 ГГц и выше и реализуемые по двухканальной схеме с частотным разделением каналов, обеспечивают практически без искажений передачу ИКМ-сигналов, для которых характерной является переменная величина постоянной составляющей.

8.10 Акустическая микроскопия

Изучение микромира в настоящее время ведётся с помощью оптического и электронного излучений, используемых в основе построения оптического и электронного микроскопов. Этим приборам присущ ряд ограничений:

1. Электронные микроскопы, используемые для исследования структуры поверхности, пригодны лишь для объектов, выдерживающих условия вакуумной камеры.

2. Оптические микроскопы не могут применяться для изучения внутренних областей непрозрачных материалов.

3. Эти микроскопы непригодны для определения механических и упругих свойств микроструктур, что является их наиболее существенным недостатком.

Информация об этих свойствах необходима, например, при изучении плотности внутриклеточной среды биологических тканей и клеток, при изучении в микроэлектронике центров сплавления алюминия и кремния, адгезионных свойств кристаллических зерен, составляющих сплавы и

керамику, области вокруг дислокаций и дефектов в монокристаллах в условиях сильных механических напряжений и т. п.

Эти свойства могут быть изучены с помощью микроскопов, в основу построения которых положено использование акустических волн, длина которых в жидкой среде сравнима с длиной волн видимого диапазона. На частоте 3 ГГц, например, длина акустической волны в воде равна длине волны 0,5 мкм, в результате чего акустическая микрофотография приближается к оптической. При работе с акустическими волнами в качестве плоскости выходного изображения используют пьезоэлектрические пленки, отличающиеся высокой чувствительностью и широкополосностью. На их основе можно строить либо систему приемников, образующих "акустическую сетчатку" (по аналогии с сетчаткой глаза наблюдателя), либо один приемник в сочетании с механическим сканированием объекта. Недостаток (в принципе преодолимый) такого сканирования связан с малой скоростью, так как для получения одного кадра требуется несколько секунд. В то же время сканирующие системы с фокусировкой пучка в пятно размером не выше длины волны, в отличие от систем, воспроизводящих целиком все поле изображения, имеют следующие преимущества. Это отсутствие проблем, связанных с когерентностью излучения, и отсутствие интерференционных полос, характерных для оптических лазерных микроскопов. Кроме того, поточечная запись изображения идеально подходит для использования микропроцессоров в целях предварительного преобразования, запоминания и обработки изображения.

Основным узлом рассматриваемого микроскопа является акустическая линза. Свойство, заключающееся в превышении на порядок скорости звуковых волн в твердых телах по сравнению с жидкостями, положено в основу построения таких линз. При прохождении акустической волны через границу раздела твердого тела и жидкости из-за большой разности скоростей происходит сильное ее преломление. В случае сферической границы раздела лучи, выходящие из твердого тела, направляются практически по радиусу, что позволяет создавать простые линзы с однородной поверхностью, свободные от аберраций и фокусирующие пучок с дифракционной-расходимостью. Если граница раздела двух сред является плоской, то критический угол для полного внутреннего отражения волн, выходящих из жидкости, значительно меньше соответствующего угла оптических лучей. Это свойство позволяет работать в режиме отражения и изучать упругие свойства отражающей поверхности.

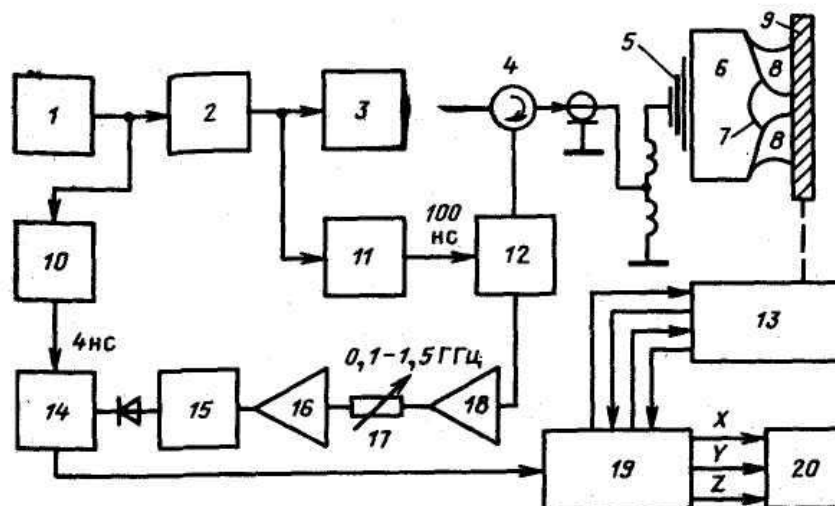


Рисунок 113. Структурная схема акустического микроскопа отражательного типа с рабочей частотой 1,1 ГГц:

1 - задающий синхрогенератор; 2 - генератор импульсов; 3 - генератор импульсов с высокой частотой повторения; 4 - циркулятор; 5 - пьезоэлектрический преобразователь; 6 - твердое тело (Al_2O_3); 7 - акустическая линза; 8 - жидкость (H_2O); 9 - отражающий (исследуемый) объект, 10 - генератор импульсов; 11 - модулятор на *p-i-n*-диоде; переключатель на *p-i-n*-диоде; 13 - механический сканер; 14 - устройство выборки и памяти; Я - полосовой фильтр; 16,18 - усилители; 17 - аттенюатор; 19 - устройства управления сканером и питания осциллографа; 20 – осциллограф

На рисунке 113 изображена структурная схема акустического микроскопа отражательного типа с механически. Роль пьезоэлектрического преобразователя здесь выполняет пленка из напыленного оксида цинка между двумя пленками из золота. Такой преобразователь возбуждает плоскую волну и способен работать на частотах выше 10 ГГц. Возбуждение пьезоэлектрического преобразователя производится импульсами генератора на лавинном транзисторе, подключаемом через циркулятор. Спектр этих импульсов должен соответствовать диапазону рабочих частот акустической системы

Отраженный от исследуемого объекта импульс после предварительного усиления детектируется и используется для модуляции яркости по оси Z телевизионного монитора. Механическое сканирование объекта осуществляется по осям X и Y. Изображение регистрируется путем фотографирования экрана монитора.

Список литературы

1. Ильюшенко В.Н., Авдоченко Б.И., Баранов В.Ю. и др. Пикосекундная импульсная техника /Под ред. В.Н. Ильюшенко. - М.: Энергоатомиздат, 1993.
2. Моругин Л. А., Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. М.: Советское радио, 1964.
3. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г. В. Глебович, А. В. Андриянов, Ю. В. Введенский и др.; Под ред. Г. В. Глебовича. М.: Радио и связь, 1984.
4. Гоноровский И. С Радиотехнические цепи и сигналы. - 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986.
5. Ланнэ А. А. Потенциальные характеристики линейных фильтрующих цепей. М.: Связь, 1974.
6. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. М.: Советское радио, 1961..
7. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств. М.: Советское радио, 1970.